L'USINENOUVELLE

SÉRIE | EEA

Dominique Paret

RFID EN ULTRA ET SUPER HAUTES FRÉQUENCES UHF-SHF

Théorie et mise en œuvre

DUNOD

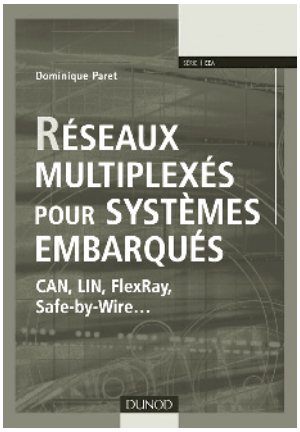
RFID

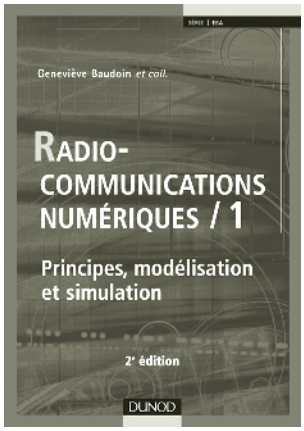
EN ULTRA ET SUPER HAUTES FRÉQUENCES

UHF-SHF

DANS LA MÊME COLLECTION

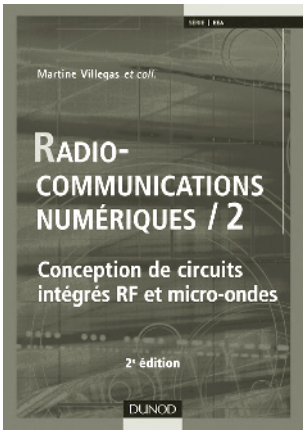
DOMINIQUE PARET
Réseaux multiplexés pour systèmes embarqués : CAN, LIN, FlexRay, Safe-by-Wire…, 448 p.





GENEVIÈVE BAUDOIN ET COLL.
Radiocommunications numériques / 1 : principes, modélisation et simulation, 2e édition, 672 p.

MARTINE VILLEGAS ET COLL.
Radiocommunications numériques / 2 : conception de circuits intégrés RF et micro-ondes, 2e édition, 480 p.



Retrouvez notre catalogue sur www.dunod.com

Dominique Paret

RFID

EN ULTRA ET SUPER HAUTES FRÉQUENCES

UHF-SHF

Théorie et mise en œuvre

L'USINE NOUVELLE

DUNOD

DU MÊME AUTEUR

Réseaux multiplexés pour systèmes embarqués, Dunod, 2005.

Applications en identification radiofréquence et cartes à puces sans contact, Dunod, 2003.

Identification radiofréquence et cartes à puce sans contact, 2e édition, Dunod, 2001.

Illustrations intérieures : Alain et Ursula Bouteveille-Sanders

Le pictogramme qui figure ci-contre mérite une explication. Son objet est d'alerter le lecteur sur la menace que représente pour l'avenir de l'écrit, particulièrement dans le domaine de l'édition technique et universitaire, le développement massif du photocopillage.
Le Code de la propriété intellectuelle du 1er juillet 1992 interdit en effet expressément la photocopie à usage collectif sans autorisation des ayants droit. Or, cette pratique s'est généralisée dans les établissements d'enseignement supérieur, provoquant une baisse brutale des achats de livres et de revues, au point que la possibilité même pour les auteurs de créer des œuvres nouvelles et de les faire éditer correctement est aujourd'hui menacée.
Nous rappelons donc que toute reproduction, partielle ou totale, de la présente publication est interdite sans autorisation de l'auteur, de son éditeur ou du Centre français d'exploitation du droit de copie (CFC, 20, rue des Grands-Augustins, 75006 Paris).

DANGER
LE PHOTOCOPILLAGE TUE LE LIVRE

© Dunod, Paris, 2008
978-2-10-049347-0

Le Code de la propriété intellectuelle n'autorisant, aux termes de l'article L. 122-5, 2° et 3° a), d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale ou partielle faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause est illicite » (art. L. 122-4).
Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles L. 335-2 et suivants du Code de la propriété intellectuelle.

TABLE DES MATIÈRES

Remerciements IX

Avant-propos XI

Avertissement XIII

A

RFID, généralités, principes de base et marché

1 • Introduction, définitions et vocabulaire 3

1.1 Qui dit « radiofréquences » dit « fréquences » et leurs classifications ! 3
1.2 À quoi et à qui sert la RFID ? 6
1.3 Historique 6
1.4 Identification par radiofréquence (ou sans contact) et ramifications 7
1.5 Notion de communication sans contact 8
1.6 Éléments, appellations et vocabulaire de la RFID 10
1.7 Vocabulaire : les nombreuses appellations des éléments 11
1.8 Annexe : unités et constantes 13

2 • Principes généraux de fonctionnement du couple « base station et tag » 15

2.1 Modes de transfert d'énergie et de communication 15
2.2 Liaison montante et liaison descendante 17
2.3 Communications de données 29
2.4 Principe de communication 31
2.5 Notion de modes de fonctionnement 33
2.6 Problèmes généraux de fonctionnement de la transmission de données 35
2.7 Problèmes plus spécifiques liés aux systèmes RFID « longues distances » 38

3 • Marché et champs d'applications du sans contact 41

3.1 Le marché du « sans contact » et de la RFID 41
3.2 Les diverses applications des tags 43
3.3 Acteurs et participants du marché 48

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

B

Propagation des ondes : principes, théories... et réalités quotidiennes

4 • Quelques rappels théoriques nécessaires 53

4.1 Phénomène de propagation et de rayonnement 53
4.2 Doublet de Hertz 53
4.3 Classification des champs et des régions de l'espace 57
4.4 Applications en RFID en UHF et SHF, donc en champs lointains 61
4.5 Doublet de Hertz et dipôle de longueur quelconque, λ/n et $\lambda/2$ 78
4.6 Résumé des principales formules de ce chapitre 85
4.7 Annexe 1 : rappels sur les équations de Maxwell 87
4.8 Annexe 2 : rappels sur les nombres complexes 88
4.9 Annexe 3 : rappels sur les puissances exprimées en nombres complexes 89
4.10 Annexe 4 : rappels sur les vecteurs 91

5 • Propagation des ondes en espace libre 93

5.1 Antenne isotrope et anisotrope 93
5.2 Gain d'antenne 95
5.3 Densité surfacique de puissance en un point de l'espace 99
5.4 Puissance rayonnée effective P_{ERP} (*Effective Radiated Power*) 102

6 • Récupération de puissance aux bornes de l'antenne du tag 111

6.1 Récupération de (ou d'une partie de) la puissance rayonnée transmise 111
6.2 Concept d'ouverture (*aperture*) ou de surface 111
6.3 Définition des principaux paramètres requis pour une application RFID 128

7 • Un peu de concret, ou comment gérer le quotidien 149

7.1 Influence de l'environnement applicatif 149
7.2 Pertes dues à la polarisation du tag, $\theta_{\text{polarisation}} = p$ 163
7.3 Facteur de désadaptation de puissance de charge d'antenne, $\theta_{\text{load matching}} = q$ 168
7.4 Taux d'ondes stationnaires, VSWR 171
7.5 Pertes dues à la conception physique de l'antenne, θ_{antenna} 178
7.6 En conclusion 178
7.7 Exemples réalistes en RFID en UHF et à 2,45 GHz 179
7.8 Influence du montage du circuit intégré sur le support du tag 181
7.9 En conclusion 181
7.10 Exemple en UHF et SHF 183
7.11 Annexe : vérités et contre-vérités concernant les tags UHF et l'eau 184

8 • Réflexion et/ou re-rayonnement d'une onde et applications en RFID 189

8.1 Phénomène physique de dispersion d'onde, *scattering* 189
8.2 Modes de dispersion 190

8.3 Puissance dispersée/re-rayonnée/réfléchie P_s par le tag 191
8.4 Surface radar effective du tag σ_{es} ou RCS (*Radar Cross Section*) 201
8.5 Annexe 215

9 • Technique de *back scattering* et sa mise en œuvre 217
9.1 Principe de communication en *back scattering* entre base station et tag 217
9.2 Facteur de mérite d'un tag, $\Delta\sigma_{es}$ ou encore ΔRCS 221
9.3 Annexe : résumé des principales formules des chapitres 7, 8 et 9 243

10 • Exemples concrets RFID récapitulatifs des chapitres précédents 247
10.1 Cas n° 1 : application à « tag passif - télé-alimenté » 247
10.2 Cas n° 2 : application à « tag passif - *battery assisted* » 247
10.3 Exemples 1a et b : application à « tag passif - télé-alimenté » 247
10.4 Exemple 2 : application à « tag passif - *battery assisted* » 255

C

Communication et transmission, signaux en bande de base, modulation de porteuses et imbrications

11 • Aspect numérique : codages bits et signaux en bande de base 265
11.1 Codage bit 265
11.2 Les différents types de codage bit utilisables en RFID UHF et SHF 268
11.3 Résumé des différents types de codage bits 279

12 • Aspect analogique : techniques de modulation de porteuse 281
12.1 Type de modulation 281
12.2 Types de modulation de porteuse assurant la liaison montante base station vers tag 282
12.3 Modulation d'amplitude 283
12.4 Modulation de fréquence et modulation de phase 292
12.5 Conclusion 294

13 • Techniques d'étalement de spectre 295
13.1 Systèmes à sauts, à agilité de fréquences et techniques d'étalement de spectre 295
13.2 Techniques d'étalement de spectre (*Spread Spectrum Modulation*, SS) 296
13.3 Systèmes à sauts ou agilité de fréquences étalant le spectre rayonné de porteuses modulées en bandes étroites (*narrow band*) 301
13.4 Systèmes à étalement de spectre étalant le spectre rayonné de porteuses modulées en bandes larges (*wide band*) 312
13.5 Étalement de spectre dit « hybride » – DSSS et FHSS 320
13.6 Retour vers le futur 321
13.7 Exemples en SHF 322
13.8 FHSS, LBT, DSSS... et RFID 324

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

14 • Imbrications et conclusion 327
14.1 Relations, imbrications, performances dues au choix des codages bits et aux types de modulation utilisés 327
14.2 Conclusion générale de la partie C 336

D

Normes et régulations

15 • Normes de la RFID en UHF et SHF 339
15.1 Le but des normes 339
15.2 Les demandeurs et protagonistes des normes 339
15.3 Les modèles ISO/OSI en couches 339
15.4 Les normes ISO du « sans contact » 344
15.5 Annexe 1 : hiérarchie et structure du système EPC 369
15.6 Annexe 2 : structure du numéro EPC 370
15.7 Annexe 3 : quelques vérités concernant les performances quotidiennes de la norme ISO 18000-6 mode C – EPC C1 G2 371

16 • Régulations et *human exposure* 377
16.1 États des normes et régulations 378
16.2 Résumé des régulations aux États-Unis, en Europe, en France, dans le reste du monde... applicables à la RFID en UHF, SHF 381
16.3 Normes relatives aux champs magnétiques et électriques dans un environnement humain, *human exposure* 384
16.4 Autres domaines à satisfaire 387
16.5 Annexe : la France et ses régulations locales 388

17 • Incidences et répercussions des régulations sur les performances 389
17.1 Fréquences 389
17.2 Niveau rayonné émis 391
17.3 En résumé 403
17.4 Comparaison Europe/États-Unis 403
17.5 UHF ou 13,56 MHz dans le monde, en Europe et en France 404
17.6 Annexe : principales normes et régulations 412

E

Composants pour tags et base station

18 • Tags RFID 417
18.1 Quelques généralités 417
18.2 Rappel des principes de fonctionnement 417
18.3 Réalisation technologique des tags 418
18.4 Antennes des tags 423

19 • La base station **431**
19.1 Introduction 431
19.2 Exemples d'architectures *hardware* des bases stations 439
19.3 Exemples de réalisations 457
19.4 Antennes pour base station 460
19.5 En guise de conclusion 461

20 • Conformités, performances et méthodes d'évaluation des tags et systèmes **463**
20.1 Méthodes officielles de mesures et de tests 463
20.2 Paramètres nécessaires 465
20.3 Des méthodes de mesures simples 466
20.4 En conclusion 469

Conclusions **471**

Les bonnes adresses **473**

Index alphabétique **475**

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

REMERCIEMENTS

La branche UHF et SHF de la *Radio Frequency Identification* – RFID – est très active et beaucoup de personnes compétentes y travaillent. Par chance, j'ai eu l'occasion professionnelle de croiser fréquemment beaucoup d'entre elles, aussi il m'est très difficile de remercier individuellement tout le monde. Prenant le risque de faire de nombreux jaloux, je tiens à dédier quelques remerciements spécifiques à des amis de NXP/Philips Semiconductors de Gratkorn (près de Graz en Autriche) des équipes Identification sans contact, toutes applications confondues, et avec lesquels j'ai le plaisir de travailler depuis de longues années sur le sujet. Il s'agit de Michael Jerne, Reinhard Meindl, Franz Amtmann, Hubert Watzinger, Roland Brandl, Bernhard Grüber, Peter Raggam et Joseph Preishüber maintenant à la société CISC, et également de nombreux professeurs, enseignants, chercheurs, et amis principalement :

– Christian Ripoll de l'ESIEE (Paris) et François de Dieuleveult du CEA pour leurs aimables participations au chapitre concernant les architectures des bases stations,
– Smail Tedjini, Philippe Marcel, Christophe Chantepy de l'ESISAR (Valence),
– Mohamed Latrach et Patrick Plainchault de l'ESEO (Angers),

avec qui j'ai le plaisir d'enseigner ces domaines d'applications depuis de nombreuses années.

Je tiens aussi à remercier mes sympathiques collègues de la profession, « (plus) amis et (que) concurrents », que je rencontre régulièrement aux cours des réunions de normalisation de l'AFNOR (CN 31) et l'ISO (SC 31), qui se reconnaîtront aisément, pour leurs remarques, commentaires..., concernant le contenu technique et la confection de cet ouvrage ainsi que leurs bonnes humeurs et chaleureuses amitiés et grâce auxquels cette branche RFID a l'essor qu'elle mérite.

J'adresse également de grands remerciements à Manuela Philipsen et Martin Bührlen de Philips Semiconductors pour les nombreux documents et photos qu'ils ont eu la gentillesse de me fournir, à Sylvie Bourgeois pour avoir eu le courage et l'abnégation de jeter, avec une grande assurance, un regard totalement neuf sur la cohérence et la typographie des très nombreuses équations présentes dans cet ouvrage et enfin à Sophie Gilet pour sa participation bénévole à la partie *digitale* de cet ouvrage.

Pour terminer, sur une note hélas moins rose, je tiens à dédier cet ouvrage à la mémoire d'un ami sincère de longue date, Alain Berthon, de la société Texas Instruments, qui nous a quittés bien trop tôt, en juin 2005, et qui pendant des années, à l'AFNOR et l'ISO, fut également l'un des principaux artisans de l'éclosion et de l'essor des applications RFID. Ce n'est pas parce que des personnes travaillent au quotidien dans des sociétés industrielles concurrentes sur le terrain qu'elles ne sont pas respectueuses l'une de l'autre et de plus très amies.

Dominique Paret

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

AVANT-PROPOS

À ce jour, globalement, l'identification sans contact est un domaine industriel mature, et seuls quelques pans applicatifs tels que la RFID en UHF et SHF finissent de s'affiner. Travaillant dans ce domaine depuis de nombreuses années, nous ne pouvions manquer de « communiquer » sur ce dernier sujet. En effet, à ce jour peu d'informations/formations techniques de base et applicatives sont disponibles aux ingénieurs, techniciens, étudiants. Nous espérons que cet ouvrage comblera au moins partiellement ce manque et qu'il offrira, à une date donnée, le B.A.-BA le plus complet concernant le domaine obscur de la RFID en UHF et SHF. Ce livre ne se veut donc pas encyclopédique, mais une longue et dense introduction technique à ce sujet. Il est dense dans le sens où tous les « vrais » sujets de ces applications « sans contact » (principes, technologies, composants, normes, régulations, applications, sécurité, etc.) sont abordés concrètement.
Par ailleurs, afin de ne pas rebuter le lecteur lors de démonstrations théoriques qui sont strictement nécessaires à la compréhension des dispositifs utilisés, nous avons fait un gros effort pédagogique, et en sorte que le lecteur puisse faire à tout instant la liaison entre théorie, aspects technologiques, économiques, etc.

Conception et mode d'emploi de cet ouvrage

Afin d'aider à la compréhension de ce sujet – la RFID en UHF et SHF –, cet ouvrage a été conçu et scindé en cinq grandes parties.
Partie A, *chapitres 1 à 3* : elle a pour mission d'introduire globalement le sujet, les principes physiques utilisés en RFID, et surtout, d'établir les termes de vocabulaire et les définitions nécessaires à une bonne compréhension de ceux utilisés par les professionnels de cette branche. Puis, afin de vous appâter, le dernier chapitre de cette partie donne rapidement quelques idées des applications, des marchés sous-tendus et des principaux (non limitatifs) participants à ces marchés.
Partie B, *chapitres 4 à 10* : elle a été construite de façon à apporter à cet édifice le « minimum » (navré, mais il est important) de bases théoriques techniques nécessaires à savoir manipuler « afin de ne pas dire (trop) de bêtises » lorsque l'on désire travailler dans cette branche si spécifique de la RFID. Pour certains des lecteurs, cette partie ne sera peut-être qu'un rappel de lointaines études mais, comme l'expérience nous l'a souvent enseigné, pour de nombreux autres lecteurs, nouveaux venus dans ce domaine, cela sera certainement un long support de cours. S'il vous plaît, ne soyez pas rebuté par toutes ces équations. Elles semblent complexes mais en fait ne le sont pas vraiment. De plus, nous avons fait de notre mieux pour qu'elles restent compréhensibles pour tous... même pour ceux qui ont quelques lacunes en mathématiques et sciences physiques. Bref, enrichissez vos petits neurones et vous serez récompensé (voir ci-dessous) !
Dans cette deuxième partie, le *chapitre 4* rappelle (toujours orienté selon les applications RFID visées en UHF et SHF) la théorie de la propagation des ondes RF des calculs des composantes du champ électromagnétique et de la puissance transférée. Vient ensuite l'ensemble des *chapitres 5 à 9* – le « père dodu » de l'ouvrage –, qui forme un tout consistant et homogène ! C'est en sorte le noyau dur de l'histoire ! Chapitres inévitables et incontournables évidemment ! Bien sûr, afin de ménager les effets vous trouverez dans ces nombreux chapitres : principes des liaisons montantes, descendantes, distances théoriques et réelles de fonctionnement, principes, techniques, problèmes

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

du *back scattering*, influences de l'environnement, etc., qui effectueront des cassures au niveau des différents sujets évoqués... mais, gardez bien en tête, c'est un tout ! Une fois cela ingurgité, en guise de résumé et de récompense bien méritée, afin que chacun d'entre vous puisse ressentir concrètement tout ce qui se cache derrière ces équations et les chiffres qui en découlent, cette partie se termine au *chapitre 10* par des exemples concrets, très détaillés, chiffrés, quantifiés, décortiqués... de bilans de liaison globaux de systèmes tant « *télé-alimentés* » que « *battery assisted* ».
Partie C, *chapitres 11 à 14* : elle est intitulée « Ça se complique »... et c'est vrai ! Une fois la théorie physique et mathématique achevée, il faut d'une part passer à la conception technique et conceptualiser les valeurs, formes, durée, etc. des bits, et d'autre part mettre en forme (aspects numériques des signaux, types de modulations, d'étalement de spectres, d'agilité de fréquences, etc.) les ondes servant aux transmissions RF et quantifier leurs multiples répercussions quant aux spectres rayonnés. Comme vous l'avez deviné à nouveau, cette partie représente également un tout indissociable... mais présenté en quatre grands chapitres.
Arrivé à ce niveau de l'ouvrage, toutes les bases de la RFID en UHF et SHF seront posées, et vous pourriez vous imaginer refermer cet ouvrage. Et bien, que nenni ! Ce ne sont pas encore les vacances. Il reste encore un énorme morceau que représente la quatrième partie, fondamentale évidemment !
Partie D, *chapitres 15 à 17* : elle comporte deux grands chapitres qui décrivent tout ce qui touche de près ou de loin (principalement) aux parties physiques des normes (ISO, expositions humaines) liées à la RFID UHF et SHF d'une part, et aux régulations mondiales et locales d'autre part. Ces deux chapitres représentent l'un des fondements les plus importants des possibilités industrielles d'applications... ou non... de la RFID à ces fréquences. À lire donc très attentivement sous peine de douloureuses surprises applicatives, législatives et parfois pénales sur le terrain.
Partie E, *chapitres 18 à 20* : elle constitue la partie technologique et concrète des réalisations possibles de cet ouvrage. Du fait que la technologie évolue sans cesse, cette partie indique, à une date donnée, quelques exemples très représentatifs de conception de tags et de bases stations tant au niveau des composants que des sous-ensembles électroniques.
Malgré cela, si l'ombre d'un doute subsistait encore, vous êtes et serez toujours les bienvenus par écrit ou par e-mail avec vos questions.
Voilà décrit en quelques mots le contenu de cet ouvrage et comment l'appréhender. En attendant, je vous souhaite une bonne et fructueuse lecture... et surtout faites-vous plaisir, car un ouvrage tel que celui-ci, on ne le fait pas pour soi-même mais pour vous ! Vu l'épaisseur de l'ouvrage, faut-il que l'on vous aime !
Pour compléter cet avant-propos, sachez qu'il existe deux autres ouvrages du même auteur – intitulés *Identification radiofréquence et cartes à puce sans contact* et *Applications en identification radiofréquence et cartes à puce sans contact*, rappelés tout au long de l'ouvrage sous les références respectives 1 & 2 – qui complètent celui-ci en traitant plus spécifiquement des applications, des détails de leurs mises en œuvres et qui devraient satisfaire la plus grande majorité des utilisateurs RFID en LF et HF.
Sachant que cette branche est constamment en évolution, nous savons qu'il sera nécessaire de réactualiser le contenu de cet ouvrage d'ici trois à quatre ans, mais en tout cas, en attendant, les bases et principes fondamentaux seront au moins posés !
Nous vous souhaitons maintenant une bonne lecture tout au long des pages de cet ouvrage, et sachez que vous serez toujours les bienvenus pour tous commentaires et remarques constructives concernant le fond et la forme de cet ouvrage !

AVERTISSEMENT

Chères Lectrices, Chers Lecteurs... Attention, ceci est un véritable avertissement !
Hélas pour vous, depuis longtemps – et quand on aime on ne compte plus –, je suis connu et réputé professionnellement pour être quelqu'un de techniquement précis, pénible... De ce fait, sachez dès à présent que dans cet ouvrage il n'y a pas une ligne qui n'ait pas été tournée, retournée, torturée, laminée, confirmée... donc, à nouveau, hélas, il vous faudra lire cet ouvrage mot à mot, ligne à ligne.
Après ces quelques propos un tantinet moroses, pour sourire un peu sachez que de nombreux lecteurs/amis sachant que j'écris le manuscrit à l'aide d'un éditeur de texte m'ont dit : « Dominique, tu devrais également fournir ton texte aux lecteurs en .doc de façon qu'ils puissent le visualiser en double interligne et pouvoir ainsi lire tout ce qui est écrit entre les lignes du texte officiellement publié ! » Et bien, ça ne marche pas ! En effet, malgré ce que vous pourriez peut-être penser, tout est écrit dans les lignes, et si ce n'est pas écrit c'est que cela n'était pas justifié d'y être dans le contexte considéré. Ceci étant, afin de circuler au mieux dans cet ouvrage, vous avez trouvé ci-dessus quelques lignes qui vous aideront à comprendre le pourquoi et le comment de son contenu, sa structure, sa présentation. Mais avant cela, effectuons une petite remarque pédagogique.
Cet ouvrage contient de nombreuses équations. Nous les avons laissées dans le texte pour satisfaire ceux qui désirent connaître tous les profonds détails de la RFID en UHF et SHF. Nous les avons détaillées (elles ne sont ni « parachutées » ni démontrées à la sauvette). Si vous le souhaitez, vous pouvez sauter les démonstrations, mais prenez au moins pour fait acquis les hypothèses de départ et les résultats finaux.
Et maintenant, bonne lecture !

Note très importante

Dès à présent nous désirons attirer l'attention des lecteurs, futurs développeurs, industriels et utilisateurs sur le fait important que, pour couvrir correctement le sujet « du sans contact et de la RFID », cet ouvrage décrit de très nombreux principes techniques brevetés soumis à exploitation de licences et leurs droits associés (codages bit, techniques de modulation, dispositifs de gestion des collisions, etc.) qui ont déjà été publiés extérieurement au sein de textes/communications techniques professionnelles officielles ou encore lors de conférences/séminaires publics... mais surtout, dont l'usage doit être fait selon les règles légales en vigueur (droits d'accès aux licences, royalties, etc.).
À noter particulièrement que l'emploi de normes telles que celles de l'ISO n'évite en rien le respect du contenu des lignes précédentes
Pour information, voici quelques extraits de l'annexe A (normative) – ISO – *Reference to patent rights* :
« The International Organization for Standardization (ISO) [and/or] International Electrotechnical Commission (IEC) draws attention to the fact that it is claimed that compliance with this International Standard may involve the use of a patent concerning (. ..subject matter..) given in (..subclause..). The ISO [and/or] IEC take[s] no position concerning the evidence, validity and scope of this patent right. **The holder of this patent right has assured the ISO [and/or] IEC that he is willing to negotiate licenses under reasonable and non-discriminatory terms and conditions with applicants throughout the world.** In this respect, the statement of the holder of this patent right is registered with the ISO [and/or] IEC. Information may be obtained from : [...name of holder of patent right...] [...address...] Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this International Standard may be the subject of patent rights other than those identified above. ISO [and/or] IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights. »

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

A

RFID, généralités, principes de base et marché

Cette première partie va nous servir d'introduction rapide à l'identification par radiofréquences (RFID) en l'orientant vers la RFID UHF et SHF.
Au cours de cette partie nous allons introduire de nombreux vocables et définitions de termes, concepts et principes concernant fréquences, mode de fonctionnement, etc. Pour cela, nous l'avons scindée en trois chapitres :

- quelques mots d'introduction, des définitions et du vocabulaire ;
- une description des principes généraux de fonctionnement du couple « base station - tag » ;
- le marché des applications sans contact et RFID.

Remarque
Nous demandons au lecteur d'être le plus rigoureux possible quant au respect de ces termes, car souvent – par ignorance, abus de langage, déformations journalistiques, articles se voulant techniques trop ou mal vulgarisés, etc. – ceux-ci sont employés à mauvais escient et cela entraîne fréquemment de grandes confusions. Les professionnels de la branche RFID ont eu le courage et ont pris le temps pendant de longs mois de définir et rédiger au sein des plus hautes instances concernées de la normalisation ISO un « Vocabulaire RFID » – norme ISO 19 762 – en bonne et due forme à l'intention des utilisateurs pour que ceux-ci puissent se comprendre aisément... donc si possible utilisez-le !

1 • INTRODUCTION, DÉFINITIONS ET VOCABULAIRE

Étant donné le proche avenir de très nombreuses applications d'identifications, de systèmes de traçabilité, de suivis logistiques, etc. utilisant les techniques d'identification à l'aide de radiofréquences (RFID) et après avoir déjà élaboré deux ouvrages concernant certains de ces systèmes fonctionnant principalement aux fréquences inférieures à 135 kHz (principalement à 125 kHz) et 13,56 MHz (voir références 1 & 2), nous vous présentons aujourd'hui cet ouvrage spécifiquement dédié aux dispositifs RFID fonctionnant en ultra-haute fréquence (UHF) et super-haute fréquence (SHF).
En effet, pour différentes raisons que nous détaillerons tout au long de ce livre, nous avons préféré attendre jusqu'à ce jour et vous présenter séparément ce sujet.
Cet ouvrage représente, à une date donnée et pour quelques années à venir, une large synthèse théorique, technique, technologique et applicative des systèmes RFID fonctionnant en UHF et en SHF. De plus, nous avons largement développé les thèmes relatifs aux normes internationales (ISO, ETSI, FCC, etc.), aux régulations en vigueur, aux *« human exposures »*, etc. que l'on ne peut ignorer en travaillant dans ce domaine d'activités.
Les termes génériques du titre de cet ouvrage – identification, étiquettes et dispositifs sans contact en UHF et SHF – couvrent de très nombreux domaines et sujets variés et controversés. En effet, autant les mots *identification* et *traçabilité* (*tracking*) de produits, font plaisir à entendre par un industriel afin d'assurer le suivi de sa production, autant les mêmes mots évoquent-ils des craintes potentielles d'atteintes aux libertés individuelles des personnes, à la privauté. De même, le côté « étiquette » évoque lui aussi des grands bénéfices et des facilités d'utilisation pour des passages rapides en caisse de grandes surfaces, de souplesse pour effectuer des inventaires, de confort pour des réapprovisionnements industriels et domestiques, des ouvertures pour mieux assurer des sécurités contre des contrefaçons et marchés parallèles, autant les monstres d'études marketing encore plus fines qu'aujourd'hui se profilent-ils derrières un achat quelconque.
Voici donc introduit en quelques mots ce vaste monde fabuleux, très intéressant et contradictoire dans lequel, uniquement sous son aspect technique – « de la théorie à la pratique » –, cet ouvrage a pour but de vous entraîner.

1.1 Qui dit « radiofréquences » dit « fréquences » et leurs classifications !

Nous voici arrivés au pays de l'identification par radiofréquences (RFID). Commençons par les fréquences, leurs définitions et leurs classifications.

1.1.1 Classification générale des radiofréquences

Afin d'éviter toutes mésententes de vocabulaire, et pour de simples raisons pratiques, les fréquences ont été classifiées en fonction de leurs valeurs et/ou longueurs d'ondes associées. La *figure 1.1* présente et résume la classification internationalement adoptée pour les fréquences.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

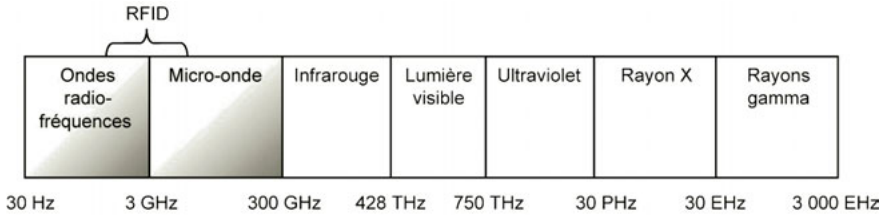


Figure 1.1 – Spectre électromagnétique des radiofréquences.

Comme chacun le sait, une onde électromagnétique est caractérisée par sa fréquence d'oscillation f (et/ou sa période $T = 1/f$) et par sa longueur d'onde λ associée. La relation liant f et λ dans l'air ou dans le vide est bien connue (voir *tableau 1.1*) :

$$\lambda = cT = c/f$$

avec c la célérité de la lumière = vitesse de propagation de la lumière dans le vide (ou dans l'air).

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{f}$$

À votre attention, nous avons mis en italique et en gras dans le *tableau 1.1* les bandes de fréquences utilisées – LF, HF, (VHF), UHF et SHF – en RFID.

Tableau 1.1 – Fréquences et longueurs d'ondes utilisées en radiofréquences (RF).

N° de la bande	Abréviations du nom de la bande	Bandes de fréquences (les limites hautes et basses des bandes sont exclusives)				Appellations métriques	Abréviations métriques de la bande	Longueurs d'ondes λ (les limites hautes et basses des bandes sont exclusives)			
−1	ELF	0,03	à	0,3	Hz	Gigamétrique	Gm	1	à	1	Gm
0	ELF	0,3	à	3	Hz	Hectomégamétrique	hMm	100	à	1 000	Mm
1	ELF	3	à	30	Hz	Décamégamétrique	daMm	10	à	100	Mm
2	ELF	30	à	300	Hz	Mégamétrique	Mm	1	à	10	Mm
3	ULF	300	à	3 000	Hz	Hectokilométrique	hkm	100	à	1 000	km
4	VLF	3	à	30	kHz	Myriamétrique	Mam	10	à	100	km
5	***LF***	***30***	***à***	***300***	***kHz***	***Kilométrique***	***km***	***1***	***à***	***10***	***km***
6	MF	300	à	3 000	kHz	Hectométrique	hm	100	à	1 000	m
7	***HF***	***3***	***à***	***30***	***MHz***	***Décamétrique***	***dam***	***10***	***à***	***100***	***m***
8	**VHF**	**30**	**à**	**300**	**MHz**	**Métrique**	**M**	**1**	**à**	**10**	**m**
9	***UHF***	***300***	***à***	***3 000***	***MHz***	***Décimétrique***	***dm***	***10***	***à***	***100***	***cm***
10	***SHF***	***3***	***à***	***30***	***GHz***	***Centimétrique***	***cm***	***1***	***à***	***10***	***cm***

Le numéro de la bande N correspond à la valeur de l'exposant ($0{,}3 \times 10^N$ à 3×10^N Hz).
L'appellation ELF désigne le jeu de bandes −1 à 2.

1.1.2 Fréquences radiofréquences retenues et/ou autorisées en RFID

La *figure 1.2* et le *tableau 1.2* indiquent, parmi les bandes de fréquences indiquées précédemment, les plages de valeurs des radiofréquences retenues par les différentes instances nationales et internationales de régulations pour des applications RFID ainsi que leurs positions relatives dans l'étendue du spectre RF.

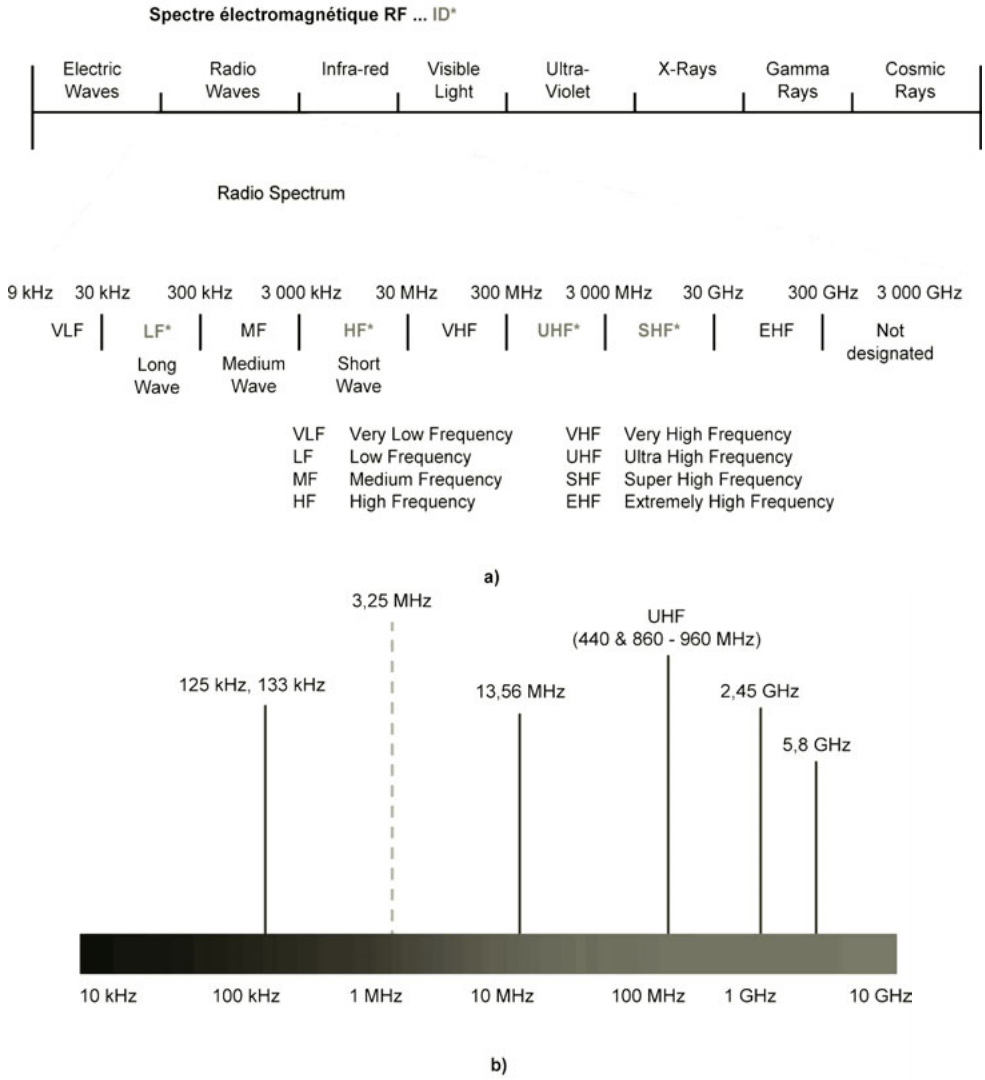


Figure 1.2 – (a) Spectre électromagnétique RF et RFID. (b) Fréquences autorisées/retenues pour les applications RFID.

Tableau 1.2

Ondes radiofréquences		Fréquences retenues et/ou autorisées en RFID	
De 30 à 300 kHz	LF	Basses fréquences	< à 135 kHz
De 3 à 30 MHz	HF	Hautes fréquences	13,56 MHz
De 300 à 3 000 MHz	UHF	Ultra-hautes fréquences	433 MHz & de 860 à 960 MHz 2,45 GHz
De 3 à 30 GHz	SHF	Super-hautes fréquences	5,8 GHz

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Remarques

Très souvent, de part la proximité de sa valeur et ses propriétés physiques, la fréquence de 2,45 GHz située en haut de la bande UHF est assimilée aux SHF... ce que nous ne manquerons pas de faire !

Lors des deux premiers ouvrages (références 1 & 2, voir *Avant-propos*), nous avons longuement détaillé les applications utilisant les LF et HF, et cet ouvrage ne s'intéressera qu'aux applications fonctionnant en UHF et SHF.

Nous voici débarrassés pour le moment des définitions de fréquences. Passons maintenant à leurs usages.

1.2 À quoi et à qui sert la RFID ?

Jusqu'à présent l'identification d'objets, de personnes, était pratiquement toujours réalisée sur du support papier, carton, etc. à l'aide de codes écrits, imprimés, et le traitement des données nécessitait soit le contact (pour l'écriture), soit la visibilité directe (pour la lecture) de l'identifiant.
Depuis quelques années, les liaisons radiofréquences et les composants électroniques associés devenant de plus en plus performants, les recherches et développements se sont orientés vers la possibilité de remplacer et améliorer ces anciennes techniques d'identifications par des techniques dites *Radio Frequency Identification* (RFID) ou encore *Contactless Identification* (identification sans contact). Pendant de longues années, ces nouvelles techniques se sont trouvées limitées par l'impossibilité de réaliser la télé-alimentation de l'identifiant du fait principalement de sa consommation qui imposait la présence d'une alimentation locale (pile, accumulateur). Depuis une dizaine d'années, les technologies des circuits intégrés ayant fait d'immenses progrès, le rêve du vrai sans contact télé-alimenté (sans assistance d'une batterie) est devenu réalité.
Au cours du chapitre 3, nous examinerons à quoi (les applications) et à qui (le marché) cela sert.

1.3 Historique

Voici bien des années que l'identification existe sous de nombreuses formes. Si nous nous intéressons uniquement aux dernières décennies, il est évident que l'étiquetage permettant d'identifier de nombreux articles a explosé avec l'apparition des étiquettes papier « code-barres » et de leurs lecteurs associés. Parallèlement, de nombreuses expériences et applications industrielles utilisant les étiquettes électroniques ont vu le jour principalement dans les suivis de processus industriels et d'identifications animales (ovins, bovins, équidés, carnassiers domestiques, etc.) à l'aide d'implants, ou d'individus à l'aide de contrôle d'accès (immeuble, transport, etc.). Aujourd'hui cette notion d'étiquettes électroniques est en train de dépasser son cadre industriel pour s'aventurer vers de véritables identifications de haut niveau embarquant à leurs bords, à chaque fois que cela est nécessaire, tous dispositifs de confidentialités et secrets que cela implique.
Depuis de nombreuses années, ces sujets pointus sont à l'étude et on peut dire que leur aboutissement de masse est plus qu'imminent, pour ne pas dire déjà existant. En dehors de systèmes largement diffusés et bien connus de dispositifs dits « d'antidémarrages électroniques » pour les véhicules automobiles (plus de 700 millions de pièces installées en quelques années) fonctionnant sous ce principe de « sans contact » sécurisé, et de cartes à puces de transport (plus de 1.2 milliard en fonctionnement à ce jour, principalement en Asie, Europe et Amérique du Sud), de nombreuses expériences, systèmes pilotes et gros projets voient actuellement concrètement le jour en ce qui concerne les étiquettes électroniques.
Cela, évidemment, a donné de nombreuses idées aux utilisateurs de dispositifs « à contact », notamment aux utilisateurs de traçabilité.

1.4 Identification par radiofréquence (ou sans contact) et ramifications

Au stade où nous en sommes, décrivons rapidement la ramification que constitue l'identification électronique « sans contact », RFID.

■ Identification sans contact (*contactless*) RFID

Le terme *Radio Frequency IDentification* (RFID) définit globalement un système d'identification fonctionnant à l'aide d'onde radiofréquence. Le vocable *contactless* (sans contact) est lui aussi souvent employé mais peut laisser flotter le doute du moyen de transmission (RF, IR, etc.).
La branche de l'identification sans contact peut se décomposer en différentes sous-branches, dont les principales sont les suivantes :

□ Vision optique

Cela nécessite la présence d'un détecteur fonctionnant en vision directe de l'identifiant à l'aide : soit un œil humain, soit un lecteur (laser, etc.), soit une caméra CCD. L'exemple le plus largement répandu est celui des étiquettes imprimées standard ou encore de type codes à barres et codes 2D. Le plus grand problème (si cela en est un) de ces systèmes réside dans le fait que la lecture doit être obligatoirement effectuée en vision directe et qu'elle est soumise à la propreté intrinsèque de l'étiquette (tache, déchirure, etc.). Un deuxième problème est généralement soulevé par la non-possibilité de réactualisation aisée de celle-ci, sauf bien sûr en effectuant un remplacement pur et simple de cette dernière. Ceci étant, il ne faut surtout pas oublier leur plus grand avantage résidant dans leur très faible coût !

□ Liaison en LF et HF

Le fait d'envisager une communication de type radiofréquence entre « identifiants » et « lecteurs » permet d'une part de rendre possible des lectures à des distances plus importantes (non liées au pouvoir séparateur de l'œil de l'être humain ni à celui de la résolution optique du lecteur optoélectronique) et d'autre part de ne pas nécessiter une vision physique, optique, directe de l'identifiant. Ces possibilités permettent aussi d'envisager des lectures « en volume », c'est-à-dire de traiter la présence simultanée de plusieurs/nombreux identifiants dans le champ radiofréquence du lecteur sans nécessairement les voir de façon optique. L'électronique aidant, ceci permet aussi d'envisager des protections, sécurités, etc. des informations présentes sur/dans l'identifiant. Ceci amène fréquemment à l'élaboration d'identifiants souvent qualifiés de « codes-barres intelligents » ou *intelligent labellings* dont nous parlerons en détail tout au long de cet ouvrage.
Comme nous l'avons déjà indiqué, les fréquences utilisées sous le nom de radiofréquences s'étalent de quelques kilohertz à quelques dizaines de mégahertz.

□ Liaison en ultra-hautes fréquences UHF et hyperfréquences SHF

Les fréquences porteuses de fonctionnement de ces dispositifs pour les UHF se situent autour de 433 et 860/960 MHz. Pour les SHF, les applications les plus courantes se situent à 2,45-5,8, et parfois à 24 GHz.
Bien que certains de ces identifiants comportent une pile à leur bord (nous verrons plus loin qu'ils sont alors dits *battery assisted*), ces systèmes doivent être classés parmi les dispositifs « passifs » car ils n'émettent pas d'ondes électromagnétiques (le fait d'avoir une batterie à bord ne les rend en rien actif !). En effet, comme nous le verrons en détail dans cet ouvrage, pour se faire comprendre de l'émetteur ces identifiants modulent leurs degrés/taux de réflexion (on parlera d'effet de « miroir ») de l'onde incidente. La source émettrice recevant aussi l'onde réfléchie devient alors capable de comprendre la modulation engendrée par l'identifiant.
La valeur de ces fréquences porteuses permet d'obtenir des débits de communication élevés et donc des temps de transactions faibles, de l'ordre de la dizaine de milliseconde. Ceci permet

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

entre autres d'identifier à la volée des objets se déplaçant rapidement (passages de trains, véhicules automobiles aux stations de péage autoroutiers, en se rappelant qu'une vitesse de 10 $m \cdot s^{-1}$ est équivalente à 36 $km \cdot h^{-1}$, ou encore que 144 $km \cdot h^{-1}$ est équivalent à 40 $m \cdot s^{-1}$ et qu'alors en 25 ms un véhicule a parcouru 1 m).
Le problème technique bien connu lié aux applications UHF et SHF réside dans leur aptitude très moyenne (pour ne pas dire mauvaise) à traverser la plupart des liquides et le corps humain (80 % d'eau !), ainsi que dans leur propagation souvent assez directive... qui peut être par ailleurs, parfois, une qualité !
Un autre problème des liaisons fonctionnant à ces fréquences est celui lié aux possibilités de télé-alimentation de l'identifiant car, du fait du bénéfice de pouvoir disposer d'antenne de petite taille étant donné les longueurs d'ondes associées aux fréquences considérées, il s'avère que la récupération d'énergie est assez limitée, donc cela peut imposer parfois la présence d'une alimentation locale.

□ **Liaison infrarouge**
De la même façon que les liaisons hyperfréquences, souvent les liaisons optiques de type infrarouge (longueur d'onde aux environs de 800 nm) servent de relais à des dispositifs d'identification sans contact (péage sur autoroute par exemple) afin d'assurer un plus grand débit d'informations et une plus grande directivité du faisceau de communication. Ici aussi, les distances de fonctionnement sont généralement élevées et les transpondeurs sont souvent alimentés de façon autonome.

1.5 Notion de communication sans contact

Nous allons maintenant décrire succinctement ce que sous-entend la notion de communication sans contact. Pour cela, nous allons introduire en quelques mots :
– la notion de distances de communication du sans contact ;
– la notion d'alimentation et de mode d'alimentation ;
– la communication et le modèle de communication (ISO/OSI) ;
– la notion de mode de fonctionnement.

■ Notion de distances de communication « sans contact »

Puisque cet ouvrage traite des applications RFID/« sans contact » il est intéressant de définir dès à présent la notion mécanique du « sans contact », c'est-à-dire la notion de distances de communication et par conséquent les applications sous-entendues par les utilisateurs du « sans contact ». Mais avant, afin de couper court à une foule de discussions, pour votre information, aussi surprenant que cela puisse vous paraître, sachez qu'aucune norme ISO ne définit *stricto sensu* de distance de fonctionnement des dispositifs RFID.

■ Très courte distance, ou encore, du « sans contact » au contact

Bien que cela puisse peut-être surprendre, il existe de nombreuses applications « sans contact » dont la distance de fonctionnement entre la base station et l'identifiant doit/peut être quasi nulle (au « touche-touche »), l'essentiel étant principalement de réaliser un isolement électrique galvanique pour satisfaire l'application.

■ Courte distance

Les applications dites de courtes distances (fonctionnant par exemple, à 13,56 MHz, en accord avec la norme ISO 10 536) sont celles fonctionnant en général sur des distances de l'ordre de quelques millimètres, dizaines de millimètres. Ce sont des applications sans contact « au contact ».

Proximité (*proximity*)

Il en est de même pour la notion de sans contact dit de proximité (*proximity*) – par exemple ISO 14 443 – qui représente/sous-entend des distances de l'ordre de la dizaine de centimètres. Sont incluses dans cette famille d'applications les cartes à puces sans contact « à geste volontaire » de présentation pour les applications de types bancaires, paiement, transports, contrôle d'accès, etc.

Voisinage (*vicinity*)

Même motif, même punition pour le sans contact dit de voisinage (*vicinity*) – par exemple ISO 15 693/ISO 18 000-x. Les distances sous-entendues sont de l'ordre de 50 cm à 1 m et supportent les applications « mains libres » dans lesquelles rentrent par exemple les applications de contrôle d'accès, reconnaissance et suivi de bagages dans les aéroports, passage de chariots, etc.

Longue distance

Ce terme est généralement utilisé pour des applications fonctionnant sur des distances de l'ordre de 1 à 5-10 m. Citons par exemple les applications de sorties (*gates*) des super/hypermarchés ou de lectures de palettes. Au-delà de ces distances, on parle de systèmes très longues distances.

Très longue distance

Fréquemment dans les applications dites de très longues distances (supérieures à la dizaine voire centaine de mètres), on quitte le domaine des applications tags/transpondeurs télé-alimentés que nous évoquerons dans quelques paragraphes et on tombe sur des solutions de types de liaisons radiofréquences dans lesquelles les identifiants possèdent leurs propres alimentations embarquées et fonctionnent à l'aide de principes « radio » classiques comportant de chaque côté (éléments fixes et déportés) des émetteurs et des récepteurs.

Ces derniers montages dits de type « actifs » ne seront pas traités dans cet ouvrage et nous vous renvoyons à l'excellent ouvrage de François de Dieuleveult, *Électronique appliquée aux hautes fréquences* (Dunod), pour vous aider à réaliser de tels projets.

La *figure 1.3* résume ces « appellations » de distances de fonctionnement.

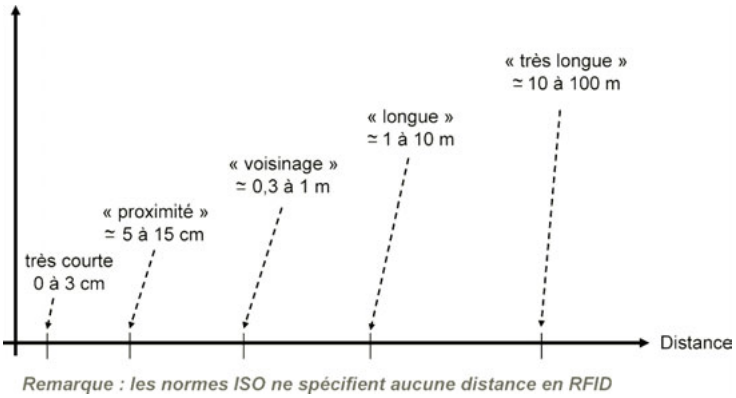


Figure 1.3 – Les « distances » de fonctionnement en RFID.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

1.6 Éléments, appellations et vocabulaire de la RFID

La *figure 1.4* et le *tableau 1.3* présentent d'une part sous forme de bloc diagramme et d'autre part sous forme des couches du modèle OSI/ISO les différents éléments présents dans une application sans contact.

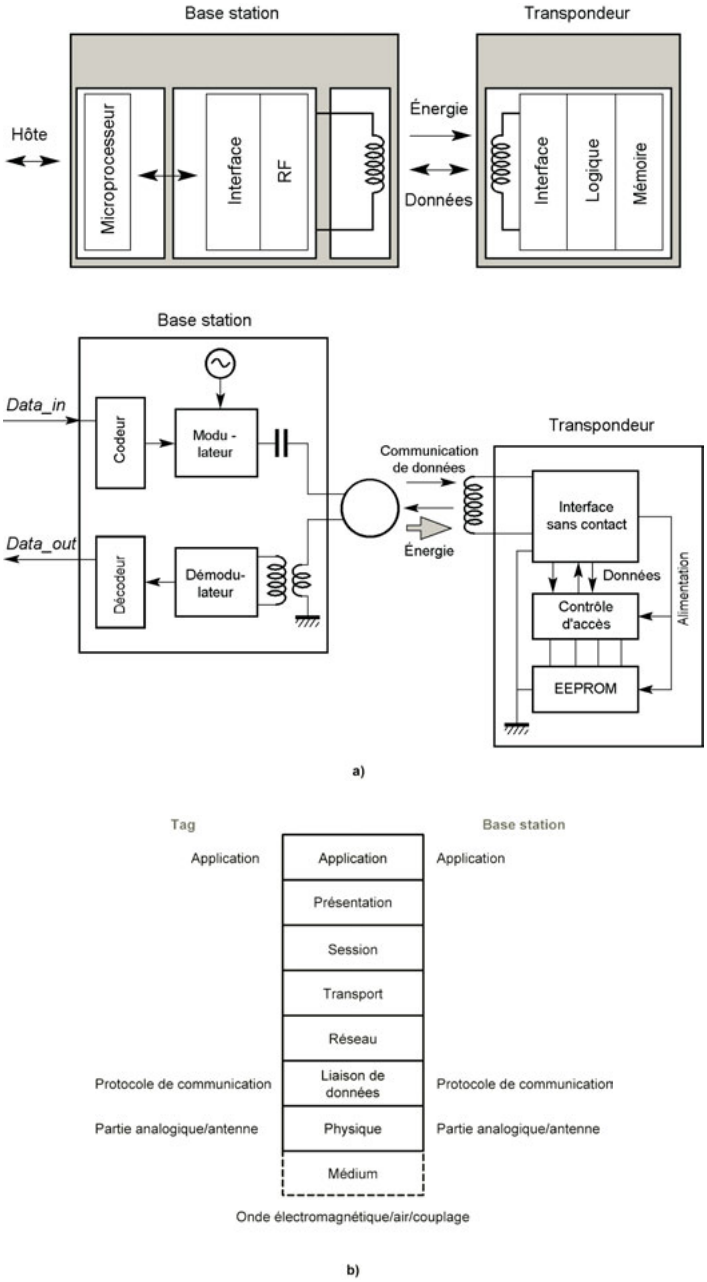


Figure 1.4 – (a) Bloc diagramme des différents éléments présents dans une application sans contact. (b) Découpage OSI d'une application RFID.

Tableau 1.3

	L'élément déporté	L'élément fixe
Couche 7	Application	Application
Couche 2	Protocole de communication	Protocole de communication
Couche 1	Partie analogique	Partie analogique
	Antenne	Antenne
Médium	Onde électromagnétique	Air couplage

Effectuons une rapide visite des différentes briques constituant un système RFID.

■ Élément déporté

Commençons tout d'abord par l'élément déporté dans lequel s(er)ont conservées dans une mémoire (WORM, E2PROM, FLASH, etc.) les données faisant partie de l'application considérée, et dans lequel est/sera assuré le contrôle de la communication et enfin la partie assurant la transmission RF.

■ Médium

L'air assure généralement le médium de communication entre les antennes de l'élément déporté et de la partie fixe. Pour sa part, l'onde électromagnétique RF assure le transport des informations.

■ Élément fixe

L'élément fixe comprend une partie analogique ayant pour but d'assurer les émissions, réceptions des signaux RF, les circuits de gestion du protocole de communication avec l'identifiant, la gestion de la communication (gestions des collisions, authentification, crypto...) et enfin, une interface assurant le dialogue avec le système host.

■ Système *host*

Pour terminer cette courte visite d'un système RFID, vient enfin le système *host* dont la fonction est d'assurer la gestion de l'application à plus haut niveau.
Maintenant que voici le décor général planté, passons à un examen plus détaillé de chacun de ces blocs, mais avant faisons un petit détour par une séance de vocabulaire afin de bien nous comprendre.

1.7 Vocabulaire : les nombreuses appellations des éléments

Ce n'est pas sans une certaine hypocrisie que dans les paragraphes ci-dessus nous avons omis d'affubler de noms particuliers les « éléments déportés » et les « éléments fixes ». En effet, notre belle profession n'est pas avare d'appellations en tous genres en ce qui concerne la terminologie des divers éléments entrant dans les applications « sans contact ». Il est donc nécessaire de procéder dès à présent à un petit ménage de printemps en ce qui concerne ces nombreuses appellations données aux composants principaux des applications RFID, sans contact.

1.7.1 L'élément déporté

Commençons par l'élément déporté. On rencontre fréquemment les termes suivants.

■ Identifiant

C'est le terme que nous avons choisi d'utiliser jusqu'à présent pour introduire notre sujet car il était suffisamment parlant... pour l'instant.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

- **Tag**

  Ce terme provient du mot anglais *tag* qui signifie étiquette, et *to tag*, cocher, marquer.

- **PIT**

  De plus en plus fort. PIT signifie *Programmable Identification Tag*, soit en français « étiquette programmable » dont le but est d'identifier une « chose ». Si l'on était rigoureux, le « tag », hors abus de langage, ne devrait pas être (re)programmable, seul le PIT l'étant !

- **Data carrier**

  Ce terme générique (non spécifique à une solution sans contact) définit le « porteur de données » dans le sens de celui qui renferme/contient les données, qui est bien évidemment le tag ou le PIT.

- **Étiquette, label, smart label**

  Sans commentaire... puisque *tag* et *label* veulent tous deux dire « étiquette » en anglais !

- **Transpondeur**

  La technologie associée aux applications sans contact s'articule pratiquement toujours autour d'un dispositif électronique de type « émetteur interrogateur (élément fixe) – répondeur (élément déporté) », soit en anglais un ensemble composé d'un couple *TRANSmitter/rePONDER* dit, en raccourci, « transpondeur », ce qui correspond à un objet capable de répondre aux ordres transmis par un « émetteur » à l'aide d'un signal radio. C'est l'un des termes génériques que nous emploierons fréquemment au cours de cet ouvrage, afin d'éviter certaines redites.

- **ICC, PICC, VICC**

  Pour mémoire, les écrits de la normalisation ISO se référant aux applications de types « cartes à puces sans contact » font fréquemment référence aux termes de ICC, PICC, VICC, qui ont pour traductions respectives *Integrated Circuit Card*, *Proximity Integrated Circuit Card* et enfin *Vicinity Integrated Circuit Card*. Bien que les applications « cartes à puces » semblent hors sujet dans cet ouvrage, rien n'empêche, un jour prochain, de faire des tags UHF ou SHF au format des cartes à puces ! ...ou des cartes à puces fonctionnant en UHF et SHF !
  Passons maintenant de l'autre côté.

1.7.2 L'élément fixe

L'élément fixe ou considéré comme fixe (en effet, cet élément peut être un pistolet ou une douchette de relevé) porte, lui aussi, de nombreux noms.

- **Base station**

  Le terme *base station* désigne l'ensemble (généralement fixe) de commande capable de demander/commander la lecture, l'écriture, la gestion, etc. du tag grâce à une communication à l'aide de radiofréquences.

- **Lecteur/reader**

  Ce terme (trop) fréquemment utilisé est, sur le principe, très fallacieux car dans la quasi-majorité des applications, ce fameux « lecteur » est aussi capable de transmettre des ordres d'écriture au tag. Peut-on vraiment appeler un ensemble « lecteur » si celui-ci permet également « d'écrire » ? Il serait bon que l'on redonne son sens profond à ce terme afin d'éviter les équivoques entre les lecteurs purs, ceux qui ne savent que lire, et ceux qui sont capables de lire et d'écrire ! Merci d'avance ! Idem pour les termes de « têtes de lecture ».

- **Interrogateur**

  Fréquemment utilisé par nos collègues américains, ce terme reconnu par l'ISO est un peu plus proche de la réalité car il est vrai que la base station passe son temps à donner des ordres et/ou commandes au tag pour lui indiquer ce qu'il doit effectuer. En demandant à celui-ci de

vider/renvoyer son contenu, on peut très bien comprendre que vu de la base station cela soit considéré comme une interrogation mais, lorsque la base station envoie des données pour qu'elles soient inscrites dans le transpondeur, la base station est-elle vraiment un « interrogateur » ?

■ Initiator

Certains systèmes de communication radiofréquences tels que le NFC (*Near Field Communication*, communication en champ proche) utilisent le terme *initiator* car il y a toujours un élément/base station qui initialise la communication.
Passons encore à d'autres termes.

■ Modem

Si l'on est respectueux du terme *modem* signifiant *MODulator/DEModulator*, celui-ci ne devrait être utilisé pour désigner uniquement les parties électroniques concernées par les fonctions de modulation et démodulation des signaux échangés entre tags et bases stations. Si possible à éviter pour éviter les confusions.

■ Coupleur CD, PCD, VCD, etc.

Ces termes également utilisés par l'ISO font partie des termes les moins faux car ils désignent les *Coupling Devices*, *Proximity* et *Vicinity Coupling Device*, c'est-à-dire les éléments servant à assurer le couplage (dans quel(s) sens ?) entre le(s) tag(s) et la (les) base(s) station(s).
Bref, pour éviter toute confusion, dans cet ouvrage nous utiliserons le plus souvent possible les termes génériques de TAG ou TRANSPONDEUR, et de BASE STATION correspondant, à notre avis, aux termes les plus justes (ou les moins faux !) afin d'évoquer techniquement ces éléments.
Passons maintenant au principe de fonctionnement de cet ensemble

1.8 Annexe : unités et constantes

Quantité	Symbole	Unité	Dimension
Densité de courant	J	Ampère par mètre carré	$A{\cdot}m^{-2}$
Intensité du champ électrique	E	Volt par mètre	$V{\cdot}m^{-1}$
Induction électrique	D	Coulomb par mètre carré	$C{\cdot}m^{-2}$
Conductivité électrique	σ	Siemens par mètre	$S{\cdot}m^{-1}$
Fréquence	f	Hertz	Hz
Champ magnétique	H	Ampère par mètre	$A{\cdot}m^{-1}$
Induction magnétique	B	Tesla ($Vs{\cdot}m^{-2}$)	T
Densité massique	ρ	Kilogramme par mètre cube	$kg{\cdot}m^{-3}$
Perméabilité	μ	Henry par mètre	$H{\cdot}m^{-1}$
Permittivité	ε	Farad par mètre	$F{\cdot}m^{-1}$
Densité surfacique de puissance	S	Watt par mètre carré	$W{\cdot}m^{-2}$
Specific absorption rate	SAR	Watt par kilogramme	$W{\cdot}kg^{-1}$
Longueur d'onde	λ	Mètre	m
Température	T	Kelvin	K
Constante physique	**Symbole**	**Valeur**	**Dimension**
Vitesse de la lumière	c	$2{,}997 \times 10^{8}$	$m{\cdot}s^{-1}$
Permittivité de l'espace libre	ε_0	$10^{-9}/36\pi = 8{,}854 \times 10^{-12}$	$F{\cdot}m^{-1}$
Perméabilité du vide/de l'air	μ_0	$4\pi \times 10^{-7}$	$H{\cdot}m^{-1}$
Impédance de l'espace libre	Z_0	120π (ou 377)	Ω

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

2 • PRINCIPES GÉNÉRAUX DE FONCTIONNEMENT DU COUPLE « BASE STATION ET TAG »

Nous venons de présenter très rapidement les éléments constituant un ensemble RFID et le vocabulaire s'y rapportant. Pour sa part, ce deuxième chapitre est divisé en quatre grandes parties :

– modes de transfert d'énergie et de communication ;
– communications de données ;
– notion de mode de fonctionnement ;
– introduction rapide aux problèmes plus spécifiques des applications longues distances.

Il a un double but, celui d'une part d'évacuer beaucoup de questions génériques à la RFID, et d'autre part de proposer quelques petits détails non innocents des principes techniques généraux utilisés quotidiennement dans des systèmes RFID. Pour votre information, ceci n'est à considérer que comme un petit hors d'œuvre, car nous rentrerons dans la plus profonde intimité du fonctionnement de tels dispositifs plus particulièrement en UHF et SHF à partir du chapitre 4 et jusqu'à la dernière ligne de l'ouvrage, bref, il reste encore du travail !

2.1 Modes de transfert d'énergie et de communication

Sous ce titre nous allons détailler les différences entre apport d'énergie, alimentation de la partie électronique du transpondeur et enfin mode de communication entre base station et tag. Très souvent il y a confusion des genres et beaucoup de termes sont employés à tort, principalement par abus de langage. Si cela est possible, nous vous demandons de faire l'effort d'utiliser les « vrais » termes et de prêcher leurs usages.

Revenons un instant sur le « vrai » du paragraphe précédent. Nous n'avons pas la prétention de détenir ni la vérité, ni la science infuse mais, par moments, il est bon d'appeler un chat un chat. Donc, nous allons essayer de clarifier les principaux termes en utilisant ceux référencés dans la famille de normes ISO 19 762 « Information Technology AIDC Techniques – Harmonized Vocabulary, Part 3 – Information Technology, AIDC Techniques – Harmonized Vocabulary – Radio Frequency Identification (RFID) » compilées par notre ami Craig Harmon et autres courageux collègues des commissions rattachées à l'ISO SC 31 – WG 4 – SG 3 et notamment ceux de la CN 31 de l'AFNOR... et croyez-nous, il fallait de la persévérance et de l'abnégation pour mener à bien cette tâche !

Remarque

Au cas où cela vous poserait encore quelques soucis, afin de retirer toutes vos dernières angoisses métaphysiques, prenez votre courage à deux mains et venez rejoindre les commissions spécialisées « Vocabulaire RFID » de l'AFNOR et de l'ISO.

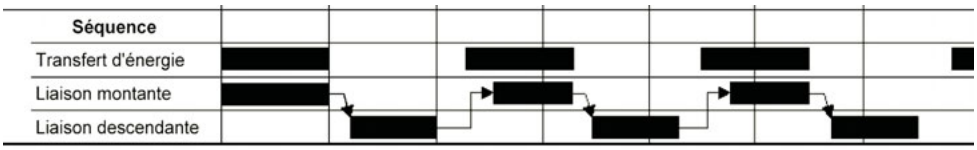
© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Ceci étant, pour commencer, intéressons-nous à quelques généralités concernant les modes de transfert d'énergie, s'il y en a, et les modes de communication entre base station et tag. Tout d'abord, scindons ce qui concerne d'une part le transfert d'énergie de la base station vers le tag et d'autre part l'échange de données, (les communications montantes et descendantes), et nous examinerons ensuite leurs possibles mixités.

Examinons rapidement les différents modes possibles de transfert d'énergie de la base station vers le tag afin d'assurer si possible sa télé-alimentation.

■ Non simultané, énergie et communication en deux temps

Dans ce premier cas (*figure 2.1a*), l'onde RF se propageant de la base station vers le tag n'a pour but unique que de fournir de l'énergie au tag de façon à charger la « capacité d'alimentation » présente à son bord afin que celle-ci puisse être capable d'alimenter l'ensemble du tag pour assurer son bon fonctionnement. Après cette phase d'alimentation, le tag est apte à recevoir des ordres de commande provenant de la base station et de retourner des informations vers celle-ci. Puis le cycle recommence et il est à nouveau nécessaire de lui fournir de l'énergie pour continuer la communication et ainsi de suite. Bien évidemment, ceci prend du temps et manque parfois de souplesse.



a)

Figure 2.1 – (a) Mode de transfert d'énergie non simultané.

■ Simultané, énergie et communication lors de l'échange

Dans ce deuxième cas (*figure 2.1b*), au travers des principes et types de modulation utilisés, l'onde provenant de la base station est capable pendant la phase de l'échange base station vers tag d'assurer simultanément la fourniture de l'énergie et l'échange des informations (données).

b)

Figure 2.1 – (b) Mode de transfert d'énergie simultané.

À noter que la très grande majorité des tags du commerce fonctionnent selon ce dernier principe.

Nous allons à présent continuer nos explications en prenant pour hypothèse que le problème de l'alimentation interne de la partie électronique du tag est supposé résolu. Nous reviendrons très en détail sur ce point dans quelques paragraphes, mais commençons par examiner uniquement le principe de fonctionnement des échanges entre base station et tag.

2.2 Liaison montante et liaison descendante

Intéressons-nous d'abord aux échanges ayant lieu entre bases stations et tags. Ils sont de deux sortes et seront définis une fois pour toutes dans cet ouvrage de la manière suivante :

– « de la base station vers le tag », dits *liaison montante* ;
– « du tag vers la base station », dits *liaison descendante*.

De plus afin d'éviter quelques problèmes de compréhension, quelle que soit l'intelligence embarquée dans le tag, nous supposerons que celui-ci ne fonctionne que sous des ordres (« commandes ») provenant de la base station.

2.2.1 Liaison montante (*forward link*) de la base station vers le tag

La liaison montante (de la base station vers le tag) a pour mission :

– d'assurer, si cela est possible, le transport de l'énergie vers le tag afin que celui-ci puisse assurer la tâche qui lui incombe ;
– de servir de support à l'envoi de données de la base station vers le tag ;
– dans le cas des systèmes fonctionnant en mode *passif* (voir définition un peu plus loin), lors de la phase de communication en liaison descendante, d'assurer la présence d'un support physique à la communication du tag vers la base station.

La communication montante est par principe assurée par un dispositif – la base station – qui émet une onde radiofréquence. Celle-ci est donc dotée d'un émetteur, un *TRANSmitter*. De par la présence de cet émetteur, la liaison montante est dite *active*. De plus, la base station comporte également à son bord un récepteur, un *reCEIVER*. **La base station est donc un *TRANSCEIVER*.** Dans le sens montant, la base station doit se faire comprendre par le tag au travers d'un codage numérique (binaire), d'un protocole de communication et d'un système de modulation de la fréquence porteuse ne devant pas ou peu affecter (le plus faiblement possible) la qualité d'une hypothétique télé-alimentation simultanée. Pour cela on peut employer des techniques de modulation de fréquence (par exemple FSK), ou encore de nombreuses méthodes de modulation d'amplitude (ASK 100 %, ASK x %) (*figure 2.2*), que nous présenterons en détail au chapitre 12. Dans la plupart des cas usuels d'applications RFID du commerce, la valeur de l'énergie transférée est suffisante pour assurer la télé-alimentation du tag tout en assurant la liaison montante de la communication de la base station vers le transpondeur.
Commençons par examiner cette fourniture potentielle d'énergie.

■ Énergie fournie et notion d'alimentation du tag

À l'exception des tags dits *chipless* (sans circuit intégré, voir chapitre 18) fonctionnant principalement selon des principes de propagation d'ondes dans des filtres à ondes de surfaces, et en ne tenant pour l'instant aucun compte des principes qui seront adoptés par la suite pour réaliser concrètement les communications entre base station et tag, il faut bien que l'électronique du circuit intégré présent à bord du tag soit alimentée afin que celui-ci fonctionne correctement et assure sa mission de communication. Contrairement à ce que certains pourraient encore penser ou écrire dans la presse, cette alimentation locale n'a pas lieu par l'opération du Saint-Esprit. Attardons-nous un court instant sur ce point spécifique et commençons tout d'abord par

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

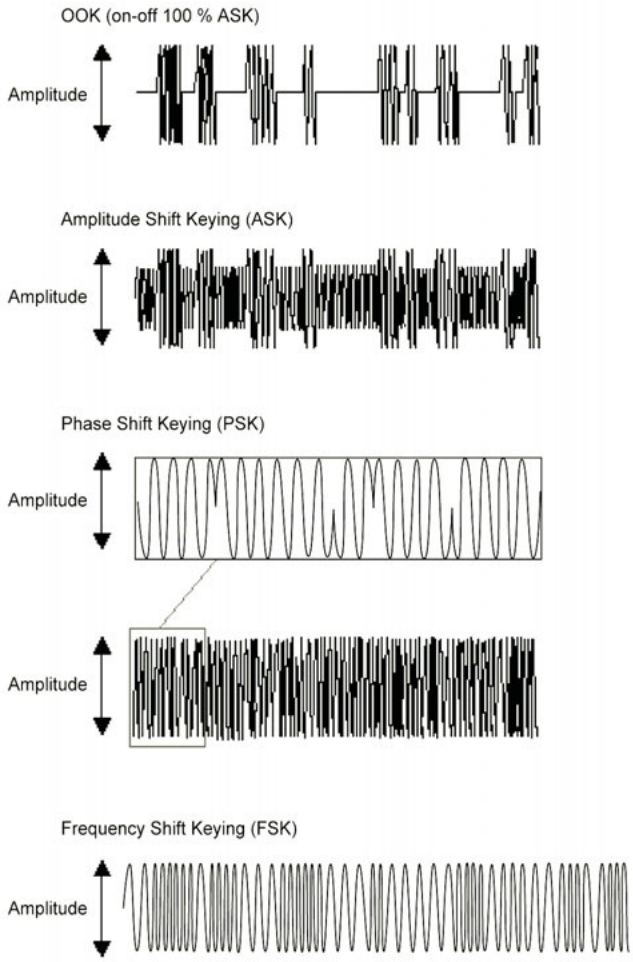


Figure 2.2 – Exemples de types de modulation.

examiner la façon dont le tag pioche l'énergie dont il a besoin pour fonctionner. Deux cas sont à envisager :

– soit l'énergie transmise par l'onde provenant par la base station (simultanément ou non, voir paragraphes précédents) permet de fournir l'alimentation nécessaire au tag ;
– soit l'énergie transmise par l'onde émise par la base station ne réussit pas à réaliser la télé-alimentation du tag, et il faudra bien faire quelque chose pour pallier à cela !

Afin d'éviter de nombreuses confusions de styles, et après de nombreux débats, les deux cas que nous venons d'évoquer sont très officiellement répertoriés à l'ISO sous les vocables dits respectivement « télé-alimentés ou *batteryless* » et *battery assisted* (*figure 2.3*).

□ *Tags télé-alimentés ou* batteryless

Pour des raisons de tous types, prix, poids, volumes, encombrements, etc., la quasi-totalité des applications RFID les plus courantes ne désire pas que les tags comportent de sources d'alimen-

FINAL DRAFT

INTERNATIONAL STANDARD

ISO/IEC FDIS 19762-3

ISO/IEC JTC 1
Secretariat: **ANSI**
Voting begins on: **2004-12-03**
Voting terminates on: **2005-02-03**

Information technology — Automatic identification and data capture (AIDC) techniques — Harmonized vocabulary —

Part 3:
Radio frequency identification (RFID)

Technologies de l'information — Techniques d'identification automatique et de capture de données (AIDC) — Vocabulaire harmonisé —

Partie 3. Identification par radiofréquence (RFID)

05.05.50
passive tag
RFID device which reflects and modulates a carrier signal received from an interrogator

05.04.01
active tag
RFID device having the ability of producing a radio signal

05.04.13
interrogator
fixed or mobile data capture and identification device using a radio frequency **electromagnetic field** to stimulate and effect a modulated data response from a **transponder** or group of transponders present in the **interrogation zone**

Exemple (ISO 18 000 – 4)

This part of ISO/IEC 18000 contains two modes. The first is a passive tag operating as an interrogator talks first while the second in a battery assisted tag operating as a tag talks first. The detailed technical differences between the modes are shown in the parameter tables.

Figure 2.3 – Vocabulaire RFID harmonisé selon l'ISO.

tations spécifiques supplémentaires à leurs bords. Pour que les tags fonctionnent correctement, l'un des points techniques clés réside donc dans la réussite à alimenter celui-ci à distance – d'où le fameux nom *télé-alimenté* – à l'aide du champ magnétique/électromagnétique dans lequel il est baigné. L'énergie électrique (l'alimentation continue) que celui-ci nécessite doit être fournie à l'aide de l'énergie contenue et transportée par le champ électromagnétique rayonné et transmis *via* l'onde RF provenant par la base station. Ceci sous-entend bien sûr que l'énergie reçue et fournie soit supérieure/suffisante pour assurer le bon fonctionnement du tag dans l'intégralité de l'étendue de ses applications. Dans ce cas, on dira que l'on a réussi à réaliser la télé-alimentation du tag et donc que celui-ci est télé-alimenté (voir plus loin *figure 2.4a*).

À une date donnée, pour un ensemble de technologies données, de fréquences utilisées, de puissances émises en accord avec les régulations radiofréquences locales, de législations en vigueur,

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

etc., la récupération de l'énergie suffisante à l'alimentation de la puce (le circuit intégré) du tag est généralement envisageable pour des distances de fonctionnement de quelques dizaines de centimètres à quelques mètres. Bien évidemment cela pose des problèmes techniques et technologiques de faible consommation, de circuiteries électroniques (très) particulières, de contraintes techniques serrées, etc., mais on n'a rien sans rien ! L'avantage final est bien sûr de disposer d'un élément autonome de faible dimension (pas d'épaisseur ou poids de batterie) et ne nécessitant aucune maintenance spécifique.

□ ***Tags* battery assisted *ou à alimentation par batterie locale***

Pour de multiples raisons (distances souhaitées de fonctionnement, technologies utilisées, régulations en vigueur, etc.) l'énergie transmise par l'onde émise par la base station ne peut suffire à réaliser la télé-alimentation du tag. À titre d'exemple (nous montrerons cela en détail au chapitre 6), sachez que pour un tag dont la consommation serait de 50 μW, à une fréquence de 2,45 GHz et une distance de fonctionnement de 10 m, du simple fait de l'atténuation due au médium (air) d'environ 60 dB, il faudrait disposer d'une puissance d'émission de la base station de 50 W pour réussir à télé-alimenter le tag. Or, dans cette bande de fréquences, les régulateurs limitent les puissances maximales émises à des valeurs de 25 mW, 500 mW, 4 W ! Donc, inutile de rêver pour pouvoir espérer faire fonctionner le tag en mode télé-alimenté dans ces conditions ! Pour pallier à cela, il est alors nécessaire de disposer à bord du tag d'une source locale d'énergie indépendante, une pile/batterie/accumulateur/etc., dite *alimentation embarquée*. On dit alors que le tag est assisté par une batterie, en anglais *battery assisted* (voir *figure 2.4a*). Ceci permet également de pouvoir disposer de possibilités fonctionnelles plus importantes, notamment en ce qui concerne la portée de la communication. En effet, la base station n'ayant plus alors à assurer l'apport énergétique pour assurer la télé-alimentation du tag, les distances de communications entre base station et tag peuvent être plus importantes (de l'ordre de 15 à 100 m). Par contre, les durées de vie des tags sont directement liées à leurs autonomies énergétiques temporelles, c'est-à-dire celles des piles, batteries, accumulateurs rechargeables ou non, etc. et de leurs propres consommations. Pour résoudre en partie ces problèmes, on dispose à leurs bords habituellement des systèmes de mise en veille pour permettre de prolonger la durée de vie de la batterie et par conséquent celles des tags.

Hormis les problèmes dimensionnels (volume, épaisseur, masse, etc.), mécaniques (qualités des contacts, vibrations, etc.), électriques (inversions accidentelles des polarités de la pile, etc.) et économiques (coûts, etc.), le problème principal de cet ensemble est lié à l'autonomie (la durée de vie de l'élément énergétique). À noter que, depuis peu, des batteries/piles très minces et très légères (mais encore un peu trop coûteuses) sont réalisées à l'aide de substrat papier. Pour pallier à cela, on peut évoquer les deux cas de figures classiques suivants.

Sans dispositif de recharge

Nous sommes ici en présence d'une pile/batterie dont l'autonomie est classiquement définie en quantité de coulombs, en d'autres termes : $q = it$, en A · h. Une fois la consommation du dispositif (consommation du tag + mode de réveil + rapport cyclique de fonctionnement) connue, tout est (presque) résolu... aux problèmes près dus au fait qu'il est nécessaire de changer de temps en temps la pile entraînant des possibilités de pertes d'informations contenues dans la mémoire du tag, d'inversions de polarité de la pile malencontreuses, etc. Bref, le quotidien !

Avec dispositif de recharge

Nous voici maintenant en présence d'un accumulateur à bord du transpondeur et des particularités de son circuit approprié de charge et décharge (qui n'est souvent pas simple), de durée de vie (quoique l'on en pense, un accumulateur n'est pas éternel) et à nouveau les mêmes problèmes de remplacement que ceux cités aux paragraphes précédents. Malgré ces inconvénients, de tels systèmes avec dispositifs de recharge à leurs bords présentent certains avantages applicatifs spéci-

fiques. Par exemple, ils sont aptes à fonctionner de façon autonome à grande distance sur la seule réserve d'énergie présente à leur bord et, lorsqu'ils sont proches de la base station, ils peuvent être capables de recharger leurs accumulateurs à l'aide du champ (électro)magnétique produit par la base station. Donc, en résumé, si vous nous avez bien compris, tout cela milite en faveur des dispositifs télé-alimentés autant que faire se peut.

Remarque importante
Bien souvent, **à tort**, les tags « télé-alimentés » sont appelés « passifs » et les *battery assisted* sont appelés « actifs », ce qui n'a aucun sens ! (Voir plus bas les explications pour le détail.) Ici aussi, essayez d'employer le mot juste !

2.2.2 Liaison descendante (*return link*) du tag vers la base station

Commençons une fois de plus par définir un peu de vocabulaire au sujet de la liaison descendante et des tags qui y participent. Que de mots, de noms, de confusions dans les termes utilisés parfois dans la presse de vulgarisation technique et souvent de grande diffusion, puis relayés par les consultants (hélas trop souvent généralistes et non-spécialistes), par les utilisateurs finaux non au fait de la technique, et pour terminer, que d'embrouilles au sujet de deux petits adjectifs « passifs » et « actifs » ! On a tout entendu, et surtout n'importe quoi... Sans vouloir affirmer que nous détenons la vérité, des personnes techniquement performantes et quotidiennement habituées à appeler un chat un chat ont défini avec précisions un certain nombre de termes à l'ISO relatifs à tout cela (il s'agit de la famille de normes ISO 19 762, dont la partie C traite spécifiquement des Technologies de l'information — Techniques d'identification automatique et de capture de données [AIDC] — Vocabulaire harmonisé — Identification par radiofréquence [RFID]). Bref, voici ce qu'il faut entendre par « passif » et « actif », et attention donc à ne pas confondre techniquement système d'alimentation/transferts d'énergie et principes de communication montante et descendante ! Revoir la figure 2.3.

■ Tags actifs, tags passifs

Indépendamment du type d'alimentation dont est doté le tag (télé-alimentée ou *battery assisted*), il faut que celui-ci soit équipé d'un moyen de communication pour assurer la liaison descendante du tag vers la base station – dite *voie de retour*. Celle-ci peut fonctionner de différentes façons selon les principes mis en jeu (*figure 2.4a*).

□ Tags « passifs »
Cas où le tag, se servant de l'onde montante (généralement non modulée) fournie par la base station, réussit à se faire comprendre et à répondre à la base station en mode *half* ou *full duplex* – voir plus bas – (généralement en *half duplex*) de façon « passive », c'est-à-dire sans l'aide d'une fonction émettrice à son bord. On dit alors que le tag est « passif ». Rien ne l'empêche par contre d'être télé-alimenté par l'onde incidente (donc d'être *batteryless*) ou encore d'être *battery assisted* !

□ Tags « actifs »
Cas où le tag est incapable (pour *x* raisons : distance trop importante, manque de sensibilité des démodulateurs de la base station, etc.) de réussir à se faire comprendre de la base station sans la présence d'un véritable émetteur (*transmitter*) à son bord, et alors on en met un. Dans ce cas, et toujours indépendamment du type d'alimentation, du fait de la présence de l'émetteur, la liaison de retour est « active ». On dit alors que le tag est « actif ».

En résumé, complètement indépendamment de la façon dont le tag est alimenté
Par l'adjectif « passif », on définit le fait que la liaison de communication descendante – du tag vers la base station — s'effectue sans l'aide d'un émetteur RF.
Au contraire – et toujours indépendamment de la façon dont le tag est alimenté –, si celui-ci comporte un émetteur à son bord pour répondre à la base station, il sera dit « actif ».

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

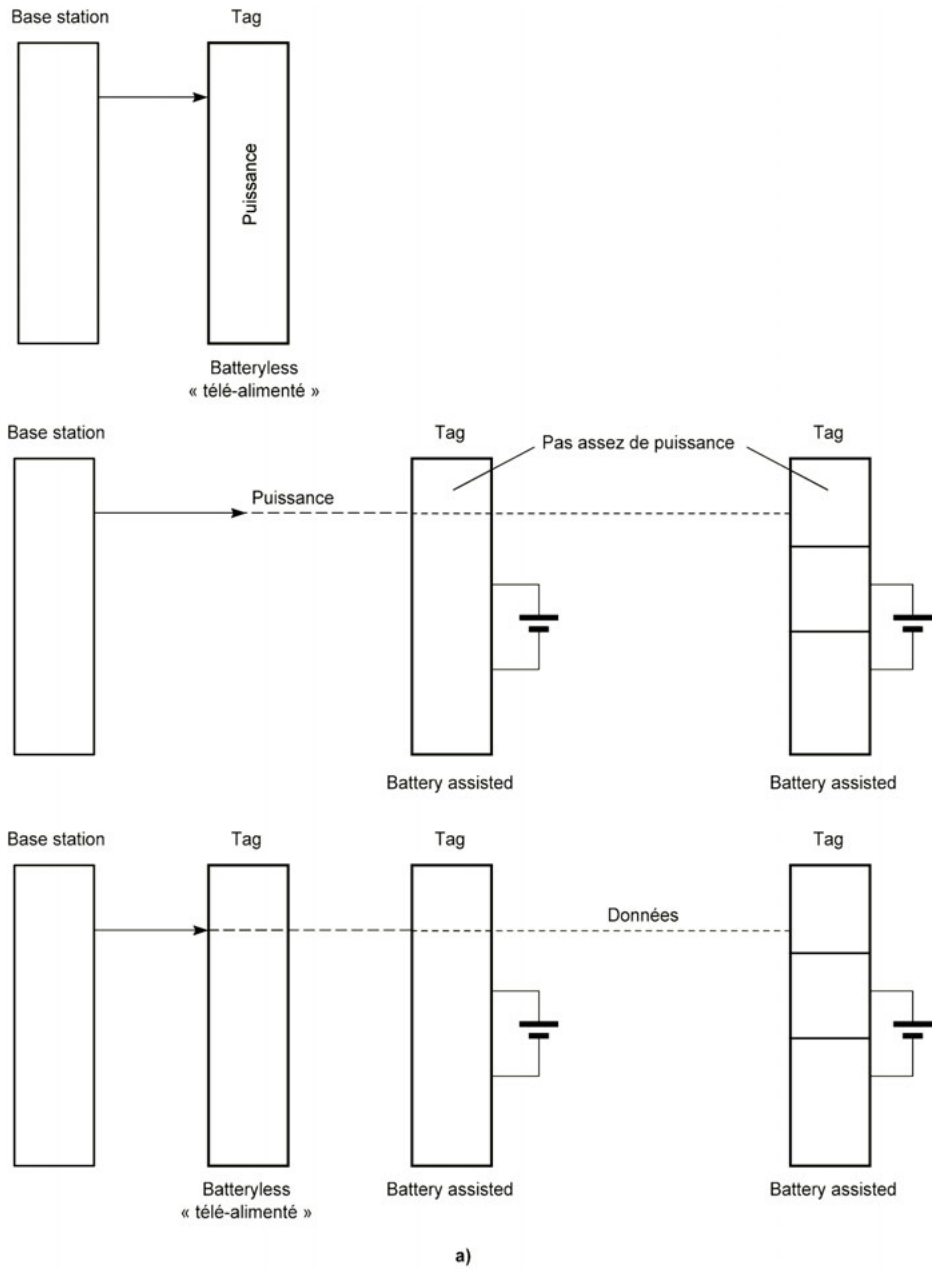


Figure 2.4 – (a) Tag « télé-alimenté » ou *batteryless*, tag *battery assisted* et « communication montante ».

Attention donc à ne pas confondre type d'alimentation et principe de communication ! Une batterie n'a jamais été active de sa vie. Elle permet peut-être de donner une certaine vie à quelque chose, mais ceci est une autre histoire.

Note
Dans la même série, pour information, les tags « semi-actifs » ou « semi-passifs » n'existent pas. C'est une hérésie ! Combien de fois avons-nous entendu ces termes qui ne riment à rien. Si sous ces vocables on veut parler de tags assurant leurs communications descendantes de façon passive (sans émetteur) et équipés d'une batterie, c'est bien simple, ce sont tout simplement des tags « passifs, *battery assisted* », un point c'est tout.

□ Le transpondeur et ses mystères
Que les tags soient passifs ou actifs, si leurs architectures électroniques internes sont telles qu'elles ne leur permettent que de répondre à des commandes envoyées par la base station, ils sont alors de simples éléments **resPONDRs**, et l'ensemble ainsi formé par la base station (émetteur, **TRANSmitter**) d'une part et le tag d'autre part fonctionne alors selon un mode de communication appelé **TRANSPONDER**.
Maintenant que ce petit ménage concernant le vocabulaire est effectué, nous pouvons revenir à de la pure technique en examinant comment fonctionnent les tags passifs et actifs.

■ Tags à communication descendante « passive »

C'est le cas le plus fréquent. En nombre, il représente plus de 95 % des applications.
Dans le cas de liaisons passives de retour, tags vers la base station, il faut bien garder en mémoire qu'indépendamment de son type d'alimentation télé-alimenté ou *battery assisted* le tag n'a pas d'émetteur à son bord mais qu'il doit être un élément capable de se faire comprendre tôt ou tard de la base station. À cet effet, pour assurer cette communication descendante, la base station fournit un support physique sous la forme d'une fréquence « porteuse » entretenue, non modulée, et le tag réussit à se faire comprendre de la base station en modulant ses caractéristiques électriques. Pour cela, deux techniques – physiquement très cousines – basées sur le même principe de « modulation de l'impédance (en résistance et réactance) de charge d'antenne du tag » – dite également de *load modulation* – sont habituellement utilisées dans la plupart des tags disponibles sur le marché. Étant donné que les répercussions physiques qui découlent de cette « modulation de charge » sont différentes selon les valeurs des fréquences mises en jeu (voir chapitres 6 et 8), en RFID, on parle habituellement de :

– « couplage magnétique » pour les LF et HF ;
– « rétro réflexion » ou « re rayonnement » ou *back scattering* de l'onde incidente pour les UHF et SHF.

□ Technique de modulation de charge (*load modulation*)
Lorsque la base station fournit une porteuse non modulée au tag afin d'assurer un support physique à la communication de retour, elle laisse ce dernier agir totalement à sa guise selon son propre mode de fonctionnement. Celui-ci, à son rythme, module en tout ou rien (modulation de type OOK, *On Off Keying*) selon un codage binaire spécifique, tout ou partie de la charge électrique équivalente qu'il représente aux bornes de son antenne (*figure 2.4b*).
En effectuant cela :

– pour les fréquences RFID LF inférieures à 135 kHz et HF à 13,56 MHz, en modulant la charge qu'il représente (variation de résistance ou de capacité), il modifie la consommation d'énergie qu'il représente dans le champ magnétique et, du fait du couplage magnétique existant entre tag et base station, tend à modifier, *via* le couplage magnétique existant, la valeur du courant circulant dans le circuit de l'antenne de la base station ;
– pour les fréquences RFID UHF à 433, 860-960 MHz, 2,45 GHz et SHF à 5,8 GHz, en modulant l'impédance de charge de son antenne de réception. Dans le cas d'ondes se propageant, ceci a pour effet final, *via* une variation de surface radar apparente que nous expliquerons en détail aux chapitres 8 et 9, de modifier la proportion d'onde réfléchie (re-rayonnée) vers la base station (technique de *back scattering* que nous expliquerons en détail tout au long de l'ouvrage).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

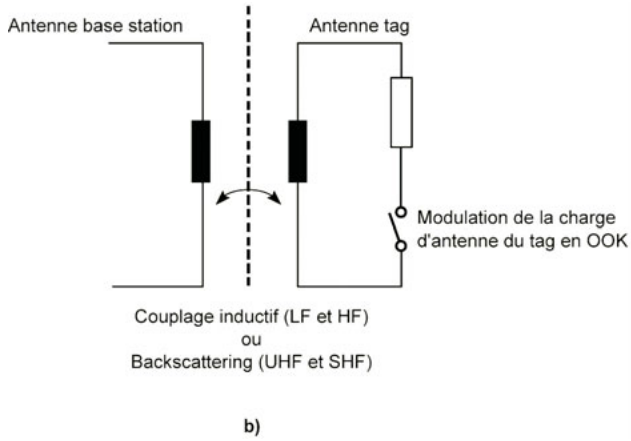


Figure 2.4 – (b) Principe de modulation de charge.

Dans les deux cas ci-dessus, le tag ne comporte aucune fonction émettrice proprement dite. Le système fonctionne selon le mode de *transmitter* (base station) et *responder* (lui-même), et l'ensemble, en mode *transponder*. La communication descendante est donc basée sur un principe de passivité de communication descendante de l'élément tag.

■ Tags à communication descendante « active »

Dans ce cas, pendant la phase de réponse du tag, plusieurs cas peuvent se produire :

– comme précédemment, pendant la phase de communication descendante, la base station fournit une porteuse pouvant servir de support à la communication de retour. Hélas, le niveau de signal que renverrait le tag si la communication descendante était passive (*back scattering* par exemple) serait trop faible pour être traité directement par la base station. Pour pallier à cela, toujours indépendamment du mode d'alimentation du tag (télé-alimenté ou *battery assisted*), on dote le tag d'un émetteur local de petite puissance afin de « booster » les signaux retournés à la base station ;
– dans certains systèmes, lors de la phase de communication descendante, la base station ne fournit plus aucune porteuse pouvant servir de support aux signaux de retour. Dans ce cas, afin de se faire comprendre de la base station, le tag émet et utilise soit la même valeur de porteuse soit une valeur différente pour assurer la voie descendante. Dans ce cas, du fait de pouvoir disposer de deux porteuses indépendantes pour les voies de communications montantes et descendantes, l'échange entre base station et tag peut être réalisé facilement, soit en mode *half duplex* soit en mode *full duplex*. Les échanges peuvent être également nettement plus rapides (> 1 Mbit $\cdot$ s^{-1}).

Dans les deux cas présentés ci-dessus à titre d'exemples (bien d'autres existent), la liaison descendante, du tag vers la base station fonctionne selon un mode de *transmitter*-émetteur. La communication descendante est donc basée sur un principe d'activité, d'où l'appellation de tag « actif ». Bien évidemment, pour réaliser cela, chaque tag doit en effet intégrer à son bord, comme avant, une fonction de réception (pour détecter la liaison montante en provenance de la base station) mais aussi à présent un émetteur RF (pour assurer la liaison descendante). En fait, souvent, les dispositifs que nous venons d'évoquer fonctionnent comme un ensemble de postes classiques de réception et d'émission radio. On se rapproche alors d'un « objet communicant »... bref, d'un mini talkie-walkie ! Bien évidemment, ces genres de fonctionnement sont plus complexes, plus chers et nécessitent plus d'énergie disponible au niveau du tag, entraînant parfois/souvent

la présence d'une batterie à bord du tag, mais, s'il vous plaît, sans vouloir paraître pédant, ne tombez pas dans du journalisme primaire ou de l'inculture latente : ne confondez pas l'effet et la cause !

Voici un petit complement : ce n'est pas parce qu'un tag est « actif » en possédant à son bord un émetteur qu'il fonctionne nécessairement en pur *transmitter/receiver* (*transceiver*). En effet, il peut très bien passer sa vie à n'être qu'un simple *responder* en continuant de ne répondre qu'à des ordres et commandes et à former ainsi avec la base station un système *transponder*. Pour ceux qui ont encore des doutes à ce sujet, nous leur conseillons de se renseigner en ce qui concerne les modes de fonctionnement des nouveaux dispositifs NFC (*Near Field Communication*) en cours d'implémentation sur les téléphones mobiles. Ceci étant, pour terminer sur le sujet, rien n'empêche les croisements hybrides tels que des tags « passifs, *battery assisted* » ou « télé-alimentés actifs » ! Si, si c'est vrai, nous en avons rencontrés. Si vous ne nous croyez pas, rendez-vous au chapitre 10 pour les « passifs, *battery assisted* » !

Pour conclure, à partir de maintenant vous n'avez plus droit à des erreurs de verbiage, et vous avez bien mérité la *figure 2.4c et d* donnant le tableau résumant les fonctionnalités « passif », « actif », « télé-alimenté », *battery assisted* et Cie !

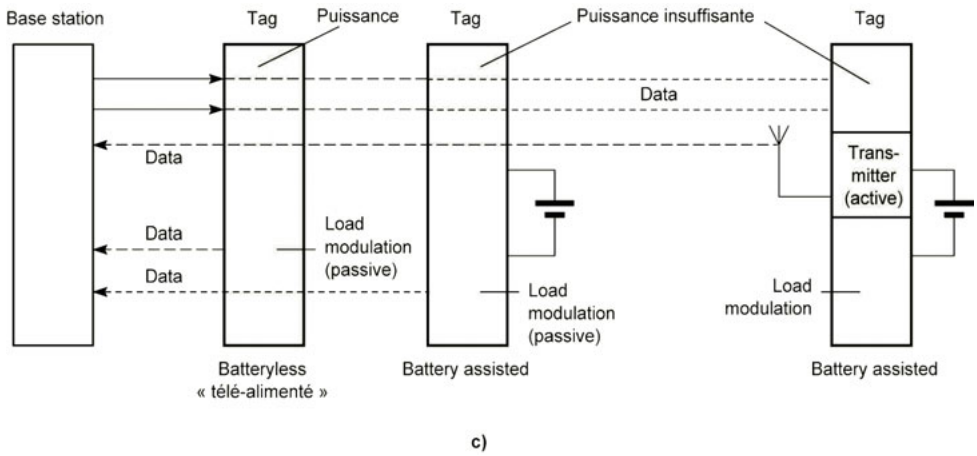


Figure 2.4 – (c) Tags « passif », « actif », « télé-alimenté », *battery assisted*.

■ Valeur minimale du couplage réflexion et dualité transfert d'énergie, communication

Cela demande quelques explications complémentaires. En effet, pour que la modulation/variation de charge du tag soit sensible et détectable au niveau des circuits dédiés à cet usage présents dans la base station, en LF et HF il est nécessaire qu'un couplage magnétique minimum existe entre le tag et l'antenne de la base station. Il en est de même en UHF et SHF car il faut qu'une variation significative de signal re-rayonné ait lieu afin d'être détectable par la partie réception de la base station.

Ceci étant, afin que les choses soient très claires, il est nécessaire ici aussi de décorréler totalement d'une part la notion de minimum nécessaire de quantité d'énergie à transférer au tag pour assurer sa télé-alimentation, et d'autre part, celle du minimum de signal de retour nécessaire à pouvoir établir la liaison descendante pour que l'application fonctionne correctement !

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

	Base station			Tag				
	Communication			Communication		Alimentation du tag		
	Montante	Descendante		Montante	Descendante	Par télé-alimentation	Batterie à bord	Appellation
	Émission	Réception						
cas 1	active	active			passive par modulation de charge pas d'émission du tag	oui	non	passif - batteryless
cas 2	active	active			par backscattering ou par modulation de charge donc passive car pas d'émission du tag	non	oui dit, battery assisted	passif - battery assisted
cas 3	active	active			émission d'un signal de retour donc active	non	oui dit, battery assisted	actif - battery assisted

Appellation des classes de TAG

cas 1 - assez d'énergie reçue de la base station pour que le tag puisse être téléalimenté et puisse fonctionner
- assez de couplage inductif (modulation de charge) et de sensibilité du démodulateur pour pouvoir assurer la communication descendante
- ou assez de signal de retour (backscatter) pour que la base station le comprenne

cas 2 - pas assez d'énergie reçue pour assurer l'alimentation du transpondeur, donc son fonctionnement d'où « battery assisted »
- assez de couplage inductif et de sensibilité du démodulateur pour pouvoir assurer la communication descendante
- ou assez de signal de retour (backscatter) pour que la base station le comprenne

cas 3 - pas assez d'énergie reçue par le tag pour assurer son alimentation locale d'où présence d'une battery à son bord
- pas assez de couplage ou de signal de retour pour que la base station comprenne, d'où l'émission d'un signal de retour

Figure 2.4 – (d) Résumé des performances des tags « passif », « actif », « télé-alimenté », *battery assisted*.

Comme vous venez de le remarquer, il existe une relation forte entre le transport de l'énergie et l'établissement des communications montante et descendante. La clé de voûte de cet édifice est principalement concentrée dans la relation devant exister entre la base station et le tag pour assurer le bon fonctionnement de l'ensemble. En un mot, pour réaliser un système à base de tag, il est toujours obligatoire de se rappeler que l'énergie n'est rien sans la communication... sinon vous auriez inventé uniquement un dispositif de télé-alimentation !

Comme nous l'avons indiqué plus haut, pour un système économique déterminé, la première valeur minimale du « couplage » à retenir est celle qui permet d'obtenir « la » valeur de tension suffisante permettant la télé-alimentation du tag compte tenu de sa propre charge/consommation. Si celles-ci sont connues (les fabricants de tags sont censés indiquer dans leurs spécifications la tension nécessaire et le courant, donc la consommation de leur produit), il est possible de précalculer les valeurs minimales des paramètres nécessaires pour que l'application fonctionne correctement.

Valeur maximale du couplage/réflexion

Maintenant que nous sommes certains que le système est apte à fonctionner correctement en énergie et en communication, passons à un sujet fréquemment ignoré/oublié par de nombreux utilisateurs.

Nous allons évoquer deux problèmes proches mais fondamentalement différents qui amènent à s'intéresser à la valeur maximale du coefficient de couplage/réflexion :

– le premier cas est celui des tags devant être aptes à fonctionner simultanément à longue ou faible distance de l'antenne de la base station ;
– le second cas est celui lié à la « sécurité » de fonctionnement des tags conçus pour fonctionner plus ou moins toujours à une même distance de l'antenne de la base station.

Dans le premier cas, généralement, les concepteurs font tout pour optimiser le bon fonctionnement du système en longue distance mais doivent également s'assurer de son bon fonctionnement lorsque l'on approche le tag très près de l'antenne de la base station et qu'on le maintient pendant un certain temps (on parle alors de durée d'exposition). En effet, la distance diminuant, le tag est soumis à de nouvelles contraintes (champ important) qu'il faut prendre en compte. Cette dualité de fonctionnement en mode de longues et courtes distances est très sérieux et doit être étudié en conséquence. Très souvent les concepteurs/utilisateurs s'arrêtent à l'estimation des valeurs minimales de « couplage » ou de « re rayonnement/réflexion » selon les fréquences d'utilisation, car ce sont elles qui participent à déterminer la distance maximale de fonctionnement de leur système et ne se préoccupent que très peu de ce qui peut se passer lorsque le transpondeur est proche de la base station.

Examinons maintenant en détail le second cas. Parfois il n'est pas nécessaire de se préoccuper de sécurité de fonctionnement, car tags et base station(s) sont conçus pour fonctionner à distance plus ou moins fixe (par exemple, environ 8/10/15 cm pour des cartes sans contact, 1 m à 2,5 m pour des lectures de palettes), mais il reste possible que, pour des raisons accidentelles quelconques, le(s) tag(s) puisse(ent) être situé(s) pendant un temps long très près de la base station. Pour imager cela, examinons rapidement l'exemple du suivi de paquets passant en vrac sur convoyeur déroulant en continu et sur lesquels les étiquettes électroniques (incluses dans du papier) sont déposées sur une face d'un carton d'emballage et dont la position physique spatiale ne peut être complètement connue à tout instant. Pour réussir à lire des étiquettes les plus lointaines, il est nécessaire que les bases stations disposent d'une puissance importante. Supposons maintenant que, suite à une panne, un arrêt d'urgence, etc. de tapis roulant, convoyeur, etc., le carton reste en position fixe face à l'antenne de la base station. Les « lois de Murphy » bien connues étant toujours vigilantes, comme par hasard, à ce moment-là, ce sera le carton dont l'étiquette se trouvera la plus proche de l'antenne de la base station qui sera soumis au champ

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

le plus puissant. Nous pouvons vous certifier que nous avons déjà eu l'occasion d'observer dans certains cas de très belles fumées bleues non pas de circuits intégrés des tags mais du papier de l'étiquette qui était totalement inapte à dissiper la puissance et tolérer la température mise en jeu, puis ensuite de voir noircir de beaux cartons d'emballages !

En d'autres mots, ces deux problèmes amènent à s'intéresser à la valeur maximale du coefficient de couplage maximum qu'est capable de supporter le système et à ses conséquences.

■ Incidence de la valeur maximale de couplage/réflexion

Le circuit intégré présent dans le tag possède intrinsèquement plusieurs limitations physiques, en courant, en tension, en puissance. Examinons rapidement les conséquences sur celles-ci si le « couplage » est trop important :

□ En courant

Il se peut que la valeur du courant induit fourni au travers de l'antenne du tag dépasse la valeur du courant maximal admissible et/ou autorisé par l'entrée du circuit integré.

□ En tension

Il se peut aussi que, suite aux champs magnétiques ou électromagnétiques (selon les fréquences mises en jeu), la tension induite ou reçue présentée à l'entrée du circuit intégré devienne de plus en plus importante. Dans ce cas, il est nécessaire de savoir si le circuit intégré est apte ou non à réguler la tension présente à ses bornes d'entrée et peut continuer de fonctionner. Souvent, ceci est directement lié au problème de puissance absorbable que nous allons évoquer maintenant et qui englobe les deux précédents.

□ En puissance

En effet, les effets conjugués de la tension qu'il faut réguler et d'une valeur importante de courant à limiter reviennent à :

– soit continuer d'assurer sa fonction et de devoir (ou savoir ou pouvoir) évacuer un supplément de puissance ;
– soit continuer d'assurer sa fonction et de créer des circuits de limitation/régulation de puissance ;
– soit encore de définir que si l'on a atteint un certain seuil le composant arrête d'assurer sa fonction et passe dans un mode « non destructif » à l'aide d'un circuit, par exemple de type « d'*auto shut-down* ».

□ En température

La plupart des tags fonctionnent sur des plages de températures ambiantes soit « grand public » (0 à 70 °C) soit « industrielles » (−40 à +85 °C). Bien évidemment les tags sont appelés à dissiper de l'énergie principalement lorsqu'ils sont près de l'antenne et que celle-ci produit un champ important. Bien sûr, comme nous l'avons indiqué dans les paragraphes précédents, il faut évacuer toutes ces calories. Pour cela il est nécessaire de connaître les aptitudes thermiques du tag et principalement sa valeur globale de résistance thermique, de façon à pouvoir estimer quelle sera la température maximale du cristal afin de ne pas le détruire (ce qui arrive très rarement) mais surtout de faire attention à ce que cette température élevée du tag n'entraîne pas un départ d'incendie du papier, du carton, du plastique sur lequel il est apposé. Aussi surprenant que cela le soit, c'est en effet ici que réside le plus grand danger !

Très souvent, les utilisateurs, faute de solutions adaptées (mesureurs de champ à bord du tag par exemple), conçoivent des bases stations commençant par analyser et traiter les tags se situant à courte distance en émettant un champ magnétique faible puis décident de passer ces tags en mode *shut down*. Lorsque les bases stations ne détectent plus d'éléments situés à courte distance, elles émettent un champ magnétique plus élevé pour fonctionner alors en mode longue distance.

D'autres systèmes fonctionnent avec des bases stations à mode auto-adaptatif de puissance émise mais, dans ce cas, que se passe-t-il lors de la présence possible simultanée de deux tags, l'un situé très près de l'antenne et l'autre très éloigné de celle-ci ? Bonne question n'est-ce pas ?

2.3 Communications de données

Cette seconde partie de chapitre s'occupe uniquement de la façon dont la communication est organisée entre base station et tag(s), et *vice versa*, et la façon dont les données sont échangées.
Il est bien de communiquer, mais que communiquer ? Comment communiquer ? etc. Résumons tout d'abord en quelques mots simples ce que sous-entend la notion de communication.

2.3.1 Modèle de communication

Le terme général de communication inclut normalement les notions d'accès au médium, de messages à transmettre, de techniques et problèmes afférents aux méthodes et problèmes de transmission, gestion des collisions, réception, sécurisation, confidentialité du transport, validité, etc. d'un message et, fréquemment, le type d'usage que l'on compte faire de celui-ci et ce qui s'y rapporte.
De façon générale, il est possible d'analyser la constitution et l'architecture d'une communication puis d'en établir sa structure, son modèle. Il y a quelques années, afin d'assurer une compatibilité fonctionnelle entre équipements hétérogènes (constructeurs, fonctionnalités, équipements différents), les membres de l'International Standardization Organization (ISO) se sont penchés sur ce problème pour aboutir à un jeu de normes ayant pour but de définir l'interconnexion et le comportement de chaque équipement vis-à-vis de son environnement fonctionnel. Ce canevas/modèle ouvert et généraliste de communication est baptisé OSI (*Open System Interconnection*) (voir chapitre 15).

■ Le modèle de communication ISO/OSI

Le document de l'ISO 7498 de novembre 1984, « Information Processing Systems – OSI – Open Systems Interconnection — Basic Reference Model », habituellement appelé modèle ISO/OSI, définit un modèle décrivant le découpage de taches et une formalisation des flux d'échanges entre celles-ci, en particulier pour les systèmes communicants. Cette norme permet la constitution de systèmes et/ou réseaux normalisés au sein desquels peuvent venir s'intégrer une variété de systèmes hétérogènes alors appelés, par définition, « systèmes ouverts ».
Pour permettre cette hétérogénéité, le modèle OSI se limite à spécifier les fonctions à remplir par chaque système ouvert et les protocoles à mettre en œuvre entre ces systèmes en évitant soigneusement d'imposer un mode particulier de réalisation des dites fonctions au sein des systèmes eux-mêmes. Le modèle spécifie donc globalement le comportement des systèmes ouverts dans leurs échanges avec d'autres systèmes ouverts, et non leurs fonctionnements internes. Pour ce faire, chaque système ouvert est considéré comme une machine abstraite appelée « modèle de système ouvert ». Les normes ISO/OSI définissent alors de façon précise le fonctionnement (interne et externe) de ces modèles de systèmes ouverts dans l'exécution des fonctions du réseau qu'ils constituent. Un système conçu suivant ce découpage est dit « ouvert » car interconnectable sans difficulté (note de l'auteur : ... ou presque !), d'où son nom *Open System Interconnection* (OSI, interconnexion de systèmes ouverts).
Le modèle ISO/OSI très détaillé, décrit dans la norme, est composé de 7 couches superposées, numérotées de 1 à 7, donne une bonne vue d'un système de communication complexe (voir, pour de plus amples détails, le chapitre 15).
Très souvent, pour assurer une communication, il n'est pas nécessaire d'écrire et/ou remplir toutes les conditions décrites dans toutes les couches. Dans ce cas on parlera de modèle « écrasé ». Pour plus d'informations, nous vous renvoyons au chapitre 15 dans lequel nous détaillerons les relations entre ces normes ISO/OSI et les applications sans contact de type RFID.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

2.3.2 Modes de communication

■ Accès à la couche physique/au médium (air)

L'accès au médium, dans notre cas principalement l'air, est toujours un problème épineux lorsque plusieurs éléments peuvent prétendre à son accès en même temps, ce qui sera fréquemment le cas en RFID lors des réponses simultanées des tags (phase de « collisions »). Avant de débattre sur ce sujet et sans entrer dans des détails de cours de communication, passons rapidement en revue quelques termes et définitions – adaptées aux applications RFID – qui sont d'usage dans les modes d'accès à un médium.

□ *Carrier Sense Multiple Access* (CSMA)

Le protocole à accès multiple de type CSMA (accès multiple à détection de porteuse) est une technique à accès multiple dans laquelle les stations souhaitant produire/émettre des données modèrent leur propre usage à la ressource commune de communication à l'aide d'une solution basée sur la détection de la présence ou non de la porteuse d'un autre usager. En RFID, ceci permet à la base station (ou au tag) de sentir (*carrier sense*) si une autre base station (ou tag) est en train d'utiliser le canal de transmission avant qu'elle-même ne l'utilise. Ce principe est notamment utilisé dans les dispositifs pour les base stations RFID en Europe dits LBT (*Listen Before Talk*) (voir chapitre 13).

□ *Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection* (CSMA/CD)

Le protocole à accès multiple de type CSMA/CD (accès multiple à détection de porteuse avec détection de collisions) permet à la base station (ou au tag) de sentir si une autre base station (ou tag) est en train d'utiliser le canal de communication avant qu'elle-même ne transmette et détecte la présence de collisions si cela est le cas. Ce principe est également très utilisé en RFID au niveau des bases stations fonctionnant selon un mode *Listen Before Talk* (LBT) et gérant les collisions dues à la présence simultanée de nombreux tags dans le champ électromagnétique.

□ *Code Division Multiple Access* (CDMA)

Le CDMA est une technique différente qui consiste à sectionner chaque transmission en paquets et à assigner un code unique à chacun de ces paquets. Tous les paquets codés sont alors combinés mathématiquement en un signal et, lors de la réception, chaque récepteur extrait uniquement les paquets le concernant. Les accès multiples à l'intérieur d'un simple canal de transmission dépendent uniquement de l'emploi des modulations codées indépendamment

□ *Time Distributed Medium Access* (TDMA)

La technique dite *Time Distributed Medium Access* (TDMA), a pour but de réaliser un accès au médium distribué temporellement pour chacun des participants et, de ce fait, d'éviter structurellement la création de collisions, d'où l'appellation *Collision Avoidance*. De plus, avec cette technique, il est aisé de concevoir des systèmes temps réel puisque les temps de latence sont connus et à bande passante connue.

□ *Flexible Time Division Multiple Access* (FTDMA)

La technique *Flexible Time Division Multiple Access* (FTDMA) permet l'accès au médium *via* un principe de *mini-slotting* (petit créneau de temps). Pendant ce *mini-slotting* l'accès au médium est concédé dynamiquement sur une base de priorité attribuée aux participants ayant des données à transmettre *via* une hiérarchie liée à la valeur de l'« unique ID-UID » contenue dans l'en-tête du message. Le but de ce principe est d'assurer une communication limitée en temps et en bande passante.

2.4 Principe de communication

Nous allons continuer en décrivant maintenant comment peut être est déclenchée une communication RFID, puis nous examinerons comment elle se déroule.

2.4.1 Mode de déclenchement de l'échange/communication entre base station et tag

Voici encore un nouveau problème qui soulève bien des controverses. En deux mots, lors d'un échange, qui commence la communication ? La base station ? Le tag ?
Lors de l'emploi de « tags passifs, télé-alimentés », il ne peut y avoir de communication sans télé-alimentation du tag, donc sans présence initiale de porteuse radiofréquence. La base station doit donc toujours commencer la première en émettant sa porteuse. Sur ce point-là, tout le monde est d'accord ! Mais, à partir de ce point, deux théories que nous allons examiner ci-dessous s'affrontent concernant le déclenchement réel (en anglais, le *triggering*) de la communication proprement dite.

■ *Tag Talks First* (TTF) et *Answer To Reset* (ATR)

Cette première approche correspond au fait que dès qu'un tag entre dans la zone (volume) d'action de la base station et qu'il est alimenté (télé-alimenté, alimenté en permanence, que l'on vienne de provoquer le réveil de son alimentation, etc.) après avoir effectué son reset interne, sans autre forme de procès il commence immédiatement à communiquer pour signaler sa présence, d'où son appellation TTF (*Tag Talks First*) ou encore *Talk After Reset*. La présence de l'onde porteuse montante a effectué sans le savoir ce que l'on appelle une requête, une invitation au dialogue, et ce type de tag (TTF) entrant dans le champ effectue alors une réponse à cette requête de type *Answer To Reset* (ATR). Ce type de choix de déclenchement (TTF) fonctionne très bien si l'on est sûr qu'il n'y aura jamais plus d'un tag à la fois dans la zone d'influence de la base station... sinon attention aux catastrophes dues à des conflits potentiels de signaux en provenance des nombreux tags.

■ *Reader* (*Interrogators*) *Talks First* (RTF ou ITF) et *Answer To reQuest* (ATQ)

Afin d'éviter, d'atténuer, de pouvoir gérer les derniers problèmes de collisions de signaux que nous venons de soulever, il est nécessaire de disposer de tags possédant une éducation supérieure, ayant appris les célèbres vers de *Cinna* (de P. Corneille), et aptes à pratiquer le fameux « ...et avant de parler, commence par te taire » ! En effet, lors de leurs entrées dans la zone d'influence de la base station, les tags étant (télé-)alimentés effectuent alors leurs resets internes et passent sans plus attendre dans un état logique particulier (souvent baptisé *Ready*) dans lequel ils doivent attendre patiemment un ordre particulier de la base station – une commande de requête – (ou bien encore la présence d'une *Answer To reQuest* – ATQ) pour répondre à celle-ci et lui signifier leurs présences, d'où les noms de *Reader Talks First* (RTF) ou encore *Talk After reQuest* donnés à ces systèmes. Sur le principe, comparativement aux tags TTF, les tags RTF comportent à leurs bords une circuiterie logique supplémentaire leur permettant d'interpréter la commande de requête et, sur le papier, toutes choses égales, devraient avoir un coût légèrement supérieur aux TTF.

■ Coexistence TTF et RTF

Bien évidemment, un grand problème consiste à savoir quels peuvent être les problèmes de coexistence susceptibles de survenir lors de la présence simultanée dans le champ électromagnétique de tags de types RTF et TTF, par exemple lorsque la base station a déjà commencé de communiquer volontairement avec un tag RTF et qu'un tag de type TTF rentre sournoisement dans le champ et commence sans autre forme de procès à signaler sa présence. À ce jour, nul ne peut dire que

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

ce cas n'arrivera jamais. Si l'on continue ce genre de raisonnement, l'usage des tags TTF devrait uniquement se limiter à des applications dans lesquelles on est sûr qu'ils ne quitteront jamais leur site d'utilisation pour ne pas polluer d'autres sites dans lesquels des RTF pourraient être présents (exemple d'emploi : repérages de pièces sur une chaîne de production avec réutilisation des transpondeurs en fin de chaîne).
Pour terminer sur ce sujet, sachez qu'afin d'éviter tous ces problèmes, certains pays (en Extrême Orient par exemple) n'admettent pas l'usage de transpondeurs de type *Tag Talk First* (TTF) et que, pour éviter tous ces soucis, l'ISO n'a normalisé que des cartes à puces sans contact (ISO 14 443 et 15 693) et des tags (famille de normes ISO 18 000-*x*) pour la gestion automatique d'articles (*Item management*) uniquement de types RTF ou ITF.
Pour information, nous reviendrons plus longuement sur ces sujets et sur les systèmes *Listen Before Talk* (LBT) et *Tag Only Talk After Listening* (TOTAL) lors de la quatrième partie de cet ouvrage.

2.4.2 Gestion de l'échange

Maintenant que nous savons qui peut déclencher/commencer l'échange, passons à la suite de la structure de celui-ci (revoir également la *figure 2.1b* du début du chapitre).

■ *Half duplex*

Le mode dit *half duplex* (souvent noté HDX) correspond à un mode « alterné » de communication dans lequel les liaisons de données montantes et descendantes ne sont pas simultanées, et par conséquent dans lequel les messages montants et descendants ne peuvent, par principe, pas se télescoper.

■ *Full duplex*

Dans ce mode de fonctionnement dit *full duplex* (souvent noté FDX), les échanges de données lors des liaisons montantes et descendantes s'effectuent simultanément. Dans le cas des applications sans contact et RFID n'utilisant qu'une seule et unique fréquence porteuse, différentes solutions, mais rarement appliquées à ce jour, peuvent être envisagées. Citons pour exemple une liaison montante utilisant une fréquence porteuse modulée en fréquence, et une liaison descendante, simultanée, utilisant une modulation de charge sur la même fréquence porteuse. Bien d'autres principes de telles communications *full duplex* peuvent (pourraient) être employés. L'avantage de ce mode d'échange est d'obtenir des temps de transactions plus rapides (lorsque les temps de transactions en mode *half duplex* ne sont pas suffisants) pour permettre de satisfaire certaines applications au détriment de la complexité électronique de la base station devant traiter en temps réel simultanément les protocoles de communications montants et descendants ainsi que les erreurs de transmissions toujours possibles.

■ *Interlaced half duplex*

Ce mode est un dérivé de celui décrit au paragraphe précédent. Dans ce cas, il s'agit de transmissions effectuées en mode *full duplex* au niveau de la base station (elle est donc capable d'émettre et de recevoir en même temps) et seulement en mode *half duplex* au niveau du tag.

■ En résumé, en RFID

Dans les dispositifs RFID en place à ce jour, le mode d'échange de données le plus couramment employé (pour ne pas dire à 100 %, disons à 95 %) est le mode *half duplex*, ce qui signifie que la base station et le(s) tag(s) communiquent entre eux alternativement, par tranches de temps, et non simultanément tel que ce serait le cas en mode dit *full duplex*. Il est à noter que certains types de codages bit et/ou types de modulations de fréquences porteuses et/ou leurs combinaisons (voir chapitre 12) permettent ou non d'envisager de communiquer selon le mode *full duplex*.

Message à transmettre

Le terme de message inclut le descriptif, le sens, le fond du contenu, sa forme, son format, son origine, sa destination et tout ce qui s'y rapporte.

Transmission

La transmission concerne tout ce qui a trait à l'enveloppe, la protection du transport, la qualité et fiabilité du transport, sa rapidité, son débit net de transport, l'absence globale d'erreur, et si des erreurs se produisent, leurs détections, signalisations et recouvrements.

Usage du message

L'usage du message tient de l'application elle-même et dépend de sa spécificité selon les exigences de l'utilisateur en fonction de sa propre initiative, selon le contenu des messages arrivés, etc.

2.5 Notion de modes de fonctionnement

Les paragraphes suivants vont commenter ce que nous engloberons sous les termes de mode de fonctionnement du tag et des applications envisagées.

On peut à nouveau classer les familles de tags selon leurs modes de fonctionnement et de communication.

Lecture seule

Ce mode consiste uniquement à lire le contenu du tag en supposant que celui-ci contienne quelque chose que quelqu'un ait préalablement inscrit. À ce niveau, un distinguo doit déjà être effectué :

– le tag a été préalablement écrit par le fabricant (silicium) du composant (numéro unique, numéro, contenu particulier, etc.) ;
– le tag, livré vierge par le fabricant, a été écrit de façon unique (WORM – *Write Once, Read Multiple* – écriture unique, lecture multiple) par l'utilisateur, selon son bon goût. Une fois cela effectué, le tag devient alors « lecture seule ».

Lectures et écritures multiples

Ce mode de fonctionnement permet la réutilisation, la réinscriptibilité du tag. Ne comportant pas de protection particulière, il peut être employé par exemple sur des chaînes de production pour assurer le suivi des interventions ayant lieu sur des produits tout au long de leur élaboration. Ici aussi quelques distinctions doivent être effectuées.

□ Mode programmable/read (MTP, *Multi Times Programmable*)

Dans ce mode, une certaine zone mémoire du transpondeur ne sera réinscriptible qu'un nombre limité de fois (par exemple, une centaine de fois) permettant ainsi d'effectuer certaines modifications particulières du contenu de type mises à jour, versions des données, mais donc le but principal du tag, par la suite, est d'être lu.

□ Mode *read/write* (R/W)

Dans ce mode, tout est permis en ce qui concerne la réinscriptibilité multiple du tag sans limite du nombre de fois où celles-ci sont effectuées (sous-entendu, dans les limites technologiques du silicium en ce qui concerne les possibilités d'écriture de l'E2PROM = ordre grandeur 100 à 500 000 fois).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Lectures et écritures protégées

Nous montons d'une marche de plus dans la structure du fonctionnement entre une base station et le tag. Ce mode d'utilisation de lectures et écritures « protégées » est vaste et demande ici aussi quelques explications complémentaires. À noter que cela concerne la lecture de tout ou partie du contenu du transpondeur protégé sous conditions, (mot de passe...) ainsi que la modification du contenu sous de mêmes conditions.

□ Lecture protégée

Ce mode de fonctionnement est l'exemple type des applications dans lesquelles on doit aller chercher des informations qualifiées de « secrètes » dans un endroit (zone mémoire) particulier et dont le droit d'accès est soumis à « montrer patte blanche » au tag sous quelque forme que se soit (mot de passe, procédure hardware, timing particulier...).

□ Écriture protégée

Ce mode de fonctionnement, souvent (mais pas obligatoirement) associé au précédent, est utilisé pour sécuriser l'écriture du contenu de la mémoire :

- soit en créant des zones (tout ou partie également) de la mémoire fonctionnant en mode OTP (*One Time programmable*, programmable une seule fois) ;
- soit, après de multiples modifications volontaires du contenu, on décide de verrouiller définitivement une zone mémoire contre toute prochaine écriture (exemple : suivi de la fabrication d'un produit tout le long d'une chaîne avec réécriture autorisée tout le long de la chaîne de production, puis verrouillage de l'écriture au dernier stade de la fabrication du produit, celui-ci étant considéré comme totalement terminé) ;
- soit en ne permettant l'accès à la réécriture de tout ou partie de la mémoire seulement sous condition(s) spécifique(s), ici aussi sous *x* mots de passe plus ou moins complexes.

Lorsque la mémoire a été protégée en écriture, elle fonctionne comme une mémoire de type PROM

Lecture et écriture sécurisée

Ce mode de fonctionnement, sans notion spécifique de cryptage, permet à l'aide de technique classique de sécurisation (authentification des partenaires, code évolutif ou tournant par exemple) d'atteindre un niveau plus élevé de sécurisation de l'établissement de la communication entre base station et tag. Nous évoquerons les problèmes afférents à ces systèmes (par exemple les problèmes potentiels de synchronisation des codes). Au besoin, voir ou revoir les ouvrages précédents de l'auteur.

Lecture et écriture cryptée

De même, le contenu de la communication entre tag et base station peut être crypté de façon à déjouer des écoutes pirates des communications échangées. Ceci est généralement effectué à l'aide d'algorithme cryptographique de types soit propriétaires, soit normalisées de types à clés privées (DES, AES par exemple), soit à clés publiques (RSA, ECC par exemple).

Lecture et écriture d'un tag unique présent dans le champ électromagnétique

Un seul tag est présent dans le champ d'action de la base station, et la gestion de la communication est simple.

Lecture et écriture de tags multiples dans le champ électromagnétique

Il se peut aussi que plusieurs tags soient présents simultanément (volontairement ou involontairement) dans le volume (x dm^3 ou y m^3) dans lequel se développe l'action du champ électromagnétique produit de la base station.

Pour être opérationnel, le système doit être conçu de façon à être capable d'identifier tous les tags présents dans le champ de la base station, et celle-ci doit être apte à dialoguer individuellement avec tout ou partie d'entre eux (par exemple un sous-ensemble de tags ayant une ou plusieurs particularités communes). Nous évoquerons plus tard (au chapitre 15 et, au besoin, revoir l'ouvrage référence 1) les problèmes de collisions pouvant surgir ainsi que les procédures de gestion des collisions à appliquer (dit à tort système « anticollision » puisqu'il y en a !). À noter dès à présent que le nombre de tags présents simultanément peut être connu ou totalement inconnu, et que le système doit être capable de gérer tous ces cas.

■ Remarque générale concernant la lecture et l'écriture des tags

Les lignes que nous venons d'écrire n'impliquent en rien le fait que les distances et ou vitesses d'écritures soient égales à celles de lectures des tags. Certains groupes d'applications se satisfont de distances courtes et de vitesses lentes d'écritures mais nécessitent de grandes distances et des vitesses élevées pour les phases de lectures... ou l'inverse !

2.6 Problèmes généraux de fonctionnement de la transmission de données

2.6.1 Selon les applications visées

Hormis quelques cas très particuliers, ce sont les contraintes techniques, l'environnement, les régulations, etc. dues à la topologie de l'application qui guident les choix techniques à utiliser.

■ Topologie de l'application

La topologie de l'application a une grande importance pour les choix à effectuer. Il est toujours obligatoire de se poser au moins les questions suivantes :

– L'ensemble base station/tag est-il mécaniquement fixe, mobile ? Si oui, à quelle vitesse (quelques exemples : tapis roulant de chaîne de production, inférieure au $m \cdot s^{-1}$, coureurs à pied, 5 à 10 $m \cdot s^{-1}$, vélo, 20 $m \cdot s^{-1}$, train, 40 à 50 $m \cdot s^{-1}$...) ?
– Un seul ou plusieurs tags seront-ils présents simultanément dans le champ magnétique ?
– Est-ce une mono (identification simple d'un objet) ou multiple applications contenues dans un même tag ?
– Le temps de transaction est-il important ou indifférent dans l'application ?

■ Tags en mouvement relatifs par rapport à la base station

De nombreuses applications nécessitent de gérer les mouvements relatifs, rapides ou lents, pouvant se produire volontairement ou involontairement entre bases stations et tags (cartes à puce de transport, saisies à la volée, suivis de pièces sur chaînes de production, palettes sur Fenwick, dossards sur coureurs de marathons, etc.).

Afin d'assurer l'intégralité de la communication, en plus des remarques que nous avons effectuées au cours des paragraphes précédents, il est impératif et nécessaire que le tag reste dans le champ électromagnétique de la base station au moins pendant tout le temps que dure la transaction et que l'énergie et le couplage/la réflexion minimum nécessaire à l'application soient maintenus, ceci indépendamment des positions et déplacements relatifs possibles du (des) tag(s) par rapport à la base station. En ce qui concerne la durée de la présence du (des) tag(s) dans le champ magnétique/électromagnétique, il faut tenir compte :

– de la vitesse de déplacement relatif « tag(s)/ base station » (pour mémoire $l = v\,t$) ;
– du temps de réveil additionné du temps de reset du (des) tag(s) lorsqu'il(s) rentre(nt) dans le champ ;

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

– du temps de gestion des collisions, si plusieurs tags sont présents simultanément dans le champ ;
– du débit brut et net des données transmises tag - base station/base station - tag ;
– du volume de données à échanger entre la base station et chacun des tags ;
– et enfin, des positions/orientations des tags dans le champ qui, dans certaines applications, peuvent être totalement aléatoires (badges de contrôles d'accès, objets dans un caddie de supermarché...), entraînant par exemple des temps additionnels dus aux fonctionnements de dispositifs particuliers d'antennes multiples, multiplexées ou non temporellement, dispositifs champs tournants, etc. dont nous parlerons plus en détail au chapitre 19 et dont l'efficacité a déjà été de nombreuses fois démontrée.

Revenons quelques instants sur un de ces derniers points.

Temps de transaction

Le temps que dure une transaction est fonction de nombreux paramètres :
– temps de réveil additionné du temps de reset que met le tag pour être en état de travailler après être entré dans le volume d'action du champ électromagnétique (généralement ce temps est de l'ordre de quelques millisecondes) ;
– temps de gestion d'hypothétiques collisions (procédure de gestion des collisions) dues à la présence simultanée de plusieurs tags (plusieurs étiquettes sur plusieurs colis sur une palette...) ainsi que, si nécessaire, les temps destinés aux séquences d'authentifications, cryptages, décryptages (de l'ordre de quelques millisecondes) ;
– somme des temps « de retournement » émission/réception/émission/etc. nécessaires aux bons fonctionnements de la communication entre bases stations et tags ;
– temps d'accès à la bonne application. En effet, plusieurs applications peuvent cohabiter sur un même tag, et avant de commencer une session de travail, il est nécessaire de sélectionner la (les) bonne(s) application(s) ;
– quantité d'informations à échanger dues à l'application et leurs gestions (lecture, écriture en mémoire E2PROM, calculs sur les données présentes dans les tags, etc.) ;
– débit brut de l'échange incluant bien évidemment la structure protocolaire de la communication (entête, prologue, épilogue, CRC, etc. du protocole de communication) ;
– temps de la présence physique du tag dans le champ électromagnétique en fonction ou non de son déplacement relatif dans le temps par rapport à la base station.Un exemple de valeurs de tous ces éléments est donné dans le *tableau 2.1*.

Tableau 2.1

Fonctions	Temps consommé pour effectuer la fonction
Reset	Environ 5 ms
Answer to request et séquence de gestion des collisions	3 ms
Sélection	2 ms
Authentification (si nécessaire)	2 ms
Lecture de 16 octets	2,5 ms
Écriture de 16 octets + relecture de contrôle	9 ms
Soit un total d'environ	25 ms

Cet exemple permet aisément d'envisager de traiter plusieurs tags en mouvement. En effet, en marchant d'un pas rapide de 6 $km \cdot h^{-1}$ (1,66 $m \cdot s^{-1}$), seule une zone champ de 4 cm de long est nécessaire à la transaction !

Généralement, il y a une assez forte implication entre la valeur de la fréquence porteuse, le débit binaire, le protocole de communication et le temps global, maximal, que dure une transaction. Afin de fixer les idées, voici quelques ordres de grandeurs de temps global de transactions :

– pour un dispositif « immobiliseur » pour véhicule automobile, environ 50 ms ;
– pour des applications de cartes à puce sans contact, environ 25 à 30 ms ;
– pour un système d'identification de produits sur palette, environ 10 à 20 ms par objet.

Surprenant n'est ce pas ? Ce sont pratiquement les mêmes valeurs... mais pas du tout pour les mêmes raisons. Pour votre information, les immobiliseurs pour véhicules automobiles fonctionnent à 125 kHz, les cartes à puce à 13,56 MHz, les produits sur palettes en UHF, ceci étant uniquement évoqué pour souligner le fait de ne pas se laisser influencer par certaines des coïncidences fortuites qui peuvent induire en erreur beaucoup de personnes dans leur choix !
Tout ce que nous venons d'évoquer doit être bien sûr choisi/déterminé en plein accord avec les régulations locales concernant les niveaux émis et des pollutions électromagnétiques en vigueur, tout en satisfaisant la portée de fonctionnement souhaitée.

2.6.2 Taille des mémoires

Selon les applications envisagées, il est nécessaire de disposer de mémoires de données (EPROM/E2PROM/Flash E2PROM/FRAM) dont les tailles sont plus ou moins importantes (de quelques bits à quelques kilo-octets, voire mégaoctets). Indépendamment de cela, il est nécessaire de savoir si, à un instant donné, l'application ne se sert que de peu de données à la fois ou bien si parfois il est nécessaire de vider tout ou grandes parties (octets, blocs, pages) du contenu total de la mémoire (d'où l'importance de la taille maximum de la mémoire).
Étant donné que l'accès au tag s'effectue au travers d'une liaison série, il faudra tenir compte des temps de « vidage » de la mémoire. Par ailleurs, pour certains types de mémoire (E2PROM par exemple), d'une part le temps d'écriture est plus élevé que le temps de lecture, et d'autre part, lorsque l'on écrit dans la mémoire, généralement on effectue une relecture de ce que l'on vient d'écrire (un *READ after WRITE*) afin de s'assurer que l'on a bien écrit ce que l'on voulait et que le tag ne s'est pas échappé du champ électromagnétique pendant son temps d'écriture théorique ! Tous ces temps participent bien évidemment à la durée minimale du temps de transaction, donc au choix du débit.

2.6.3 Débits numériques choisis ou nécessaires

Phrase classique maintes fois entendue : « Qui peut le plus, peut le moins ! » Donc pourquoi se priver de débits élevés si on peut en disposer ? Sur le principe, ce n'est pas faux. Cela étant, pourquoi rouler en voiture de sport ou en 4 × 4 à Paris alors qu'une voiture plus petite donne entièrement satisfaction ? Bref, vous avez compris que la bataille des kilobits par seconde n'est qu'un leurre. Sont-ce alors des débits de quelques kilobits par seconde ou quelques centaines de kilobits par seconde qu'il faut choisir ? À nouveau, quel est le temps utile de transaction, réellement nécessaire à l'application, les possibilités offertes par les régulations locales et leurs spectres associés ? Mais aussi quelles sont les pertes de temps dues aux raisons de topologie d'application (réflexion des signaux, environnement « dense », etc., voir chapitres 12 et 16) et de protocole utilisé (entête, prologue, épilogue trop volumineux - temps maximal de présence dans le champ, gestion des collisions, sélection, protection sécurité de transmission, secret de la transmission, etc.) ? Tout cela remonte d'autant le débit brut de la communication.
À vous donc les savants calculs !

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

2.7 Problèmes plus spécifiques liés aux systèmes RFID « longues distances »

Afin de fixer tout de suite les idées et d'éviter par la suite toute confusion, répétons que par « longue distance » il faut entendre l'usage de systèmes dont la portée de fonctionnement utile est, de façon standard (sans artifice acrobatique), de l'ordre du mètre à la dizaine de mètres et que le volume qu'englobe le champ électromagnétique rayonné est important. Cette notion de systèmes longues distances induit une probabilité élevée de présences simultanées de nombreux tags dans le volume où se développe le champ électromagnétique et donc que l'on doit s'occuper des phénomènes de « collisions et de gestions de collisions », de *weak collisions* possibles des signaux, d'effets de « masquages », etc.
Ceci étant, tout ce que nous venons d'énoncer dans les paragraphes précédents est commun à la majorité des applications sans contact/RFID mais, lorsque nous aurons à nous intéresser à des systèmes longues distances, en addition, il sera nécessaire de se préoccuper plus particulièrement de nouveaux problèmes spécifiques à ces applications tels que la gestion dynamique des « entrants-sortants », etc.

2.7.1 Spécificités des applications « longues distances »

Tout d'abord, quel est ce si étrange marché ? C'est celui du suivi des bagages, des paquets, cartons, palettes, containers, camions (souvent en déplacement), etc., en bref, des objets encombrants dont les volumes physiques peuvent atteindre quelques mètres cubes, ainsi que les marchés consommant de super, voire d'hypervolumes (en quantité !) d'étiquettes, par exemple les étiquettes pour les produits de super et hypermarchés. Bref, la grande distribution.
L'une des caractéristiques communes à ces marchés est le fait que la plupart du temps le tag est, ou devient, du fait de son application, un produit consommable se jetant après ses multi-utilisations momentanées (plusieurs lectures/écritures lors dans sa courte vie active). Pour qu'un produit soit considéré comme « consommable », il faut que son coût soit faible et que sa fonctionnalité ne le rende pas cher non plus !

2.7.2 Paramètres clés des systèmes longues distances

Généralement, au niveau technique, la définition de tels systèmes peut se résumer par les paramètres suivants :

- pour le tag :
  - capacité mémoire de taille variable,
  - dimension mécanique petite (inclus l'antenne du tag), le choix de la valeur de la fréquence porteuse doit donc entraîner une antenne de faible dimension, peu chère, ce qui implique généralement que la valeur de fréquence porteuse doit être la plus élevée possible sans complexifier le produit ;
- pour le système :
  - sécurités de communication et d'accès réduits,
  - longues distances de lecture et, selon les cas, écriture de la mémoire,
  - volume (en m^3) important de lecture/écriture (voir ci-dessous),
  - lecture en volume,
  - temps de transaction connu du fait d'un grand nombre de collisions possibles et l'obligation de disposer d'un mécanisme de gestion rapide de collisions,
  - satisfaction aux normes de non-pollution radiofréquences.

Examinons tous ces points de plus près.

■ Lecture en volume

En plus de satisfaire les (longues) distances souhaitées, le problème réside également dans la lecture de tous les tags (à 100 % et non pas à 99,9999 % !) indépendamment de leurs positions angulaires relatives par rapport aux antennes des bases stations et par rapport à leurs congénères... et de la garantir. (Le dire est facile, le faire est beaucoup plus complexe, et le signer est encore une autre histoire !) Il s'agit donc de lire les tags non plus dans une orientation particulière ou dans un plan spécifique, mais dans un volume tridimensionnel ! Pour cela, en général, en UHF ou SHF, au niveau d'un même site, on utilise plusieurs bases stations et/ou plusieurs antennes pour une même base station et des polarisations d'ondes de types circulaires ou elliptiques. Nous aurons l'occasion de revenir plusieurs fois et longuement sur ces points vitaux tout au long de cet ouvrage.

2.7.3 Transfert d'énergie et échange de données

Pour réussir à satisfaire les performances de distances requises par les applications « longues distances », il est nécessaire de s'intéresser également à plusieurs autres problèmes.
Afin de déterminer les caractéristiques physiques de l'ensemble, l'une des premières choses à faire est d'examiner la façon dont le spectre de la puissance rayonnée doit être optimisé. Étant donné que pour réussir une transmission/télé-alimentation à longues distances, il est nécessaire de rayonner un niveau élevé de puissance, il faut faire attention d'une part à ne pas dépasser les niveaux maximaux de puissances autorisés par les régulations locales, et d'autre part à garder les niveaux des bandes latérales aussi faibles que possible parce que les limites autorisées (gabarits, *masks*) par les régulateurs sont généralement très basses.
Pour atteindre de telles différences entre niveau de porteuse et bandes latérales (de l'ordre de 50 à 60 dB, voir plus), un soin très particulier doit être porté au choix du codage bit et à la définition du type de modulation associé de la fréquence porteuse. De plus, quel que soit par la suite le type de modulation de porteuse utilisée pour assurer la transmission de données de la base station vers le tag, il faut garder en mémoire que celle-ci génère des bandes latérales proches de la fréquence porteuse, qui sont toujours sensiblement proportionnelles au niveau de la porteuse rayonnée.

Remarques
Dans les applications longues distances, en ce qui concerne la détection de la (faible) réponse provenant du tag, les bases stations utilisant généralement des techniques de traitement numérique du signal (par exemple de type DSP) font que le faible signal représentant la réception des données provenant des tags n'est pas le paramètre bloquant.

En résumant, en ce qui concerne la base station, les paramètres physiques – codage bit, type de modulation (pour tous les détails, voir chapitres 11 et 12) – doivent être principalement choisis et optimisés afin que la transmission d'énergie soit optimisée et que les bandes latérales rayonnées soient les plus faibles possibles par rapport à la porteuse, et afin de trouver ainsi la meilleure adéquation entre apport d'énergie pour assurer la meilleure télé-alimentation possible, codage bit, débit numérique de communication, type de modulation et structure du spectre rayonné.
Comme nous l'avons déjà signalé et expliqué en détail plusieurs fois dans nos ouvrages précédents, la solution choisie doit être globalement équilibrée et non orientée vers l'optimisation d'un ou deux des paramètres.

Voici achevées l'introduction et la terminologie spécifique à cette branche de l'identification que sont les applications sans contact dont la RFID fait partie. Avant de passer à la pure technique, nous allons terminer cette première partie en vous donnant une idée du marché sous-tendu par ces applications ainsi que de ses principaux acteurs.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

3 • MARCHÉ ET CHAMPS D'APPLICATIONS DU SANS CONTACT

Au cours de ce court chapitre, nous allons nous intéresser rapidement au marché et à la répartition des applications, aux fréquences généralement choisies et utilisées... et à bien d'autres choses !

3.1 Le marché du « sans contact » et de la RFID

Le marché de l'identification « sans contact » est sans aucun doute l'un des rares marchés de l'électronique devant avoir une très grande expansion dans la vingtaine d'années à venir. Son taux de croissance est extrêmement élevé. Aujourd'hui, ce marché se divise en plusieurs segments principaux que nous allons rapidement examiner sans ordre préférentiel, chacun ayant ses propres spécificités.

3.1.1 Segment des RFID industriels

Ce segment fut l'un des premiers à prendre corps. Généralement, les quantités de transpondeurs mises en jeu par application sont moyennes (5 k, 10 k, 100 k par an) car celles-ci sont spécifiques à des utilisations particulières (exemple d'applications dites « fermées » dans lesquelles le tag est souvent réutilisé) elles-mêmes liées à des technologies industrielles variées. Ces systèmes fonctionnent principalement à 125 kHz mais aussi à 13,56 MHz et sont l'apanage de sociétés souvent de type (P)ME.

3.1.2 Segment des immobiliseurs et dispositif « mains libres » pour automobiles

Le marché des immobiliseurs (dispositifs antidémarrage pour véhicules automobiles, voir *figure 3.1*) représente actuellement l'un des plus grands segments (en quantités) de l'activité identification sans contact. À ce jour, plus de 750 millions de pièces (cumulées) sont en service et fonctionnent correctement... sinon ça se saurait !

3.1.3 Segment des cartes à puce sans contact

Ce segment croît de jour en jour. Les applications sont généralement de type multiapplications dont actuellement la principale est sans conteste le « transport » (AFC, *Automatic Fare Collection*) avec environ plus de 1,2 milliard de cartes en service (cumulées au 1er janvier 2007), et dont la deuxième, en fin de développement, est la carte de crédit sans contact, les cartes d'identité, les passeports et leurs e-visa électroniques, porte-monnaie électroniques. Ces cartes font partie de la famille dite des cartes de proximité à « Geste volontaire de validation ».

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

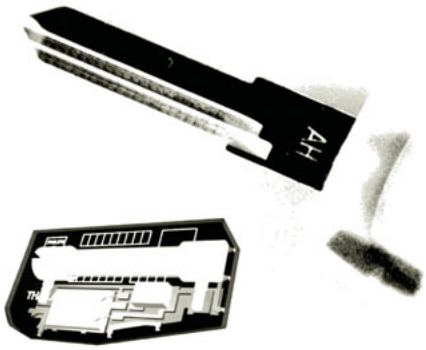


Figure 3.1 – Immobiliseur pour véhicule automobile.

3.1.4 Segment de l'étiquetage « intelligent » ou « communicant », le *labelling* et la traçabilité

D'ici quelques années, ce segment devrait dépasser tous les autres de très loin en quantité. Les principales applications utilisant des étiquettes électroniques RFID seront de type « code à barres avec fonctionnalités supplémentaires » et jetées après utilisation. Ici, l'unité de base est le(s) million(s) de tags... par jour, soit quelques milliards de pièces par an ! Les principaux sous-segments de ce secteur sont ceux liés aux applications de suivi de bagages, des chaînes de distribution de produits (SCM, *Supply Chain Management*), des objets, paquets et leurs livraisons, des biens (*assets*)... et enfin de la location d'objets.

Un très grand sous sous-segment de ce segment est constitué par les applications de type EAS (*Electronic Article Surveillance*, c'est-à-dire des systèmes antivols (*gates*) pour disques, vêtements, etc. largement utilisés en sortie de grands magasins ou de grandes surfaces.

Les *figures 3.2a* et *b* donnent des idées globales de ces segments en quantité de pièces.

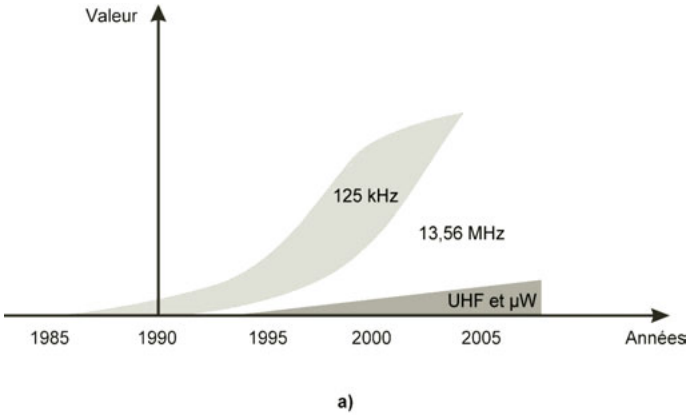


Figure 3.2 – (a) Marché RFID en valeur.

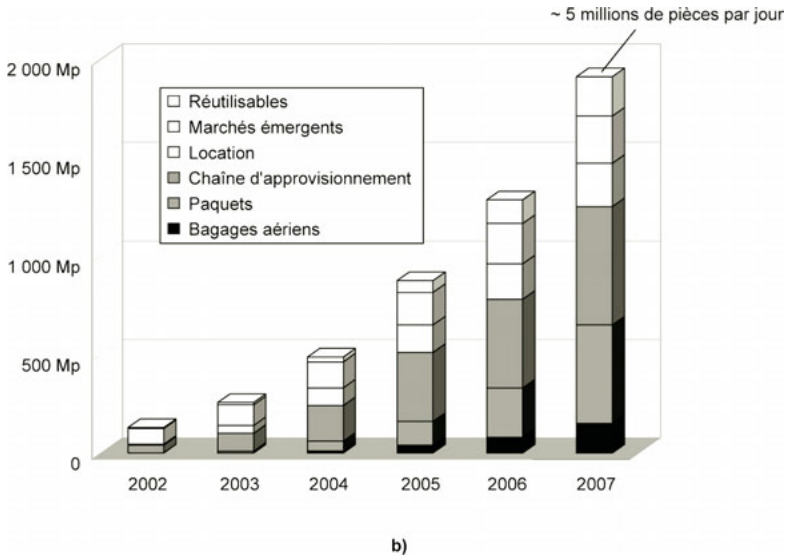


Figure 3.2 – (b) Segment *smart label* du marché RFID en quantité.

3.2 Les diverses applications des tags

Afin de ne pas parler dans le vide tout au long de cet ouvrage et aussi afin de vous mettre un peu l'eau à la bouche, donnons tout de suite quelques exemples d'applications d'identification sans contact déjà existantes utilisant des tags, en les répertoriant selon leurs fréquences habituelles de fonctionnement (mais qui, à terme, n'engagent personne !), et au stade où nous en sommes, nous vous demandons de pardonner les exceptions pouvant se produire
La *figure 3.3* aimablement fournie par M. Bernard Jeanne-Beylot[1] indique, à une date donnée, en une seule page, l'étendue des segments et applications usuelles de la RFID.

3.2.1 Fréquences inférieures à 135 kHz

■ Applications en automobile

– Immobiliseur (système antidémarrage pour véhicules automobiles).
– Immobiliseur + télécommande (*remote keyless entry*, RKE).
– Entrée et démarrage mains libres (*passive keyless entry*, PKE et *passive keyless start*, PKS).
– Anti-intrusion et contrôle d'accès industriels (sécurité de bâtiments, etc.).
– Péages autoroutiers automatiques.
– Cartes de fidélité, maintenance, services, cartes de santé du véhicule, etc.
– Mesure de poids en charge, à vide, etc. des chargements des camions.

■ Applications industrielles

– Identification et traçabilité de tous types.
– Systèmes d'alarme, antivols pour magasin, EAS.
– Identification animale (à 134,2 kHz) + suivi d'alimentation des animaux + chaîne du froid.
– Blanchisseries industrielles, nettoyages des draps d'hôtels, de vêtements professionnels.

[1] Bernard Jeanne-Beylot, Consultant chez CURITIBA, est membre de la CN 31 de l'AFNOR et anime de nombreuses conférences portant sur les applications RFID.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Identification des :	Personnes					Produits			Animaux		Véhicules
Types d'applications	Carte d'identité, passeport, visa, permis de conduire	Porte-monnaie électronique	Contrôle titre de transport, de billeterie & de loisir	Pointage de contrôle de tournées & gestion du personnel	Contrôle d'accès des véhicules & des piétons	Identification industrielle	Identification & traçabilité logistique	Autres applications	Animaux de compagnie	Animaux d'élevage (rente)	Immobiliseurs pour voiture, camion, deux-roues...
	Boucle ouverte et/ou fermée	Boucle ouverte et/ou fermée	Boucle ouverte et/ou fermée	Boucle ouverte et/ou fermée	Boucle ouverte et/ou fermée	Boucle fermée	Boucle ouverte et/ou fermée	Boucle ouverte et/ou fermée	Boucle ouverte	Boucle ouverte	Boucle fermée
Fréquences le plus couramment utilisées	13,56 MHz	13,56 MHz	13,56 MHz	125 kHz 13,56 MHz	125 kHz 13,56 MHz	125 kHz 13,56 MHz	13,56 MHz UHF* 2,45 GHz*	125 kHz 13,56 MHz UHF* 2,45 GHz*	134,2 kHz	134,2 kHz	125 kHz
Standards & normes (couche physique & protocole Air)	(ISO 10536) ISO 14443 ISO 15693	(ISO 10536) ISO 14443	(ISO 10 536) ISO 14 443 ISO 15 693	Pas de standard ou ISO 14443 ISO 15963	Pas de standard ou (ISO 10 536) ISO 14 443 ISO 15 693	Pas de standard ou ISO 15693 en attendant : ISO 18000-2 < 135kHz ISO 18000-3 / 13.56MHz	Pas de standard ou ISO 15693 en attendant ISO 18000-3 / 13,56 MHz ISO 18000-4 / 2,45 GHz ISO 18000-6 / UHF	Pas de standard ou ISO 15693 en attendant ISO 18000-2 < 135 kHz ISO 18000-3 / 13,56 MHz ISO 18000-4 / 2,45 GHz	ISO 11784 (data) ISO 11785 (com.) ISO 14223-X X=1 interface radio X=2 structure code X=3 application	ISO 11784 (data) ISO 11785 (com.) ISO 14223-X X=1 interface radio X=2 structure code X=3 application	Pas de standard et/ou système propriétaire
Exemples d'applications déployées en France	En cours de test CEC carte électronique du citoyen	-	Télébilletique Calypso pour la RATP & la SNCF...		Contrôle accès portier des immeubles pour postiers : Vigik pour La Poste...	Suivi process industriel, gestion des outillages, SAV...	Traçabilité des produits, colis, bacs, palettes dans le flux logistique, ...	Identification des arbres & du mobilier urbain, authentification des produits, maintenance...	Identification électronique des carnivores domestiques par un glasstag injecté	Identification électronique des animaux d'élevage par un étiquette radio (boucle d'oreille, Bolus...)	Transpondeur dans clés de voiture et/ou clés sans contact : PSA, Renault, VAG, Ford...

* Fréquences UHF et 2,45 GHz en fonction des limitations de réqulation en viqueur pour la France et l'Europe

Figure 3.3 – Segments applicatifs du marché RFID.

– Surveillances des arbres de Paris (santé, arrosage).
– Gestions et suivis de bords de chaînes de productions et d'approvisionnement.
– Collectes et tris des déchets ménagers et professionnels.
– Contrôles d'accès (immeubles, zone d'aéroport, haute sécurité).
– Bibliothèque (entrée/sortie de livres, positionnement des ouvrages sur les étagères, inventaires).
– Suivi des palettes (dans les magasins, pendant le transport, etc.).
– Repérages de bouteilles de gaz grand public (butane, propane) et professionnelles (médical).
– Suivi de tableaux, objets d'art (meubles), de paires de skis neuves et de locations, etc.
– Suivi de documents au sein d'une société, de chariots (en usines, en hôpitaux...).
– Tris, suivis de bagages (aéroport...).
– Suivi de containers 19 pieds.
– Codages à la source (*source labelling*).
– Source coding (supermarché).
– Luttes contre les contrefaçons et les marchés parallèles des produits de luxe (vêtements, parfums, montres...), de jetons de casino, etc.

3.2.2 À 13,56 MHz

Cette fréquence, située dans une des bandes ISM, bandes réservées pour les applications dites « instrumentations, scientifiques et médicales », est fréquemment utilisée pour les applications ci-dessous.

■ Cartes à puces sans contact

La *figure 3.4* présente les applications les plus connues basées autour des cartes de crédit de type cartes bleue, visa, etc. et, pour généraliser, de toutes cartes s'intéressant à la monétique/billétique/transport/etc.

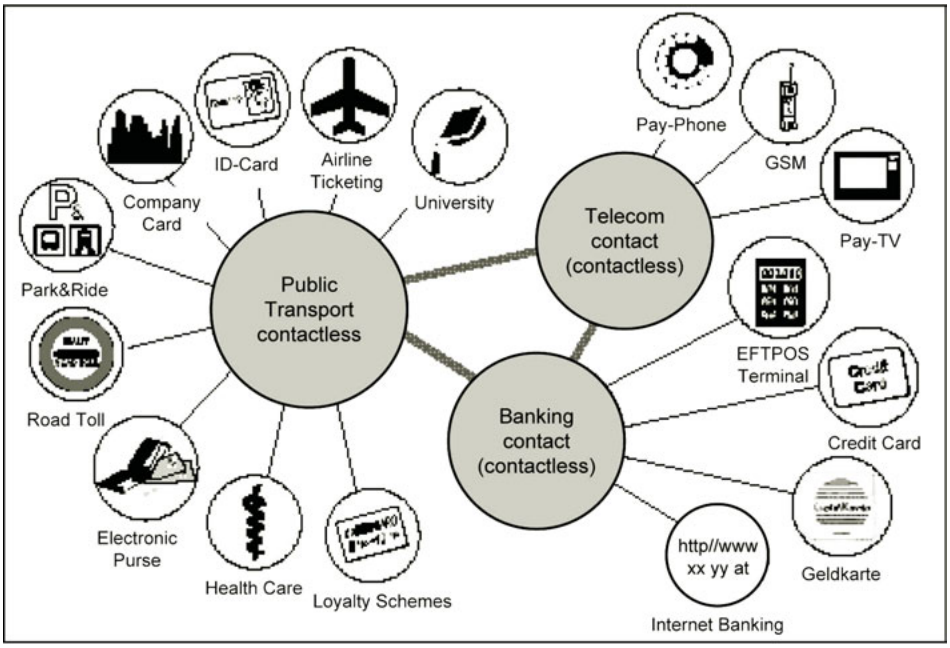


Figure 3.4 – Exemples d'applications de cartes à puces sans contact à 13,56 MHz.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

□ **Porte-monnaie électronique**

Ces applications couvrent par exemple le règlement de la vente au détail (par exemple l'application Monéo), le prépaiement (parking public, etc.) le *pay per view* TV, etc.

□ **Applications en télécommunications**

Cartes utilisées dans les cabines publiques et privées de téléphonie ainsi que celles que l'on trouve à l'intérieur de certains téléphones GSM pour les droits d'accès et la conservation de certaines données personnelles.

□ **Transport**

Fréquemment, ces cartes sont multiservices ou encore multiapplications et font partie de la grande famille des applications dites de AFC (*Automatic Fare Collection*). Citons par exemple :

– pour les autobus, les transports urbains ;
– enregistrement automatique des billets d'avions ;
– réservation de billet d'avion ;
– parking et ride ;
– péage autoroutier (*road toll*) ;
– forfaits stations de sports d'hiver et accès aux équipements (remontes pentes, etc.).

□ **Contrôle d'accès**

– Accès de tous types.
– Contrôle d'accès sécurisés (centrale nucléaire).
– Gestion d'horaire.

□ **Applications « ville »**

– Applications scolaires (accès aux cantines, locaux sportifs, etc.).
– Applications personnes âgées (assistances aux commerçants).
– Loisirs (bibliothèques, piscines, tennis... sports).
– Réservation de chambres d'hôtel.
– Transport public généralisé.

■ Suivi, traçabilité

– Suivi de paquets (DHL, Federal Express, TNT, UPS – *United Parcel Services* –, Chronopost, sociétés de VPC – ventes par correspondance –, etc.).
– Aide au tri et acheminement du courrier postal, de flotte de véhicules (suivi de voitures de location, des postes, de camions de sociétés...), de bagages d'avion.
– Suivi de documents et inventaires en bibliothèque, positionnement des livres en rayon.
– Identification d'objet pour grande surface – ILM (*Item Level Management*).
– Codage à la source (*source coding*)/étiquetage (*labelling*).
– Applications EAS (*Electronic Alarm Surveillance*) antivol de sortie de magasins, supermarchés.
– Contrôle de flux (réception, expédition, inventaire, préparation de commande, tri automatisé, etc.).
– Locations de CD et DVD, applications dites de *rental*.
– Chronométrage sportif.

■ Données personnelles, papiers officiels

– Carte d'identité nationale/passeport (incluant photos compressées JPEG 2000, etc.).
– Permis de conduire.
– Cartes grises.
– Cartes santé.
– Cartes de compagnie, de société.
– Cartes de fidélité (fidélisation de la clientèle).

3.2.3 À 443 MHz et de 860 à 960 MHz

– Système de télécommande pour ouverture centralisée de portières pour automobiles – RKE.
– Identification et localisation des roues pour les systèmes TPMS de surveillances de pression des pneus.

■ Identification et traçabilité

– Systèmes d'alarme, antivols pour magasin, EAS.
– Gestions des chaînes d'approvisionnement (*Supply Chain Management*).
– Identification à grande distance.
– Identification de paquets, palettes, containers, etc.
– Suivi des palettes (dans les magasins, pendant le transport, etc.).
– Tris, suivis de bagages (aéroport...) (*figure 3.5*).
– Suivi de containers 19 pieds.
– Codages à la source (*source labelling*).
– Source coding (supermarché).

Figure 3.5 – Exemples d'applications RFID en UHF.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

3.2.4 À 2,45 et 5,8 GHz

– Télépéage autoroutier.
– Étiquettes (principalement aux États-Unis du fait de la puissance émise autorisée, voir chapitre 15).
– Systèmes de géolocalisation en temps réel – RTL (*Real Time Localization*) (par exemple suivi de flotte de camions).

3.2.5 En IR

– « Pass » sans contact pour transport.
– Télépéage autoroutier.

3.3 Acteurs et participants du marché

Les participants de ce marché se divisent en plusieurs types, classes et métiers. Très rares sont les sociétés qui détiennent l'intégralité de la chaîne, car chaque classe possède ses spécialités.
En effet, pour faire fonctionner une application, il est nécessaire qu'elle soit définie par des clients finaux ou prescripteurs du projet puis, de disposer de silicium (puces) produit par les fabricants de circuits intégrés (fondeurs), de les déposer sur un support comprenant l'antenne (fabricants d'inlets), de savoir encapusler le tout dans un conditionnement spécifique (par exemple encarteurs ou producteurs d'étiquettes en papier ou carton), de les personnaliser, etc., et enfin de réaliser une base station que l'on doit intégrer dans tout un ensemble (système *host*).
La *figure 3.6* indique de façon schématique la chaîne d'acteurs et participants présents dans ce marché.

3.3.1 Principaux fabricants de transpondeurs et de matériels

■ Fabricants et fondeurs de silicium de transpondeurs et de bases stations

Cette rubrique est difficile à établir car, si l'on veut être rigoureux, il est nécessaire dès le départ de faire le distinguo entre les sociétés développant elles-mêmes le silicium, le fondant et le commercialisant sur catalogue, et celles dites *fabless* (sans usine fondant du silicium) développant sur CAO le circuit intégré tag et le faisant diffuser chez un fondeur, créant ainsi un produit à leur catalogue, et enfin les sociétés demandant à des sociétés d'ingénierie de concevoir avec ou sans elles un circuit ASIC (*Application Specific IC*) que l'on trouve ou non librement dans le commerce.
Ceci étant, de nombreux grands fabricants de composants (fondeurs) bien connus font partie de l'éventail des fournisseurs possibles de composants (puces) pour des applications sans contact. Ce sont principalement, par ordre alphabétique pour ne froisser personne :

□ Pour les circuits intégrés pour tags (fondeurs)
Atmel, Hitachi, Infineon, MicroChip, µ-Electronique Marin, NEC, NXP/Philips Semiconductors, Sony, ST MicroElectronics, Texas Instruments/Tiris et bien d'autres encore.

□ Pour les circuits intégrés de bases stations
Atmel, Elmos, Infineon, Mietec, Nedap, NXP/Philips Semiconductors, ST MicroElectronic, etc., et de nombreux circuits ASIC's « propriétaires ».

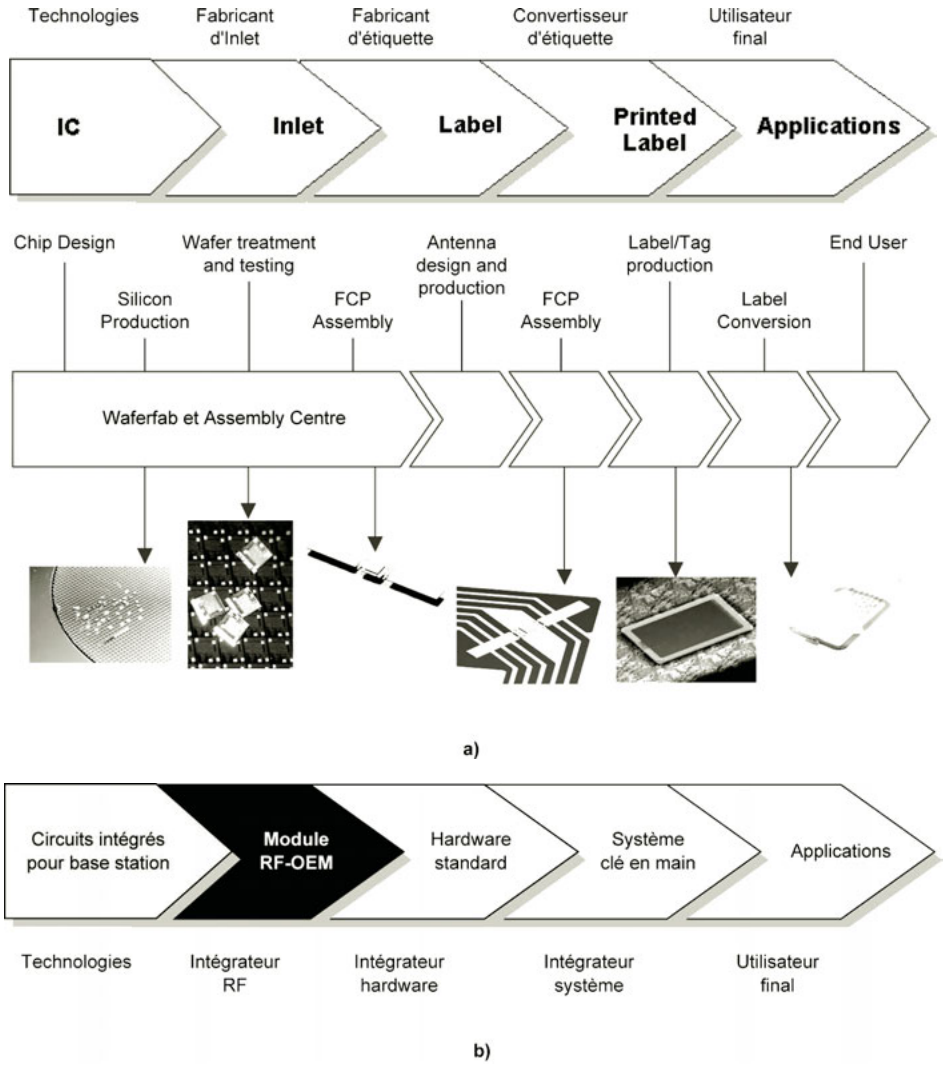


Figure 3.6 – Acteurs et participants du marché (d'après document NXP/Philips Semiconductors) : (a) côté transpondeur ; (b) côté base station.

Antennes

De nombreuses sociétés – « bobiniers » – proposent, en dehors de leur catalogue standard, de réaliser sur demande les plus étranges bobines d'antennes sur tous supports, enroulement de fils, films de cuivre, d'aluminium, circuits imprimés, sérigraphie, dépôt d'encre conductrice, héliogravure, offset, etc. Citons pour mémoire : Cleo, FCI-Framatome, Micro spire, Metget, Vogt, etc.

Encarteurs ou « encapsuleurs »

Une fois ces puces existant, il est nécessaire de les encapsuler/les enrober avec leurs antennes dans un boîtier de forme quelconque – inlets ou inlays, porte-clés, montres, cartes à puce au format ISO, tickets de métro, étiquettes en papier, etc. – afin de pouvoir les utiliser.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Ici aussi, l'éventail des fournisseurs possibles est large. Ce sont principalement, par ordre alphabétique : ASK, Balogh, Denso, Feig, Freudenberg, GemAlto, IER, Isra, Nedap, Oberthur Card System, Orga, Pav Card, Paragon, Pygmalyon, Rafsec, Nagra ID, Sagem, Sihl, Sokymat, Tagsys, etc.

- **Intégrateurs de systèmes**

  Ces sociétés ont pour vocation de proposer tout ou partie d'un système « clé en main » allant du transpondeur élémentaire à l'application finale complète en passant par la conception, la réalisation, la fabrication de la base station, le *host* et le(s) logiciel(s) spécifique(s) à l'application : en France, citons par exemple, ASK, Balogh, IER, Omron, Oberthur, GemAlto, Pygmalyon, STID, TagSys, etc.

- **Cabinets d'engineering**

  Ces cabinets – *design houses* – proposent généralement « sur le papier » des solutions possibles et posent des brevets spécifiques aux applications considérées. Leurs services sont habituellement du type conseil.

3.3.2 Prescripteurs

Généralement, sous le nom de prescripteur sont englobés tous les organismes donneurs d'ordres, toutes les sociétés qui défissent, choisissent les systèmes et composants qu'elles désirent utiliser mais ne les achètent pas en direct. Il s'agit par exemple des :

- compagnies et organismes de transports (SNCF/RATP/STP, STIF, etc.) ;
- compagnies aériennes (Lufthansa, British Airways, American Airlines, Air France, IATA, etc.) ;
- groupes bancaires et interbancaires (Visa...) ;
- grands constructeurs automobiles ;
- gouvernement (ministère de l'Industrie et du Commerce, ministère de l'Intérieur, ministère de la Santé, de l'Agriculture) ;
- domaine public (La Poste) ;
- grande distribution (Carrefour, Les 3 Suisses, DHL, Federal express, TNT...).

3.3.3 Utilisateurs

Tout le monde, y compris les animaux et les objets !

B

Propagation des ondes : principes, théories... et réalités quotidiennes

La deuxième et (très) longue partie de cet ouvrage présente et décrit les théories et principes techniques spécifiques utilisés dans les applications RFID sans contact fonctionnant en UHF et SHF. Avec la partie D concernant les normes et régulations, elle constitue et représente la base et le fond de cet ouvrage. Nous vous demandons donc de prendre votre courage à deux mains pour lire en détail cette partie fondamentale.

Pour votre information, nous n'avons pas joué la « longueur » et nous n'avons introduit que le « strict nécessaire ». Hélas, pour une bonne compréhension de la RFID en UHF et SHF, il s'avère que le « strict » est passablement « volumineux » et dense. De plus, pendant de longues années, ayant souvent été brimé de trouver dans des ouvrages techniques et scientifiques des formules totalement « parachutées » et des termes du style « ... après simplifications et en tenant compte des approximations habituelles... », nous avons pris le parti pédagogique, professionnel et industriel de démontrer en détail d'où viennent réellement les équations, formules, etc. et d'indiquer précisément les endroits où sont introduites les simplifications et quelles sont leurs vraies conséquences techniques ! La raison de cet excès de zèle est bien simple à comprendre. Lors de vos applications RFID en UHF et SHF, vous découvrirez rapidement que votre système ne répondra que très rarement au super cas théorique, livresque, et il vous faudra bien reprendre les équations fondamentales, sans approximation, afin de les adapter à votre problème spécifique. À cet instant précis, vous serez très content de vous souvenir d'avoir souffert à bon escient et d'avoir encore tout cela présent sous la main ! Vous voilà donc avertis !

Revenons à cette deuxième partie. Elle est composée de deux grands blocs :

- le premier, le chapitre 4, est spécifiquement dédié à un rappel détaillé des principes généraux de propagation, de calculs des champs et puissances électromagnétiques rayonnés et de résistances de rayonnement ;
- le second, **strictement nécessaire à la bonne compréhension de la RFID en UHF et SHF**, constitué des chapitres 5 à 10, se préoccupe de la propagation des ondes et ses conséquences :
  - tout d'abord, au chapitre 5, nous décrirons en détail les phénomènes classiques de propagation des ondes radiofréquences en espace libre,
  - puis, au chapitre 6, nous nous intéresserons à la récupération de puissance aux bornes de l'antenne de réception, et à l'estimation des distances de fonctionnement,

- par la suite, au chapitre 7, nous détaillerons les problèmes afférents à la propagation des ondes en espaces... « moins libres » ou encore comment gérer les réalités quotidiennes,
- nous examinerons ensuite, au chapitre 8, les théories et applications liées aux réflexions et aux re-rayonnements de ces ondes,
- au chapitre 9, nous ferons le tour des techniques de *back scattering*, leurs problèmes et de leurs utilisations,
- et enfin, pour terminer, au chapitre 10, nous présenterons à l'aide d'exemples très complets la façon dont on utilise abondamment ces propriétés en techniques RFID UHF et SHF, ce qui est le but de cet ouvrage.

Conventions de notation

Au cours des chapitres qui suivent nous allons utiliser de très nombreuses équations mathématiques. Afin d'alléger la présentation typographique du texte, nous avons décidé d'adopter les conventions d'écriture suivantes (sauf, comme d'habitude, quelques exceptions locales difficiles à résoudre autrement !) :

	Exemples
Une quantité constante sera indiquée soit en majuscule, soit en minuscule, mais en romain et maigre.	La célérité c
Une quantité variable sera indiquée soit en majuscule, soit en minuscule, mais en *italique*. (sous-entendu que c'est le champ électrique qui dépend du temps, de la distance... et qui est donc une quantité variable)	Le champ électrique E
Un vecteur celui sera indiqué en **majuscule, romain et gras**.	Le vecteur de Poynting **V**
Le symbole d'un produit scalaire sera représenté par un point **. gras** (en anglais, *dot product*).	
Le symbole du produit vectoriel de deux vecteurs sera représenté par le signe $\times$ **gras** (en anglais, *cross product*).	$\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$
Le module d'un vecteur sera représenté par deux barres verticales | |.	$\lvert\mathbf{S}\rvert$
La valeur moyenne d'une variable sera représentée par < >.	$<\lvert\mathbf{E}\rvert>$ signifie : valeur moyenne du module du vecteur **E**

4 • QUELQUES RAPPELS THÉORIQUES NÉCESSAIRES

Les applications RFID en UHF et SHF sont diverses et emploient de nombreuses techniques et propriétés. De plus, les phénomènes physiques qui s'y rapportent sont nombreux et différents en fonction des technologies adoptées. Nous les détaillerons par la suite. Avant cela, nous allons rappeler brièvement le concept physique d'onde électromagnétique.

4.1 Phénomène de propagation et de rayonnement

Nous voici arrivés au pied du mur que représente la RFID en UHF et SHF.
Retirons le suspens et annonçons dès à présent que le fonctionnement de celle-ci repose principalement sur l'étude des phénomènes de propagation des ondes radiofréquences dans un environnement loin d'être idéal en tenant compte de leurs réflexions, absorptions, etc. qui ne sont pas des problèmes simples.
Le but de ce livre n'est pas de réécrire les nombreux ouvrages déjà existants sur ces sujets mais d'aider à la compréhension détaillée des problèmes spécifiques aux applications RFID en UHF et SHF. Aussi nous vous proposons de rafraîchir quelque peu vos mémoires en examinant le plus rapidement possible le phénomène de propagation d'une onde radiofréquence dans le cas le plus classique qui consiste à étudier le rayonnement d'un « doublet de Hertz ».
À l'aide de cet exemple simple nous passerons par la suite à l'examen de cas RFID concrets.

4.2 Doublet de Hertz

Par définition, un doublet de Hertz est constitué d'un conducteur filiforme de longueur l et de diamètre D très petits devant la longueur de l'onde émise λ. Si, à chaque instant, on suppose qu'une quantité d'électricité $q(t) = Q_0 \sin \omega t$ circule dans le fil de l'antenne, le courant circulant dans le doublet de Hertz sera égal à :

$$i(t) = \mathrm{d}q/\mathrm{d}t = Q_0 \omega \cos \omega t$$

$$i(t) = I_0 \sin \omega t$$

équation dans laquelle I_0 est l'amplitude crête du courant.
À une distance r d'un élément de longueur $\mathrm{d}l$ de l'antenne considérée, ce courant produit un élément de champ magnétique de la forme $\mathrm{d}H$ (loi de Laplace) :

$$\mathrm{d}H = I \mathrm{d}l \sin \frac{\alpha}{r^2}$$

En écrivant cela, on a supposé que « l'effet » produit à distance semble, d'une façon macroscopique, être instantané par rapport à « la cause » qui l'a engendré. Or il n'en est rien. En réalité, en quelques mots, si l'on élève un conducteur (une antenne) à un certain potentiel, il se crée autour

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

de celui-ci un champ électrique E dont l'apparition n'est pas instantanée. En effet, il s'établit dans l'air à la vitesse de la lumière dont la célérité est c.

En appliquant une tension alternative de haute fréquence à l'antenne, on obtient une ondulation (ou vague) du champ électrique qui, elle aussi, se déplace environ (selon le milieu traversé) à la vitesse c.

Le champ magnétique H produit est dépendant du champ électrique E. On observe donc également une oscillation du champ magnétique H se déplaçant de la même manière. L'ensemble des deux champs électrique E et magnétique H se propage à la vitesse de la lumière. La composition de ces deux oscillations forme ce que l'on a coutume d'appeler une « onde électromagnétique », indiquée à la *figure 4.1* (à un instant donné).

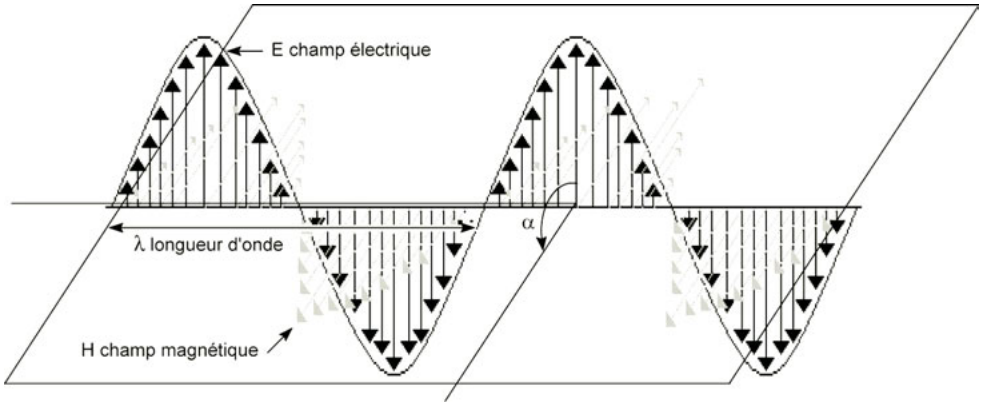


Figure 4.1 – Exemple de représentation d'une onde électromagnétique.

Nous montrerons par la suite qu'à grande distance, le champ magnétique se situe dans un plan perpendiculaire au champ électrique.

4.2.1 Équation de propagation

La démonstration et la résolution mathématique du phénomène de propagation et des valeurs des champs électrique et magnétique associés s'effectuent à l'aide des équations de Maxwell, de la fonction de Green, des fonctions de Bessel, du polynôme de Le Gendre, des potentiels de Lorentz et de Hertz, etc. et sort totalement du cadre de cet ouvrage. Nous renvoyons les lecteurs à tous les ouvrages scientifiques et théoriques spécialisés sur ces sujets[1], et si tout cela leur rappelle de lointaines études, nous leur offrons, dès à présent et de manière préventive, quelques litres de bicarbonate de soude afin de digérer correctement les « Laplacien », « d'Alembertien », « divergences », « rotationnels » *and Co* que cela implique ! Bref, toute une culture générale !

Ceci étant, Maxwell et Hertz ont formulé les équations générales qui régissent ces champs. Celles-ci amènent à conclure que, dans le vide, les champs répondent à une équation aux dérivées partielles du second ordre, des deux variables r, la distance et t, le temps, du type :

$$\varepsilon_0 \mu_0 \times \frac{\partial^2 E_r}{\partial t^2} = \frac{\partial^2 E_r}{\partial r^2}$$

[1] *Transmission & propagation des ondes électromagnétiques*, Sander et Reed, Cambridge University Press, et *Fundamental of electromagnetic waves*, R. Seshadri, Addison Wesley.

dans laquelle $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}\ \mathrm{H \cdot m^{-1}}$ et $\varepsilon_0 = \left(\frac{1}{36\pi}\right) \times 10^{-9}\ \mathrm{F \cdot m^{-1}}$ sont respectivement les perméabilité et permittivité du vide.

La solution spatio-temporelle générale de cette équation (donc fonction des deux variables t et r) est du type :

$$E(t, r) = f\left(t - \frac{r}{\gamma}\right) = E_0 \sin\left(2\pi\left(\frac{t}{T} - \frac{r}{\lambda}\right)\right)$$

où

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}}\ \mathrm{m \cdot s^{-1}}$$

est la vitesse de propagation de l'onde dans le vide.

Ce type d'équation indique qu'en un point P de l'espace d'abscisse r, à l'instant t, la valeur $E(r)$ est égale à la valeur qu'avait $E(t, r)$ au point d'origine, à une époque antérieure de r/γ de l'instant considéré. Cette particularité mathématique indique donc que le signal $E(t, r)$ se propage dans le sens des r, avec la vitesse γ.

Sachant d'une part que : $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$, et d'autre part que :

$$\lambda = \mathrm{c}\,T = \frac{\mathrm{c}}{f} = \frac{\mathrm{c}}{\frac{\omega}{2\pi}} \quad \text{soit} \quad \frac{1}{\lambda} = \frac{\omega}{2\pi \mathrm{c}}$$

on peut écrire :

$$E(t, r) = E_0 \sin\left(2\pi\left(\frac{t}{T} - \frac{r}{\lambda}\right)\right)$$

$$E(t, r) = E_0 \sin\left(\frac{2\pi t}{T} - \frac{2\pi r}{\lambda}\right)$$

$$E(t, r) = E_0 \sin\left(\omega t - \frac{r\omega}{\mathrm{c}}\right)$$

$$E(t, r) = E_0 \sin\left(\omega\left(t - \frac{r}{\mathrm{c}}\right)\right)$$

ou encore, en posant $k = \omega/c = 2\pi/\lambda$ (parfois noté β), dit « nombre d'onde », il vient :

$$E(t, r) = E_0 \sin(\omega t - kr)$$

fonction de t et de r, à fréquence f ou pulsation $\omega = \mathrm{cte}$.

La quantité kr représente le « déphasage de propagation ».

4.2.2 Équation des champs électrique *E* et magnétique *H* rayonnés

Ceci étant, en se référant à la *figure 4.2*, dans le cas d'une antenne filaire disposée sur l'axe z, de longueur l petite devant la valeur de la longueur d'onde λ, dénommée *dipôle de Hertz* ou encore *doublet de Hertz*, isolée dans un espace illimité, où le rayonnement est produit par un courant $i(t) = I_0 \sin \omega t$ d'amplitude crête I_0 parcourant le fil, on démontre, en coordonnées polaires (c'est-à-dire en fonction de la distance r, et des angles θ, φ), que les relations donnant les composantes des champs rayonnés – à un instant donné – en un point de mesure situé à une distance r de la source O sont celles indiquées sur la *figure 4.2*b.

Quelle que soit la distance r, en un point considéré, elles forment un jeu de 2 groupes de 3 équations fonctions de r, θ et φ :

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

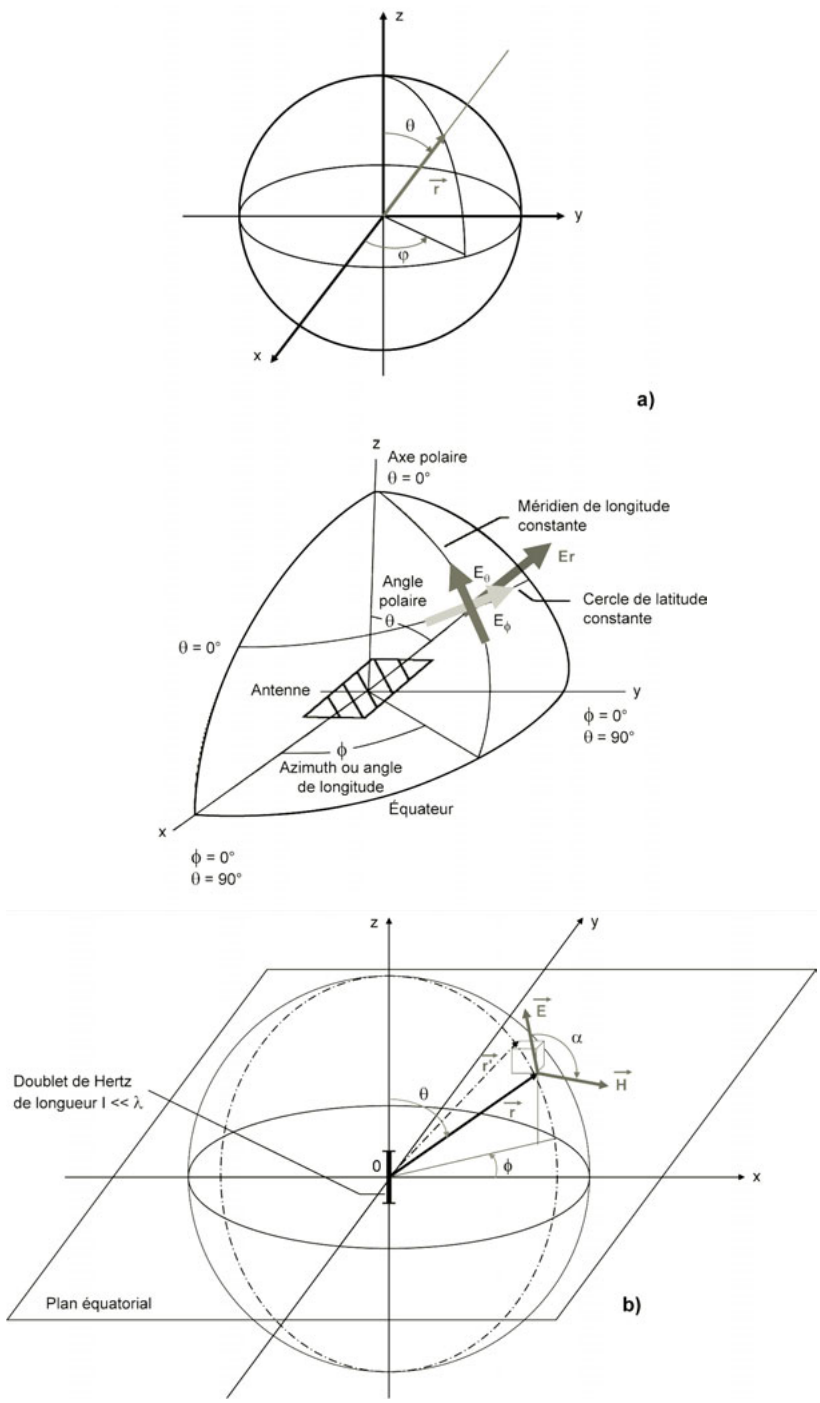


Figure 4.2

(a) Définition des coordonnées polaires du vecteur champ électrique **E**. (b) Représentation des vecteurs **E** et **H** en coordonnées polaires.

– pour le champ magnétique H :

$$H_r(t,r) = 0$$

$$H_\theta(t,r) = 0$$

$$H_\varphi(t,r) = -\left[\frac{I_0 l \sin\theta}{4\pi}\left(\frac{1}{(\mathrm{j}\,r)^2} + \frac{k}{\mathrm{j}\,r}\right)\right]\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t - kr)}$$

– pour le champ électrique E :

$$E_r(t,r) = -\left[\frac{I_0 l \cos\theta}{2\pi\varepsilon_0\omega}\left(\frac{1}{(\mathrm{j}\,r)^3} + \frac{k}{(\mathrm{j}\,r)^2}\right)\right]\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)}$$

$$E_\theta(t,r) = -\left[\frac{I_0 l \sin\theta}{4\pi\varepsilon_0\omega}\left(\frac{1}{(\mathrm{j}\,r)^3} + \frac{k}{(\mathrm{j}\,r)^2} + \frac{k^2}{\mathrm{j}\,r}\right)\right]\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)}$$

$$E_\varphi(t,r) = 0$$

Attention

– Du fait de la présence de j et des e^{j}... toutes ces expressions représentent des valeurs de nombres complexes (pour rappel : $\rho\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi} = \rho(\cos\varphi + \mathrm{j}\sin\varphi)$, voir également l'annexe 2 en fin de chapitre).

– Et en posant :

ε_0 = permittivité du milieu

c = célérité (vitesse de propagation dans le milieu considéré)

$\omega = 2\pi f$

$\lambda = c/f$

$k = \dfrac{\omega}{c} = \dfrac{2\pi}{\lambda}$ = nombre d'onde

Pour ceux qui souhaitent disposer d'éléments plus rigoureux à ce sujet, nous les renvoyons vers l'annexe 1 située à la fin de ce chapitre.

Remarques

Du fait de la symétrie de révolution autour de l'axe z due à la position du doublet situé sur l'axe z, toutes les équations ci-dessus sont indépendantes de la variable φ.

Du fait que les valeurs de H_r, H_θ, E_φ sont nulles, le produit scalaire (**E.H**) des vecteurs **E** et **H** est égal à 0. Cela entraîne que les vecteurs **E** et **H** sont orthogonaux entre eux mais pas nécessairement orthogonaux à r.

Attention

Tout au long des chapitres suivants nous utiliserons la valeur I_0 et nous travaillerons donc partout en valeurs de « crête ».

4.3 Classification des champs et des régions de l'espace

Comme l'indique le paragraphe ci-dessus, ces équations de base dépendent de trois paramètres principaux :

– la variable temps t, *via* :

$$\mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)} = \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,\omega t}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,kr}$$

$$\mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)} = \left(\cos\omega t + \mathrm{j}\,\sin\omega t\right).\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,kr}$$

$$\mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)} = \frac{\left(\cos\omega t + \mathrm{j}\,\sin\omega t\right)}{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\,kr}} = \text{fonction sinusoïdale décroissante avec la distance ;}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

– la variable r selon les termes en $1/r$, $1/r^2 et 1/r^3$. Selon que l'on pourra négliger un ou plusieurs de ces termes devant les autres, l'écriture des équations s'allégera ;
– du produit kr égal à :

$$kr = \frac{2\pi}{\lambda} r$$

4.3.1 Régions de l'espace

Dans le cas d'antenne de dimension très petite (donc la sphère équivalente à la source de rayonnement serait de diamètre D très faible), en première approximation, on a coutume de définir trois régions de l'espace – les zones de champs proches, intermédiaires et lointains – selon les valeurs possibles de r par rapport à la valeur de la longueur d'onde λ à laquelle le système fonctionne, c'est-à-dire selon que la valeur de r est faible ou grande par rapport à : $\frac{1}{k} = \frac{\lambda}{2\pi}$. En effet, pour rester simple, à partir de cette valeur (comme l'indique la *figure 4.3*) nous montrerons dans quelques paragraphes que deux paramètres principaux concernant les phénomènes de propagation des ondes (impédance de l'air, et phase relative entre les vecteurs **E** et **H**) tendent vers des valeurs constantes et stables.

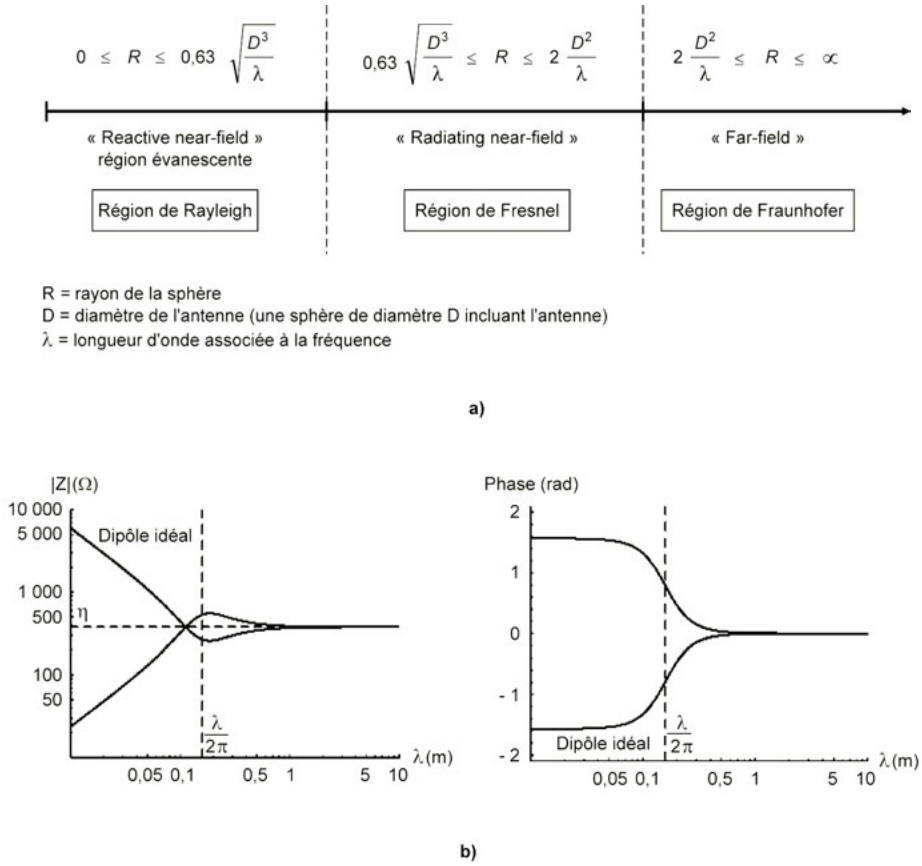


Figure 4.3 – (a) Définition des champs proches et des champs lointains. (b) Variation de l'impédance de l'air et de la phase *E*/*H* en fonction des champs proches ($r < \lambda/2\pi$) et lointains ($r > \lambda/2\pi$).

Champ proche : $r \ll \lambda/2\pi$

Dans cette région de l'espace (en réalité, $r < 0{,}63\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$) – c'est-à-dire dans l'environnement immédiat de l'antenne –, les valeurs des termes en $1/r^2$ ou $1/r^3$ sont prépondérantes sur celles des termes en $1/r$, et les champs (E, H) décroissent très rapidement.
Cette zone – appelée fréquemment zone de Rayleigh – correspond au passage à l'effet de « transformateur fortement couplé » (où la puissance reçue P_r est pratiquement égale à celle émise P_e contrairement à l'effet de propagation en espace libre où $P_r \ll P_e$).
Lorsqu'on se situe très près de l'antenne, le champ électrique est dû au potentiel de l'antenne, c'est le champ proche. À cette distance on se trouve dans un régime d'ondes « quasi stationnaires » et il est possible d'établir un couplage magnétique ou électrique entre un transpondeur et la source.
Dans les précédents ouvrages (références 1 et 2), nous avions pratiquement passé tout cela sous silence car ces ouvrages étaient principalement basés sur des applications en champs proches.
Dans cette zone, la densité de puissance surfacique rayonnée que nous expliciterons en détail dans quelques paragraphes (proportionnelle au produit scalaire des modules des vecteurs **E** et de **H**) décroît très rapidement car elle contient des termes en $1/r^5$.
Nous montrerons plus loin que dans cette région dite de « champ proche », la valeur du vecteur de Poynting (produit vectoriel $\mathbf{E} \times \mathbf{H}$) peut être soit imaginaire donc il n'y a pas de puissance « réelle » de transmise (uniquement une puissance réactive), soit également réelle donc avec puissance transmise.

Champ intermédiaire : r de l'ordre de λ

Dans cette région de l'espace (en réalité, comprise entre $0{,}63\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ et $2\frac{D^2}{\lambda}$), tous les termes en $1/r$, $1/r^2$ et $1/r^3$ sont également conservés. Nous sommes en présence d'un champ proche rayonnant ou la composante de Fresnel existe quand la dimension principale de l'antenne D, est grande comparativement à la longueur d'onde λ de transmission mais la distance r est de l'ordre de λ.

Champ lointain : $r \gg \lambda/2\pi$

Dans cette zone (en réalité, au-delà de $2\frac{D^2}{\lambda}$) – connue également sous le nom de zone de Fraunhofer –, les termes en $1/r^2 et 1/r$ deviennent négligeables et les valeurs des champs E et H décroissent en $1/r$. Cela se produit à partir d'une distance r environ égale à $\frac{\lambda}{2\pi}$ (relation due à l'équation qui régit la valeur réelle ou imaginaire du vecteur de Poynting), car à partir de cette distance, le champ est dû à un « ancien » potentiel de l'antenne. Nous sommes alors passés d'une région d'ondes quasi stationnaires à une zone de propagation d'ondes et à un régime de champ rayonné. Il ne peut plus y avoir d'effet de couplage magnétique.
Nous montrerons plus loin que, dans cette région de l'espace, on définit classiquement le diagramme de rayonnement de l'antenne (qui est omnidirectionnel pour une antenne boucle de très petite taille), et nous montrerons également que lorsque le champ électromagnétique d'une antenne dans laquelle les composantes prédominantes du champ sont celles qui représentent une propagation de l'énergie, la distribution angulaire du champ est essentiellement indépendante de la distance à l'antenne d'émission.
Dans ces régions, la distribution n'est pas affectée par la structure de l'antenne et l'onde se propage comme une onde plane.
Dans la région dite de « champ lointain », la valeur du vecteur de Poynting (produit vectoriel $\mathbf{E} \times \mathbf{H}$) est réelle et il peut y avoir transfert de puissance.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

4.3.2 Remarques concernant les applications RFID

Après ces propos génériques – à une date donnée, pour des systèmes télé-alimentés, pour des technologies de semi-conducteurs existantes et des régulations en vigueur –, en guise de préliminaire, il est toujours intéressant de savoir dans quelles régions de champs « proches » ou « lointains » l'application RFID envisagée va fonctionner. Pour cela, en prenant pour vitesse de propagation des ondes celle de la lumière $c = 3 \times 10^8\ m \cdot s^{-1}$, dressons rapidement les tableaux donnant la relation entre les valeurs des fréquences et les distances $\frac{\lambda}{2\pi}$ associées.

■ En LF et HF

Tableau 4.1

	Fréquences en MHz	Longueurs d'ondes en m	$\frac{\lambda}{2\pi}$ en m
LF	0,125	2 400	382
HF	13,56	22,12	3,52

En LF et HF, les distances de fonctionnement souhaitées/possibles pour des applications RFID sont toujours bien plus faibles que la valeur de $\frac{\lambda}{2\pi}$. Dans ces applications, les tags fonctionnent donc en « champs proches », et donc les applications reposent sur des principes mettant en jeu principalement des boucles inductives et des couplages de types magnétiques inductifs.

■ En UHF et SHF

Tableau 4.2

	Fréquences en MHz	Longueurs d'ondes en cm	$\frac{\lambda}{2\pi}$ en cm
UHF	433	69,2	11,02
	866	34,6	5,51
	915	32,8	5,22
SHF	2 450	12,2	1,94
	5 890	5,1	0,8

En UHF et SHF, les distances de fonctionnement souhaitées/possibles pour des applications RFID sont toujours bien plus importantes que la valeur de $\frac{\lambda}{2\pi}$. Dans ces applications, les tags fonctionnent donc en « champs lointains » et devront donc utiliser des principes de couplage avec la base station autres que celui du couplage magnétique, par exemple par phénomène de propagation et de réflexion d'onde.
En résumé :

$$\text{avec} \quad \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^{\,8}}{f}$$

$$\text{Champ proche (couplage magnétique)} < \frac{\lambda}{2\pi} < \text{Champ lointain (propagation d'ondes)}$$

Tableau 4.3

Fréquences *f*	Longueur d'onde λ	Fonctionnement RFID en
150 kHz	2 km	champ proche
10 MHz	30 m	champ proche
900 MHz	33 cm	champ lointain
3 000 MHz = 3 GHz	10 cm	champ lointain

■ Remarque concernant les caractéristiques des ondes SHF

Certaines ondes électromagnétiques situées à la limite des UHF-SHF (principalement autour de 2,45 GHz) sont fortement absorbées par l'eau et les tissus humains. Dans un milieu humide l'atténuation de ces ondes peut donc être très importante. Les UHF (ultra hautes fréquences), notamment utilisées aux États-Unis et en Australie pour les applications RFID du fait des régulations RF existantes, ne sont quant à elles peu ou moins absorbées par la molécule d'eau.
Du fait des faibles longueurs d'ondes mises en œuvre à ces fréquences (à 2,45 GHz, $\lambda = 12$ cm), la surface nécessaire pour réaliser une antenne est réduite, ce qui laisse sur le principe une grande liberté de forme pour la conception des tags.
Comme nous le montrerons au cours du chapitre 13, lorsque cela est possible, certaines techniques d'étalement de spectre telles que DSSS, FHSS, confèrent souvent à l'utilisation de ces fréquences une bonne immunité apparente aux bruits et aux interférences, ce qui explique qu'elles sont souvent utilisées en environnement industriel.

4.4 Applications en RFID en UHF et SHF, donc en champs lointains

4.4.1 Valeurs de *E* et *H* en champ lointain

Comme nous venons de l'indiquer précédemment, les applications RFID UHF et SHF fonctionnent pratiquement uniquement en champ lointain. Dans ce cas, la valeur de r est grande et l'influence du terme $1/r$ est prédominante sur les termes en $1/r^2$ et $1/r^3$. De ce fait, l'écriture des équations de E et de H se simplifie et les équations générales en champs lointains deviennent :

$$E_\theta(t, r) = \left[\mathrm{j}\, \frac{I_0 l \sin\theta}{4\pi\varepsilon_0\omega} \cdot \frac{k^2}{r} \right] \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)}$$

$$H_\varphi(t, r) = \left[\mathrm{j} \frac{I_0 l \sin\theta}{4\pi} \cdot \frac{k}{r} \right] \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)}$$

car les quatre autres termes E_r, E_φ, H_r, H_θ présents dans les équations initiales sont alors négligeables.
Du fait que la composante radiale E_r du champ électrique est nulle, l'onde est dite alors transverse électromagnétique (TEM) (*figure 4.4*).

Remarques
Du fait de la symétrie de révolution autour de l'axe z due à la position du doublet situé sur l'axe z lui-même, à même r et même θ, les deux équations ci-dessus sont totalement indépendantes de la variable φ.
Du fait que les valeurs de E_r, E_φ , H_r, H_θ sont négligeables, le produit scalaire (**E.H**) est égal à 0. Cela entraîne que les vecteurs **E** et **H** sont orthogonaux entre eux. De plus, du fait que E_r est maintenant également égal à 0, cela indique que chacun des plans des vecteurs **E**, **H** est perpendiculaire au vecteur **r**. La propagation de l'onde rayonnée est donc orthogonale au plan des vecteurs **E**, **H**.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

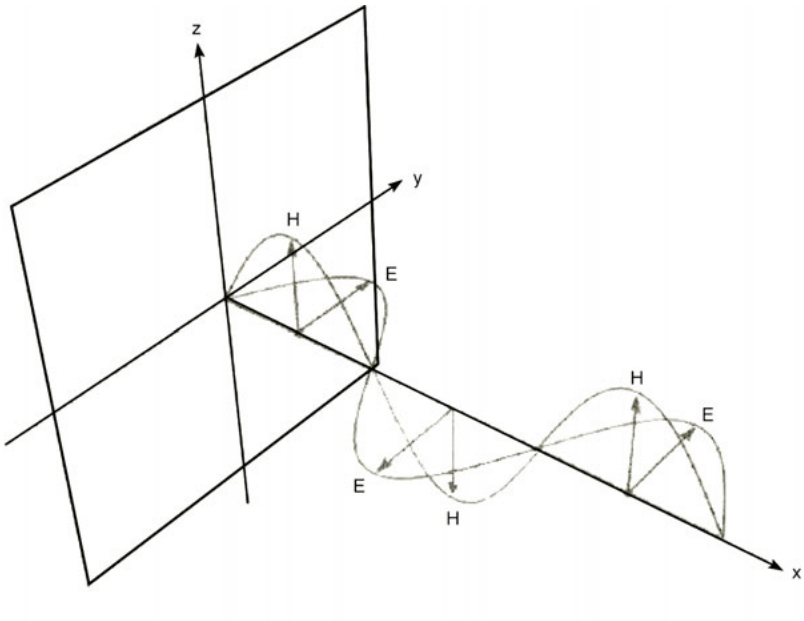


Figure 4.4 – Champ lointain, onde plane.

En conclusion, en remplaçant k par $2\pi/\lambda$, nous obtenons :

$$E_\theta(t,r) = \left[\mathrm{j}\,\frac{\pi I_0 l \sin\theta}{\lambda^2 \varepsilon_0 \omega} \cdot \frac{1}{r}\right] \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)}$$

$$H_\varphi(t,r) = \left[\mathrm{j}\,\frac{I_0 l \sin\theta}{2\lambda} \cdot \frac{1}{r}\right] \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)}$$

et $E_\theta(t,r)$ et $H_\varphi(t,r)$ sont orthogonaux entre eux.

Remplaçant ω par sa valeur $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$, et sachant que $\lambda = cT$, il vient $\omega = \dfrac{2\pi c}{\lambda}$.

Sachant par ailleurs que :

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{36\,\pi} \times 10^{-9}\ \mathrm{F \cdot m^{-1}}$$

et $c = 3 \times 10^8\ \mathrm{m \cdot s^{-1}}$, nous obtenons :

$$E_\theta(t,r) = \left[\mathrm{j}\,\frac{60\pi I_0 l \sin\theta}{\lambda} \cdot \frac{1}{r}\right] \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)}$$

$$H_\varphi(t,r) = \left[\mathrm{j}\,\frac{I_0 l \sin\theta}{2\lambda} \cdot \frac{1}{r}\right] \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)}$$

expressions de la variable complexe dont les modules respectifs sont égaux à :

$$|E_\theta| = \frac{60\pi I_0 l \sin\theta}{\lambda r}$$

$$|H_\varphi| = \frac{I_0 l \sin\theta}{2\lambda r}$$

De plus, au cours de cet ouvrage, pour simplifier les calculs et les écritures, nous travaillerons principalement dans le plan équatorial de l'antenne (défini pour $\theta = \pi/2$, $[\sin\theta = 1]$), c'est-à-

dire le plan perpendiculaire à l'axe principal du doublet. Dans ces hypothèses – champ lointain $\left(r \gg \frac{\lambda}{2\pi}\right)$, et plan équatorial –, les équations des modules (donc des valeurs maximales de crête du fait de I_0) des champs E et H se simplifient fortement et deviennent :

$$|E_\theta| = \frac{60\pi I_0 l}{\lambda r}$$

$$|H_\varphi| = \frac{I_0 l}{2\lambda r}$$

4.4.2 Relations entre *E* et *H*, impédance du vide (ou de l'air)

Toujours dans les hypothèses énoncées ci-dessus, à grande distance, calculons le rapport E_θ/H_φ :

$$\frac{E_\theta}{H_\varphi} = \frac{\left[\mathrm{j}\,\frac{I_0 l \sin\theta}{4\pi\varepsilon_0\omega}\cdot\frac{k^2}{r}\right]\mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)}}{\left[\mathrm{j}\,\frac{I_0 l \sin\theta}{4\pi}\cdot\frac{k}{r}\right]\mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)}}$$

Après simplifications aux numérateur et dénominateur, quelle que soit la valeur de θ, il vient :

$$\frac{E_\theta}{H_\varphi} = \frac{k}{\varepsilon_0\omega}$$

quelles que soient les valeurs de t et r, avec ε_0 la permittivité du milieu et c la célérité (vitesse de propagation).

$$k = \frac{\omega}{\mathrm{c}} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

ceci donne :

$$\frac{E_\theta}{H_\varphi} = \frac{1}{\varepsilon_0 \mathrm{c}}$$

Du fait de la présence dans cette équation des paramètres ε_0 et c, la valeur de ce rapport est constante et représente ce que l'on appelle la valeur de l'impédance du vide (ou de l'air), notée Z_0, soit :

$$Z_0 = \frac{1}{\varepsilon_0 \mathrm{c}}\Omega$$

soit, en définitive :

$$E_\theta = Z_0 H_\varphi \ \text{ en } \ \mathrm{V}\cdot\mathrm{m}^{-1}$$

avec Z_0, l'impédance caractéristique du vide (ou de l'air) en Ω, E_θ, l'intensité du champ électrique en $\mathrm{V}\cdot\mathrm{m}^{-1}$ et H_φ, l'intensité du champ magnétique en $\mathrm{A}\cdot\mathrm{m}^{-1}$.

Sachant par ailleurs que la relation liant c la célérité (vitesse) de la propagation, μ_0 la perméabilité du vide et ε_0 la permittivité du vide est :

$$\varepsilon_0\mu_0\mathrm{c}^2 = 1$$

donc que :

$$\mathrm{c} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}}$$

En remplaçant c par sa valeur dans $Z_0 = \frac{1}{\varepsilon_0 \mathrm{c}} = \frac{\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}}{\varepsilon_0}$ il vient :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

soit, avec $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}\ \mathrm{H \cdot m^{-1}}$ et $\varepsilon_0 = \dfrac{1}{36\pi \times 10^{-9}}\ \mathrm{F \cdot m^{-1}}$, il vient :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{4\pi \times 10^{-7}}{\dfrac{1}{36\pi \times 10^{-9}}}} = 120\pi\ \Omega = 376{,}939\ \Omega = 377\ \Omega$$

Remarque

Ce résultat était facilement prévisible car, à l'aide des formules obtenues à la fin des paragraphes précédents :

$|E_\theta| = \dfrac{60\pi I_0 l}{\lambda r}$ dans le plan équatorial

$|H_\varphi| = \dfrac{I_0 l}{2\lambda r}$ dans le plan équatorial

il était facile d'établir directement le rapport (E_θ/H_φ) et de trouver immédiatement

$$Z_0 = E_\theta/H_\varphi = 120\pi\ \Omega = 377\ \Omega.$$

Pourquoi faire simple si l'on peut faire compliqué n'est-ce pas ! Cela aurait manqué de charme... mais par contre vous n'auriez jamais su que Z_0 était aussi égale à $\sqrt{\dfrac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$. C'est ça la rançon de la gloire !

Autres formes habituelles de la relation entre *E* et *H*

Très souvent, pour des raisons pratiques, on exprime la relation liant les modules des vecteurs **H** et **E** non pas en valeurs absolues mais traduites en valeurs relatives, c'est-à-dire en dB ou dBm ou dBμ. Sachant que :

$$H = E/Z_0\ \left(\text{en A} \cdot \mathrm{m^{-1}}\right)$$

nous pouvons écrire en dB :

$$20 \log H = 20 \log(E/Z_0)$$

$$H\ \left(\text{en dB A} \cdot \mathrm{m^{-1}}\right) = E\left(\text{en dB V} \cdot \mathrm{m^{-1}}\right) - 20 \log Z_0$$

$$\begin{aligned} H\ \left(\text{dB A} \cdot \mathrm{m^{-1}}\right) &= E\ \left(\text{en dB V} \cdot \mathrm{m^{-1}}\right) - 20 \log(377) \\ &= E\ \left(\text{en dB V} \cdot \mathrm{m^{-1}}\right) - 40 - (20 \times 0{,}576) \end{aligned}$$

soit enfin, en champ lointain, et dans le plan équatorial :

$$H\left(\text{dB A} \cdot \mathrm{m^{-1}}\right) = E\left(\text{en dB V} \cdot \mathrm{m^{-1}}\right) - 51{,}5\ \text{dB}$$

Cette relation de passage entre E et H – reflétant l'influence de l'impédance du vide dans la propagation du signal – est bien connue et très utilisée, notamment afin de transposer aisément les valeurs rayonnées lors de mesures de conformité aux normes de rayonnement ETSI. (Au besoin, revoir l'ouvrage du même auteur, référence 1.)

Très souvent, vu les valeurs absolues des champs rayonnés, on utilise leurs valeurs équivalentes exprimées en $\text{dB}\mu\text{A} \cdot \mathrm{m^{-1}}$ pour H et en $\text{dB}\mu\text{V} \cdot \mathrm{m^{-1}}$ pour E, soit :

$$H \text{ en dB}\mu\text{A} \cdot \mathrm{m^{-1}} = 20 \log \frac{H \text{ en A} \cdot \mathrm{m^{-1}}}{1 \times 10^{-6}}$$

$$H\left(\text{en dB}\mu\text{A} \cdot \mathrm{m^{-1}}\right) = 20 \log \left[H\left(\text{en A} \cdot \mathrm{m^{-1}}\right) \times 10^6\right] = H\left(\text{en dB A} \cdot \mathrm{m^{-1}}\right) + 120\ \text{dB}$$

d'où :

$$H\ (\text{en dB A} \cdot \mathrm{m^{-1}}) = H\ (\text{en dB}\mu\text{A} \cdot \mathrm{m^{-1}}) - 120\ \text{dB}$$

Par un raisonnement similaire nous aurions trouvé pour E, en $\text{dB}\mu\text{V} \cdot \text{m}^{-1}$:

$$E\ (\text{en dB V} \cdot \text{m}^{-1}) = E\ (\text{en dB}\mu\text{V} \cdot \text{m}^{-1}) - 120\ \text{dB}$$

d'où à nouveau :

$$H\ (\text{en dB}\mu\text{A} \cdot \text{m}^{-1}) = E\ (\text{en dB}\mu\text{V} \cdot \text{m}^{-1}) - 51{,}5\ \text{dB}$$

4.4.3 Densité de puissance, puissance et énergie électromagnétiques

■ Vecteur de Poynting

Lors de la description de phénomènes de propagation, il est d'usage de définir un vecteur **S**, dit *vecteur de Poynting*, par la relation vectorielle suivante :

$$\mathbf{S} = (\mathbf{E} \times \mathbf{H})$$

équation dans laquelle $\times$ représente l'opération mathématique de « produit vectoriel ».
Par définition même, quelle que soit la distance (en champs proches ou lointains), ce vecteur est toujours perpendiculaire au plan des vecteurs **E** et **H** puisqu'il est lié au produit vectoriel de ($\mathbf{E} \times \mathbf{H}$), et sa direction indique la direction du rayonnement de l'onde. Ce vecteur porte également le nom de *vecteur radiant* (*figure 4.5*).

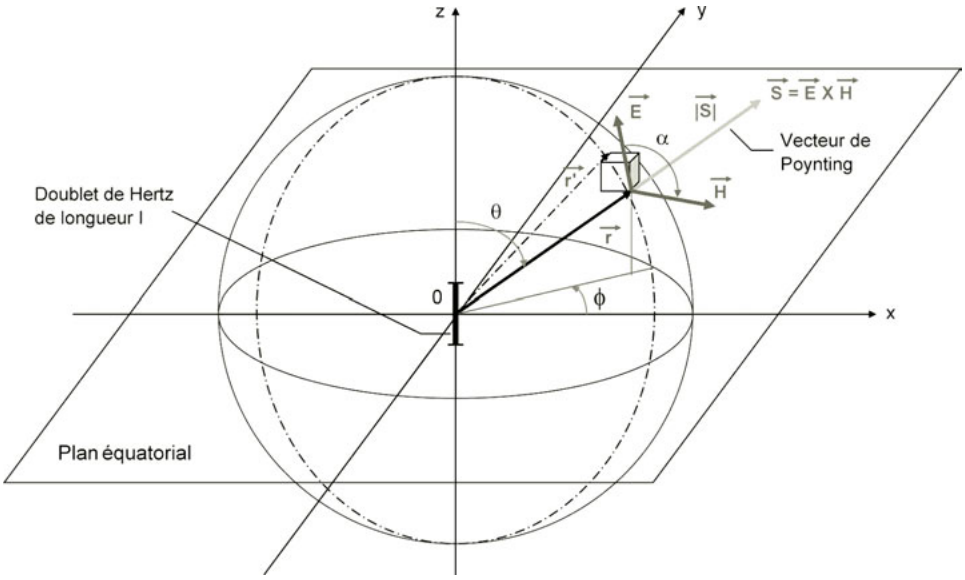


Figure 4.5 – Vecteur de Poynting en coordonnées polaires.

La valeur du module du vecteur **S**, notée $|S| = s_{\text{crête}}$ est donc égale à :

$$s_{\text{crête}} = |S| = |E|\,|H| \sin \alpha$$

α est par définition l'angle orienté existant entre les vecteurs **E** et **H**, de **E** vers **H**.
$s_{\text{crête}}$ représente l'élongation maximale de la valeur du module du vecteur **S** puisque son équation tient compte des valeurs de **E** et **H** directement liées à I_0... qui est la valeur maximale (crête) du courant circulant dans le dipôle.
La grandeur physique associée à la valeur de $s_{\text{crête}}$ est une densité de puissance par m^2 ou, exprimée encore plus précisément, « une densité surfacique de puissance » en $\text{watt}_{\text{crête}}$ par m^2 ($\text{W}_{\text{crête}} \cdot \text{m}^{-2}$)

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

puisque $|\mathbf{E}|$ est exprimé en $V_{crête} \cdot m^{-1}$ et $|\mathbf{H}|$ en $A_{crête} \cdot m^{-1}$, soit, le produit scalaire $|E|\,|H| \sin \alpha$ en $V \cdot A_{crête} \cdot m^{-2} = W_{crête} \cdot m^{-2}$.

Donc, la valeur $|S| = s_{crête}$, module du vecteur de Poynting **S**, est représentative d'une densité surfacique de puissance, en $W_{crête} \cdot m^{-2}$.

Après avoir défini le vecteur **S** et donné une signification physique à son module, passons maintenant à une chose bien étrange qu'est la valeur du « flux de ce vecteur ». Ça laisse rêveur, n'est-ce pas ?

□ Flux du vecteur de Poynting... ou flux de la grandeur vectorielle S au travers d'une surface

La notion de flux d'un vecteur est liée à celle d'un débit volumétrique. Pour le montrer, par analogie (*figure 4.6*), supposons qu'en travers d'une rivière on tende un filet perpendiculairement au vecteur vitesse **v** du courant (exprimé en $m \cdot s^{-1}$) supposé constant sur toute la surface $\Delta\sigma$ d'une maille du filet (exprimée en m^2).

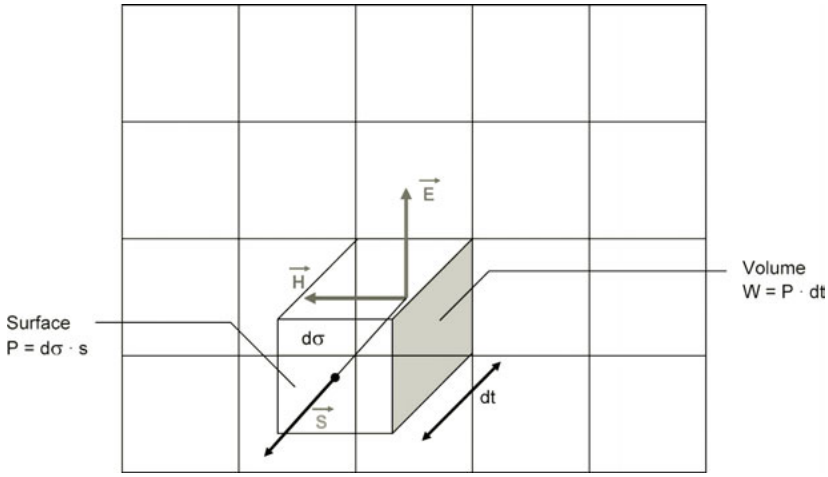


Figure 4.6 – Flux du vecteur de densité surfacique de puissance électromagnétique rayonnée.

La quantité d'eau – le volume – (en litres) qui traverse une maille dans le laps de temps Δt (en secondes) est proportionnelle :

- au module $|v|$ de la vitesse du courant ;
- à la surface de la maille $\Delta\sigma$;
- au laps de temps écoulé Δt.

On désigne par τ (tau) cette quantité, $\tau = |v|\,\Delta\sigma\Delta t$ exprimée donc en $(m \cdot s^{-1} \cdot m^2 \cdot s = m^3)$. τ représente donc le volume d'eau contenu dans le parallélogramme de base $\Delta\sigma$ et de longueur $l = |v|\Delta t$.

Jusque-là, tout est simple. Passons maintenant aux choses sérieuses.

On définit alors le « flux du vecteur vitesse **v** » de l'eau à travers la maille de surface $\Delta\sigma$, la quantité $\Delta\phi$, comme le volume d'eau qui traverse la surface de la maille par unité de temps ($\Delta t = 1$ unité de temps), soit $\Delta\phi = |v|\,\Delta\sigma$, valeur exprimée en $m \cdot s^{-1} \cdot m^2 = m^3 \cdot s^{-1}$. C'est donc un débit volumique par seconde ou, plus simplement, un débit volumique ou tout simplement, le débit... sous-entendu par unité de temps.

Remarques

Si la maille n'est pas perpendiculaire au courant de la rivière, il passe évidemment moins d'eau dans la surface équivalente et le flux est moindre et vaut $\Delta\phi = |v|\,\Delta\sigma\cos\theta$.

De façon à savoir de quel côté de la surface de la maille rentre l'eau, la surface doit être orientée et devient alors un vecteur $\Delta\sigma$.

Le flux total, ϕ_{total}, ou encore le débit global de la rivière – moyenné sur l'ensemble de toutes les mailles du filet, quelles que soient les positons des mailles par rapport au courant – s'écrira comme d'habitude :

$$\phi_{total} = \iint |v|\,\mathrm{d}\,\sigma$$

Revenons maintenant à nos moutons électromagnétiques.

Oublions la rivière, la baignade, et rejoignons notre vecteur de Poynting **S** (densité surfacique de puissance).

S représente l'équivalent du vecteur vitesse proposé dans l'analogie précédente. Supposons que le filet soit tendu perpendiculairement au vecteur de Poynting **S** (exprimé lui en $W_{crête} \cdot m^{-2}$) et que celui-ci soit constant sur la surface $\Delta\sigma$ d'une maille (en m^2). Une quantité de x (exprimée en unités y) traversant une maille dans le laps de temps Δt (en secondes) sera proportionnelle :

– au module $s_{crête} = |\mathbf{S}|$ de la densité surfacique de puissance ;
– à la surface de la maille $\Delta\sigma$;
– au laps de temps Δt.

On désigne par τ cette quantité, $\tau = s_{crête}\Delta\sigma\Delta t$ exprimée donc en

$$W_{crête} \cdot m^{-2} \cdot m^2 \cdot s = W_{crête} \cdot s = J_{crête} = \text{joule}_{crête}.$$

τ représente donc l'énergie électromagnétique crête (due aux deux vecteurs **E** et **H** dont le vecteur de Poynting **S** est issu) contenue dans le parallélogramme de base $\Delta\sigma$ et de longueur ($s_{crête}\Delta t$).

De même, on définit $\Delta\phi$ le flux du vecteur de Poynting **S** (densité surfacique de puissance) à travers une maille de surface $\Delta\sigma$, la quantité $\Delta\phi = s_{crête}\Delta\sigma$, valeur exprimée en $W_{crête} \cdot m^{-2} \cdot m^2 = W_{crête}$ traversant la surface de la maille par unité de temps ($\Delta t = 1$ unité de temps).

Le flux $\Delta\phi$ du vecteur de Poynting représente donc un débit d'énergie électromagnétique ($J_{crête}$) par seconde... ce qui est bien plus connu généralement sous le nom de PUISSANCE (crête) électromagnétique rayonnée, bien sûr !

$$\phi_{total} = \iint s_{crête}\,\mathrm{d}\,\sigma$$

intégrale double calculée le long de la surface Σ = puissance électromagnétique rayonnée crête (en $W_{crête}$).

Le flux $\Delta\phi$ du vecteur de Poynting est représentatif d'une puissance électromagnétique rayonnée. Sa valeur est exprimée bien évidemment en $W_{crête}$.

À noter que, comme nous l'avons déjà indiqué, la direction du vecteur de Poynting indique le sens de la propagation et donc que l'énergie électromagnétique s'écoule également dans le sens de la propagation.

Comme aurait dit la rivière du paragraphe précédent, ça coule de source...

Théorème de Poynting

Pour terminer ce long entracte nécessaire à une meilleure compréhension de la suite nous allons maintenant généraliser ces notions de densité surfacique de puissance, de puissance et d'énergie électromagnétique rayonnée en énonçant le théorème de Poynting qui a été sous-jacent tout au long des derniers paragraphes.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

En tout point d'un volume v d'un milieu isotrope, linéaire, la densité volumique élémentaire d'énergie électromagnétique w s'écrit :

$$\frac{\partial W}{\partial v} = w \text{ en } \mathrm{J} \cdot \mathrm{m}^3$$

Cette densité volumique élémentaire d'énergie est égale à la somme des énergies électrostatique $\frac{1}{2}\varepsilon E^2$ et électromagnétique $\frac{1}{2}\mu H^2$ en présence :

$$w = w_e + w_m$$

$$w = \frac{1}{2}\varepsilon E^2 + \frac{1}{2}\mu H^2$$

La valeur totale de l'énergie W contenue dans le volume v s'obtient bien évidemment par intégration.
Sachant que $\mathrm{d}W = w\mathrm{d}v$ et $\mathrm{d}W = w_e\mathrm{d}v + w_m\mathrm{d}v$, il vient :

$$W = \iiint w\mathrm{d}\,v = \iiint (w_e + w_m)\,\mathrm{d}\,v = W_e + W_m \text{ en } J$$

Dans le cas des ondes planes telles que présentées précédemment, les relations mathématiques associées aux équations de Maxwell permettent de définir une égalité que l'on appelle le théorème de Poynting et dont l'énoncé est le suivant :

Théorème de Poynting
La puissance électromagnétique instantanée (c'est-à-dire la variation de la somme des énergies électromagnétique W_m et électrostatique W_e pendant le temps $\mathrm{d}t$ – en fait, la diminution d'énergie, donc le signe « – » est présent dans l'équation –) sortant par une surface fermée Σ (c'est-à-dire contenue dans un volume $\mathrm{d}v$) est égale au flux du vecteur de Poynting $\mathbf{S} = \mathbf{E}_z \times \mathbf{H}_y$ sortant par cette surface fermée qui limite ce volume ou, sous forme d'équation :

$$\text{Puissance électromagnétique} = -\frac{\partial W}{\partial t} = \iiint \frac{\partial}{\partial t}(w_m + w_e)\,\partial v = -\iint \frac{E_z H_y}{4\pi}\partial\sigma$$

Remarque
La présence du facteur diviseur 4π au dénominateur de l'intégrale double est due au fait que l'intégration selon $\mathrm{d}\sigma$ est calculée sur la totalité de la surface Σ d'une sphère de rayon r quelconque dont la surface est égale à $4\pi r^2$.

En résumé

- Le produit vectoriel $\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$, dit vecteur de Poynting, définit en un point de l'espace une densité surfacique de puissance s (exprimée en $\mathrm{W} \cdot \mathrm{m}^{-2}$).
- La dérivée de l'énergie électromagnétique W (en J) contenue dans un volume par rapport au temps est la puissance électromagnétique rayonnée P (en W).
- Le théorème de Poynting indique que cette dernière – puissance électromagnétique rayonnée P – est également égale au flux du vecteur de Poynting $\mathbf{S}$, s étant la densité surfacique de puissance.

Ou encore, autrement dit :

$$\begin{aligned}\text{Puissance électromagnétique} &= \text{Flux du vecteur de Poynting}\\ &= \iint \text{densité surfacique de puissance} \cdot \mathrm{d}\sigma \text{ (intégrale prise sur la surface fermée)}\\ &= \iiint \frac{\mathrm{d}W}{\mathrm{d}t}\mathrm{d}v \text{ (intégrale prise sur le volume contenu par la surface fermée ci-dessus)}\end{aligned}$$

Remarque
Tout au long des paragraphes précédents nous avons indiqué et insisté sur le terme « densité surfacique » de puissance. Souvent, par facilité, seul le terme « densité » de puissance est utilisé.
Malgré que l'appellation complète soit lourde à « trimbaler », nous continuerons à l'employer car elle indique clairement la différence entre les valeurs de s (densité surfacique de puissance) et de P (puissance électromagnétique rayonnée) que confondent bien trop souvent de nombreux utilisateurs !

4.4.4 Puissance « électromagnétique instantanée » rayonnée

Nous venons de montrer lors du précédent paragraphe que le flux du vecteur de Poynting **S** sortant par cette surface, représente la puissance « électromagnétique » rayonnée instantanée sortant par une surface fermée (c'est-à-dire un volume). Nous allons à présent calculer concrètement sa valeur. Cela se passera en trois étapes.
1. Connaissant d'ores et déjà l'écriture complète des équations des vecteurs **E** et **H**, nous calculerons la valeur du vecteur de Poynting **S** :

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$$

2. Nous en tirerons la valeur crête de son module $s_{\text{crête}} = |S|$ associé.
3. Nous en déduirons sa valeur moyenne que nous noterons $< s_{\text{crête}} >$.
4. Une fois cela effectué, en guise d'étape finale, nous calculerons le flux moyen $< \Delta\phi_{\text{crête}} >$ de $< s_{\text{crête}} >$ dont la valeur sera en fait la valeur de la puissance rayonnée moyenne totale, $< P_{\text{rayonnée crête}} >$ à l'intérieur de ce volume :

$$< P_{\text{rayonnée crête}} >= \iint < s_{\text{crête}} > \mathrm{d}\sigma, \text{ intégrale double calculée le long de la surface } \Sigma$$

Σ étant une surface fermée, de taille et de forme quelconques entourant complètement l'antenne d'émission, et $\mathrm{d}\sigma$ étant un élément de la surface Σ.

Remarque
Le calcul du flux du vecteur de Poynting **S** ne présente d'intérêt que si la surface considérée est un élément de sphère de rayon quelconque r... ce qui ne nécessite alors que le calcul de la seule composante radiale S_r du vecteur de Poynting, soit, compte tenu que :

$$H_\theta = E_\varphi = 0$$

on a :

$$S = S_r = E_\theta H_\varphi$$

Après ces propos hautement philosophiques, afin de vous dégourdir les neurones, nous vous proposons de passer à l'acte en effectuant, au moins une fois dans votre vie, à titre d'exemple, un chiffrage concret dont nous nous servirons quotidiennement lors des applications RFID fonctionnant en UHF et SHF.

■ Puissance électromagnétique rayonnée en champ lointain par un doublet de Hertz

Afin de calculer la puissance électromagnétique rayonnée en champ lointain par un doublet de Hertz, procédons tout d'abord au calcul de la valeur moyenne du vecteur de Poynting.

□ Valeur moyenne, $<|S_r|>$ ($<s_{r\ \text{crête}}>$), du vecteur de Poynting en champ lointain

Dans le cadre des applications RFID en UHF et SHF qui nous intéressent, donc toujours dans l'hypothèse d'être en champs lointains ($r \gg \dfrac{\lambda}{2\pi}$, $1/r^2$ et $1/r^3 \lll 1/r$), compte tenu de ce

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

que $H_\theta = E_\varphi = 0$, comme nous l'avons montré, les équations des champs E et H présentées précédemment se simplifient et s'écrivent sous la forme :

$$E_\theta(t,r) = j\left(\frac{I_0 l}{4\pi\varepsilon_0\omega}\cdot\frac{k^2}{r}\right)\sin\theta\cdot e^{j\,(\omega t - kr)}$$

$$H_\varphi(t,r) = j\left(\frac{I_0 l}{4\pi}\cdot\frac{k}{r}\right)\sin\theta\cdot e^{j\,(\omega t - kr)}$$

Les équations ci-dessus indiquent que les grandeurs $E_\theta(t,r)$ et $H_\varphi(t,r)$ dépendent de la variable complexe $j(\omega t - kr)$ et représentent donc des fonctions sinusoïdales à décroissance exponentielle. Elles montrent également que, sous ces conditions de champs lointains, les vecteurs $E_\theta(t,r)$ et $H_\varphi(t,r)$ sont orthogonaux entre eux.

Nous savons que le vecteur de Poynting est égal à :

$$\mathbf{S} = S_r = E_\theta \times H_\varphi$$

et que la valeur de son module s (densité surfacique de puissance) est donc égale à :

$$s_r = |S_r| = |E||H|\sin\alpha$$

De ce fait, les vecteurs $E_\theta(t,r)$ et $H_\varphi(t,r)$ sont orthogonaux entre eux ($\alpha = 90°, \sin\alpha = 1$) :

$$s_r = |S_r| = |E|\,|H|\sin\alpha = |E|\,|H|$$

Remarque importante

Il est à noter que la valeur de s_r ci-dessus est égale au produit scalaire des modules de **E** et **H**, donc, qui depuis l'origine du chapitre, représentent les valeurs des amplitudes maximales (crêtes) et non efficaces des champs E et V.s_r représente donc la valeur maximale (crête) de l'amplitude du vecteur de Poynting.

À ce stade, dans notre cas actuel, pour être très précis, nous devrions écrire :

$$s_{r\text{crête}} = |S_r| = |E_\theta|\,|H_\varphi|$$

En posant $H^*_\varphi(t,r)$, valeur « conjuguée » de $H_\varphi(t,r)$, soit :

$$H^*_\varphi(t,r) = \frac{I_0 l}{4\pi}\cdot\frac{-jk}{r}\sin\theta\cdot e^{-j(\omega t - kr)}$$

et en appelant $< \ldots. >$ « valeur moyenne de ... » d'une variable, l'annexe 3 de ce chapitre (à lire de façon très attentive) démontre de façon détaillée (et non « parachutée »...) que la valeur moyenne d'un produit de deux fonctions sinusoïdales (en phase) est égale au demi-produit scalaire de la valeur des modules (donc des valeurs maximales de crête) des deux fonctions, ou encore à la moitié de la valeur réelle du produit scalaire d'une fonction par le conjugué de l'autre, soit, en d'autres termes :

$$< s_{\text{crête}} > = \text{valeur moyenne du module de } |S_r|$$

$$\langle |S_r| \rangle = \langle s_{\text{crête}} \rangle = \frac{1}{2}\,|E|\,.\,|H|$$

exprimée en watts moyens crête par $m^2(W_{\text{moy crête}}\cdot m^{-2})$ et $|E|$ et $|H|$ en valeurs crêtes :

$$\langle |S_r| \rangle = \langle s_{\text{crête}} \rangle = \frac{1}{2}\text{Re}\left(E_\theta.H^*_\varphi\right) = \frac{1}{2}\text{Re}\left(E^*_\theta.H_\varphi\right)$$

Re signifiant « partie réelle de... ».

Remarque

Comme indiqué dans l'annexe 3 de ce chapitre, la présence du facteur $\frac{1}{2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{1}{\sqrt{2}}$ assure le passage des valeurs crêtes des modules des vecteurs **E** et **H** à la valeur moyenne maximale (de crête) du vecteur $\mathbf{S_r}$.

$< s_{\text{crête}} >$ est une valeur moyenne, permanente, non fluctuante (comme du continu). Elle est exprimée en $\mathrm{W} \cdot \mathrm{m}^{-2}$. Afin d'être clair et d'insister sur sa signification physique nous indiquerons sa valeur en $W_{\text{moy crête}} \cdot \mathrm{m}^{-2}$ pour bien indiquer qu'elle représente la valeur la plus élevée de la valeur moyenne du module du vecteur de Poynting.

Calculons à présent la valeur du produit scalaire suivant :

$$E_\theta . H_\varphi^* = \left[\mathrm{j} \frac{I_0 l k^2 \sin\theta}{4\pi\varepsilon_0 \omega r} \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)} \right] \cdot \left[-\mathrm{j} \frac{I_0 l k \sin\theta}{4\pi r} \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,(\omega t - kr)} \right]$$

$$E_\theta . H_\varphi^* = \left[\left(\frac{1}{16} \cdot \frac{k^3}{\pi^2 \varepsilon_0 \omega} \right) \cdot \frac{I_0^2 l^2 \sin^2\theta}{r^2} \right] \mathrm{e}^{\,0}$$

En remplaçant dans le premier membre de l'équation k par sa valeur ω/c, puis le produit $\varepsilon_0 \mathrm{c}$ par $1/Z_0$ et enfin ω par $2\pi f$ et, en sachant que $\mathrm{e}^0 = 1$, nous obtenons :

$$E_\theta . H_\varphi{}^* = \left(\frac{1}{16} \cdot \frac{Z_0 4 f^2}{c^2} \right) \cdot \frac{I_0^2 l^2 \sin^2\theta}{r^2}$$

Il est à noter que cette expression est purement « réelle » et non de forme « imaginaire ».

Il ne reste donc plus qu'à multiplier ce résultat par $\frac{1}{2}$ pour obtenir l'expression littérale de la densité surfacique de puissance moyenne (crête) $< s_{\text{crête}} >$, ce qui donne pour la densité surfacique de puissance moyenne crête rayonnée d'un doublet de Hertz :

$$\langle s_{\text{crête}} \rangle = \langle |S_r| \rangle = \frac{1}{2} \mathrm{Re} \left(E_\theta . H_\varphi{}^* \right)$$

$$\langle s_{\text{crête}} \rangle = \frac{Z_0}{8\mathrm{c}^{\,2}} I_0^2 l^2 f^2 \frac{\sin^2\theta}{r^2} \mathrm{W}_{\text{moy crête}} \cdot \mathrm{m}^{-2}$$

On représente souvent en coordonnées polaires l'équation de $< s_{\text{crête}} >= f(r, \theta)$ en un point de l'espace situé à une distance r de la source rayonnante.

La courbe de la *figure 4.7* indique les variations de $< s_{\text{crête}} >$.

Cette figure indique :

- que le diagramme de rayonnement de la densité surfacique moyenne maximale de puissance rayonnée $< s_{\text{crête}} >$ n'est pas identique dans toutes les directions, donc qu'il n'est pas du tout « isotrope » ;
- qu'elle est nulle selon l'axe principal du doublet ;
- qu'elle est maximale dans le plan équatorial perpendiculaire au plan du dipôle ;
- que cette antenne est donc « directionnelle » et possède alors un gain dans le plan équatorial (au chapitre 6 nous indiquerons comment calculer sa valeur).Remplaçons maintenant Z_0, par sa valeur numérique dans l'équation ci-dessus, et sachant que $\lambda = cT = c/f$, il vient :

$$\langle s_{\text{crête}} \rangle = \frac{15\pi}{\lambda^2} I_0^2 l^2 \frac{\sin^2\theta}{r^2} \mathrm{W}_{\text{moy crête}} \cdot \mathrm{m}^{-2}$$

Cette équation indique clairement qu'en champ lointain, pour une fréquence donnée, la densité surfacique de puissance est inversement proportionnelle au carré de la distance.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

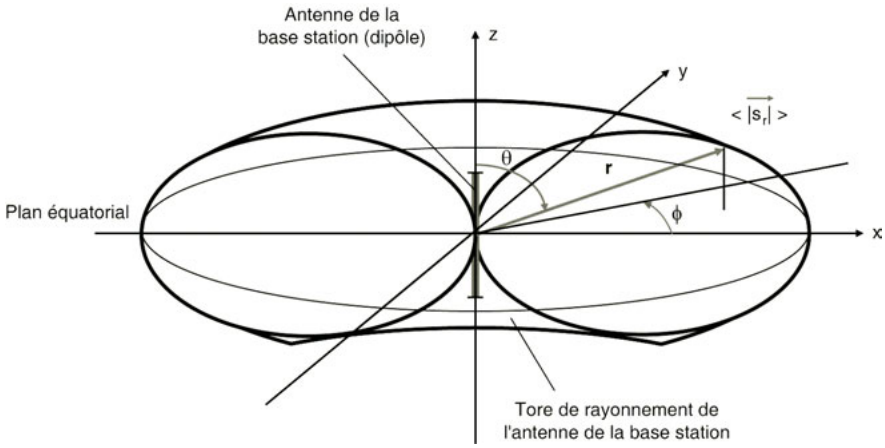


Figure 4.7 – Représentation du diagramme théorique de rayonnement de densité surfacique de puissance d'un doublet de Hertz (dipôle).

Remarque

Nous aurions pu directement obtenir ces valeurs à partir des équations démontrées précédemment :

$$E_\theta = \frac{60\pi I_0 l}{\lambda r}\sin\theta$$

$$H_\varphi = \frac{I_0 l}{2\lambda r}\sin\theta$$

soit :

$$\langle s_{\text{crête}}\rangle = \langle |S|\rangle = \frac{1}{2}|E|\,|H|$$

qui s'exprime en watts moyens (crête) par m^2 :

$$\langle s_{\text{crête}}\rangle = \langle S_r\rangle = \frac{15\pi}{\lambda^2} I_0^2 l^2 \frac{\sin^2\theta}{r^2} \mathrm{W}_{\text{moy crête}} \cdot \mathrm{m}^{-2}$$

C'est beau la simplicité parfois...

Exemple

Examinons ce qui se passe dans le plan équatorial. Dans ce cas $\theta = \pi/2$, donc $\sin^2\theta = 1$:

$$\langle s_{\text{max doublet}}\rangle = \langle |S_r|\rangle = 15\pi\left(\frac{I_0 l}{\lambda \mathrm{r}}\right)^2 W_{\text{moy crête}} \cdot \mathrm{m}^{-2}$$

Puissance électromagnétique moyenne totale rayonnée en champ lointain

Maintenant que nous venons de calculer la valeur moyenne crête de la densité surfacique moyenne de puissance $< s_{\text{crête}} >$, nous pouvons calculer la puissance moyenne crête totale $< P_{\text{crête}} >$ rayonnée en champ lointain. Nous avons indiqué plus haut la formule générale de celle-ci. En l'appliquant à notre cas particulier des valeurs moyennes, il vient :

$$\langle P_{\text{crête}}\rangle = \iint \langle s_{\text{crête}}\rangle \, \mathrm{d}\sigma$$

intégrale double calculée le long de la surface Σ et exprimée en $\mathrm{W}_{\text{moy crête}}$.
$< s_{\text{crête}} >$ est la densité surfacique moyenne crête de puissance (en $\mathrm{W} \cdot \mathrm{m}^{-2}$), et Σ étant une surface fermée, de taille et de forme quelconques entourant complètement l'antenne d'émission, et $\mathrm{d}\sigma$ un élément de surface de Σ.

La puissance moyenne totale crête traversant une sphère de centre O et de rayon r quelconque (c'est-à-dire, le flux [de la valeur moyenne] du vecteur de Poynting sur cette surface) est égale à la puissance rayonnée par le doublet de Hertz :

$$\langle P_{\text{crête}} \rangle = \iint \langle s_{\text{crête}} \rangle \, \mathrm{d}\,\sigma$$

$$\langle P_{\text{crête}} \rangle = \iint \frac{Z_0}{8\mathrm{c}^{\,2}} I_0^2 l^2 f^2 \frac{\sin^2\theta}{r^2} \mathrm{d}\,\sigma$$

Sachant qu'en coordonnées polaires, l'élément de surface $d\sigma$ d'une sphère s'écrit (*figure 4.8*) :

$$\mathrm{d}\sigma = (r\mathrm{d}\theta) \cdot (r \cdot \sin\theta \mathrm{d}\varphi) = (r^2 \sin\theta \mathrm{d}\theta \mathrm{d}\varphi)$$

Il vient :

$$\langle P_{\text{crête}} \rangle = \iint \frac{Z_0}{8\mathrm{c}^{\,2}} I_0^2 l^2 f^2 \frac{\sin^2\theta}{r^2} \left(r^2 \sin\theta \mathrm{d}\theta\right) \mathrm{d}\varphi$$

$$\langle P_{\text{crête}} \rangle = \frac{Z_0}{8\mathrm{c}^2} I_0^2 l^2 f^2 \iint \left(\sin^2\theta \sin\theta\right) \mathrm{d}\,\theta \mathrm{d}\varphi$$

$$\langle P_{\text{crête}} \rangle = \frac{Z_0}{8\mathrm{c}^{\,2}} I_0^2 l^2 f^2 \iint \left(\sin^3\theta\right) \mathrm{d}\,\theta \mathrm{d}\varphi$$

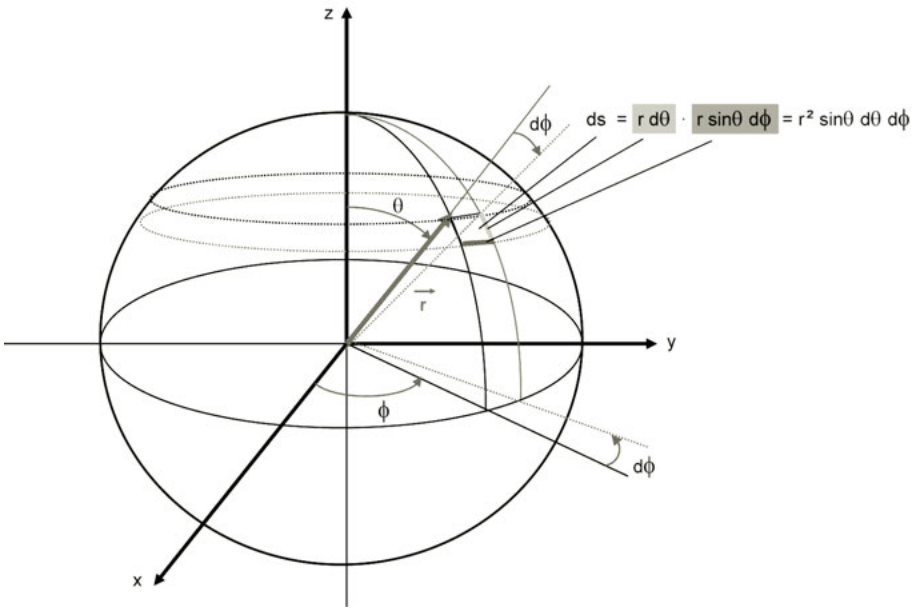


Figure 4.8 – Élément de surface en coordonnées polaires.

En se rappelant l'identité trigonométrique :

$$\sin 3\theta = 3\sin\theta - 4\sin^3\theta$$

donc que :

$$\sin^3\theta = \frac{1}{4}(3\sin\theta - \sin 3\theta)$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

alors :

$$\int \sin^3 \theta d\theta = \frac{1}{4} \int (3 \sin \theta - \sin 3\theta)\, d\theta$$

$$\int \sin^3 \theta d\theta = -\frac{3}{4} \cos \theta + \frac{1}{12} \cos 3\theta$$

donc, en calculant la valeur de la première intégrale pour θ variant de 0 à π dans le plan vertical (*figure 4.8*) :

$$\int \sin^3 \theta d\theta = \left(-\frac{3}{4} \cos \pi + \frac{1}{12} \cos 3\pi\right) - \left(-\frac{3}{4} \cos 0 + \frac{1}{12} \cos 0\right)$$

$$\int \sin^3 \theta d\theta = \left(\frac{3}{4} - \frac{1}{12}\right) - \left(-\frac{3}{4} + \frac{1}{12}\right) = \frac{8}{6}$$

Puis, idem pour la seconde intégration pour φ variant de 0 à 2π dans le plan horizontal (*figure 4.8*) :

$$\int \sin^3 \theta d\varphi = 2\pi \times \frac{8}{6} = \frac{8\pi}{3}$$

En définitive, il vient :

$$\iint \left(\sin^3 \theta\right) d\theta d\varphi = \frac{8\pi}{3}$$

soit, pour conclure :

$$\langle P_{\text{crête}} \rangle = P_{\text{moy tot crête (doublet)}} = \frac{\pi Z_0}{3c^2} I_0^2 l^2 f^2 \text{ en } \mathrm{W}_{\text{moy crête}}$$

valeur indépendante de *r*, ou encore, en remplaçant Z_0 par sa valeur :

$$P_{\text{moy tot crête (doublet)}} = \frac{1}{12\pi\varepsilon_0 c^3} I_0^2 l^2 \omega^2 \text{ en } W_{\text{moy crête}}$$

En remplaçant les valeurs littérales respectives de Z_0 et de c par leurs valeurs numériques, l'équation ci-dessus s'écrit également :

$$P_{\text{moy tot crête (doublet)}} = 40 \left(\frac{\pi I_0 l}{\lambda}\right)^2 \text{ en } \mathrm{W}_{\text{moy crête}}$$

Remarques importantes

À noter que la puissance moyenne totale (crête) rayonnée est indépendante de *r* et qu'elle est donc conservative.

À noter également que dans cette équation on trouve la présence de I_0 – amplitude crête (maximale) du courant – mais que du fait d'avoir utilisé correctement le facteur $\frac{1}{2}$ dans l'expression de $< s_{\text{crête}} >$, cela entraîne que la valeur de la puissance moyenne totale (crête) rayonnée est bien exprimée en $W_{\text{moy crête}}$, c'est-à-dire la valeur maximale (de crête) de la valeur moyenne rayonnée ! Nous le savons, c'est compliqué mais il faudra bien vous y faire !

Exemple

$I_0 = 0{,}1 A_{\text{crête}}$

$\lambda = 0{,}3$ m($f = 1$ GHz)

$l = 0{,}01$ m($l \ll \lambda \rightarrow$ conditions du doublet de Hertz)

$$P_{\text{moy tot crête (doublet)}} = 40 \left(\frac{\pi I_0 l}{\lambda}\right)^2$$

$$P_{\text{moy tot crête (doublet)}} = 40 \left(\frac{3,14 \times 0{,}1 \times 0{,}01}{0{,}3}\right)^2 = 4{,}38 \mathrm{mW}_{\text{moy crête}}$$

Résistance de rayonnement du doublet de Hertz

Il est d'usage d'assimiler la puissance obtenue lors du paragraphe précédent :

$$P_{\text{moy tot crête (doublet)}} = 40\left(\frac{\pi I_0 l}{\lambda}\right)^2 \text{W}_{\text{moy crête}}$$

à la forme générale d'une puissance dissipée dans une résistance « équivalente » – dite de rayonnement —- provoquée par un courant moyen continu (DC) ou par un courant alternatif (AC) efficace, de types $P_{\text{eff}} = RI^2_{\text{moy}} = RI^2_{\text{eff}}$ mais hélas, le terme I_0 qu'elle referme est en fait un courant crête, ce qui n'est pas fait pour arranger les choses. Pour ramener l'homogénéité à cet ensemble et pouvoir assurer la comparaison entre les deux équations, il faut convertir le terme I_0 en I_{eff}, ce qui est facilement réalisable.

Puisque $I_0 = \sqrt{2}I_{\text{eff}}$, il vient :

$$P_{\text{eff}} = \frac{1}{2}RI_0^2$$

puis en identifiant la première et la dernière équation, cela revient à dire que :

$$40\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right)^2 = \frac{1}{2}R$$

soit, pour conclure, pour un doublet de Hertz, uniquement lorsque la longueur l est très petite devant λ :

$$R_{\text{rayonnement}} = 80\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right)^2 = f(\lambda)\Omega$$

$$R_{\text{rayonnement}} = 789{,}6\left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 = f(\lambda)\Omega$$

Hors pertes ohmiques, cette résistance de rayonnement représente :
- en émission, la résistance de charge équivalente pour la source ;
- en réception, la résistance interne équivalente que constitue l'antenne de réception.

Cette formule n'est valable que dans le cas du doublet de Hertz où la longueur l est très petite devant la longueur d'onde λ et donne des valeurs complètement erronées si l'on prend par exemple $l = \lambda/4$ ou $l = \lambda/2$. Nous montrerons un peu plus loin comment calculer la valeur de rayonnement lorsque la valeur de l est quelconque.

Remarques importantes

1) Il n'y a aucun rapport direct entre résistance de rayonnement, résistance ohmique et impédance d'antenne !

2) De nombreuses confusions d'écriture, d'indices de formules, etc. sont souvent rencontrées dans des ouvrages techniques du fait d'assimiler $P_{\text{moy tot crête (doublet)}} = P_{\text{eff}} = RI^2_{\text{eff}}$... donc de passer de la valeur maximale (de crête) de la puissance moyenne rayonnée (sur le principe une composante permanente, continue) à un signal équivalent, alternatif, donnant la même valeur de puissance wattée dissipée.

Amplitude du champ électrique $E_{\text{moyen crête}}$ d'un doublet de Hertz dans le plan équatorial en champ lointain

Pour ce doublet de Hertz, en champ lointain $\left(r \gg \frac{\lambda}{2\pi}\right)$, le champ électrique E_θ observable dans le plan équatorial ($\sin\theta = 1$) s'exprime en fonction de la puissance moyenne totale rayonnée par

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

le doublet de Hertz. Sachant que :

$$E_\theta = Z_0 H_\varphi$$

$$E_\theta = Z_0 \frac{I_0 l}{4\pi} \frac{\mathrm{j}\, k}{r} e^{\mathrm{j}(\omega t - kr)}$$

En remplaçant k par sa valeur $2\pi/\lambda$ et $\lambda = c/f$, il vient :

$$E_\theta = \mathrm{j} Z_0 \frac{I_0 l f}{2\mathrm{c}\, r} e^{\mathrm{j}(\omega t - kr)}$$

Nous avons démontré, quelques paragraphes plus haut, que :

$$P_{\text{moy tot crête}} = \frac{\pi Z_0}{3\mathrm{c}^{\,2}} I_0^2 l^2 f^2 \text{ exprimée en } \mathrm{W}_{\text{moy crête}}$$

soit encore :

$$\sqrt{P_{\text{moy tot crête}}} = \sqrt{\frac{\pi Z_0}{3\mathrm{c}^{\,2}}} I_0 l f$$

Sortons la valeur de $I_0 l f$ de cette équation et reportons-la dans la dernière équation de E, il vient :

$$E_\theta = \mathrm{j}\, Z_0 \frac{1}{2c\sqrt{\dfrac{\pi Z_0}{3\mathrm{c}^2}}} \frac{\sqrt{P_{\text{moy tot crête}}}}{r} e^{\mathrm{j}(\omega t - kr)}$$

$$E_\theta = \mathrm{j} \frac{\sqrt{Z_0^2}}{\sqrt{\dfrac{4\pi Z_0}{3}}} \frac{\sqrt{P_{\text{moy tot crête}}}}{r} e^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)}$$

Posons :

$$|E_\theta| = E_{\text{crête}} = \sqrt{\frac{3Z_0}{4\pi}} \frac{\sqrt{P_{\text{moy tot crête}}}}{r}$$

$$E_{\text{crête}} = 9{,}487 \frac{\sqrt{P_{\text{moy tot crête}}}}{r}$$

$E_{\text{crête}}$ exprimé en $\mathrm{V}_{\text{crête}} \cdot \mathrm{m}^{-1}$, $P_{\text{moy tot crête}}$ en $W_{\text{moy crête}}$.

□ **Remarque**

Nous avons montré, lors des paragraphes précédents, que dans les mêmes conditions de champ lointain :

$$E_\theta = \frac{60\pi I_0 l}{\lambda r} \text{ dans le plan équatorial}$$

et

$$P_{\text{moy tot rayonnée}} = 40 \left(\frac{\pi I_0 l}{\lambda}\right)^2 \text{ en } \mathrm{W}_{\text{moy crête}}$$

Tirons la valeur du produit $(I_0 l)$ de $P_{\text{moy tot rayonnée}}$. Il vient :

$$I_0 l = \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{P}{40}}$$

et reportons cette valeur dans l'équation de E_θ. Nous obtenons :

$$E_\theta = \frac{60\sqrt{\frac{P}{40}}}{r}$$

$$E_\theta = \frac{3\sqrt{10} \times \sqrt{P}}{r}$$

soit, pour un doublet de Hertz :

$$E_{\text{crête}} = 9{,}487\frac{\sqrt{P_{\text{moy tot crête}}}}{r}$$

$E_{\text{crête}}$ est exprimée en $\text{V}_{\text{crête}} \cdot \text{m}^{-1}$, $P_{\text{moy tot crête}}$ en $W_{\text{moy crête}}$.

Valeur que nous avons ici établie très rapidement... mais sinon vous n'auriez jamais su que E_m était égal à :

$$E_m = |E_\theta| = \sqrt{\frac{3Z_0}{4\pi}}\frac{\sqrt{P}}{r}$$

C'est à nouveau la rançon de la gloire !

□ **Exemple 1**

À titre d'exemple, toujours en utilisant un doublet de Hertz, supposons à une date donnée, qu'à 2,45 GHz la régulation locale en vigueur indique de ne pas dépasser 0,5 W EIRP efficace pour des applications à l'extérieur de bâtiments (applications *outdoor*) (voir chapitres 16 et 17 pour plus de détails). Calculons par exemple la valeur du champ électrique efficace maximal que cela engendre à 10 m :

$$E_{\text{eff}} = \frac{E_{\text{crête}}}{\sqrt{2}} = \frac{9{,}487}{\sqrt{2}}\frac{\sqrt{P_{\text{moy rayonnée eff}}}}{r}$$

$$E_m = 6{,}71\frac{\sqrt{0{,}5}}{10} = 474\ \text{mV} \cdot \text{m}^{-1}\text{eff}$$

Sachant que :

$$E \text{ en dB}\mu\text{V} \cdot \text{m}^{-1} = 20\log\frac{E \text{ en V} \cdot \text{m}^{-1}}{1 \times 10^{-6}}$$

il vient :

$$E_m\left(\text{en dB}\mu\text{V} \cdot \text{m}^{-1}\right) = 20\left(\left[\log 4{,}74 + \log 10^{-1}\right] + \log 10^6\right)$$

$$E_m\left(\text{dB}\mu\text{V} \cdot \text{m}^{-1}\right) = 20 \times (0{,}676 + 5) = +113{,}52\ \text{dB}\mu\text{V} \cdot \text{m}^{-1}$$

et sachant également que :

$$H\left(\text{en dB}\mu\text{A} \cdot \text{m}^{-1}\right) = E\left(\text{en dB}\mu\text{V} \cdot \text{m}^{-1}\right) - 51{,}5\ \text{dB}$$

$$H(\text{en dB}\mu\text{A} \cdot \text{m}^{-1}) = 113{,}52 - 51{,}5 = 62{,}02\ \text{dB}\mu\text{A} \cdot \text{m}^{-1}$$

□ **Exemple 2**

À titre d'exemple, calculons la puissance EIRP maximale efficace correspondante à un champ magnétique rayonné de $+42\ \text{dB}\mu\text{A} \cdot \text{m}^{-1}$.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Sachant que H en dBA · m^{-1} = E en dBV · m^{-1} − 51,5 dB, donc que 42 dBμA · m^{-1} sont équivalents à 42 + 51,5 = 93,5 dBμV · m^{-1}

$$E_m \text{ dB}\mu\text{V} \cdot \text{m}^{-1} = 93{,}5 = 20 \times (4 + 0{,}676)$$

$$E_m \text{ dB}\mu\text{V} \cdot \text{m}^{-1} = 20 \times (\log 10\,000 + \log 4{,}74) = 20 \log(47\,400)$$

soit,

$$E_{m\,\max} \text{ à } 10 \text{ m} = 47{,}4 \text{ mV}$$

$$E_m = 6{,}71 \frac{\sqrt{P_{\text{moy rayonné e eff}}}}{r}$$

$$E_m = 6{,}71 \frac{\sqrt{P}}{10}$$

$$\left(\frac{47{,}4 \text{ mV} \times 10}{6{,}71}\right)^2 = P = 4{,}999 \text{ mW}_{\text{EIRP eff max}} = 5 \text{ mW}_{\text{EIRP eff max}}$$

4.5 Doublet de Hertz et dipôle de longueur quelconque, λ/n et $\lambda/2$

Depuis le début de chapitre, nous avons évoqué le doublet de Hertz – élément filiforme de longueur très petite devant la longueur d'onde de la fréquence de fonctionnement utilisée – parcouru par un courant. Dans le cadre classique des applications RFID, ce cas est souvent utopique. Le cas réel fréquent est celui de la réalisation d'une antenne de dimensions finies dont la longueur l n'est pas tout à fait négligeable devant la longueur d'onde.
Par exemple :

- antenne dite « dipôle λ/2 » symétrique alimentée en son centre (*figure 4.9a*) ;
- antenne asymétrique λ/4 dont une extrémité est réunie à la terre (*figure 4.9b*).

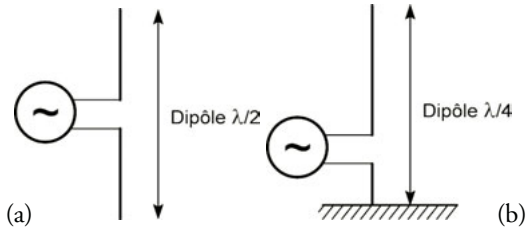


Figure 4.9
(a) Dipôle λ/2 symétrique alimenté en son centre.
(b) Dipôle λ/4 dont une extrémité est réunie à la terre.

En principe, tous les calculs que nous vous avons présentés depuis le début de l'ouvrage sont à refaire ! Bref, nous sommes sûrs que vous en sautez déjà de joie ! Après cette grande frayeur, sachez que l'on peut détourner le problème en considérant l'antenne de ce nouveau dipôle de longueur quelconque comme une juxtaposition de petits doublets élémentaires. Ouf, nous voilà presque sauvés !
Pour évaluer le rayonnement global de cette antenne dans une direction donnée, il faut tenir compte de la propagation du signal le long du fil, qui fait que les courants ne sont pas forcément en phase d'un point à l'autre de l'antenne puis ensuite, en outre, sommer les contributions de chaque dipôle élémentaire en prenant en compte les déphasages dus aux différences de parcours

des ondes rayonnées. Pour cela, examinons une antenne de longueur l disposée selon l'axe vertical Z, baptisons son centre O et prenons ce point pour origine (*figure 4.9bis*).

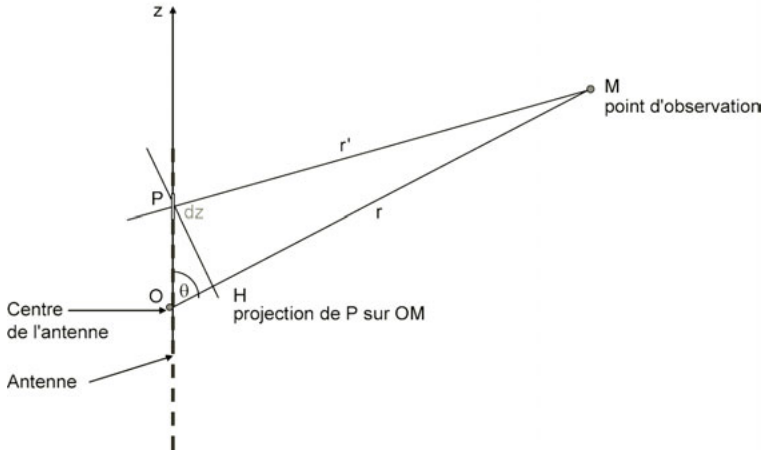


Figure 4.9bis – Champ rayonné en un point.

En un point P situé sur l'antenne, à une côte z de l'origine O, un élément de longueur dz (un petit doublet élémentaire) est parcouru par un courant dont l'équation est :

$$I(z, t) = I_0(z)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}$$

Ce doublet élémentaire dz contribue en n'importe quel point de l'espace à la propagation du signal telle que nous l'avons déjà longuement expliquée, et la relation classique démontrée précédemment donnera les valeurs des champs E et H créés à une distance r par le dipôle élémentaire de longueur dz placé en z.

Par exemple, le champ électrique $E_\theta(t, r)$ sera égal à :

$$E_\theta(t, r) = -\left[\mathrm{j}\frac{I_0 l \sin\theta}{4\pi\varepsilon_0\omega} \cdot \left(\frac{1}{r^3} + \frac{\mathrm{j}\,k}{r^2} - \frac{k^2}{r}\right)\right] \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)}$$

De plus, en un point d'observation M situé dans la direction de l'angle θ, le champ électromagnétique reçu sera fonction du déphasage entre l'onde émise par le point O et celle émise par le point P. La valeur de ce déphasage OH peut être facilement calculée à l'aide de la projection du point P sur l'axe OM – le point H –, qui fait intervenir la vitesse de propagation de l'onde (c) et la valeur cos θ.

Ensuite, afin d'obtenir les valeurs totales des champs E et H, il faudra sommer (au sens de « somme intégrale ») de – l/2 à + l/2 selon l'axe Z toutes les valeurs représentant les participations de chacun des doublets élémentaires dz, ce qui, dans le cas d'une application en champ lointain devient :

$$E_\theta(t, r) = \left[-\mathrm{j}\,\frac{I_0 l \sin\theta}{4\pi\varepsilon_0\omega} \cdot \left(-\frac{k^2}{r}\right)\right] \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)} \cdot \int_{-l/2}^{+l/2} I_0(z) e^{\mathrm{j}kz\cos\Theta}\mathrm{d}z$$

Cette équation ne peut être résolue que si l'on connaît la fonction $I_0(z)$ décrivant la répartition de l'intensité I_0 le long de l'antenne placée sur l'axe Z.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

4.5.1 Antenne dipôle λ/n

Un cas particulièrement intéressant est celui de l'antenne dont la longueur l est finie et dont l'alimentation en courant alternatif est placée en son centre. En effet, dans ce cas un système d'ondes stationnaires s'établit dans l'antenne et les courants varient d'un point à l'autre, mais tôt ou tard ceux-ci doivent présenter un nœud de courant aux deux extrémités.
L'antenne aura donc des modes n préférentiels de fonctionnement finis, avec $n = 1, 2, 3, 4$, etc., et sa longueur sera alors un multiple entier de la demi-longueur d'onde.
Dans le cas général de l'antenne dipôle symétrique dont la longueur l est connue, la loi de répartition du courant sur toute la longueur de l'antenne s'écrit alors :

$$I_0(z) = I_0 \sin n\pi \left(\frac{z}{l} + \frac{1}{2}\right)$$

et on peut calculer l'intégrale :

$$\int_{-l/2}^{+l/2} I_0(z) e^{\mathrm{j}\, kz \cos \Theta} \mathrm{d}z$$

À l'aide d'une double intégration par parties (revoir au besoin les ouvrages de référence précédemment cités), on obtient le résultat exact suivant :

$$E_\theta(t, r) = \left[\mathrm{j}\, \frac{I_0 Z_0}{2\pi} \cdot \frac{F(n, \theta)}{r}\right] \mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t - kr)}$$

équation dans laquelle :

$$F(n, \theta) = \frac{\cos\left(\dfrac{n\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \text{ si } n \text{ est impair}$$

$$F(n, \theta) = \frac{\sin\left(\dfrac{n\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \text{si } n \text{ est pair}$$

Il est alors possible de calculer le champ $H_\varphi(t, r)$. En effet en se rappelant que $E_\theta(t, r) = Z_0 H_\varphi(t, r)$, il vient :

$$H_\varphi(t, r) = \left[\mathrm{j}\, \frac{I_0}{2\pi} \cdot \frac{F(n, \theta)}{r}\right] \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)}$$

■ Valeur moyenne $<|S_r|>$ du vecteur de Poynting en champ lointain d'un dipôle λ/n

Calculons à nouveau dans ce cas la valeur moyenne efficace du vecteur de Poynting, c'est-à-dire la densité surfacique de puissance électromagnétique rayonnée efficace.
Dans le cadre des applications RFID en UHF et SHF, donc toujours dans l'hypothèse d'être en champs lointains ($r \gg \dfrac{\lambda}{2\pi}$, $1/r^2$ et $1/r^3 \lll 1/r$), nous avons montré à plusieurs reprises que l'écriture des équations des champs E et H se simplifie selon les formes :

$$E_\theta(t, r) = \left[\mathrm{j}\, \frac{I_0 Z_0}{2\pi} \cdot \frac{F(n, \theta)}{r}\right] \mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t - kr)}$$

$$H_\varphi(t, r) = \left[\mathrm{j} \frac{I_0}{2\pi} \cdot \frac{F(n, \theta)}{r}\right] \mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t - kr)}$$

$E_\theta(t, r)$ et $H_\varphi(t, r)$ sont des grandeurs de la variable complexe $\mathrm{j}(\omega t - kr)$ et représentent donc des fonctions sinusoïdales. Elles indiquent également que, sous les conditions de champs

lointains, les vecteurs $\mathbf{E}_\theta$ et $\mathbf{H}_\varphi$ sont perpendiculaires (orthogonaux) entre eux. De ce fait ($\alpha = 90°$, $\sin\alpha = 1$), la valeur $s = |S|$ = densité surfacique de puissance du module du vecteur **S**, est donc égale à :

$$s = |S| = |E|.|H| \sin\alpha = |E|.|H|$$

En posant $< \ldots >$ « valeur moyenne de. . . » d'une variable, la valeur moyenne $< s >$ de $< |\mathbf{S}| >$ sera égale (voir annexes 1 et 2 de ce chapitre) :

$$\langle |S| \rangle = \langle s \rangle = \frac{1}{2} |E| \cdot |H|$$

qui s'exprime en $\mathrm{W}_{\text{moy crête}} \cdot \mathrm{m}^{-2}$ ($|E|$ et $|H|$ toujours exprimées en valeurs crêtes).
En posant $H^*_\varphi(t, r)$, la valeur « conjuguée » de $H_\varphi(t)$:

$$H^*_\varphi(t, r) = \left[-\mathrm{j} \frac{I_0}{2\pi} \cdot \frac{F(n, \theta)}{r} \right] \mathrm{e}^{-\mathrm{j}(\omega t - kr)}$$

l'équation précédente peut s'écrire (voir annexe 3 en fin de chapitre) :

$$\langle |S_r| \rangle = \langle s \rangle = \frac{1}{2} \mathrm{Re}\left(E_\theta . H^*_\varphi\right) = \frac{1}{2} \mathrm{Re}\left(E^*_\theta . H_\varphi\right)$$

Compte tenu des équations introduites ci-dessus, le produit scalaire $(E_\theta . H^*_\varphi)$ est égal à :

$$E_\theta(t, r) . H^*_\varphi(t, r) = \left[\frac{I_0^2 Z_0}{4\pi^2} \cdot \left(\frac{F(n, \theta)}{r} \right)^2 \right]$$

Il est à noter que cette expression est purement réelle et non imaginaire.
En définitive, l'expression littérale de la densité surfacique moyenne de puissance d'un dipôle de longueur quelconque devient :

$$\langle |S_r| \rangle = \langle s \rangle = \frac{1}{2} \mathrm{Re}\left(E_\theta . H^*_\varphi\right) = \frac{Z_0}{8\pi^2} I_0^2 \frac{F^2(n, \theta)}{\mathrm{r}^2} \text{ en } \mathrm{W}_{\text{moy crête}} \cdot \mathrm{m}^{-2}$$

4.5.2 Antenne dipôle λ/2

Un cas particulièrement intéressant et très utilisé en RFID UHF et SHF est celui de l'antenne dont le mode fondamental de vibration correspond à $n = 1$ qui donne lieu à la présence d'une seule alternance de courant tout le long de l'antenne et dont l'alimentation est placée en son centre. Ce mode s'appelle *mode demi-onde* d'où le nom d'antenne λ/2.

■ Valeur moyenne $<|S_r|>$ du vecteur de Poynting en champ lointain d'un dipôle λ/2

Pour une antenne de type « dipôle λ/2 », c'est-à-dire avec $n = 1$, la densité surfacique moyenne crête de puissance est égale à :

$$\langle s \rangle = \langle |S_r| \rangle = \frac{1}{2} \mathrm{Re}\left(E_\theta . H^*_\varphi\right)$$

$$\langle s \rangle = \frac{Z_0}{8\pi^2} I_0^2 \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\frac{\sin^2\theta}{r^2}} \text{ en } \mathrm{W}_{\text{moy crête}} \cdot \mathrm{m}^{-2}$$

Les courbes présentées *figure 4.10* indiquent les variations de $< s >= f(\theta)$.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

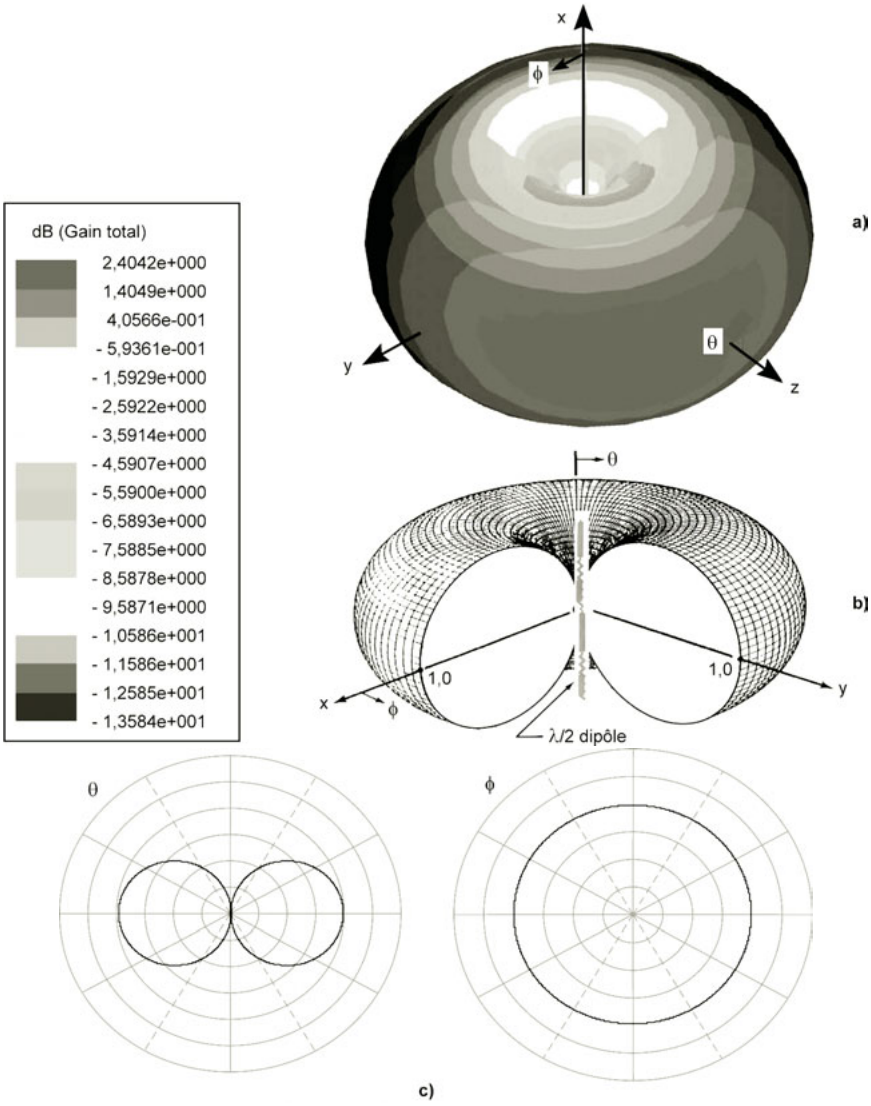


Figure 4.10 – Diagramme de rayonnement d'un dipôle $\lambda/2$.

Cette figure montre que la densité surfacique moyenne efficace de puissance rayonnée $\langle s \rangle$ n'est pas du tout uniforme, qu'elle est notamment nulle dans l'axe du dipôle et qu'elle est maximale selon le plan équatorial perpendiculaire au plan du dipôle. Le rayonnement n'est donc pas identique dans toutes les directions, il n'est pas « isotrope ». Cette antenne est alors *directionnelle* et possède donc un gain dans le plan équatorial.

Remplaçons maintenant Z_0, par sa valeur numérique 120π, dans l'équation ci-dessus :

$$\langle s \rangle = \frac{15}{\pi} I_0^2 \frac{\dfrac{\cos^2\left(\dfrac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin^2\theta}}{r^2} \text{ en } \mathrm{W}_{\text{moy crête}} \cdot \mathrm{m}^{-2}$$

Cette fonction présente un maximum, $s_{\text{moy crête max}}$, lorsque $\theta = \pi/2$, c'est-à-dire dans la direction du plan équatorial :

$$s_{\text{moy crête max}} = \langle s \rangle = \frac{15}{\pi}\left(\frac{I_0}{r}\right)^2 \text{ en } \mathrm{W}_{\text{moy crête}} \cdot \mathrm{m}^{-2} \text{ pour un dipôle } \lambda/2$$

□ Puissance électromagnétique moyenne totale crête rayonnée en champ lointain par un dipôle $\lambda/2$

Toujours dans le cas d'un dipôle $\lambda/2$, maintenant que nous venons de calculer la densité surfacique moyenne de puissance, $< s >$, nous pouvons calculer la puissance moyenne totale $< P >$ rayonnée en champ lointain. Nous avons indiqué plus haut la formule générale de celle-ci. En l'appliquant à notre cas particulier des valeurs moyennes, il vient :

$$< P > = \iint < s > \mathrm{d}\sigma$$

intégrale double calculée le long de la surface Σ exprimée en watts efficaces, $< s >$ étant la densité moyenne de puissance (en $\mathrm{W} \cdot \mathrm{m}^{-2}$) et Σ étant une surface fermée, de taille et de forme quelconques entourant complètement l'antenne d'émission et $\mathrm{d}\sigma$ étant un élément de surface de Σ.

La puissance moyenne totale traversant une sphère de centre O et de rayon r quelconque (c'est-à-dire, le flux [de la valeur moyenne] du vecteur de Poynting sur cette surface) est égale à la puissance rayonnée par le dipôle :

$$\langle P \rangle = \iint \frac{15}{\pi} I_0^2 \frac{\dfrac{\cos^2\left(\dfrac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin^2\theta}}{r^2} \mathrm{d}\,\sigma$$

En coordonnées polaires, l'élément de surface $\mathrm{d}\sigma$ d'une sphère s'écrit :

$$\mathrm{d}\sigma = (r d\theta) \cdot (r \sin\theta \mathrm{d}\varphi) = (r^2 \sin\theta \mathrm{d}\theta \mathrm{d}\varphi)$$

il vient :

$$\langle P \rangle = \iint \frac{15}{\pi} I_0^2 \frac{\dfrac{\cos^2\left(\dfrac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin^2\theta}}{r^2} \left(r^2 \sin\theta \mathrm{d}\theta\right) \mathrm{d}\varphi$$

$$\langle P \rangle = \iint \frac{15}{\pi} I_0^2 \frac{\cos^2\left(\dfrac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta} \mathrm{d}\,\theta \mathrm{d}\varphi$$

$$\langle P \rangle = \frac{15}{\pi} I_0^2 \iint \frac{\cos^2\left(\dfrac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta} \mathrm{d}\theta \mathrm{d}\varphi$$

La valeur littérale de la première intégrale $\displaystyle\int \frac{\cos^2\left(\dfrac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta}\mathrm{d}\theta$ est complexe à calculer (double intégration par parties) et sort totalement du cadre de cet ouvrage. Étant donné que dans notre cas, on cherche à connaître la valeur finie de celle-ci lorsque θ varie de 0 à π, la méthode la plus simple consiste à estimer sa valeur par une méthode d'évaluation graphique/numérique, ce

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

qui donne (pour une fois que nous ne donnons pas la démonstration, s'il vous plait, faites-nous confiance) :

$$\int_0^{\pi} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta} d\theta = 1{,}2188$$

En ce qui concerne maintenant la deuxième phase de l'intégration qui devient maintenant $\int 1{,}2188 d\varphi$ pour φ variant de 0 à 2π, elle vaut bien évidemment :

$$1{,}2188 \int_0^{2\pi} d\varphi = 1{,}2188 \times (2\pi - 0) = 7{,}658$$

soit, pour conclure :

$$P_{\text{moy tot rayonnée (dipôle } \lambda/2)} = \frac{15}{\pi} I_0^2 \times 7{,}658 \mathrm{W}_{\text{moy crête}}$$

ou encore :

$$P_{\text{moy tot rayonnée (dipôle } \lambda/2)} = 36{,}564 I_0^2 \mathrm{W}_{\text{moy crête}}$$

□ Champ électrique lointain rayonné par un dipôle $\lambda/2$

Nous venons de montrer d'une manière générale que, pour un dipôle, les valeurs des champs électriques et magnétiques sont égales à :

$$E_\theta(t, r) = \left[\mathrm{j} \frac{I_0 Z_0}{2\pi} \cdot \frac{F(n, \theta)}{r} \right] \mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t - kr)}$$

$$H_\varphi(t, r) = \left[\mathrm{j} \frac{I_0}{2\pi} \cdot \frac{F(n, \theta)}{r} \right] \mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t - kr)}$$

Dans le cas où le mode n est égal à 1, c'est-à-dire en présence d'un dipôle $\lambda/2$, nous utiliserons :

$$F(n, \theta) = \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta} \quad \text{puisque } n \text{ est impair}$$

De plus, dans le plan équatorial, lorsque $\theta = \pi/2$, il vient $F(n, \theta) = 1$ et, à un instant t, le module de $E_\theta(t, r)$ s'écrit alors :

$$E_{\frac{\pi}{2}}(r) = \frac{I_0 Z_0}{2\pi} \cdot \frac{1}{r}$$

Remplaçons à présent Z_0 par sa valeur (120π) et, en extrayant I_0 de la formule de la puissance $P_{\text{moy tot rayonnée (crête) (dipôle } \lambda/2)}$, il vient :

$$E_{\frac{\pi}{2}}(r) = \frac{60}{r} \cdot \sqrt{\frac{P}{36{,}564}}$$

ou encore pour un dipôle $\lambda/2$:

$$E_{\frac{\pi}{2}}(r) = 9{,}923 \frac{\sqrt{P}}{r}$$

équation dans laquelle P est exprimée en valeur moyenne crête.

Remarque importante

Cette valeur est indépendante de la fréquence de fonctionnement.

Dernière chose à remarquer : les valeurs de 9,487 dans le cas d'un doublet de Hertz ($l \ll \lambda$), 9,923 dans le cas du dipôle de longueur $l = \lambda/2$.

□ **Résistance de rayonnement du dipôle λ/2**

Comme nous l'avons déjà indiqué, habituellement, l'équation précédente

$$P_{\text{moy tot rayonnée (dipôle } \lambda/2)} = 36{,}564 I_{0^2} \text{ en } \mathrm{W}_{\text{moy crête}}$$

est assimilée à sa forme générale :

$$P_{\text{eff}} = \mathrm{R} I_{\text{eff}^2}$$

mais hélas, le terme I_0 qu'elle referme est en fait un courant crête. Pour ramener l'homogénéité et pouvoir assurer la comparaison entre les deux équations, il faut convertir le terme I_0 en I_{eff}, ce qui est facilement réalisable.

Puisque $I_0 = \sqrt{2} I_{0\text{eff}}$, il vient $P_{\text{eff}} = \frac{1}{2} R I_0^2$. Puis, en identifiant la première et la dernière équation, cela revient à dire que $36{,}564 = \frac{1}{2} R$.

$$R_{\text{rayonnement}} = 36{,}564 \times 2 \text{ en ohms}$$

soit, pour conclure, dans le cas du dipôle λ/2 :

$$R_{\text{rayonnement}} = 73{,}128\ \Omega$$

Ce résultat est très important car il indique que la résistance de rayonnement d'un dipôle λ/2 est totalement indépendante de la longueur d'onde λ de la fréquence de fonctionnement utilisée du moment que la longueur de l'antenne du dipôle est égale à λ/2. ... et à chaque fréquence son dipôle λ/2 !

4.6 Résumé des principales formules de ce chapitre

$$\varepsilon_0 \mu_0 c^2 = 1$$

avec :

c célérité (vitesse) de propagation $= 3 \times 10^8\ \mathrm{m \cdot s^{-1}}$

μ_0 perméabilité du vide $= 4\pi \times 10^{-7}\ \mathrm{H \cdot m^{-1}}$

ε_0 permittivité du vide $= \frac{1}{36\pi} \times 10^{-9}\ \mathrm{F \cdot m^{-1}}$

$$\omega = 2\pi f$$
$$\lambda = c/f$$
$$k = \omega/c = 2\pi/\lambda = \text{nombre d'onde}$$

Quelle que soit la distance r, au point considéré, nous avons un jeu de 2 groupes de 3 équations fonctions de r, θ et φ :

– pour le champ magnétique H :

$$H_r(t, r) = 0$$
$$H_\theta(t, r) = 0$$
$$H_\varphi(t, r) = \left(\frac{I_0 l \sin\theta}{4\pi} \cdot \left(\frac{1}{r^2} + \frac{\mathrm{j}\, k}{r} \right) \right) \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

– pour le champ électrique E :

$$E_r(t,r) = \left[-\mathrm{j}\frac{I_0 l \cos\theta}{2\pi\varepsilon_0\omega}\cdot\left(\frac{1}{r^3}+\frac{\mathrm{j}\,k}{r^2}\right)\right]\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)}$$

$$E_\theta(t,r) = \left[-\mathrm{j}\frac{I_0 l \sin\theta}{4\pi\varepsilon_0\omega}\cdot\left(\frac{1}{r^3}+\frac{\mathrm{j}\,k}{r^2}-\frac{k^2}{r}\right)\right]\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)}$$

$$E_\varphi(t,r) = 0$$

Champs lointains

$$E_\theta(t,r) = \left(\mathrm{j}\frac{\pi I_0 l \sin\theta}{\lambda^2\varepsilon_0\omega}\cdot\frac{1}{r}\right)\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,(\omega t - kr)}$$

$$H_\varphi(t,r) = \left(\mathrm{j}\frac{I_0 l \sin\theta}{2\lambda}\cdot\frac{1}{r}\right)\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t - kr)}$$

et, $E_\theta(t,r)$ et $H_\varphi(t,r)$ sont orthogonaux entre eux.

Champs E et H champ lointain $\left(r \gg \frac{\lambda}{2\pi}\right)$

$$|E_\theta| = \frac{60\pi I_0 l \sin\theta}{\lambda r}$$

$$|H_\varphi| = \frac{I_0 l \sin\theta}{2\lambda r}$$

Modules des champs E et H champ lointain $\left(r \gg \frac{\lambda}{2\pi}\right)$*, et plan équatorial*

$$|E_\theta| = \frac{60\pi I_0 l}{\lambda r}$$

$$|H_\varphi| = \frac{I_0 l}{2\lambda r}$$

Impédance du vide

$$Z_0 = \frac{1}{\varepsilon_0 c}$$

$$Z_0 = \sqrt{\mu_0\varepsilon_0} = 120\pi = 377\ \Omega$$

Relation champ électrique/champ magnétique

$$E_\theta = Z_0 H_\varphi$$

$$H \text{ en dBA}\cdot\mathrm{m}^{-1} = E \text{ en dBV}\cdot\mathrm{m}^{-1} - 51{,}5 \text{ dB}$$

4.7 Annexe 1 : rappels sur les équations de Maxwell

D'une manière plus formelle, avec $\vec{E}$ le champ électrique, $\vec{B}$ l'induction magnétique, $\vec{D}$ l'excitation électrique, $\vec{H}$ le champ magnétique, $\vec{F}$ la force de Lorentz, $\vec{v}$ la vitesse, $\vec{A}$ le potentiel vecteur, $\vec{J}$ la densité de courant, et en se basant sur les lois de Faraday, Ampère et Gauss :

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\mathrm{j}\omega \vec{B} = -\mathrm{j}\,\omega\mu_r\mu_0\vec{H} \text{ (loi de Faraday)}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \mathrm{j}\omega\vec{D} + \vec{J} = \mathrm{j}\omega\varepsilon_0\varepsilon_r\vec{E} + \vec{J} \text{ (loi d'Ampère)}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \text{ (loi de Gauss)}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0$$

$$\vec{F} = -\mathrm{q}\,(\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B})$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{A} = \vec{B}$$

$$\oint_C \vec{E} \cdot \mathrm{d}\vec{S} = \frac{\mathrm{q}}{\varepsilon_0\varepsilon_r} = \Phi_E$$

$$\oint_C \vec{B} \cdot \mathrm{d}\vec{S} = 0 \oint_C \vec{B} \cdot \mathrm{d}\vec{S} = \Phi_B$$

$$\oint \vec{E} \cdot \mathrm{d}\vec{l} = -\mu_0\mu_r\frac{\mathrm{d}\,\Phi_B}{\mathrm{d}\,t}$$

$$\oint \vec{B} \cdot \mathrm{d}\vec{l} = -\mu_0\mu_r\left(\varepsilon_0\varepsilon_r\frac{\mathrm{d}\,\Phi_E}{\mathrm{d}\,t} + \mathrm{i}\right)$$

Le groupe d'équations formant ce que l'on a coutume d'appeler les équations de Maxwell se présente sous la forme :

$$\mathrm{rot}\,H = J + \frac{\partial D}{\partial t}$$

$$\mathrm{rot}\,E = -\frac{\partial B}{\partial t}$$

$$\mathrm{div}\,D = \rho$$

$$\mathrm{div}\,B = 0$$

En posant, $\beta = k$ nombre d'onde :

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{c}$$

L'une des manières de présenter leurs résolutions est souvent donnée sous la forme (en coordonnées sphériques) :

$$\vec{H}_r = -\frac{I\mathrm{d}\,l}{4\pi}\beta^2 2\cos\theta\left[\frac{1}{(\mathrm{j}\,\beta r)^2} + \frac{1}{(\mathrm{j}\,\beta r)^3}\right]\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\beta r}\vec{r}$$

$$\vec{H}_\theta = -\frac{I\mathrm{d}\,l}{4\pi}\beta^2 \sin\theta\left[\frac{1}{\mathrm{j}\,\beta r} + \frac{1}{(\mathrm{j}\,\beta r)^2} + \frac{1}{(\mathrm{j}\,\beta r)^3}\right]\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\beta r}\vec{\theta}$$

$$\vec{E}_\varphi = -\frac{I\mathrm{d}\,l}{4\pi}\beta^2 \sin\theta\left[\frac{1}{\mathrm{j}\,\beta r} + \frac{1}{(\mathrm{j}\,\beta r)^2}\right]\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\beta r}\vec{\varphi}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

La valeur du vecteur **H** est égale à :

$$\overrightarrow{H} = -\frac{I\mathrm{d}l}{4\pi}\beta^2 2\cos\theta\left[\frac{1}{(\mathrm{j}\,\beta r)^2} + \frac{1}{(\mathrm{j}\,\beta r)^3}\right]\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\beta r}\overrightarrow{r} - \frac{I\mathrm{d}\,l}{4\pi}\beta^2$$

$$\sin\theta\left[\frac{1}{\mathrm{j}\,\beta r} + \frac{1}{(\mathrm{j}\,\beta r)^2} + \frac{1}{(\mathrm{j}\,\beta r)^3}\right]\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\beta r}\overrightarrow{\theta}$$

■ Cas des applications RFID en champ proche

Quelles que soient les fréquences de fonctionnement des systèmes RFID – LF, HF, UHF, SHF – dans le cas où le produit $\beta r \ll 1$(i.e. $r \ll \frac{\lambda}{2\pi}$), seuls les termes en $\frac{1}{(\beta r)^3}$ sont prépondérants et donc $\mathrm{e}^{j\beta r}$ est sensiblement égal à $\mathrm{e}^0 = 1$. L'approximation de l'équation ci-dessus porte le nom d'*approximation en champ proche*. Dans ce cas, la valeur du vecteur **H** devient :

$$\overrightarrow{H} = \mathrm{j}\frac{I\mathrm{d}l}{4\pi\beta r^3}\left(2\cos\theta\cdot\overrightarrow{r} + \sin\theta\cdot\overrightarrow{\theta}\right)$$

Le champ magnétique H possède alors les propriétés suivantes :

- il ne se propage pas, l'énergie est emmagasinée, non pas rayonnée ;
- il peut être considéré comme quasi-stationnaire ;
- il est pratiquement découplé du champ électrique ;
- il décroît avec le cube de la distance.

Le champ magnétique produit dans l'air au point P par un courant I qui parcourt l'élément de longueur dl d'un conducteur filiforme de contour fermé Γ s'écrit (c'est la loi de Biot-Savart) :

$$\overrightarrow{H} = \frac{I}{4\pi}\oint_\Gamma \frac{\mathrm{d}\,\overrightarrow{l}\times\overrightarrow{r}}{r^3}$$

Cette équation est la base de la RFID fonctionnant à 125 kHz et 13,56 MHz et que nous avons décrit longuement lors de nos précédents ouvrages (références 1 et 2) et pour information, sachez qu'il commence à exister également en UHF des applications « champ proche » dites d'*Item Management* (courtes distances) par opposition à celles de *Supply Chain Management* (longues distances).

4.8 Annexe 2 : rappels sur les nombres complexes

Soit un nombre complexe z : $z = (a + \mathrm{j}b)$.
Son module est égal à :

$$\rho = \sqrt{a^2 + b^2}$$

et la tangente de son argument φ est tang$\varphi = b/a$.
On peut également écrire ce nombre complexe, soit sous sa forme trigonométrique, soit sous sa forme exponentielle :

$$z = (a + \mathrm{j}b) = \rho(\cos\varphi + \mathrm{j}\sin\varphi) = \rho\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi}$$

Exemple : tout signal de la forme $y = a\cos(\omega t + \varphi)$ peut s'écrire en notation complexe

$$y = \frac{\mathrm{a}}{2}\left(e^{\mathrm{j}\,(\omega t+\varphi)} + e^{-\mathrm{j}\,(\omega t+\varphi)}\right)$$

puisque $y = \frac{\mathrm{a}}{2}\left(\left(\cos(\omega t + \varphi) + \mathrm{j}\ \sin(\omega t + \varphi)\right) + \left((\cos\omega t + \varphi) - \mathrm{j}\ \sin(\omega t + \varphi)\right)\right)$.

Par définition, on appelle le *conjugué* de z, noté z^*, la valeur :

$$z* = (a + \mathrm{j}b)^* = (a - \mathrm{j}b)$$
$$(a + \mathrm{j}b)^* = (a - \mathrm{j}b)$$
$$\rho^* = \sqrt{a^2 + b^2} = \rho$$
$$\mathrm{tang}\varphi = -b/a$$
$$\varphi^* = -\varphi$$
$$(a + \mathrm{j}b)^* = \rho[\cos(-\varphi) + \mathrm{j}\sin(-\varphi)]$$
$$(a + \mathrm{j}b)^* = \rho(\cos\varphi - \mathrm{j}\sin\varphi)$$
$$(a + \mathrm{j}b)^* = \rho\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\varphi}$$

Question : le conjugué d'un produit de deux nombres complexes est-il le produit des conjugués de chacun d'entre eux ? Comme le démontre l'égalité ci-dessous, la réponse est oui :

$$a)\ \text{d'une part,}\ [(a + \mathrm{j}b)(c + \mathrm{j}d)]^* = [ac + \mathrm{j}ad + \mathrm{j}bc + \mathrm{j}^2bd]^*$$
$$= [(ac - bd) + \mathrm{j}(ad + bc)]^* = [(ac - bd) - \mathrm{j}(ad + bc)]$$
$$b)\ \text{d'autre part}\ (a + \mathrm{j}b) * (c + \mathrm{j}d)* = (a - \mathrm{j}b) \cdot (c - \mathrm{j}d)$$
$$= (ac - \mathrm{j}ad - \mathrm{j}bc + \mathrm{j}^2bd) = (ac - bd) - \mathrm{j}(ad + bc)$$
$$c)\ \text{d'où}\ [(a + \mathrm{j}b)(c + \mathrm{j}d)]^* = (a + \mathrm{j}b)^*(c + \mathrm{j}d)^*$$

4.9 Annexe 3 : rappels sur les puissances exprimées en nombres complexes

Prenons des grandeurs sinusoïdales :

$$u(t) = U\sqrt{2}\cos\omega t$$
$$\text{et}\ i(t) = I\sqrt{2}\cos(\omega t - \varphi)$$

dans lesquelles U et I expriment leurs valeurs efficaces. On peut écrire que la puissance instantanée est égale à :

$$p(t) = u(t)i(t) = U\sqrt{2}\cos\omega t \cdot I\sqrt{2}\cos(\omega t - \varphi)$$

Après les « tours de passe-passe » trigonométriques conventionnels, nous obtenons :

$$p(t) = 2UI\left(\frac{\cos(2\omega t - \varphi) + \cos\varphi}{2}\right)$$
$$p = UI[\cos(2\omega t - \varphi) + \cos\varphi]$$
$$p = UI\cos\varphi + UI\cos(2\omega t - \varphi)$$

Cette équation comprend deux parties bien distinctes (*figure 4.11*) :

- $-P_{\text{moy}} = UI\cos\varphi$, valeur « continue », non fluctuante, baptisée *puissance moyenne* constituant une puissance dite *active* ou *wattée* .
- $-UI\cos(2\omega t - \varphi)$, puissance fluctuante (à une fréquence double) en fonction du temps et à valeur moyenne nulle.

Par ailleurs, par définition, avec les conventions ci-dessus, décidons d'appeler :

$$\text{puissance réactive},\ Q_{\text{réactive}} = UI\sin\varphi$$
$$\text{puissance apparente},\ S_{\text{apparente}} = UI$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

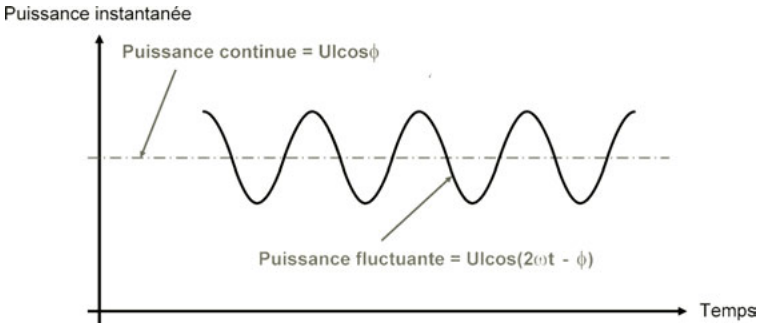


Figure 4.11 – Représentation des variations de la puissance instantanée en fonction du temps.

Reprenons à nouveau l'équation initiale de la puissance instantanée :

$$p(t) = u(t)i(t) = U\sqrt{2}\cos\omega t \cdot I\sqrt{2}\cos(\omega t - \varphi)$$

et écrivons respectivement les valeurs de $u(t)$ et $i(t)$ sous leurs formes complexes, en notation exponentielle, soit :

$$\ddot{u} = U\sqrt{2}e^{j\omega t}$$

et

$$\ddot{i} = I\sqrt{2}e^{j(\omega t - \varphi)}$$

$$\ddot{i} = I\sqrt{2}e^{j\omega t}e^{-j\varphi}$$

et son conjugué :

$$\ddot{i}^* = I\sqrt{2}e^{-j\omega t}e^{j\varphi}$$

Calculons à présent les deux expressions suivantes :

$$\ddot{u}\ddot{i} = 2UIe^{2j\omega t}e^{-j\varphi}$$

$$\text{et } \ddot{u}\ddot{i}^* = 2UIe^{j\varphi}$$

ou encore, cette dernière, écrite en notation conventionnelle :

$$\ddot{u}\ddot{i}^* = 2UI\left(\cos\varphi + j\ \sin\varphi\right)$$

$$\ddot{u}\ddot{i}^* = 2UI\cos\varphi + j\ (2UI\sin\varphi) = \text{partie réelle} + \text{partie imaginaire}$$

Identifions maintenant les deux jeux d'équations membre à membre :

$$\text{Réel } (_*) = 2UI\cos\varphi = 2P_{\text{moy}}$$

$$\text{Imag } (^*) = 2UI\sin\varphi = 2Q_{\text{réactive}}$$

d'où nous pouvons extraire :

$$P_{\text{moy}} = \frac{1}{2}\text{Re}\left(\ddot{u}\ddot{i}\right)$$

$$P_{\text{moy}} = \frac{1}{2}(2UI\cos\varphi) = UI\cos\varphi$$

Dans les équations ci-dessus, les valeurs de U et I expriment les valeurs efficaces du signal alternatif et la valeur de la puissance moyenne exprimée en watts (en fait en watts moyens).

Si l'on désire introduire dans l'écriture de l'équation de la puissance moyenne P_{moy} les valeurs/amplitudes crêtes U_0 et I_0 des signaux $u(t)$ et $i(t)$, dont chacune des valeurs est bien évidemment $\sqrt{2}$ fois supérieure à celles de U et I, nous pourrons écrire en ayant pris soin d'introduire un facteur correctif de $\frac{1}{2}$:

$$P_{\text{moy}} = UI\cos\varphi = \frac{U\sqrt{2}I\sqrt{2}\cos\varphi}{2} = \frac{1}{2}U_0I_0\cos\varphi$$

selon que l'on exprime :
- soit U et I à l'aide des valeurs efficaces du signal ;
- soit U_0 et I_0 à l'aide des valeurs crêtes du signal.

De plus, si $u(t)$ et $i(t)$ sont en phase, φ est nul et $\cos\varphi$ sera égal à 1.

$$P_{\text{moy}} = \frac{1}{2}U_0I_0$$

avec P_{moy} en watts, U_0 et I_0, valeurs crêtes.

Attention donc tout au long des équations à ne pas confondre ou mélanger les valeurs efficaces U et I et les valeurs crêtes U_0 et I_0 des signaux électriques que seul sépare un modeste facteur de $\sqrt{2}$ pour chacun (que 141 % d'écart ou encore 3 dB !), ce qui est très loin d'être négligeable.

Et pour terminer, à titre d'information, calculons $\ddot{p}$:

$$\ddot{p} = \frac{1}{2}\ddot{u}\,\ddot{i}^* = P_{\text{moy}} + jQ_{\text{reactive}}$$

$$\text{et } S_{\text{apparente}} = UI$$

$$S_{\text{apparente}} = UI\sqrt{\cos^2\varphi + \sin^2\varphi}$$

$$S_{\text{apparente}} = \sqrt{U^2I^2\cos^2\varphi + U^2I^2\sin^2\varphi}$$

$$S_{\text{apparente}} = \sqrt{P_{\text{moy}}^2 + \text{j}\,Q_{\text{reactive}}^2}$$

$$S_{\text{apparente}} = |\ddot{p}| = \text{module de } \ddot{p}$$

4.10 Annexe 4 : rappels sur les vecteurs

■ Produit scalaire de deux vecteurs

Le produit scalaire (*dot product*) de deux vecteurs **A** et **B**, formant entre eux un angle θ, est égal à la quantité scalaire suivante (*figure 4.12*) :

$$\mathbf{A.B} = |A|.|B|.\cos\theta$$

Évidemment, lorsque $\theta = 90°$, $\cos\theta = 0$, ce qui revient à dire que le produit scalaire de deux vecteurs orthogonaux est nul.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

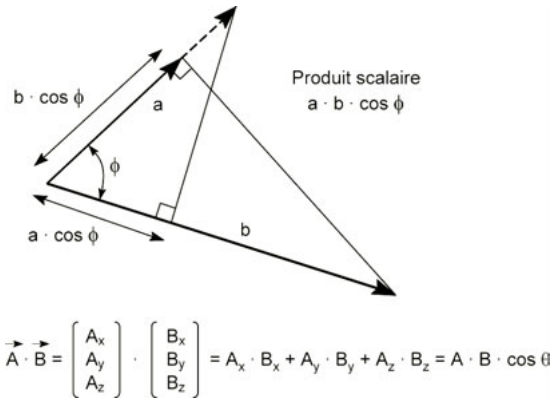


Figure 4.12 – Produit scalaire de deux vecteurs **A** et **B**.

■ Produit vectoriel de deux vecteurs

Le produit vectoriel (*cross product*) de deux vecteurs **A** et **B** formant entre eux un angle θ est égal à un troisième vecteur **V**, perpendiculaire au plan formé par les deux vecteurs originaux selon la règle indiquée sur la *figure 4.13* et dont le module $|V|$ est égal à :

$$|V| = |A|.|B|.\sin\theta$$

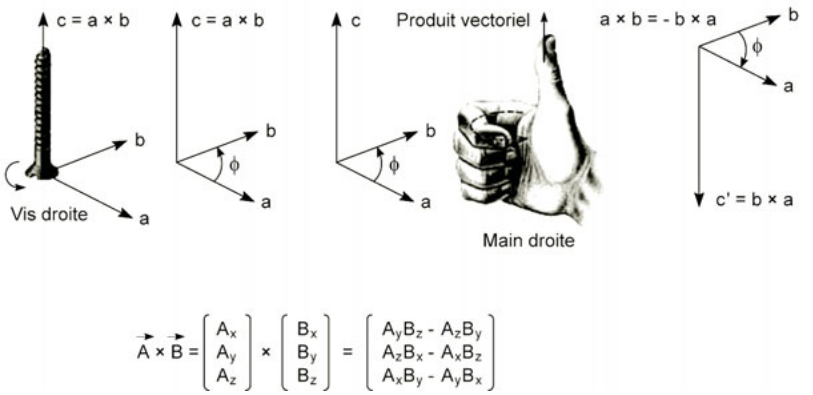


Figure 4.13 – Produit vectoriel de deux vecteurs **A** et **B**.

Évidemment, lorsque $\theta = 0°$, $\sin\theta = 0$, ce qui revient à dire que le produit vectoriel de deux vecteurs colinéaire est nul.

Remarque
Pour le produit vectoriel, J.W. Gibbs utilisa la croix (×) en usage de nos jours aux États-Unis. La notation plus européenne (∧) est due à Burali-Forti. L'usage des points gras (.) pour le produit scalaire (comme ci-dessus), est également de Gibbs.

5 • PROPAGATION DES ONDES EN ESPACE LIBRE

5.1 Antenne isotrope et anisotrope

La source rayonnante (la base station) est généralement composée (*figure 5.1*) d'un amplificateur capable de délivrer une puissance électrique (en W) – dite conduite – $P_{\text{cond bs}}$ – à une charge –, en ce qui nous concerne, l'antenne de la base station... que nous supposerons pour l'instant sans pertes. À noter que pour de simples raisons d'adaptation en puissance bien connues de tous, très fréquemment les impédances de sortie de l'amplificateur et l'impédance de la charge (antenne de la base station) sont adaptées (valeurs identiques et/ou conjuguées).

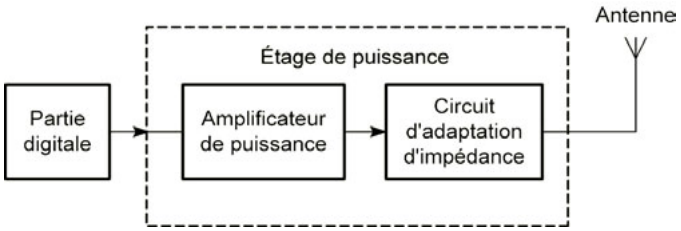


Figure 5.1 – Structure de l'étage de puissance d'une base station.

5.1.1 Isotrope, isotrope... qui a dit isotrope ?

Commençons comme d'habitude par un peu de vocabulaire en rappelant la définition de l'adjectif « isotrope ».
Celui-ci est composé de deux parties très significatives :

– *isos* = égal, identique, même ;
– *tropos* = manière, façon.

Une source rayonnante isotrope est donc par définition, une source qui rayonne et propage des ondes également, de même manière, donc uniformément dans toutes les directions. Revenons maintenant plus précisément à l'antenne. Par définition, une antenne est isotrope si elle émet identiquement la même (densité surfacique de) puissance dans toutes les directions (rayonnement sphérique uniforme omnidirectionnel) (*figure 5.2 a*). Autrement dit, cela signifie que la densité surfacique de puissance rayonnée (s) est indépendante de la direction envisagée.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

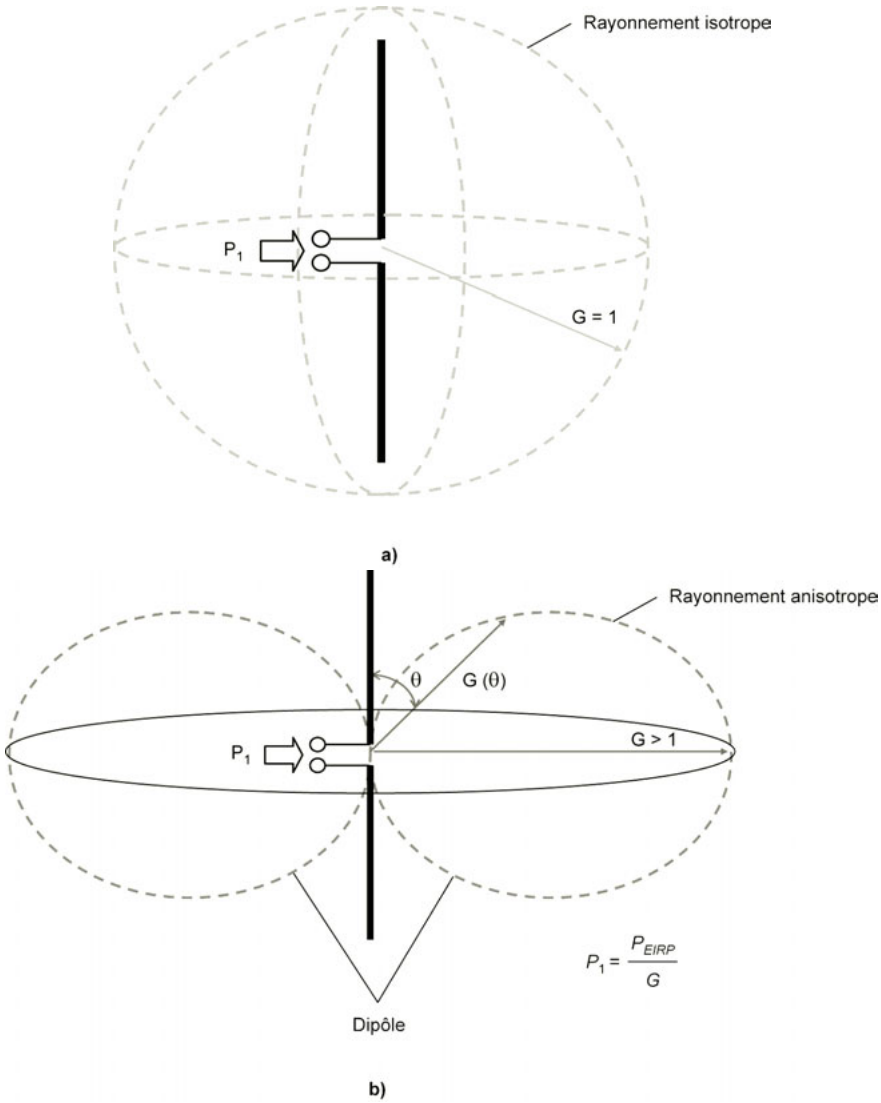


Figure 5.2 – Diagramme de rayonnement (a) isotrope et (b) anisotrope.

5.1.2 Anisotrope

À l'exception de réaliser une antenne de très petite dimension mécanique (très petite boucle, tête d'épingle, etc. telle que celles utilisées pour les téléphones portables/mobiles ou les antennes de télécommandes utilisées en automobile), il est rare que la réalisation physique/mécanique d'une antenne la rende réellement « isotrope ». Dans ce cas, elle est dite « anisotrope », le « an » étant le côté privatif de l'histoire. Souvent, du fait de sa forme mécanique, elle rayonne dans des directions privilégiées (lobes, pinceaux, voir *figure 5.2 b*) qui contiennent tout ou partie de la puissance rayonnée fournie grâce à l'étage de puissance de l'amplificateur. De ce fait, elle possède alors, dans une ou plusieurs directions données, un (des) « gain(s) » par rapport à une antenne qui serait... isotrope.

5.2 Gain d'antenne

À même puissance électrique conduite, $P_{\text{cond bs}}$, fournie par l'amplificateur de la base station et au même point d'observation, il est d'usage d'appeler *gain d'antenne* G_{ant}, le rapport entre la densité surfacique de puissance provoquée par l'antenne réelle considérée/utilisée Ant_2, dans la direction où cette densité est maximale, $s_{2\text{max}}$, et la densité surfacique de puissance $s_{1\text{iso}}$ que produirait, dans les mêmes conditions de puissance $P_{\text{cond bs}}$, une antenne hypothétique isotrope Ant_1 de gain unitaire.

Le paragraphe ci-dessus peut se résumer sous deux formes différentes sur la présentation mais strictement identiques sur le fond :

– à même puissance électrique $P_{\text{cond bs}}$ appliquée aux antennes :

$$\text{Gain d'antenne} = \frac{\text{Densité de puissance rayonnée par Ant}_2 \text{ dans la direction où elle est maximale } s_{2\,\text{max}}}{\text{Densité de puissance rayonnée par l'antenne Ant}_1 \text{ isotrope, à la même distance } s_{1\text{iso}}}$$

– à même effet produit, en un même point d'observation :

$$\text{Gain d'antenne} = \frac{\text{Puissance } P_{\text{cond bs}} \text{ que devrait délivrer l'amplificateur muni d'une antenne Ant}_1 \text{ isotrope}}{\text{Puissance } P_{\text{cond bs}} \text{ de l'émetteur muni de son antenne directive Ant}_2}$$

Ces rapports sont habituellement exprimés soit en valeurs absolues, soit en valeurs relatives (en dB).

À noter que cette définition de ce gain n'implique en rien un aspect « actif » ou non à l'antenne, mais bien un aspect comparatif de performances respectives.

5.2.1 Puissance *and Co*

Nous sommes dans les puissances, alors restons-y un instant.

Bien entendu, l'unité de mesure officielle de la puissance est le watt, mais de quels types de puissances parlons-nous ? Puissance efficace, puissance de crête comme dans le chapitre précédent, puissance moyenne, puissance électrique disponible en sortie d'amplificateur, puissance rayonnée, puissance mesurée selon telles ou telles méthodes (crête, quasi-crête, etc.) puissance X, puissance Y ? De plus, pour faciliter la compréhension, très souvent on n'utilise même pas les watts mais les dB et les dBm ! Bref, il en existe une foule. Soyez donc très vigilant lorsque vous évoquerez le terme de puissance car, parfois, cela entraîne des non-compréhensions monumentales même chez les experts techniques les plus renommés ! (si, si nous avons des noms !). Bref, pourquoi faire simple quand on peut faire compliqué !

5.2.2 Décibel (dB)

Le *bell* est défini comme étant la valeur logarithmique de base 10 du rapport existant entre deux puissances. Ce même rapport, exprimé en décibel dB (donc de valeurs dix fois plus petites), s'écrit bien évidemment selon l'équation suivante :

$$\text{dB} = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

Le *tableau 5.1* indique, à titre d'exemples, les valeurs courantes, en dB, du rapport P_2/P_1.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Tableau 5.1

P_2	1 000 fois	plus grande que P_1	30 dB
P_2	100		20 dB
P_2	10		10 dB
P_2	1 fois	égale à P_1	0 dB
P_2	10 fois	plus petite que P_1	– 10 dB
P_2	100		– 20 dB
P_2	1 000		– 30 dB

5.2.3 dBm

Souvent, pour de simples raisons pratiques et/ou de commodité, on exprime cette puissance en dBm – sous-entendu en dB milliwatt – et non en dB. La valeur de référence de P_1 – entraînant le « 0 dBm » – correspond alors à la puissance de 1 mW... plutôt qu'à un « énorme » watt qui a rarement le besoin d'exister dans les applications quotidiennes RFID !

$$\text{dBm} = 10 \log \frac{P \text{ en mW}}{1 \text{ mW}}$$

Le *tableau 5.2* établit la conversion entre mW et dBm convenant très bien pour nos applications RFID.

Tableau 5.2

mW	dBm	Quelques exemples
4 000 mW	+ 36 dBm	2 W = 2 × 1 W = 3 dB + 30 dBm = 33 dBm
1 000 mW	+ 30 dBm	
500 mW	+ 27 dBm	
100 mW	+ 20 dBm	
10 mW	+ 10 dBm	
1 mW	0 dBm	50 mW = 100 mW/2 = 20 dBm – 3 dB = 17 dBm
100 µW	– 10 dBm	
10 µW	– 20 dBm	
1 µW	– 30 dBm	
100 nW	– 40 dBm	
10 nW	– 50 dBm	
1 nW	– 60 dBm	
100 pW	– 70 dBm	

5.2.4 Puissance électrique, puissance conduite et puissance rayonnée

En quelques mots, rappelons par l'exemple les différences qui existent entre les termes puissances électriques, conduites et rayonnées.

Un générateur/amplificateur délivre une puissance électrique à une résistance ohmique. Cette puissance est wattée et dissipée sous la forme de chaleur. (Évidemment, certains vous diront que

c'est aussi une puissance rayonnée, puisque la chaleur entraîne aussi un rayonnement d'ondes infrarouge.) Par exemple, un amplificateur délivre une puissance de 10 W à sa charge ohmique de 2 Ω. La puissance de 10 W représente la puissance conduite P_{cond} que sait délivrer l'amplificateur.

Dans le cas qui nous concerne, en RFID en UHF et SHF, les charges des amplificateurs RF sont physiquement des antennes ayant des valeurs de résistances de rayonnement telles que nous l'avons expliqué au chapitre précédent (par exemple $\sim$ 75 Ω pour une antenne $\lambda/2$). Supposons que nous ayons affaire à présent à un amplificateur RF pouvant délivrer 2 W sur une charge de 75 Ω. Cela signifie que cet amplificateur est capable de délivrer une puissance conduite et wattée de 2 W sur une résistance purement ohmique de 75 Ω, et que si l'on remplace la résistance ohmique de 75 Ω par une antenne dont la valeur de la résistance de rayonnement serait égale à 75 Ω, celle-ci rayonnera une puissance électromagnétique. Comment ? Combien ? Mystère. La raison est bien simple : nous n'avons pas indiqué quelle était la valeur du gain de l'antenne. Est-ce une antenne isotrope ? Une antenne anisotrope ?

Après avoir introduit ces notions, nous allons à présent définir avec précision la notion de puissance électromagnétique rayonnée.

5.2.5 Puissance isotrope rayonnée équivalente, PIRE (*Equivalent Isotropically Radiated Power*, EIRP)

Reprenons la seconde formulation du gain d'antenne du paragraphe précédent, à même effet produit, en un même point d'observation :

$$\text{Gain d'antenne} = \frac{\text{Puissance } P_{\text{cond bs}'} \text{ que devrait délivrer l'amplificateur muni d'une antenne Ant}_1 \text{ isotrope}}{\text{Puissance } P_{\text{cond bs}} \text{ de l'émetteur muni de son antenne directive Ant}_2}$$

Autrement dit, le produit (puissance électrique $P_{\text{cond bs}}$ de l'émetteur [la base station] muni de son antenne directive $\text{Ant}_2 \times$ gain d'antenne) est égal à la puissance électrique $P_{\text{cond bs}'}$ que devrait délivrer l'amplificateur muni d'une antenne Ant_1 isotrope de gain unitaire.

On peut donc conclure que « la puissance $P_{\text{cond bs}'}$ que devrait délivrer l'amplificateur muni d'une antenne Ant_1 isotrope » représente la puissance équivalente qui serait rayonnée par une source (amplificateur + antenne) dont l'antenne serait isotrope et de gain unitaire.

En se basant sur ces propos et les hypothèses des paragraphes précédents, cette puissance $P_{\text{cond bs}}$ est appelée PIRE (puissance isotrope rayonnée équivalente) – en anglais EIRP pour *Equivalent Isotropically Radiated Power*.

■ Définitions

□ Puissance isotrope P_{iso}

La puissance dite isotrope est le bilan de la puissance rayonnée par une source (que l'on appellera par la suite isotrope) constituée d'un émetteur fournissant une puissance $P_{\text{cond bs}}$ et possédant une antenne de gain G déterminé dont le diagramme de rayonnement est isotrope. Sur le principe, le gain de l'antenne peut être totalement décorrélé des propres qualités « isotropes » de rayonnement.

$$P_{\text{isotrope rayonnée}} = P_{\text{cond bs}} G$$

□ Puissance isotrope rayonnée équivalente P_{EIRP}

Le fait qu'une source rayonnante soit attaquée par une puissance électrique $P_{\text{cond bs}}$, et que le diagramme de rayonnement de l'antenne puisse ne pas être isotrope et avoir un gain particulier G dû à ses propres caractéristiques et à sa propre anisotropie de rayonnement, amène à définir la notion d'une puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE – en anglais EIRP) telle que cette puissance P_{EIRP} produise au même point d'observation le même effet que la puissance de la

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

source isotrope du paragraphe précédent.

$$P_{\text{EIRP}} = P_{\text{cond bs}} G$$

Par définition de ce que nous venons d'énoncer, on peut écrire :

$$P_{\text{iso}} \text{ en ce point} = P_{\text{EIRP}} \text{ en ce point}$$

Et, en se référant à une antenne de « référence » dont le diagramme de rayonnement serait isotrope et dont le gain serait unitaire ($G = 1$) :

$$P_{\text{iso}} = P_{\text{cond bs}}$$

La puissance EIRP P_{EIRP} est égale au produit de la puissance électrique $P_{\text{cond bs}}$fournie par l'amplificateur de l'émetteur à l'antenne, multipliée par le gain du système d'antenne dans une direction donnée, relativement à celle que fournirait une source isotrope au même point d'observation (*figure 5.3*).

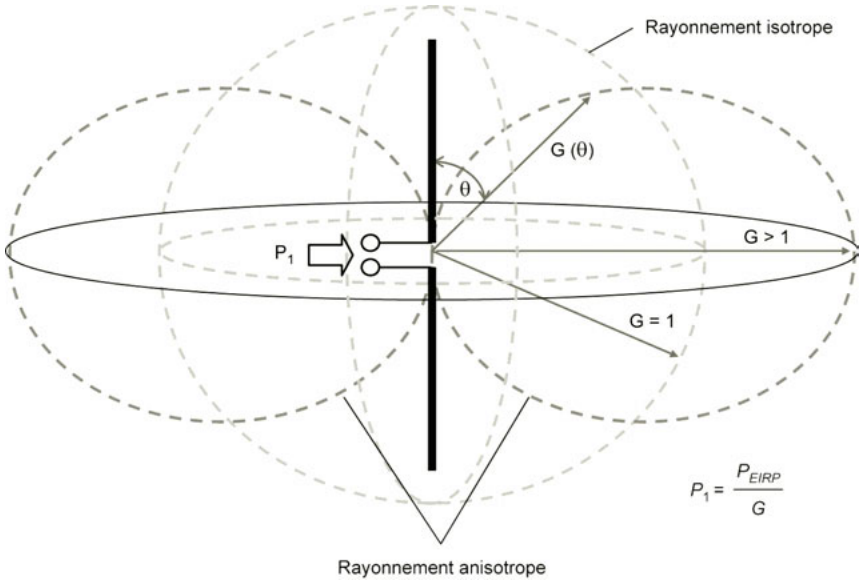


Figure 5.3 – Puissance isotrope rayonnée équivalente P_{EIRP}.

Pour un système relatif à une source isotrope :

$$P_{\text{EIRP}} = P_{\text{cond bs}} \cdot \text{Gain de l'antenne}$$

Remarque

Il existe de multiples variantes à cette appellation. Même les ouvrages les plus sérieux (dictionnaire IEEE, ISO...) donnent au moins plusieurs appellations pour une puissance EIRP, donc, voici les plus courantes :

– *Equivalent Isotropically Radiated Power* ;
– *Effective Isotropically Radiated Power* ;
– *Equivalent Isotropical Radiated Power* ;
– *Effective Isotropical Radiated Power*.

Exemples

Supposons, pour une application RFID, que la régulation locale à respecter indique de ne pas dépasser la valeur maximale de puissance de $P_{\text{EIRP max}} = +36$ dBm. Cette puissance de +36 dBm (correspondant à une puissance rayonnée isotrope équivalente de 4 W) peut se décomposer par exemple :

– soit en une puissance électrique conduite, $P_{\text{cond bs}} = 4$ W, transmise *via* une antenne isotrope de gain = 1 (gain = 0 dB) :

$$4\,000 \text{ mW}/1\text{mW} \rightarrow = 10 \log 4\,000 = 10 \log 1\,000 + 10 \log 4 = 30 + 6 = 36 \text{ dBm}$$

– soit en une puissance électrique conduite, $P_{\text{cond bs}} = 1$ W, transmise *via* une antenne anisotrope dont le gain est de 4 dans la direction de la mesure (gain = +6 dB) :

$$\text{« 1 W »} + 6 \text{ dB} = \text{« 1 000 mW »} + 6 \text{ dB} = 30 \text{ dBm} + 6 \text{ dB} = 36 \text{ dBm}$$

Exemple d'informations « déformées »

Nous montrerons au chapitre consacré aux normes et régulations en vigueur qu'en Europe (document ERC 70 03) la puissance P_{EIRP} (avec un « I » et non P_{ERP} sans « I ») maximale autorisée, sans licence, à 2,45 GHz, de façon continue (rapport cyclique de 100 %), est de :

$$P_{\text{EIRP max}} = 500 \text{ mW} = +27 \text{ dBm}$$

Parfois, de façon un peu perfide, certains fournisseurs d'équipements annoncent « miraculeusement » des distances de fonctionnement largement supérieures à leurs concurrents. Il faut alors éplucher leurs spécifications pour découvrir, avec délices, qu'il y a confusion des genres et qu'en effet la puissance électrique conduite maximale que délivre l'amplificateur est bien bornée au maximum autorisé... mais que pendant leurs mesures et démonstrations ils utilisent une antenne possédant un gain non unitaire, par exemple :

– puissance électrique conduite de sortie, $P_{\text{cond bs}}$: 27,00 dBm ;
– gain d'antenne de la base station G_{bs} : 2,14 dB, c'est-à-dire une antenne dipôle ;
– donc, P_{EIRP} totale réelle de 29,14 dBm, valeur, bien sûr, non annoncée, puisque hors des régulations en vigueur.

Remarques

Dans ce cas, la vraie valeur de P_{EIRP} est de 29,14 dBm, et non les 27 dBm max. autorisés. Pour information, 29,14 dBm = 820 mW, c'est-à-dire 500 mW × 1,64 = 64 % de plus que permis ! Évidemment, ça aide ! Pour ceux qui ont toujours du mal à s'imaginer les %, et les dB c'est facile, il faut toujours les imaginer traduits en salaire sur un bulletin de paye. Vous verrez, vous comprendrez beaucoup plus vite les écarts dont il s'agit !

5.3 Densité surfacique de puissance en un point de l'espace

Supposons (c'est la réalité quotidienne en RFID !) une source (la base station) constituée d'un émetteur de puissance électrique conduite $P_{\text{cond bs}}$ (en W) – notée ci-dessous P_{bs} par simplification d'écriture – associée à une antenne de gain $G_{\text{ant bs}}$ noté également G_{bs} pour la même raison. En n'importe quel point de l'espace situé à une distance r, toute la puissance rayonnée par la base station est répartie sur la surface d'une sphère de rayonnement de surface $4\pi r^2$ (... le fameux flux du vecteur de Poynting).

De ce fait, en un point de l'espace, à une distance r de la source, la densité surfacique de puissance $s = |S|$ (exprimée en $\text{W}\cdot\text{m}^{-2}$) disponible en un point quelconque de l'espace « libre » est égale

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

à :

$$s = |S| = \frac{P_{bs}\, G_{bs}}{4\pi r^2} = \frac{d\,P}{d\,\sigma} \text{ en } W \cdot m^{-2}$$

avec s la densité surfacique de puissance, P_{bs} la puissance électrique ($P_{cond\ bs}$) fournie par l'amplificateur de la base station à son antenne, G_{bs} le gain de l'antenne $G_{ant\ bs}$ de la base station, r la distance entre la source et le point de mesure, $4\pi r^2$ correspondant en fait à la surface de la sphère de rayon r, et Σ l'élément de surface.
Le produit ($P_{bs}G_{bs}$) représente la puissance EIRP, $P_{bs\ EIRP}$, de la base station, valeur qui serait identique à la puissance rayonnée par une source isotrope équivalente dont le gain d'antenne G_{bs} serait égal à 1 :

$$s = \frac{P_{bs\ eirp}}{4\pi r^2} = \frac{P_{bs\ iso}}{4\pi r^2} \text{ en } W \cdot m^{-2}$$

■ Relations générales entre champ électrique et puissance rayonnée

Nous avons montré que le vecteur de Poynting **S** était égal au produit vectoriel $\mathbf{E} \times \mathbf{H}$ et que dans les applications RFID, c'est-à-dire en champs lointains, ces derniers sont orthogonaux ($\sin 90° = 1$) donc que la valeur du module $|S|$ du vecteur **S** (donc en valeur de crête) était égale à $|S| = |E|.|H|$. Par ailleurs, nous avons établi que la relation liant les champs électrique et magnétique au travers de l'impédance du vide était de la forme $E = Z_0 H$. En prenant ces deux dernières equations, nous obtenons :

$$|S| = |E| \cdot \frac{|E|}{Z_0}$$

avec $|S|$ et $|E|$ toujours exprimés en valeur de crête puisque le facteur $\frac{1}{2}$ n'est pas présent dans cette équation, soit :

$$E_{crête} = \sqrt{s_{crête} Z_0}$$

De plus, nous avons montré que la densité surfacique de puissance moyenne crête rayonnée par une source (rendue isotrope) était égale à :

$$s_{crête} = \frac{P_{eirp\ crête}}{4\pi r^2}$$

Tout d'abord, il faut noter qu'il n'y a pas de différence physique entre les termes $P_{moy\ tot\ crête}$ et $P_{EIRP\ eff}$. Comme nous l'avons indiqué lorsque nous avons introduit la notion de résistance de rayonnement (revoir le chapitre 4), ces deux vocables sont assimilés physiquement strictement à la même chose. De plus, comme nous venons d'indiquer d'une manière générale que $P_{EIRP\ eff} = P_{cond\ eff} G_{ant\ bs}$, l'équation ci-dessus peut donc s'écrire :

$$E_{eff} = \sqrt{\frac{P_{eirp\ eff} Z_0}{4\pi r^2}}$$

En se rappelant que $Z_0 = 120\pi$, intégrons sa valeur dans l'équation ci-dessus. Il vient :

$$E_{eff} = \frac{\sqrt{30 P_{eirp\ eff}}}{r}$$

$$E_{eff} = 5{,}477 \frac{\sqrt{P_{eirp\ eff}}}{r} \text{ en } V \cdot m^{-1} \text{ pour une source rayonnante isotrope}$$

soit, en valeur crête :

$$E_{crête} = \sqrt{2} E_{eff}$$

$$E_{crête} = 7{,}746 \frac{\sqrt{P_{eirp\ eff}}}{r} \text{ en } V \cdot m^{-1}$$

Pour rappel, au chapitre précédent nous avons montré que :

– pour un doublet de Hertz :

$$E_{\text{crête Hertz}} = 9{,}487\frac{\sqrt{P_{\text{moy tot crête}}}}{r}$$

$E_{\text{crête}}$ exprimé en $\text{V}_{\text{crête}}\cdot\text{m}^{-1}$, $P_{\text{moy tot crête}}$ en $\text{W}_{\text{moy crête}}$.

– pour un dipôle λ/2 :

$$E_{\text{crête }\lambda/2} = 9{,}923\frac{\sqrt{P_{\text{moy tot crête}}}}{r}$$

$E_{\text{crête}}$ exprimé en $\text{V}_{\text{crête}}\cdot\text{m}^{-1}$, $P_{\text{moy tot crête}}$ en $\text{W}_{\text{moy crête}}$.

Vues de très loin, toutes ces valeurs semblent bien étranges ! Examinons rapidement tout cela. Pour une antenne isotrope, cela correspond à :

$$E_{\text{crête}} = 7{,}746\frac{\sqrt{P_{\text{cond eff}}G_{\text{ant bs}}}}{r}$$

$$E_{\text{crête}} = 7{,}746\sqrt{G_{\text{ant bs}}}\frac{\sqrt{P_{\text{cond eff}}}}{r}$$

À même puissance conduite $P_{\text{cond eff}}$ appliquée à l'antenne x utilisée pour la base station (quel que soit son type isotrope, doublet de Hertz, dipôle λ/2, etc.), en un même point d'observation (à même distance d'observation r), en fonction de l'antenne utilisée, pour celle-ci nous aurons des densités surfaciques de puissances rayonnées s_x (donc des puissances reçues P_x) qui seront par définition dans le rapport des gains des antennes utilisées G_x. De plus, à plusieurs reprises, nous avons montré d'une manière générale que le champ électrique E est proportionnel à la racine carrée de la puissance. Nous pouvons donc écrire :

$$\frac{s_x}{s_1} = \frac{\text{Gain}_x}{\text{Gain}_1} = \frac{P_x}{P_1} = \left(\frac{E_x}{E_1}\right)^2$$

En posant par définition que l'antenne « 1 » soit isotrope donc que son gain G1 est égal à « 1 » et son champ électrique E_1, on obtient directement les valeurs relatives des champs électriques E_x rayonnés par les autres antennes utilisées :

$$\frac{\text{Gain}_x}{1} = \left(\frac{E_x}{E_1}\right)^2$$

$$E_x^2 = E_1^2 \cdot \text{Gain}_x \rightarrow E_x = E_1\sqrt{\text{Gain}_x}$$

Plus besoin de vous faire un dessin...

Type d'antenne	Gain d'antenne	Coefficient k pour valeurs de crête de *E* et de *P*	Coefficient k pour valeurs efficaces de *E* et de *P*
antenne isotrope	1	$7{,}746\sqrt{1} = 7{,}746$	$7{,}746/\sqrt{2} = 5{,}47$
doublet de Hertz	1,5	$7{,}746\sqrt{1{,}5} = 9{,}487$	$9{,}487/\sqrt{2} = 6{,}71$
dipôle λ/2	1,64	$7{,}746\sqrt{1{,}64} = 9{,}923$	$9{,}923/\sqrt{2} = 7{,}017$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

5.4 Puissance rayonnée effective P_{ERP} (*Effective Radiated Power*)

Par définition, la puissance rayonnée effective P_{ERP} d'une source rayonnante, dans une direction donnée, est égale à la puissance conduite électrique nette fournie à l'antenne $P_{cond\ bs}$ multipliée par le gain relatif qu'elle aurait par rapport à une antenne de type « dipôle λ/2 », le tout dans la même direction.

$$P_{ERP} = P_{cond\ bs} \frac{\text{Gain de l'antenne considérée}}{\text{Gain d'un dipôle } \lambda/2}$$

Pourquoi donc une definition si étrange ?
La réponse est très simple. Dans beaucoup d'applications, principalement en UHF (y compris la RFID), pour de simples raisons de facilité de réalisations mécaniques des antennes, les concepteurs utilisent souvent des antennes de type λ/2 (voir plus loin) et donc, en utilisant des puissances de type ERP il est facile de comparer directement de système à système les résultats obtenus.

■ Exemples

Supposons que la régulation locale (c'est le cas en Europe en UHF depuis 2005 pour la RFID) indique de ne pas dépasser une valeur maximale de puissance de $P_{ERP\ max} = 2$ W sous conditions LBT (voir chapitre 16).

(a) si l'antenne utilisée est de type « dipôle λ/2 », sachant (voir un peu plus loin dans le chapitre) que le gain d'une antenne de type dipôle λ/2 est égal à 1,64 (i.e. 2,14 dB), l'amplificateur de l'émetteur peut délivrer une puissance électrique $P_{cond\ max}$ de 2 W puisque :

$$P_{cond\ bs\ max} \times \frac{1{,}64}{1{,}64} = 2\ \text{W} \times 1 = P_{cond\ bs\ max} = P_{erp\ max}$$

(b) si l'antenne utilisée à un gain de 6 dB (c'est-à-dire un gain absolu de 4), nous pouvons écrire :

$$P_{cond\ bs\ max} \times \frac{4}{1{,}64} = P_{cond\ bs\ max} \times 2{,}44 = 2\ \text{W}$$

d'où :

$$P_{cond\ bs\ max} = 0{,}82\ \text{W}$$

■ Conclusions des exemples a et b

Avec une antenne ayant un gain de 6 dB, si $P_{ERP\ max} = 2$ W max, alors $P_{cond\ bs\ max} = 0{,}82$ W. On peut alors calculer la $P_{EIRP\ max}$ associée à la $P_{ERP\ max}$:

$$P_{EIRP\ max} = 0{,}82\ \text{W} + 6\ \text{dB}$$
$$P_{EIRP\ max} = 0{,}82\ \text{W} \times 4 = 3{,}28\ \text{W}$$

■ Généralisation, relation entre P_{EIRP} et P_{ERP}

D'une manière générale, quelle que soit l'antenne utilisée dont le gain est de x dB (c'est-à-dire un gain absolu de y) :

$$P_{ERP} = P_{cond\ bs} \times \frac{y}{1{,}84} \rightarrow P_{cond\ bs} = P_{ERP} \times \frac{1{,}64}{y}$$

d'où la valeur de P_{EIRP} :

$$P_{EIRP} = P_{cond\ bs}\, y \rightarrow P_{EIRP} = P_{ERP} \times \frac{1{,}64}{y} y$$

soit en définitive :

$$\text{en linéaire} \qquad P_{EIRP} = 1{,}64\, P_{ERP}$$
$$\text{en dBm} \qquad P_{EIRP}(\text{dBm}) = 2{,}14\ \text{dB} + P_{ERP}(\text{dBm})$$

Remarque

Souvent les puissances sont exprimées en P_{ERP} en UHF et en P_{EIRP} en SHF. Les raisons justifiant cette différence de présentation résident dans le fait qu'il est facile de réaliser une antenne « dipôle $\lambda/2$ » en UHF, et qu'en SHF (2,45 GHz) souvent les antennes n'ont pas la forme de purs dipôles et possèdent un gain plus élevé afin de compenser des pertes d'atténuation plus importantes dans le médium de communication (principalement l'air en RFID) (voir chapitre 6).

□ Comparaison des performances entre Europe et États-Unis

On assiste très souvent à des batailles de chiffres concernant les distances possibles de fonctionnement entre Europe et États-Unis.

– Ces batailles sont ridicules, car elles ne servent à rien.
– On compare très souvent des « choux » avec des « carottes » vu que les puissances maximales rayonnées autorisées par les régulations ne sont pas les mêmes.
– De plus, très souvent, à même fréquence, les chiffres des puissances sont exprimés en P_{ERP} d'un côté de l'océan et en P_{EIRP} de l'autre !

On vous l'avoue humblement, il est sûr que tout cela n'arrange pas les affaires ! Afin d'imager cela prenons un exemple bien réel.

Exemple en UHF

Supposons qu'à une date donnée, les régulations en vigueur autorisent :
– aux États-Unis (902 à 928 MHz) :

$$P_{EIRP\ USA} = 4\ \text{W max} = 36\ \text{dBm}$$

Note : avec les conditions maximales suivantes de 1 W conduit + gain antenne 6 dB
– et en Europe

$$P_{ERP} = 2\ \text{W max} = 33\ \text{dBm},$$

soit

$$P_{EIRP\ Europe} = 1{,}64 \times 2 = 3{,}28\ \text{W max} = 35{,}14\ \text{dBm}$$

(*indoor* et *outdoor* avec un rapport cyclique d'activité d'émission de, dc = 100 %) uniquement sous conditions de fonctionnement en LBT

$$P_{ERP} = 0{,}5\ \text{W max} = 27\ \text{dBm},$$

ou encore, une autre solution

$$P_{EIRP\ Europe} = 1{,}64 \times 0{,}5 = 0{,}820\ \text{W max} = 29{,}14\ \text{dBm}$$

(en *outdoor* avec dc = 10 %)

En un point d'application donné, en situation *indoor* (à l'intérieur d'un bâtiment) et en se moquant des valeurs différentes du rapport cyclique – donc des problèmes possibles de gestion de collisions – à même densité surfacique de puissance reçue *s*, les distances de fonctionnement (*via* l'équation de densité surfacique de puissance) seront proportionnelles au champ électrique *E* reçu, donc au rapport de la racine carrée des puissances EIRP maximales possibles soit, dans les cas ci-dessus à :
– pour $P_{ERP} = 2$ W :

$$\frac{r_{Eur}}{r_{Usa}} = \sqrt{\frac{P_{EIRP\ Europe}}{P_{EIRP\ Usa}}} = \sqrt{\frac{3{,}28}{4}} \approx 0{,}9$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

– pour $P_{ERP} = 0{,}5$ W :

$$\frac{r_{Eur}}{r_{Usa}} = \sqrt{\frac{P_{EIRP\ Europe}}{P_{EIRP\ Usa}}} = \sqrt{\frac{0{,}820}{4}} \approx 0{,}45$$

Ceci indique simplement, sans aucune bataille ou polémique, qu'en respectant simplement les régulations, toutes choses étant égales, le même transpondeur ne pourra fonctionner en Europe qu'à une distance maximale égale à 90 % de celle à laquelle il aurait pu fonctionner aux États-Unis (par exemple 3,5 m aux États-Unis et 3,15 m en Europe). Au cours du chapitre 6 nous compléterons ces explications pour réduire ce rapport de 90 % à presque 100 %. A suivre donc.

Nous conseillons donc aux lecteurs d'être très attentifs aux spécifications des produits, aux termes utilisés et aux réglementations auxquelles ils doivent satisfaire et à la manière dont elles sont rédigées.

■ Exemples de calcul de gain d'antenne

□ Gain d'antenne d'un doublet de Hertz

Nous avons montré au chapitre 4 que, pour un doublet de Hertz de longueur l petite devant la longueur d'onde λ, la densité surfacique de puissance moyenne efficace est égale à :

$$\langle s \rangle = \frac{15}{\pi} I_0^2 l^2 \frac{\sin^2\theta}{r^2} \text{ en } \mathrm{W}_{\text{moy crête}} \cdot \mathrm{m}^{-2}$$

et que cette fonction présente un maximum $s_{\text{moy rayonné max}}$, lorsque $\sin\theta = 1$ donc $\theta = \pi/2$, c'est-à-dire dans la direction du plan équatorial :

$$s_{\text{moy max}} = \langle s \rangle = \frac{15}{\pi}\left(\frac{I_0 l}{\lambda r}\right)^2$$

Nous avons également montré au cours de ce même chapitre que la puissance totale rayonnée par un doublet était égale à :

$$P_{\text{moy tot rayonnée}} = 40\left(\frac{\pi I_0 l}{\lambda}\right)^2$$

Par ailleurs, par définition, pour une antenne isotrope qui délivrerait la même puissance totale, la densité surfacique de puissance isotrope s_{iso} serait :

$$s_{iso} = \frac{P_{iso}}{4\pi r^2}$$

équation dans laquelle P_{iso} représente la puissance isotrope moyenne totale rayonnée (en watts efficaces) et $4\pi r^2$ la surface (en m^2) de la sphère de rayon r qui entoure l'antenne isotrope.

En divisant $P_{\text{moy tot rayonnée}}$ par $(4\pi r^2)$, nous obtenons :

$$s_{iso} = 10\pi\left(\frac{I_0 l}{\lambda r}\right)^2 \text{ en } \mathrm{W}_{\text{moy crête}} \cdot \mathrm{m}^{-2}$$

En établissant le rapport $s_{\text{moy max}}/s_{iso}$ (tous les deux exprimés en valeurs $W_{eff} \cdot \mathrm{m}^{-2}$), nous évaluerons ainsi le gain relatif qu'apporte l'emploi de l'antenne « doublet de Hertz » par rapport à une antenne isotrope normée de gain unitaire – dans la direction du plan équatorial – lorsque les deux antennes sont attaquées dans les mêmes conditions électriques :

$$\text{Gain de l'antenne doublet de Hertz} = \frac{s_{\text{moy max}}}{s_{iso}} = 1{,}5$$

soit, en résumé pour un « doublet de Hertz »/isotrope :

$$\text{Gain de l'antenne doublet de Hertz} = 1{,}5 \ \text{ soit endB} = 10 \ \log(1{,}5) = 1{,}76 \text{ dBi}$$

□ Gain d'antenne d'un dipôle λ/2

Nous avons montré au chapitre 4 que pour une antenne de type dipôle λ/2 (donc avec $n = 1$), la densité surfacique de puissance moyenne efficace était égale à :

$$\langle s \rangle = \frac{15}{\pi} I_0^2 \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\frac{\sin^2\theta}{r^2}} \text{ en } \mathrm{W}_{\text{moy crête}} \cdot \mathrm{m}^{-2}$$

Cette fonction présente un maximum, $s_{\text{moy max}}$, pour $\theta = \pi/2$, c'est-à-dire dans la direction du plan équatorial :

$$s_{\text{moy max}} = \langle s \rangle = \frac{15}{\pi}\left(\frac{I_0}{r}\right)^2$$

Nous avons également démontré au même chapitre, que la puissance totale rayonnée efficace par un dipôle λ/2 était égale à :

$$P_{\text{moy tot rayonnée (dipôle } \lambda/2)} = 35{,}564 I_0^2$$

Par ailleurs, par définition, une antenne isotrope qui délivrerait la même puissance moyenne totale efficace rayonnée, la densité surfacique de puissance isotrope, s_{iso} serait :

$$s_{\text{iso}} = \frac{P_{\text{iso}}}{4\pi r^2}$$

équation dans laquelle P_{iso} représente la puissance moyenne totale rayonnée (en watts efficaces) fournie, et $4\pi r^2$ la surface (en m^2) de la sphère de rayon r qui entoure l'antenne isotrope. En divisant cette dernière valeur par $4\pi r^2$ nous obtenons :

$$s_{\text{iso}} = 2{,}911\left(\frac{I_0}{r}\right)^2 \text{ en } \mathrm{W}_{\text{eff}} \cdot \mathrm{m}^{-2}$$

En établissant le rapport $s_{\text{moy max}}/s_{\text{iso}}$ nous évaluerons le gain relatif qu'apporte – dans le plan équatorial – l'emploi de l'antenne dipôle λ/2 par rapport à une antenne isotrope normée de gain unitaire lorsque les deux antennes sont attaquées dans les mêmes conditions électriques :

$$\text{Gain de l'antenne dipôle } \lambda/2 \text{ iso} = \frac{s_{\text{moy max}}}{s_{\text{iso}}}$$

$$\text{Gain de l'antenne dipôle } \lambda/2 \text{ iso} = \frac{\frac{15}{\pi}\left(\frac{I_0}{r}\right)^2}{2{,}911\left(\frac{I_0}{r}\right)^2} = \frac{4{,}777}{2{,}911} = 1{,}641$$

pour un « dipôle λ/2 »/isotrope :

$$\text{Gain de l'antenne dipôle } \lambda/2 = 1{,}64 \ \text{ soit en dB} = 10\log(1{,}64) = 2{,}14 \text{ dBi}$$

valeurs que nous utiliserons abondamment plus tard pour quantifier les antennes et performances des transpondeurs.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

dB, dBi et dBd

Si vous êtes très attentif, vous avez certainement remarqué dans les paragraphes précédents l'arrivée sur la pointe des pieds de nouveaux petits dBi. Existe-t-il encore d'autres petites subtilités mineures dans les dB. Et bien oui !

Profitons-en pour retirer quelques doutes à certains :

– lorsque l'on indique le gain d'une antenne particulière par rapport à une antenne isotrope, on le chiffre en dBi, « i » comme isotrope ;
– lorsque l'on indique le gain d'une antenne particulière par rapport à une antenne dipôle $\lambda/2$, on le chiffre en dBd, « d » comme dipôle.

Évidemment, il existe une relation entre les deux, qui tombe sous le sens si vous avez lu les paragraphes précédents.

$$G(\text{dB}) = G(\text{dBi}) = G(\text{dBd}) + 2{,}14 \text{ dB}$$

Exemple

Lorsque l'on dit par abus de langage – comme nous l'avons fait depuis le début du chapitre – qu'une antenne possède un gain de +6 dB, cela signifie en fait que son gain est de +6 dBi ou encore de +3,86 dBd.

Directivité et rendement de rayonnement d'une antenne

Nous venons d'indiquer que les antennes possèdent un gain, dont nous aurions pu généraliser l'équation sous la forme :

$$G(\theta, \phi) = \frac{\dfrac{\mathrm{d}\, P_{\text{rayonnée}}}{\mathrm{d}\, \Omega}}{\dfrac{P_{\text{conduit}}}{4\pi}}$$

en posant Ω valeur de l'angle solide sous lequel on effectue l'observation, et P_{conduit} puissance totale fournie par l'amplificateur aux bornes de l'antenne.

Par ailleurs, il est à noter que depuis le début de ce chapitre nous avons pris pour hypothèses que l'antenne n'avait pas de pertes, c'est-à-dire que toute la puissance conduite (P_{conduit}) fournie par l'amplificateur se retrouvait entièrement rayonnée par celle-ci. Ceci n'est hélas jamais réellement exact car celle-ci n'est jamais parfaite et possède des pertes qui peuvent s'exprimer par des pertes wattées P_{loss} dues à une résistance équivalente R_{loss} incluant toutes les pertes (conducteurs non parfaits, substrat, etc.). La puissance rayonnée, $P_{\text{rayonnée}}$, sera donc égale à :

$$P_{\text{rayonnée}} = \eta_{\text{rad}} P_{\text{conduit}}$$

η_{rad} étant le rendement de rayonnement de l'antenne.

En posant maintenant $P_{\text{rayonnée}}$, puissance totale rayonnée par l'antenne, compte tenu de ces dernières remarques, nous pouvons également définir ce que l'on appelle la directivité d'une antenne, en établissant de même :

$$D(\theta, \phi) = \frac{\dfrac{\mathrm{d}\, P_{\text{rayonnée}}}{\mathrm{d}\, \Omega}}{\dfrac{P_{\text{rayonnée}}}{4\pi}}$$

Très souvent les fabricants d'antennes indiquent la valeur maximale de celle-ci et donnent en complément son diagramme global de rayonnement (voir un exemple en *figure 5.4*).

En établissant la relation entre les trois équations ci-dessus on obtient immédiatement :

$$G(\theta, \phi) = \eta_{\text{rad}}\, D(\theta, \phi)$$

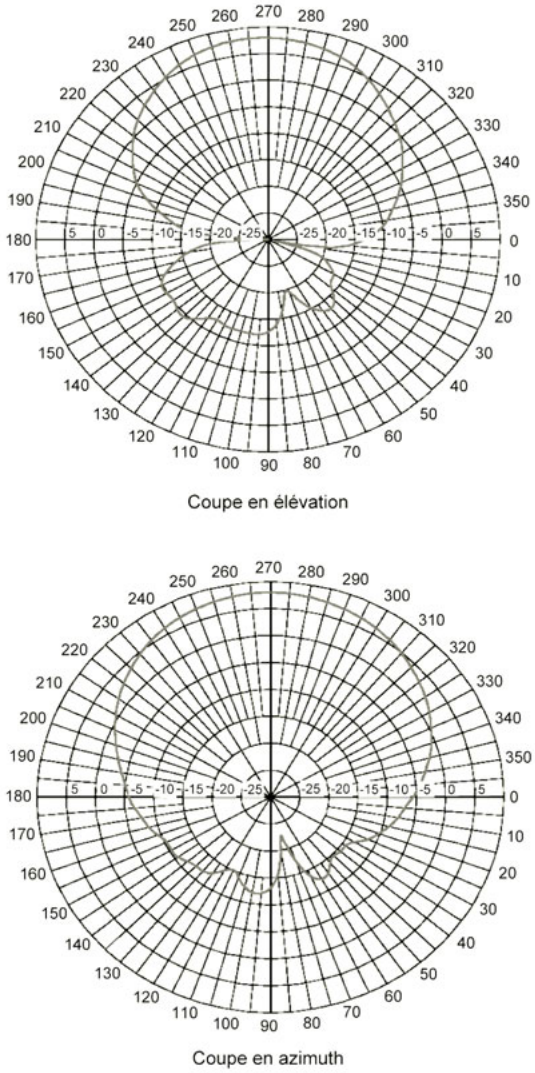


Figure 5.4 – Exemple de diagramme de rayonnement (élévation/azimuth).

ou encore

$$G(\theta, \phi) = \frac{P_{\text{rayonnée}}}{P_{\text{conduit}}} D(\theta, \phi)$$

Dans le cas fréquent où l'antenne est supposée ne pas avoir de pertes (ou peu), $P_{\text{loss}} = 0$ (aucune puissance fournie à l'ensemble de l'antenne n'a été perdue dans la résistance R_{loss}), le produit $G_{\text{ant}} P_{\text{cond}} = P_{\text{EIRP}}$ est entièrement rayonnée *via* la résistance de rayonnement R_{ant} de l'antenne (*figure 5.5*). Dans ce cas, $\eta_{\text{rad}} = 1$, et cela entraîne bien évidemment que $G = D$.

Une dernière remarque consiste également à indiquer que très souvent la puissance conduite n'est pas celle que l'on croit car il faut tenir compte de la valeur du coefficient de réflexion Γ due à une

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

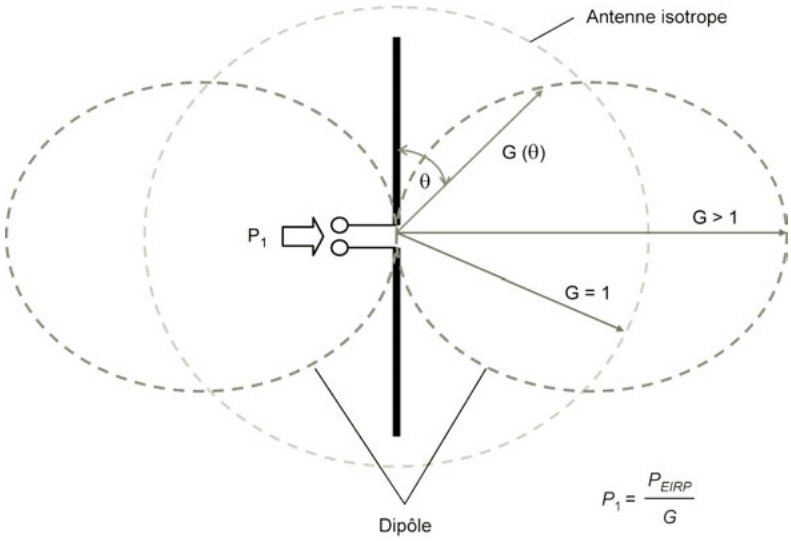


Figure 5.5 – Relation entre le gain et la directivité d'une antenne.

non adaptation parfaite entre les impédances d'amplificateur et d'antenne... ce qui tend à réduire la valeur vraie de la puissance conduite.

■ Ouverture du faisceau

Il est de coutume d'associer à la directivité D d'une antenne un nouveau paramètre caractérisant l'ouverture du faisceau rayonné. Cette valeur est associée aux angles verticaux et horizontaux du « cône » de rayonnement de la valeur moyenne de densité de puissance rayonnée $< s_r >$ (*beamwidth*). Pour cela, pour un type d'antenne donné, on calcule quel est l'angle θ pour lequel la valeur de $< s_r >$ est divisée par deux (c'est-à-dire l'angle selon lequel le gain de l'antenne est également réduit de 3 dB).

□ Exemples

a) Pour un doublet de Hertz nous avons montré que :

$$\langle s_{\text{crête}} \rangle = \langle |s_r| \rangle = \frac{15\pi}{\lambda^2} I_0^2 l^2 \frac{\sin^2\theta}{r^2}$$

Pour que la valeur de $< s_r >$ soit divisée par deux, dans le sens vertical de rayonnement, tout étant égal par ailleurs, il faut que $\sin^2\theta = \frac{1}{2}$, ce qui se produit pour $\theta = 45°$. L'angle d'ouverture du faisceau d'une antenne doublet de Hertz sera donc égal à $2 \times (90° - \theta) = 90°$.

b) Pour un dipôle de type $\lambda/2$ nous avons montré que :

$$\langle s_r \rangle = \frac{15}{\pi} I_0^2 \frac{\dfrac{\cos^2\left(\dfrac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin^2\theta}}{r^2}$$

Pour que la valeur de $< s_r >$ soit divisée par deux, dans le sens vertical de rayonnement, tout en étant égal par ailleurs, il faut que :

$$\frac{\cos^2\left(\dfrac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin^2\theta} = \frac{1}{2}$$

ce qui se produit pour $\theta = 51°$. L'angle d'ouverture du faisceau d'une antenne dipôle $\lambda/2$ sera donc égal à $2 \times (90° - 51°) = 78°$ (*figure 5.6*). Nous reviendrons sur ce sujet lorsque nous évoquerons au chapitre 16 la norme ETSI 302 208 (2 W_{ERP} en UHF) concernant le principe LBT.

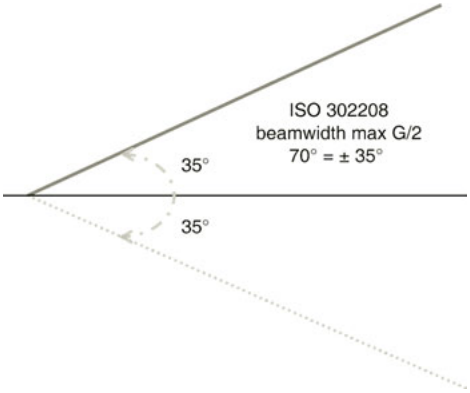


Figure 5.6 – Ouverture de faisceau : cas de la norme ETSI 302 208 – LBT (*Listen Before Talk*).

c) Un amplificateur est capable de délivrer une puissance conduite de 1 W à une charge « antenne ». Si l'on équipe cet amplificateur d'une antenne isotrope de gain unitaire, celle-ci va par définition rayonner uniformément la puissance délivrée par l'amplificateur, soit 1 W_{EIRP}.
On équipe le même amplificateur d'une antenne de forme particulière. On mesure alors la puissance rayonnée selon l'axe principal de l'antenne et, du fait de la forme spécifique de l'antenne, la mesure de cette puissance donne par exemple 4 W_{EIRP}. Le gain de l'antenne est alors de $4\ W/1\ W = 4$, ou en dB, $10 \log 4 = +6$ dB, c'est-à-dire que cette antenne est assez directive et que l'angle d'ouverture du faisceau rayonné est étroit.
Nous voici arrivés à la fin du chapitre concernant la pure propagation des ondes RF en espace libre. Nous allons maintenant examiner comment récupérer de la puissance électrique aux bornes d'une antenne de réception.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

6 • RÉCUPÉRATION DE PUISSANCE AUX BORNES DE L'ANTENNE DU TAG

Ce point est l'un des plus importants des applications RFID. En effet, pour de simples raisons de coûts, les tags de grande diffusion (étiquettes utilisées pour des applications de traçabilité par exemple) se doivent d'être « télé-alimentés » par l'onde incidente provenant de la base station. Or, la qualité des télé-alimentation et distance de fonctionnement qui en découlent dépendent en grande partie de la quantité d'énergie/puissance que le tag est capable de récupérer de la base station pour réussir à fonctionner.
Nous arrivons donc à l'un des cœurs des problèmes RFID en UHF et SHF !

6.1 Récupération de (ou d'une partie de) la puissance rayonnée transmise

Comme nous l'avons montré plus haut, l'antenne (isotrope) de la base station rayonne de l'énergie qui voyage vers le tag à la vitesse de la lumière dans toutes les directions. À n'importe quel instant, cette énergie est distribuée uniformément sur toute la surface d'une sphère dont le centre est l'antenne de la base station et dont le rayon r est égal au temps de voyage multiplié par la vitesse de la lumière.
Comme la surface d'une sphère ($4\pi r^2$) quadruple chaque fois que son rayon double, la densité d'énergie s_{EIRP} est divisée par quatre chaque fois que le rayon double. Ce principe se perpétue jusqu'au plus profond de l'Univers.
Connaissant la puissance électrique conduite que peut fournir l'amplificateur de la base station $P_{\text{cond bs}}$, la puissance $P_{\text{EIRP rayonnée}}$ (en watts efficaces) par celle-ci *via* le gain de son antenne G_{bs}, et donc la densité surfacique de puissance en un point de l'espace, puisque, par définition, pour une antenne isotrope la densité surfacique de puissance isotrope s_{iso} est :

$$s_{\text{EIRP}} = \frac{P_{\text{EIRP}}}{4\pi r^2} \text{ en } \mathrm{W}_{\text{moy crête}} \cdot \mathrm{m}^{-2}$$

Il est maintenant possible de déterminer la puissance disponible pour le tag P_t (en fait dans la charge R_l qu'il représente) en fonction de la fréquence f, de la distance r, des gains des antennes $G_{\text{ant bs}}$ et $G_{\text{ant t}}$ ainsi que des surfaces effectives respectives des antennes d'émission et de réception respectivement des bases stations et tags.

6.2 Concept d'ouverture (*aperture*) ou de surface

Afin de pouvoir effectuer l'alimentation en énergie de l'électronique présente à son bord, le tag doit collecter l'énergie qui passe sur une certaine surface « imaginaire, immatérielle » située autour de son antenne que l'on appelle *antenna aperture* ou encore *surface effective* σ_e de l'antenne du tag. Avant d'aller plus loin, introduisons le concept de surface (*aperture*) dont nous allons avoir besoin par la suite.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Pour cela, pour de simples facilités pédagogiques, considérons quelques instants que l'antenne de réception du tag est un cornet (*figure 6.1*) dont l'ouverture (*aperture*) est une « bouche » de surface σ.

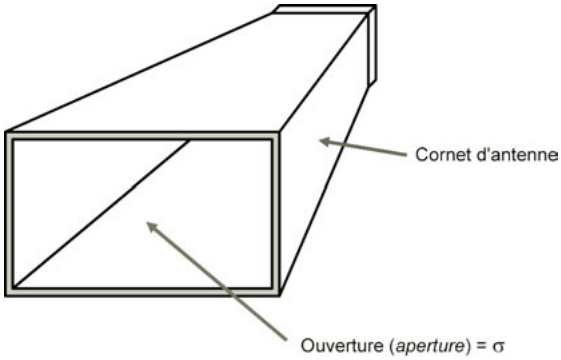


Figure 6.1 – Schématisation de l'ouverture (*aperture*) de l'antenne de réception du tag.

Baignons cette antenne dans le champ électromagnétique rayonné formé par une onde plane uniforme. C'est ce qui arrive lorsque l'on est à grande distance (donc en champ lointain) d'une source émettrice rayonnante où l'on peut admettre que les rayons des sphères de propagation ont des valeurs infinies et où l'on peut donc considérer que l'on se trouve en présence d'ondes planes. La valeur de la densité de puissance surfacique (vecteur de Poynting) de cette onde est s (en $\mathrm{W} \cdot \mathrm{m}^{-2}$).
Par définition, toute la puissance de l'onde absorbée/extraite par le cornet au travers de la surface σ de sa bouche sera donc égale à :

$$P = \sigma s$$

Afin de ne pas tout mélanger, selon les phénomènes étudiés, il est utile de distinguer plusieurs types de « surfaces », sous-entendu d'ouvertures :

- la surface effective σ_e, celle que nous venons d'évoquer ci-dessus ;
- la surface de dispersion (*scattering*) σ_s, celle que nous décrirons dans la partie suivante (chapitre 8) ;
- la surface de perte σ_l, la surface correspondant aux pertes de l'antenne ;
- la surface de collecting σ_c, la somme des surfaces ci-dessus ;
- la surface physique σ_{ph}, la surface mécanique de l'antenne.

6.2.1 Puissance disponible sur la charge du tag en un point de l'espace

Par définition, en un point de l'espace, la puissance $P_{\mathrm{t\,eff}}$ disponible sur la charge (électrique) placée aux bornes de l'antenne du tag est proportionnelle au module de la densité surfacique de puissance moyenne efficace rayonnée s en $\mathrm{W_{eff}} \cdot \mathrm{m}^{-2}$ et à la surface effective de capture de puissance maximale de l'antenne de réception du tag σ_e en m^2.
Cette « surface effective » – sur le principe, tout à fait immatérielle – établit donc la relation qui existe entre la densité de puissance existante en un point de l'espace et la puissance que la charge utile du tag peut absorber sur l'onde incidente. Si un tag possède une surface effective d'antenne égale à σe, la puissance totale reçue (ou encore captée), et donc disponible aux bornes de la charge de l'antenne du tag P_{t} (en watts efficaces), sera égale à :

$$P_{\mathrm{t\,eff}} = \sigma_e s \text{ en watts efficaces}$$

Afin d'être concret, nous allons maintenant examiner comment évaluer cette surface.

Remarque
Tout au long des paragraphes qui suivent, nous raisonnerons en supposant que les antennes de la base station et du tag sont orientées « face à face », c'est-à-dire que les maxima des diagrammes de rayonnement sont alignés.

6.2.2 Schéma électrique équivalent du tag

Prenons pour hypothèses que :

– nous sommes en champ lointain, donc en présence d'une onde plane, et qu'un champ électrique de valeur efficace E_{eff} provenant de la base station est présent autour de l'antenne du tag ;
– le dipôle possède une longueur effective associée l_{eff} (nous démontrerons sa valeur en fin de chapitre) ;
– lorsque l'antenne est à vide, une différence de potentiel $V_{\text{equi eff}}$ se crée à ses bornes, ($V_{\text{equi eff}} = E_{\text{eff}}\, l_{\text{eff}}$) ;
– en disposant une charge Z_l aux bornes de l'antenne, une différence de potentiel (ddp) $V_{\text{reçue eff}}$ se développe à ses bornes.

L'ensemble du tag peut être représenté par le schéma équivalent donné *figure 6.2*.

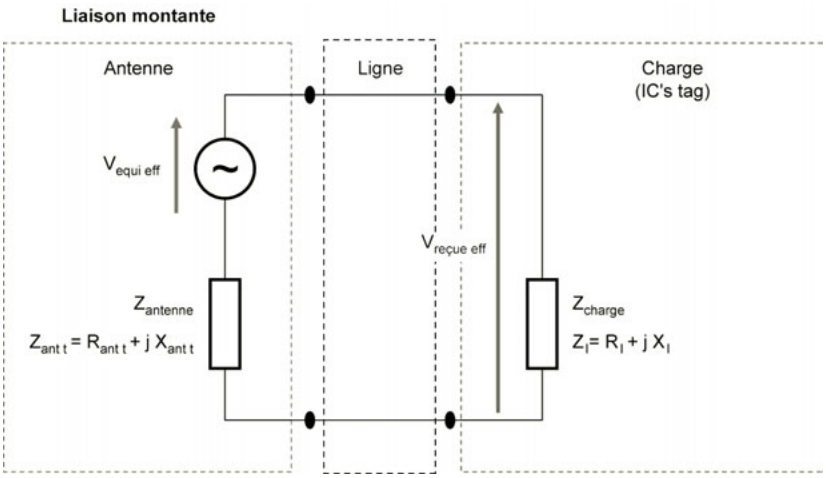


Figure 6.2 – Schéma électrique équivalent du tag.

Il se compose de trois parties :

– un générateur de Thévenin équivalent à l'ensemble de l'antenne du tag,
  – composé d'une source de tension délivrant, à vide une tension équivalente $V_{\text{equi eff}}$. Remarque : dans le cas où la charge est adaptée $R_l = R_{\text{ant}}$ donc $P_{\text{ant}} = P_{\text{charge}}$:

$$v_{\text{equi eff}} = 2v_{\text{reçue eff}} = 2\sqrt{P_t R_l},$$

  – dont l'impédance interne (impédance de l'antenne du tag) est égale à :

$$Z_{\text{ant t}} = (R_{\text{ant t}} + R_{\text{loss}}) + jX_{\text{ant t}},$$

  équation dans laquelle $R_{\text{ant t}}$ est la résistance de rayonnement de l'antenne du transpondeur, R_{loss} est la résistance ohmique de pertes, $X_{\text{ant t}}$ est la réactance de l'antenne du transpondeur ;

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

  - ce générateur équivalent représente le conglomérat global $P_{\text{conduit bs}}$, $G_{\text{ant bs}}$, atténuation due au médium, densité surfacique de puissance s dans lequel se passe la transmission, et enfin $G_{\text{ant t}}$;
- une « charge » externe dont l'impédance $Z_l = (R_l + \mathrm{j}X_l)$ est l'impédance équivalente à l'ensemble des circuits présents aux bornes de l'antenne (habituellement la globalité du circuit intégré constituant le tag) ;
- enfin, une liaison « filaire » (circuit imprimé, soudures, etc.) assurant la connexion entre la sortie de l'antenne et l'entrée physique du circuit intégré pouvant constituer ou constituant à ces fréquences (UHF, SHF) une ligne à constante répartie ou localisée. Habituellement, celle-ci est de faible longueur, donc sans perte ou avec des pertes considérées comme négligeables, mais dont, au cas où, il faudra tenir compte pour assurer les adaptations d'impédances et quantifier les coefficients de réflexion d'ondes lors de désadaptation d'impédances entre source et charge.

6.2.3 Puissance dans la charge R_l

Pendant l'illumination du tag par l'onde électromagnétique incidente, la tension $V_{\text{reçue}}$ crée un courant I dans la charge ($Z_l = R_l + \mathrm{j}X_l$) :

$$I = \frac{V_{\text{reçue}}}{R_l + \mathrm{j}\,X_l}$$

Celui-ci parcourt donc l'ensemble du circuit équivalent au montage composé de la charge disposée en série avec l'antenne ($Z_{\text{ant t}} = R_{\text{ant t}} + \mathrm{j}X_{\text{ant t}}$). La tension V_{equi} est donc égale à :

$$V_{\text{équi}} = [(R_{\text{ant t}} + \mathrm{j}X_{\text{ant t}}) + (R_l + \mathrm{j}X_l)]I$$

ou encore, en reportant la valeur de I, dans cette équation :

$$V_{\text{reçue}} = \frac{R_l + \mathrm{j}X_l}{\left(R_{\text{ant t}} + \mathrm{j}X_{\text{ant t}}\right) + \left(R_l + \mathrm{j}X_l\right)} V_{\text{équi}} = f(V_{\text{équi}}, Z_{\text{ant}}, Z_l)$$

Quelles que soient les valeurs des impédances mises en jeu, la forme complexe de l'équation générale du courant radiofréquence I circulant dans le circuit aura pour valeur (dans le cas de lignes courtes sans pertes) :

$$I = \frac{1}{(R_{\text{ant t}} + R_l) + \mathrm{j}\,(X_{\text{ant t}} + X_l)} V_{\text{équi}}$$

À partir de cette équation, calculons la valeur efficace I_{eff} du courant à l'aide du calcul du module (la valeur efficace) de l'impédance complexe du circuit. Cette valeur est égale à :

$$I_{\text{eff}} = \frac{1}{\sqrt{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2}} V_{\text{équi eff}}$$

et, après élévation au carré :

$$I_{\text{eff}}^2 = \frac{V_{\text{équi eff}}^2}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2}$$

Quelle que soit la valeur complexe de l'impédance de charge $Z_l = R_l + \mathrm{j}X_l$ et de module $|Z_l| = \sqrt{R_l^2 + X_l^2}$ nous pouvons chiffrer la puissance réelle (wattée) délivrée par le générateur (l'antenne) à la charge R_l disposée à ses bornes. L'équation générale de celle-ci est égale à :

$$P_{l,\text{eff}} = R_l I_{\text{eff}}^2$$

soit :

$$P_{l\,\text{eff}} = R_l \frac{V^2_{\text{équi eff}}}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2} \text{ en watts}$$

6.2.4 Surface effective σ_{et} d'un tag

La relation qui lie cette puissance $P_{l\text{eff}}$ consommée dans la charge (donc disponible pour une application) à la densité surfacique de puissance efficace s de l'onde incidente présente au point de l'espace considéré représente la surface effective σ_e du tag :

$$\sigma_e = \frac{P_{l\,\text{eff}}}{s}$$

soit, en reportant dans l'équation précédente :

$$\sigma_e = \frac{R_l \cdot V^2_{\text{équi eff}}}{s\left[(R_{\text{ant t}} + R_l)^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2\right]}$$

Cette équation est générale.

■ Cas de l'adaptation conjuguée d'impédances en source et charge

Comme d'habitude, entre tout couple générateur/charge (voir encart ci-dessous), on obtiendra le maximum de puissance fournie dans la charge lorsque l'on réalisera la condition d'adaptation conjuguée entre les impédances de source $Z_{\text{ant t}}$ et de charge Z_l, c'est-à-dire :

$$R_l = R_{\text{ant rayonnement}} + R_{\text{loss}}$$

et $X_l = -X_{\text{ant}}$ et $R_{\text{loss}} = 0$, c'est-à-dire des pertes négligeables.
Dans ce cas spécifique, $R_l = R_{\text{ant t}}$ et $X_l = -X_{\text{ant t}}$, il vient :

$$P_{l\,\text{eff max}} = \frac{R_{\text{ant t}}}{(R_{\text{ant t}} + R_{\text{ant t}})^2} V^2_{\text{équi eff}} = \frac{1}{4R_{\text{ant t}}} V^2_{\text{équi eff}}$$

Par définition, à l'adaptation, le rapport qui lie la puissance maximale $P_{l\,\text{eff max}}$ disponible dans la charge à la densité surfacique de puissance efficace s de l'onde incidente présente en ce point de l'espace s'appelle la « surface effective » de l'antenne, σ_{et} :

$$\sigma_{et} = \frac{P_{l\,\text{eff max}}}{s}$$

$$\sigma_{et} = \frac{R_l V^2_{\text{équi eff}}}{s \times (2R_l)^2}$$

$$\sigma_{et} = \frac{V^2_{\text{équi eff}}}{s \times 4R_l} \text{ ou}$$

$$\sigma_{et} = \frac{V^2_{\text{équi eff}}}{s \times 4R_{\text{ant t}}} \text{ en m}^2$$

puisque l'on est dans le cas d'adaptation conjuguée en réactances X et résistances R.
Cette surface (en anglais, *aperture*) σ_{et} représente la surface « effective » de l'espace nécessaire à l'obtention de puissance maximale de l'onde incidente pouvant être fournie à la charge (donc adaptation d'impédance) (*figure 6.3*).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

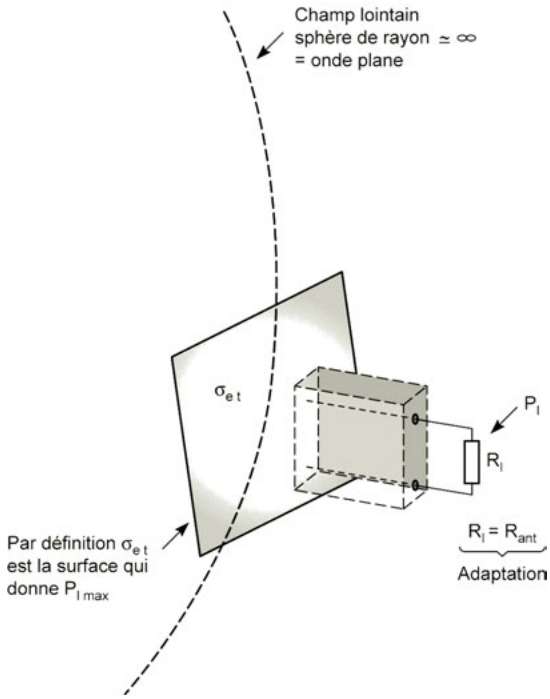


Figure 6.3 – Surface effective de réception de puissance du tag.

À noter : puisque $R_l = R_{\text{ant}}$, il vient :

$$V_{\text{équi eff}} = 2V_{\text{reçue eff}}$$

$$V_{\text{équi eff}} = 2\sqrt{P_{\text{t eff}} \cdot R_l}$$

Nous allons maintenant quantifier $\sigma_{e\,t}$.

Démonstration du maximum de puissance pour $R_l = R_{\text{ant t}}$
Le courant qui circule dans le circuit représenté *figure 6.2* est égal à :

$$I = \frac{V_l}{R_l + R_{\text{ant t}}}$$

La d.d.p. aux bornes de la résistance de charge R_l vaut donc :

$$V_l = R_l \frac{V_l}{R_l + R_{\text{ant t}}}$$

et la puissance dissipée dans celle-ci a pour expression :

$$P_{R\,l} = V_l I$$

$$P_{R\,l} = V_l^2 \frac{R_l}{(R_l + R_{\text{ant t}})^2} = f(R_l)$$

Afin d'établir si la puissance dans la charge P_{Rl} passe par un maximum, étudions la dérivée de cette équation de la forme u/v. Cette dernière est égale à « $(u'v - v'u)/v^2$ », c'est-à-dire :

$$P'_{Rl} = \frac{V_l^2(R_{\text{ant t}} - R_l)}{(R_l + R_{\text{ant t}})^3}$$

et s'annule pour $R_l = R_{\text{ant t}}$, et la fonction $P_{Rl} = f(R_l)$ passe par un maximum pour cette valeur qui a pour valeur (*figure 6.4*)

$$P_{Rl\,\max} = \frac{V_l^2}{(4R_l)}$$

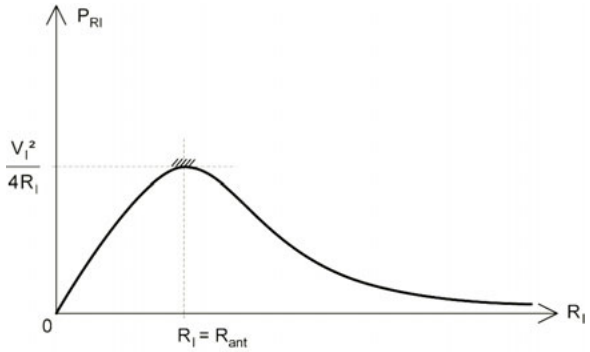


Figure 6.4 – Variation de la puissance transférée dans la charge en fonction de la valeur de la résistance de charge : $P_{Rl} = f(R_l)$.

Surface équivalente/effective σ_e d'une antenne

Revenons plus en détail sur la valeur de la surface effective. Pour cela considérons une liaison entre deux antennes A et B et examinons les deux cas de fonctionnement possibles suivants :

– 1er cas : A émet et B reçoit ;
– 2e cas : B émet et A reçoit.

L'antenne A est caractérisée par son gain G_A, sa surface équivalente σ_A et sa résistance de rayonnement R_A.
L'antenne B est caractérisée par son gain G_B, sa surface équivalente σ_B et sa résistance de rayonnement R_B.

□ Principe de réciprocité

Le principe de réciprocité traduit le fait que le problème est symétrique car une antenne d'émission est également une antenne de réception qui possède les mêmes caractéristiques. Ainsi, dans les deux cas, on doit trouver des résultats semblables quant aux rapports de la tension reçue, au courant inducteur. Du fait de cette réciprocité, on peut écrire :

$$\frac{e_1}{I_{01}} = \frac{e_2}{I_{02}}$$

avec e_1 et e_2 valeurs de crête des tensions respectivement en 1 et en 2, et I_{01} et I_{02} valeurs de crête des courants respectivement en 1 et en 2.

□ Premier cas

En posant $P_{\text{E1 eff}}$ la puissance efficace émise en A, et $P_{\text{R1 eff}}$ la puissance efficace reçue en B, on peut écrire :

$$P_{\text{E1 eff}} = \frac{1}{2} R_A I_{01}^2$$

$P_{\text{E1 eff}}$ est la puissance conduite de l'émetteur. La présence du facteur ½ est due au fait que I_{01} = amplitude crête et $P_{\text{R1 eff}} = s_1 \sigma_B$, donc dans le cas où la charge de B est adaptée à la résistance de rayonnement R_B.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Étant donné que :

$$s_1 = \frac{P_{\text{E1 eff}}\, G_A}{4\pi r^2}$$

il vient :

$$P_{\text{R1 eff}} = \frac{P_{\text{E1 eff}}\, G_A}{4\pi r^2}\sigma_B$$

Par ailleurs, puisque la valeur de la charge du récepteur est identique/adaptée à la résistance de rayonnement de l'antenne, en appelant e_1 la valeur crête présente aux bornes de l'antenne, on peut également écrire que :

$$P_{\text{R1 eff}} = \frac{\left(\dfrac{e_1}{\dfrac{V_2}{2}}\right)^2}{R_B} = \frac{e_1}{8R_B}$$

De tout ce jeu d'équations, on déduit la valeur du rapport $(e_1/I_{01})^2$:

$$\left(\frac{e_1}{I_{01}}\right)^2 = \frac{8R_B P_{\text{R1 eff}}}{\dfrac{2P_{\text{E1 eff}}}{R_A}} = \frac{8R_B P_{\text{R1 eff}}}{\dfrac{2}{R_A}\dfrac{P_{\text{R1 eff}} \times 4\pi r^2}{G_A\sigma_B}}$$

soit :

$$\left(\frac{e_1}{I_{01}}\right)^2 = \frac{G_A R_A R_B \sigma_B}{\pi r^2}$$

□ **Second cas**

Réciproquement, en faisant de même, en posant $P_{\text{E2 eff}}$ la puissance efficace émise en B et $P_{\text{R2 eff}}$ la puissance efficace reçue en A, on peut écrire :

$$P_{\text{E2 eff}} = \frac{1}{2}R_B I_{02}^2$$

I_{02} amplitude crête et $P_{\text{R2 eff}} = s_2\sigma_A$.
Étant donné que :

$$s_2 = \frac{P_{\text{E2 eff}}\, G_B}{4\pi r^2}$$

il vient :

$$P_{\text{R2 eff}} = \frac{P_{\text{E2 eff}}\, G_B}{4\pi r^2}\sigma_A$$

Par ailleurs on peut également écrire que :

$$P_{\text{R2 eff}} = \frac{e_2^2}{8R_A}$$

soit

$$\left(\frac{e_2}{I_{02}}\right)^2 = \frac{G_B R_A R_B \sigma_A}{\pi r^2}$$

Étant donné que :

$$\frac{e_1}{I_{01}} = \frac{e_2}{I_{02}} \rightarrow \left(\frac{e_1}{I_{01}}\right)^2 = \left(\frac{e_2}{I_{02}}\right)^2$$

il vient :

$$G_A\sigma_B = G_B\sigma_A$$

ou encore

$$\frac{G_A}{\sigma_A} = \frac{G_B}{\sigma_B}$$

Cette équation est remarquable car elle est indépendante des caractéristiques propres des antennes ! Elle sera donc valable en n'importe quelle circonstance, notamment si A est une antenne « doublet de Hertz » et B une antenne quelconque.

Profitant de cette importante remarque, afin d'obtenir son expression générale, calculons à présent la valeur de ce rapport dans le cas spécifique d'une antenne doublet de Hertz. Pour cela plaçons face à face un doublet de Hertz de longueur $l << \lambda$ en réception et soumettons-le au champ électrique E produit par un doublet de Hertz identique placé en émission. Sachant que la densité surfacique moyenne efficace de puissance s d'un doublet de Hertz est égale à :

$$\langle s \rangle = \frac{1}{2} \times \frac{|E|^2}{120\pi}$$

$< s >$ en watts efficaces, E est toujours exprimé en valeurs crêtes.

Par ailleurs, en supposant la longueur l (longueur effective) du doublet de Hertz petite devant la longueur d'onde λ de façon à pouvoir assimiler le champ électrique E à un champ uniforme autour du doublet, la tension crête ($V = V_{\text{eff}}\sqrt{2}$) récoltée aux bornes de l'antenne du récepteur est égale à $V = |E|l$. Comme d'habitude, ce doublet délivrera le maximum de puissance reçue à une (résistance de) charge R_l lorsque la valeur de celle-ci sera égale à l'impédance (interne) équivalente du doublet de Hertz, R_{ant}. Dans ce cas la puissance maximale $P_{\text{l eff max}}$ disponible dans la charge sera égale à :

$$P_{\text{l eff max}} = \frac{\left(\frac{V_{\text{eff}}}{2}\right)^2}{R_{\text{ant}}} = \frac{V_{eff}^2}{4R_{\text{ant}}}$$

$$P_{\text{l eff max}} = \frac{V^2}{8R_{\text{ant}}} = \frac{|E|^2\, l^2}{8R_{\text{ant}}}$$

(L'étrange présence au dénominateur de la valeur de « 8 » au lieu du « 4 » habituel provient du fait que, pour conserver depuis le début du chapitre précédent l'homogénéité des équations, le symbole V représente la valeur crête de la tension et non pas sa valeur efficace.)

Dans ce cas optimal d'adaptation d'impédance entre la résistance de source (résistance de rayonnement de l'antenne) et la résistance de charge, la puissance efficace maximale disponible sur la charge $P_{\text{l eff max}}$ est égale à P_t, soit :

$$P_{\text{t eff}} = s\sigma_{e\,t} = \frac{1}{2} \times \frac{|E|^2}{120\pi}\sigma_{e\,t} = P_{\text{l eff max}} = \frac{|E|^2\, l^2}{8R_{\text{ant}}}$$

Par ailleurs, pour un doublet de Hertz, nous avons montré que sa résistance de rayonnement était égale à :

$$R_{\text{ant doublet}} = 80\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right)^2$$

En introduisant ces deux valeurs dans la dernière équation de $P_{\text{t eff}}$, nous obtenons enfin :

$$R_{\text{ant doublet}} = \frac{1}{2} \times \frac{|E|^2}{120\pi}\sigma_e = \frac{|E|^2\, l^2}{8 \times 80\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right)^2}$$

d'où l'expression générale de la surface équivalente ou effective d'une antenne « doublet de Hertz », $\sigma_{\text{e ant doublet}}$ lors du cas de transfert maximal de puissance entre antenne et charge

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

($R_{\text{ant}} = R_{\text{charge}}$) :

$$\sigma_{\text{e ant doublet}} = \frac{3\lambda^2}{8\pi} = 0{,}119\lambda^2 \text{ pour un doublet de Hertz}$$

Relation générale entre surface équivalente d'une antenne et son gain

Pour terminer, comme indiqué ci-dessus, sachant que le gain G d'un doublet de Hertz est égal à $1{,}5 = 3/2$, nous pouvons déterminer la valeur du rapport G_A/σ_A dans ce cas particulier, qui sera en fait également, comme nous l'avons indiqué plus haut, le cas général. On obtient :

$$\frac{G_{\text{ant doublet Hertz}}}{\sigma_{\text{e ant doublet}}} = \frac{\frac{3}{2}}{\frac{3\lambda^2}{8\pi}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} = \frac{G_A}{\sigma_A}$$

Étant donné que nous avons démontré aux paragraphes précédents que la valeur G_A/σ_A était vraie quel que soit le type d'antenne, pour conclure nous pouvons généraliser la relation qui existe entre la surface équivalente σ_e d'une antenne et de son gain G :

$$\frac{G}{\sigma_{\text{e}}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \quad \text{ou} \quad G = \frac{4\pi\sigma_{\text{e}}}{\lambda^2} \quad \text{ou} \quad \sigma_{\text{e}} = \frac{\lambda^2 G}{4\pi}$$

Remarque
En réalité, le gain d'une antenne est légèrement plus faible que la valeur théorique donnée par l'expression ci-dessus pour plusieurs raisons, dont celles liées au rendement de l'antenne, au coefficient dit « d'éclairement » représentatif du flux effectivement émis ou capté par l'antenne réelle par rapport au flux théorique, etc.

Surface équivalente de l'antenne d'un tag

Dans le cas de notre tag, donc toujours lors du cas de transfert maximal de puissance entre antenne et charge ($R_{\text{ant t}} = R_l$) avec $G_{\text{ant t}}$, gain de l'antenne du tag, cette proportionnalité s'écrit :

$$\sigma_{\text{e t}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{ant t}} \text{ en m}^2$$

Remarque
Pour être complet, étant donné que le gain d'une antenne dépend de ses orientation et situation dans l'espace sous la forme $G_{\text{ant t}}(\theta, \varphi)$, il en sera de même pour σ_{et} sous la forme $\sigma_{et}(\theta, \varphi)$.

□ Exemple

Le *tableau 6.1* donne un exemple des valeurs de surfaces effectives de l'antenne d'un tag RFID σ_{et} en fonction des fréquences utilisées et des types d'antennes utilisées.

Remarques
Comme l'indiquent ces valeurs, la surface effective σ_{et} n'a rien à voir avec la surface mécanique réelle de l'antenne σ_{eph} qui, elle, est souvent négligeable si c'est du fil ou une tige de métal.
Comme l'indique également l'équation de σ_{et} et ce tableau, la surface effective d'antenne est inversement proportionnelle au carré de la fréquence ($f = 1/\lambda$) de fonctionnement. Pour information, tout étant égal par ailleurs, pour une même distance de fonctionnement, afin de compenser la différence due à la fréquence de fonctionnement de 2,45 GHz à 900 MHz il faudrait que la puissance émise par la base station à 2,45 GHz soit 7,4 fois plus importante que celle émise à 900 MHz ! $((\sigma_{et} @ 900 \text{ MHz})/(\sigma_{et} @ 2,45 \text{ GHz}) = (2\,450/900)^2 = 7,4!)$
Très souvent, afin de comparer aisément les systèmes entre eux, on utilise le rapport σ_{et}/λ^2, ce qui a pour but de ramener la surface effective à la valeur de l'onde utilisée et de devenir ainsi une valeur comparative normée.
Tout étant égal par ailleurs, plus le gain d'une antenne est élevé, plus la surface σ_{et} est élevée et plus la directivité de l'antenne est grande.

Tableau 6.1

f				866 MHz	2,45 GHz
λ				0,346 m	0,1224 m
Type d'antenne	$G_{\text{ant t}}$		$\sigma_{e\,t}$	$\sigma_{e\,t}$	$\sigma_{e\,t}$
	valeur absolue	en dBi			
Isotrope	1	0 dB	0,079 λ^2	94,7 cm^2	11,9 cm^2
Doublet de Hertz	1,5	1,76 dB	0,119 λ^2	142 cm^2	17,8 cm^2
Dipôle $\lambda/2$	1,64	2,14 dB	0,13 λ^2	156 cm^2	19,5 cm^2
Antenne spécifique (exemple)	4	6 dB	0,318 λ^2	382 cm^2	47,6 cm^2

Remarque

Dans le cas de l'adaptation conjuguée ($R_l = R_{\text{ant t}}$), en sachant que :

$$s_{\text{eff}} = \frac{P_{\text{bs eff}}\, G_{\text{bs}}}{4\pi r^2} \tag{1}$$

on peut rapprocher les trois équations trouvées précédemment :

$$P_{\text{t eff}} = \sigma_{e\,t} s_{\text{eff}}$$

$$\sigma_{\text{e t}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{ant t}} \tag{2}$$

$$\sigma_{\text{e t}} = \frac{V^2_{\text{équi eff}}}{s \times 4R_l} \text{ ou } = \frac{V^2_{\text{équi eff}}}{s \times 4R_{\text{ant t}}} \tag{3}$$

La première (1) et la seconde (2) donnent :

$$P_{\text{t eff}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{ant t}} \frac{P_{\text{bs eff}}\, G_{\text{bs}}}{4\pi r^2}$$

en introduisant la troisième (3), cela donne :

$$\sigma_{\text{e t}} = \frac{V^2_{\text{équi eff}}}{\dfrac{P_{\text{bs eff}}\, G_{\text{bs}}}{4\pi r^2} \times 4R_{\text{ant t}}}$$

et en identifiant ce résultat avec la seconde :

$$\sigma_{\text{e t}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{ant t}} = \frac{\pi r^2 V^2_{\text{équi eff}}}{P_{\text{bs eff}}\, G_{\text{bs}} R_{\text{ant t}}}$$

soit, lorsque l'adaptation d'impédance est réalisée, c'est-à-dire $R_l = R_{\text{ant t}}$.
Tension aux bornes de l'antenne lorsque celle-ci est à vide :

$$V_{\text{équi eff}} = \frac{\lambda}{2\pi r} \sqrt{P_{\text{bs eff}}\, G_{\text{bs}} G_{\text{ant t}} R_l}$$

$$V_{\text{équi eff}} = \frac{\lambda}{2\pi r} \sqrt{P_{\text{eirp eff}}\, G_{\text{ant t}} R_l}$$

Exemple : en Europe, à une distance de 10 m et en utilisant le principe LBT (*Listen Before Talk*).
Fréquence (f = 867 MHz) : λ = 0,34 m
Puissance rayonnée max. autorisée P_{ERP} = 2 W → P_{EIRP} = 3,28 W

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Antenne du tag, dipôle $\lambda/2$: $G_{\text{ant t}} = 1{,}64$
Adaptation d'antenne : $R_{\text{ant t}} = R_l = 73{,}128\ \Omega$
Tension de l'antenne à vide : $V_{\text{équi eff}} =$ environ 137,4 mV

Équation de Friis

Toujours dans le cadre des définitions de surfaces effectives (adaptation conjuguée d'impédance entre antenne et charge $\rightarrow P_l = P_{\text{ant t}}$), afin d'obtenir la valeur maximale de puissance disponible aux bornes de l'antenne du tag, reportons maintenant cette valeur de σ_{et} dans l'équation $P_t = \sigma_{et} s$. En posant par simplicité d'écriture $P_{\text{ant t}} = P_t$, il vient :

$$P_{\text{t eff}} = \sigma_{et} \cdot s_{\text{eff}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{ant t}} \cdot s_{\text{eff}} = P_{\text{l eff}} \text{ en watts}$$

Remplaçons maintenant s par sa valeur, il vient :

$$P_{\text{t eff}} = \sigma_{et} \cdot s_{\text{eff}}$$

$$P_{\text{t eff}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{ant t}} \frac{P_{\text{bs eff}} G_{\text{bs}}}{4\pi r^2}$$

Ce qui donne à présent – quelle que soit l'antenne... mais bien sûr adaptée – la célèbre équation que H.T. Friis a établie et publiée pour la première fois, en mai 1946 dans *A note on a simple transmission formula*, *Proc. of the IRE*, vol. 41 :

$$P_{\text{t eff}} = P_{\text{bs cond eff}} G_{\text{bs}} \left(\frac{\lambda}{4\pi \text{r}}\right)^2 G_{\text{ant t}} = P_{\text{l eff}} \text{ en } \text{W}_{\text{eff}}$$

À des fins pédagogiques, afin de respecter l'ordre physique des choses – de la cause à l'effet –, différemment de la coutume habituelle, nous avons volontairement disposé les termes/facteurs de cette équation dans un ordre précis afin de faire apparaître :

- en premier lieu le produit ($P_{\text{bs cond eff}} G_{\text{bs}}$) qui est (bien sûr) la $P_{\text{bs EIRP eff}}$ qu'émet la base station ;
- ensuite, dans le crochet, l'influence du médium que nous allons appeler dans un instant le coefficient d'atténuation du milieu dans lequel se propage l'onde ;
- enfin, l'incidence du gain de l'antenne (de réception) du tag.

Cette puissance représente la puissance (maximale) disponible dans la charge lorsque $R_l = R_{\text{ant t}}$, ceci grâce à l'existence de la section effective de l'antenne σ_{et}. Cette puissance pourra être soit totalement absorbée par la charge, soit partiellement absorbée et/ou réfléchie. C'est ce que nous examinerons dans les chapitres 7 et 8 si la charge est non adaptée lors de l'introduction du facteur de désadaptation de puissance q, et l'équation générale deviendra :

$$P_{\text{t eff}} = q P_{\text{bs eirp eff}} \left(\frac{\lambda}{4\pi \text{r}}\right)^2 G_{\text{ant t}} = P_{\text{l eff}} \text{ en watts efficaces}$$

Explication physique de l'équation de Friis

Afin d'être très clair et d'éviter de nombreuses confusions, l'équation de Friis et surtout la façon dont elle a été construite est telle qu'elle donne la valeur de la puissance maximale $P_{\text{t eff}}$ disponible sur la charge (R_l) disposée aux bornes de sortie de l'antenne de réception du tag (puisqu'elle inclut la valeur $G_{\text{ant t}}$), et ceci dans le cas (optimal) où la charge (R_l) a une valeur égale à la résistance de rayonnement ($R_{\text{ant t}}$) de l'antenne de réception... puisque le calcul a été mené ainsi depuis le début !

Par principe même du calcul, toute autre acception de cette formule est fausse... notamment lorsque la valeur de la résistance de charge du tag n'est pas égale à la résistance de rayonnement de l'antenne de réception... car dans ce cas il y aura désadaptation d'impédances entre source et charge, donc apparitions d'ondes réfléchies, de coefficient de réflexion, de taux d'ondes stationnaires et de leurs conséquences comme nous le verrons par la suite.

Cette représentation/interprétation (*figure 6.5*) revient à dire qu'au niveau de la base station (si tout est bien adapté), la puissance électrique conduite se transforme en puissance rayonnée *via* l'antenne de la base station. Puis, à la réception, la densité surfacique de puissance reçue sur la surface effective de l'antenne du tag se transforme en puissance maximale disponible sur une charge adaptée à la valeur de la résistance de rayonnement de l'antenne de réception du tag... ce que traduit intégralement l'équation de Friis.

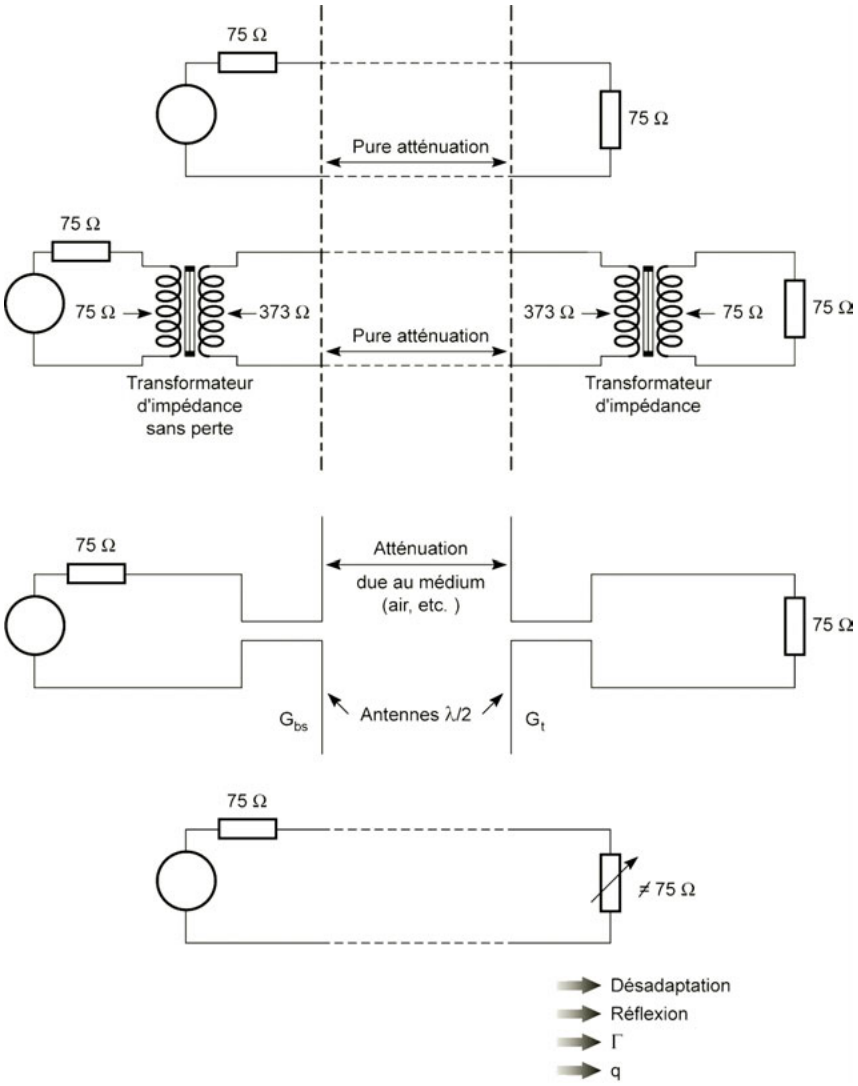


Figure 6.5 – Interprétation physique de l'équation de Friis.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

D'une manière très simpliste, afin d'imager l'adaptation des impédances que nous venons de décrire pendant les paragraphes précédents et délivrant la même puissance utile dans la charge, nous pourrions représenter tout cet ensemble par un schéma équivalent dans lequel se trouverait :

- un générateur équivalent comprenant :
  - une source de tension de valeur égale à $(2V_{\text{l eff}})$,
  - une résistance interne de valeur R_{ant},

  ce générateur équivalent représente le conglomérat global $P_{\text{cond bs}}$, $G_{\text{ant bs}}$, atténuation due au médium dans lequel se passe la transmission, une densité surfacique de puissance reçue $< s >$ et enfin $G_{\text{ant t}}$;
- une charge externe comprenant une résistance de charge $R_l = R_{\text{ant}}$.

Donc, dans ce cas adapté, au demeurant fort simple, toute la puissance P_t (transférée et reçue) sera donc dissipée sous forme wattée dans la résistance $R_l = R_{\text{ant}}$. Dans ce cas la ddp $V_{l\ \text{eff}}$ présente aux bornes de R_l (dite « ddp reçue » présente aux bornes de l'antenne) sera égale à :

$$P_{t\ \text{eff}} = P_{l\ \text{eff}} = \textit{équation\_de\_Friis} = \frac{V_{l\ \text{eff}}^2}{R_{l\ \ \text{l eff}}}$$

Exemple

Prenons par exemple un système RFID UHF fonctionnant en France/Europe dans la bande 869,4-869,65 MHz :

- la base station équipée d'une antenne de type $\lambda/2$ rayonne, en accord avec les régulations locales en vigueur, une puissance maximale $P_{\text{ERP max}}$ égale à $P_{\text{bs eff}} = 500$ mW, soit une puissance EIRP de 820 mW EIRP ;
- par ailleurs on a disposé à 2 m un tag, lui-même équipé d'une antenne de type $\lambda/2$ aux bornes de laquelle on a disposé une résistance de charge dont la valeur est adaptée à la résistance de rayonnement de l'antenne du tag, soit 73 Ω.

$f = 869$ MHz
$\lambda = 0,345$ m
$P_{\text{bs ERP eff}} = 500$ mW
$G_{bs} = 1,64 \rightarrow P_{\text{bs EIRP}} = 820$ mW
$r = 2$ m
$G_{\text{ant t}} = 1{,}64$
$R_l = 73\ \Omega$
Calculons $P_{\text{t eff}}$:

$$P_{\text{t eff}} = P_{\text{bs eff}}\, G_{\text{bs}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G_{\text{ant t}}$$

$$P_{\text{t eff}} = 0{,}5 \times 1{,}64 \left(\frac{0{,}345}{4 \times 3{,}14 \times 2}\right)^2 \times 1{,}64 \ = \ 255\ \mu\text{W eff}$$

Nous pouvons calculer :

$$(V_{\text{l eff}})^2 = P_{\text{t eff}} R_l$$

$$(V_{\text{l eff}})^2 = 255 \times 10^{-6} \times 73 = 18\,615 \times 10^{-6}$$

soit

$$V_{\text{l eff}} = 136\ \text{mV} \rightarrow V_{\text{équi}} = 2V_{\text{l eff}} = 272\ \text{mV}$$

Remarque
Si le circuit d'entrée du tag est accordé avec un coefficient de qualité de $Q = 20$, la tension présente à l'entrée du circuit accordé sera bien évidemment de $20 \times (136 \times 10^{-3}) = 2{,}720$ Veff.

6.2.5 Coefficient d'atténuation de la transmission en ligne de vue directe

L'équation de Friis que nous venons de présenter aux paragraphes précédents indique la relation existant entre la puissance totale rayonnée $P_{\text{bs EIRP}}$ par la base station et celle $P_t = P_l$ disponible sur la charge disposée aux bornes de l'antenne du tag compte tenu des gains d'antennes respectifs des deux antennes lorsque $R_l = R_{\text{ant t}}$:

$$P_{\text{t eff}} = P_{\text{bs eirp eff}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G_{\text{ant t}} = P_{\text{l eff}} \text{ en watts}$$

équation dans laquelle, la valeur

$$\text{coefficient d'atténuation} = \frac{1}{\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2$$

représente la valeur absolue du « coefficient d'atténuation » (« att ») – en puissance – due au milieu dans lequel se propage l'onde électromagnétique entre la base station et le tag. L'écriture de l'équation de Friis devient :

$$P_t = P_{\text{bs eirp}} \frac{1}{\text{att}} G_{\text{ant t}}$$

Sachant que $\lambda = vT$ (v = vitesse de propagation de l'onde, environ celle de la lumière = c, et T = période de l'onde), et enfin en remplaçant T par sa valeur, $T = 1/f$, cette équation s'écrit également :

$$P_t = P_{\text{bs}}\, G_{\text{bs}} \left(\frac{v}{4\pi rf}\right)^2 G_{\text{ant t}}$$

ou encore

$$\text{coefficient d'atténuation} = \text{att} = \frac{1}{\left(\frac{v}{4\pi rf}\right)^2}$$

Comme l'indique cette équation, la puissance disponible P_t diminue donc avec les carrés de la distance et de la fréquence. Tout étant égal par ailleurs, ce coefficient d'atténuation est donc beaucoup plus important à 2,45 GHz qu'à 900 MHz. De plus, le coefficient d'atténuation dépend également du milieu traversé au travers de la vitesse réelle v de propagation des ondes dans celui-ci.

■ Coefficient d'atténuation en dB

Estimons maintenant la valeur de cette atténuation, non plus en valeur absolue, mais en dB :

$$\text{att (en dB)} = 10 \log \frac{1}{\left(\frac{v}{4\pi rf}\right)^2} = -20 \log \frac{v}{4\pi rf}$$

avec f la fréquence en Hz et r la distance en m.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

En prenant pour vitesse de propagation des ondes v, sensiblement égale à celle de la lumière, environ 3×10^8 m · s^{-1}, il vient :

$$\text{att (en dB)} = -[10 \times 2(+\log v - \log 4\pi - \log r - \log f)]$$

$$\text{att (en dB)} = -[20(\log 3 \times 10^8) - 20\log 12,56 - 20\log r - 20\log f]$$

$$\text{att (en dB)} = -[147,56 - 20\log r - 20\log f]$$

$$\text{att (en dB)} = -147,56 + 20\log f + 20\log r,\ f \text{ en hertz et } r \text{ en mètres}$$

Du fait de la forme de l'équation de l'atténuation, on dit souvent que celle-ci décroît de « 20 dB par décade » en fréquence et en distance.

Remarque

En fait, si l'on veut être plus précis, l'atténuation en ligne de vue de propagation est donnée par :

$$\text{att (en dB)} = -147{,}56 + 20\log f + 20\log r + (E_s(p) + Ag)$$

avec $E_s(p)$ facteur de correction dû aux chemins multiples de l'onde transmise et/ou à certains phénomènes de focalisation d'ondes. Pour information :

$$E_s(p) = 2{,}6 \times \left(1 - e^{\left(\frac{-r}{10}\right)} \log \frac{p}{50}\right) = 0 \quad \text{pour } p = 50\ \%$$

Ag est l'absorption gazeuse.

Généralement, dans un milieu libre (*free space*) $E_s(p)$ et Ag sont négligeables et l'équation générale présentée au paragraphe précédent est souvent suffisante.

Pour de sombres raisons pratiques, très souvent on écrit cette équation en utilisant des unités différentes, plus appropriées aux applications RFID et aux fréquences auxquelles elles fonctionnent. Dans ce cas, l'équation générale ci-dessus devient :

f fréquence exprimée en GHz	**f fréquence exprimée en GHz**
r distance exprimée en km	**r distance exprimée en m**
$\text{att (en dB)} = -147{,}5 + 20\log f + 20\log r$	$\text{att (en dB)} = -147{,}5 + 20\log f + 20\log r$
$\text{att (en dB)} = -147{,}5 + 20\log(f \times 10^9) + 20\log(r \times 10^3)$	$\text{att (en dB)} = -147{,}5 + 20\log(f \times 10^9) + 20\log r$
$\text{att (en dB)} = -147{,}5 + (20 \times 9) + 20\log f + (20 \times 3) + 20\log r$	$\text{att (en dB)} = -147{,}5 + (20 \times 9) + 20\log f + 20\log r$
$\text{att (en dB)} = -147{,}5 + (180 + 60) + 20\log f + 20\log r$	$\text{att (en dB)} = -147{,}5 + 180 + 20\log f + 20\log r$
soit, en définitive, la même équation est présentée	
soit : f en GHz, r en km	**soit : f en GHz, r en m**
$\text{att (en dB)} = 92{,}5 + 20\log f + 20\log r$	$\text{att (en dB)} = 32{,}5 + 20\log f + 20\log r$

Exemples

Afin de donner quelques idées concrètes, prenons quelques exemples RFID utilisés en UHF et SHF (dans l'air ou dans le vide) et utilisons comme unités des gigahertz et des mètres.

□ **En UHF**

À 910 MHz (valeur moyenne de la bande 860-960 MHz)

Utilisons l'équation approchée exprimée en GHz et m :

$$\text{att (dB)} = 32{,}5 + 20\log f + 20\log r$$

$$\text{att (dB)} = 32{,}5 + 20\log(0{,}91) + 20\log r = 32{,}5 + 20 \times (-0{,}041) + 20\log r$$

$$\text{att (dB)} @ 910\ \text{MHz} = 31{,}68 + 20\log r$$

avec r en m

– à 1 m : att (dB) = 31,68 + 20 log(1) = 31,68 dB
– à 4 m : att (dB) = 31,68 + 20 log(4) = 43,72 dB

À 4 m = constante et dans l'étendue de la bande de fréquences de 860 et 960 MHz

Utilisons l'équation approchée (en GHz et m) :

$$\text{att (dB)} @ 4\ \text{m} = 32{,}5 + 20\log f + 20\log r$$

$$\text{att (dB)} @ 4\ \text{m} = 32{,}5 + 20\log f + 20\log(4) = 44{,}541 + 20\log f$$

$$\text{att (dB)} @ 860\ \text{MHz} = 44{,}541 + 20\log(0{,}86) = 43{,}23\ \text{dB}$$

$$\text{att (dB)} @ 960\ \text{MHz} = 44{,}541 + 20\log(0{,}96) = 44{,}186\ \text{dB}$$

Delta d'atténuation Δ *dans la bande de fréquence de 860 à 960 MHz*

En supposant que tous les paramètres restent constants/parfaits sur l'étendue de la bande dans l'exemple ci-dessus (ce qui ne sera jamais le cas car la longueur fixe de l'antenne n'est vraiment $\lambda/2$ que pour une seule fréquence !), à 4 m, entre le centre de la bande (considéré comme référence) et les extrémités inférieures et supérieures il y a respectivement

att (dB) @ 910 MHz = 0 dB : fréquence de référence... aux États-Unis

att (dB) @ 860 MHz = (43,72 – 43,231) = +0,482 dB,
on est plus performant en bas de bande (Europe)

att (dB) @ 960 MHz = (43,72 – 44,186) = –0,466 dB,
on est moins performant en haut de bande (Japon)

... soit un delta entre haut et bas de bande de $\Delta = 0,955$ dB.

□ **En SHF, à 2,45 GHz**

De même, *via* l'équation approchée (en GHz et m) :

$$\text{att (dB)} = 32{,}5 + 20\log f + 20\log r$$

$$\text{att (dB)} = 32{,}5 + 20\log(2{,}45) + 20\log r$$

$$\text{att (dB)} @ 2{,}45\ \text{GHz} = 40{,}3 + 20\log r$$

avec r en m

– à 1 m : att (dB) = 40,3 + 20 log(1) = 40,3 dB
– à 10 m : att (dB) = 40,3 + 20 log(10) = 60,3 dB

Pour information, comme nous l'avons indiqué précédemment, tout étant égal par ailleurs (à même distance d'observation, etc.), l'atténuation est sept (7,4) fois plus importante à 2,45 GHz qu'à 900 MHz (comme l'indique l'équation de l'atténuation, dans le carré du rapport

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

des fréquences), c'est-à-dire, $(2\,450/900)^2 = 7{,}4$ ou encore en dB, $10 \log 7{,}4 = 8{,}7$ dB ! $= 40{,}3 - 31{,}58 = 8{,}7$ dB... CQFD !

Remarque importante
De plus, sachez également que, pour de simples raisons de résonance (mécanique) interne de molécules, certains corps chimiques absorbent plus que d'autres l'énergie transportée par certaines longueurs d'onde. C'est notamment le cas de la molécule d'eau à la fréquence de 2,45 GHz. Si ces molécules sont présentes dans le milieu de transmission, l'atténuation résultante sera considérable. Par exemple, comme nous le montrerons en détail au chapitre 7, en technique RFID, il est déconseillé d'utiliser la fréquence 2,45 GHz pour étiqueter des paquets pouvant rester sur des quais de déchargement et pouvant donc être soumis à l'humidité, la pluie, le givre ou la neige... ou bien encore à des cas d'humidifications malveillantes volontaires d'étiquettes pour les faire « disparaître » lors de tentatives d'identifications RFID suivantes.

6.3 Définition des principaux paramètres requis pour une application RFID

Avant d'examiner en détail les relations entre puissances émises, distances minimales de fonctionnement, etc. définissons en quelques mots ce qui qualifie et caractérise globalement le tag et circuit intégré qui le compose.

6.3.1 Sensibilité du transpondeur

Parfois, la puissance efficace minimale nécessaire, $P_{t\,\min}$, que la surface effective de l'antenne σ_{et} doit collecter pour que le transpondeur, commence à fonctionner correctement est appelée *transponder sensitivity*.
Le montage généralement utilisé pour convertir en puissance continue l'énergie transportée par le champ RF et récoltée par la surface effective de l'antenne est représenté *figure 6.6*. Comme l'indique celle-ci, l'antenne reçoit l'énergie électromagnétique et, dans le cas d'une antenne dipôle $\lambda/2$, convertit l'impédance de l'air (377 Ω) en 73 Ω vue en bout des terminaisons de l'antenne. Les deux diodes Schottky, à faibles tensions directes, disposées aux bornes de l'antenne forment un doubleur de tension et permettent de récupérer sous forme de tension continue (V_{dc}) présente aux bornes de la capacité C de filtrage l'énergie ($W = \frac{1}{2}CV^2$) RF émise par la base station puis reçue par le tag.

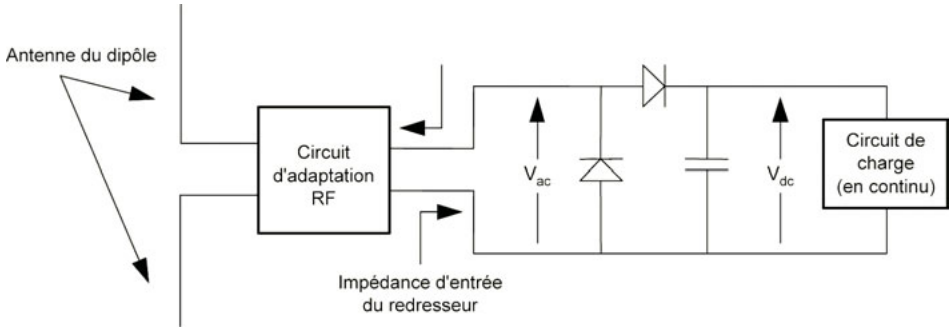


Figure 6.6 – Bloc diagramme équivalent de la réception d'énergie d'un tag UHF-SHF.

Du fait de la basse impédance de l'antenne, la puissance nécessaire pour faire fonctionner le circuit est fonction de la tension nécessitée par le circuit intégré et de l'impédance de l'antenne.

■ Exemple

Dans le cas de circuits intégrés fonctionnant sous x volts continus (V_{dc}), en utilisant un montage doubleur de tension précédemment évoqué dont les chutes de tension directes des diodes sont de l'ordre de $2 \times 0{,}3$ V, il suffit de récolter une tension efficace $V_{\text{eff min}}$ de $\frac{\frac{x}{2}}{\sqrt{2}}$ V efficaces de tension RF, ce qui correspond à une puissance efficace minimum de $P_{\text{t eff min}}$ milliwatts efficaces sur une antenne accordée $\lambda/2$ dont la résistance de rayonnement $R_{\text{ant t}}$ est égale à 73 Ω.
Le *tableau 6.2* présente un exemple.

Tableau 6.2

V_{dc} nécessaire à l'alimentation du circuit intégré	V_{dc}	5	3	2	0,4
V directes des deux diodes du doubleur de tension	V	0,6	0,6	0,4	0,4
$V_{\text{crête}}$ avant redressement puis filtrage	$V_{\text{crête}}$	5,6	3,6	2,4	0,8
$V_{\text{crête}}$ nécessaire de la tension incidente	$V_{\text{crête}}$	2,8	1,8	1,2	0,4
$V_{\text{eff min}} = (V_{\text{crête}}/2)/1{,}414$	$V_{\text{eff min}}$	1,980	1,273	0,848	0,28
$P_{\text{t eff min}} = \frac{V^2_{\text{eff min}}}{R_{\text{l adaptée}}}$	mW	53,7	22	10	1

Note : les tensions ci-dessus sont indiquées en Volts

Afin de donner un exemple précis, lors de l'adaptation d'impédance, pendant la phase de fonctionnement non modulée, le seuil (*threshold*) de puissance du circuit intégré U_code HSL de Philips Semiconductors, réalisé dans une technologie CMOS 2 V_{dc}, est de 35 μW à 900 MHz et de 120 μW à 2,45 GHz.
Vous savez maintenant chiffrer à peu près correctement le niveau de puissance que l'on est apte à recevoir à une certaine distance. En voiture pour de nouvelles aventures !

6.3.2 *And now, ladies and gentlemen...*

Après ce petit hors-d'œuvre de mise en jambes, revenons maintenant concrètement aux problèmes qui se posent quotidiennement aux utilisateurs de RFID. En effet fréquemment, à l'adaptation, la puissance minimale $P_{\text{min}} = P_{\text{t min}}$ étant définie comme la puissance minimale que nécessite le circuit intégré du tag, pour fonctionner correctement le problème réside à déterminer notamment :

– soit quelle sera la valeur de la distance maximale de fonctionnement d'un tag particulier pour une puissance $P_{\text{bs EIRP}}$ donnée ;
– soit quelle sera la puissance $P_{\text{bs EIRP min}}$ que devra délivrer la base station pour obtenir une distance de fonctionnement souhaitée ;
– quelle doit être la valeur minimale du champ électrique E_{min} pour faire fonctionner un tag donné à une distance déterminée.

Quelques remarques importantes
Afin d'être très explicite, le terme « bon fonctionnement du tag » sous-tend différentes notions :
La première peut être celle par laquelle on évoque un tag de type « télé-alimentable », et donc la puissance à lui apporter décrite ci-dessus est celle suffisante à assurer une alimentation locale correcte.
La seconde peut être due au fait qu'il soit nécessaire d'apporter un niveau minimum de puissance au tag afin que son étage d'entrée puisse fonctionner correctement (indépendamment de son mode d'alimentation, « télé-alimenté » ou *battery assisted*).
La troisième peut consister à résoudre simultanément les deux conditions précédentes.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Par ailleurs, attention donc à ne pas confondre la notion de distance « de bon fonctionnement du tag » (il est alimenté, il sait comprendre des commandes, il sait répondre à des ordres, etc.) et celle de « bon fonctionnement d'un ensemble RFID » qui inclus à la fois les notions de performances de la liaison montante (ci-dessus) mais aussi toutes celles de la liaison descendante (sensibilité de l'étage d'entrée de la base station, etc.).

Dans ces trois cas il faut utiliser la formule de Friis « à l'envers ». Reprenons celle-ci :

$$P_{\text{t eff}} = P_{\text{bs eirp eff}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G_{\text{ant t}} \text{ en watt efficace}$$

grâce à laquelle nous allons extraire de très nombreux paramètres servant à définir et caractériser finement une application RFID.

■ Valeur de la distance maximale théorique possible de télé-alimentation et de fonctionnement d'un tag donné

Ce problème est certainement le plus classique et le plus fréquent que se pose l'utilisateur de tags en UHF et SHF. Il se situe dans le cadre dans lequel les paramètres de la base station sont imposés ($P_{\text{bs EIRP}}$) et la performance de consommation du tag $P_{\text{t min}}$ nécessaire à son fonctionnement est connue. Dans ce cadre on peut extraire directement plusieurs formes de la valeur maximale théorique de r de l'équation de Friis :

$$r_{\max} = \sqrt{\frac{P_{\text{bs eirp}}\, G_{\text{ant t}} \lambda^2}{P_{\text{t min}}\, (4\pi)^2}}$$

$$r_{\max} = \frac{\lambda}{4\pi r} \cdot \sqrt{\frac{P_{\text{bs eirp}}}{P_{\text{t min}}} . G_{\text{ant t}}}$$

$$r_{\max} = \frac{\lambda}{4\pi r} \cdot \sqrt{\frac{P_{\text{cond bs}}}{P_{\text{t min}}} . G_{\text{ant bs}}\, G_{\text{ant t}}}$$

□ Exemple 1

La *figure 6.7* donne un exemple de distances théoriques maximales, **hors toutes tolérances et dispersions**, dans le plan équatorial, sur l'axe principal pour un tag (U_code HSL de NXP/Philips Semiconductors) nécessitant une puissance $P_{\text{t min nom}} = 35\ \mu\text{W}$ à 900 MHz en UHF et $P_{\text{t min nom}} = 120\ \mu\text{W}$ à 2,45 GHZ en SHF pour les différentes puissances EIRP applicables en accord avec les régulations en vigueur en Europe et aux États-Unis, et des bases stations et des tags utilisant chacun des antennes de type $\lambda/2$ exactement accordées sur la valeur de la fréquence incidente.

Note

Pour information, la valeur de la puissance $P_{\text{t min}}$ dépend des technologies utilisées par les fabricants de composants, des complexités ou fonctionnalités que supportent les circuits intégrés des tags, etc. En UHF, généralement, celle-ci est de l'ordre de 10 à 150 µW selon les types et les usages.

□ Exemple 2

Considérons à présent l'utilisation d'un même le tag – **même antenne et même circuit intégré** en technologie CMOS – et, en supposant que la consommation de ce dernier (puissance P_t) augmente (sensiblement proportionnellement) avec la fréquence à laquelle il fonctionne dans la bande entre 860 et 960 MHz, en reprenant l'équation ci-dessus dans laquelle on remplace λ par sa valeur v/f nous pourrons calculer l'écart précis entre les distances maximales de fonctionnement en Europe et celles des États-Unis.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Range calculations for UHF & SHF systems (theorical, out of & including tolerances)

condition de télé-alimentation selon l'équation de Friss				INPUT																			OUTPUT
							Base station						Tag										
				Frequency			Pbs cond	Antenna gain Gbs			P ERP	P EIRP = Pbs.Gbs	Antenna gain		Min. Power for the chip		Antenna polarization		Antenna efficiency		Antenna matching		Operating range
							max				max	max	(dipole λ/2)				p		loss		q		max
			note	f MHz	λ m	duty cycle	Pbs W	Gbs	Gbs dBd	Gbs dBi	P ERP W	P EIRP W	Glbl	equals dB	Pchip µW	equals dBm	polar	equals dB	AntEff %	equals dB	Match %	equals dB	range m
UHF	Europe	in/outdoor	a	869,4	0,345	10%	0,5	1,64	0	2,15	0,50	0,82	1,64	2,15	35	-14,56	100	0,00	100	0,00	100	0,00	5,38
		indoor only	b	867,6	0,346	LBT	2	1,64	0	2,15	2,00	3,28	1,64	2,15	35	-14,56	100	0,00	100	0,00	100	0,00	10,79
	America	in/outdoor	c	915,0	0,328	100% FHSS	1	4		6,02	2,44	4,00	1,64	2,15	35	-14,56	100	0,00	100	0,00	100	0,00	11,30
SHF	Europe	in/outdoor		2450,0	0,122							0,5	1,64	2,15	120	-9,21	100	0,00	100	0,00	100	0,00	0,81
		indoor only		2450,0	0,122	15%						4	1,64	2,15	120	-9,21	100	0,00	100	0,00	100	0,00	2,28
	America	in/outdoor		2450,0	0,122							4	1	0,00	120	-9,21	100	0,00	100	0,00	100	0,00	1,78
				2450,0	0,122							4	1,64	2,15	120	-9,21	100	0,00	100	0,00	100	0,00	2,28

a en Europe, dans cette bande, P ERP max possible = 0,5 W - puissance décrite selon une base d'antenne l /2 doit donc être associée à Gbs de 1,64
b en Europe, dans cette bande, P ERP max possible = 2 W - puissance décrite selon une base d'antenne l /2 doit donc être associée à Gbs de 1,64
et doit être associée à la norme ESTI 302 208 du LBT (Listen Before Talk) obligatoire
c la FCC stipule Pmax EIRP = + 36 dBm = 4W avec P_cond_max = 1 W (30 dB) avec donc une antenne non isotrope de G = 4 (6 dB) … donc directive

Figure 6.7 – Distances théoriques de fonctionnement en UHF et SHF (tags télé-alimentés).

En prenant pour hypothèses,

– en Europe :

$$f_{\text{central europe}} = 867 \text{ MHz} \qquad P_{\text{erp}} = 2 \text{ W (en mode LBT)} \qquad P_{\text{eirp}} = 3{,}28 \text{ W}$$

– aux USA :

$$f_{\text{central usa}} = 915 \text{ MHz} \qquad P_{\text{eirp}} = 4 \text{ W}$$

En ne tenant pas compte de la variation du gain de l'antenne $G_{\text{ant t}}$ du tag et de sa désadaptation d'impédance due à cette variation du gain due au fait que sa longueur ne sera jamais $\lambda/2$ à l'une ou l'autre des fréquences la valeur théorique du rapport entre $r_{\text{max europe}}/r_{\text{max USA}}$ s'écrit alors :

$$\frac{r_{\text{max europe}}}{r_{\text{max usa}}} = \frac{\text{f}_{\text{central usa}}}{\text{f}_{\text{central europe}}} \cdot \sqrt{\frac{P_{\text{bs eirp max europe}}}{P_{\text{bs eirp max usa}}}} \cdot \sqrt{\frac{P_{\text{t 915}}}{P_{\text{t 867}}}}$$

$$\frac{r_{\text{max europe}}}{r_{\text{max usa}}} = \frac{915}{867} \cdot \sqrt{\frac{3.28}{4}} \cdot \sqrt{\frac{915}{867}}$$

soit :

$$\frac{r_{\text{max europe}}}{r_{\text{max usa}}} = [1.055 \times 0.9055] \times 1.027$$

$$\frac{r_{\text{max europe}}}{r_{\text{max usa}}} = [0.955] \times 1.027$$

$$r_{\text{max europe}} = 98 \text{ \% de } r_{\text{max USA}}$$

On peut donc conclure de ce résultat que l'on obtient pratiquement les mêmes distances maximales de fonctionnement en Europe avec 2 W erp qu'avec 4 W eirp aux USA.

■ Puissance $P_{\text{bs EIRP min}}$ que doit fournir la base station pour obtenir le bon fonctionnement du tag à la distance r

Réciproquement, pour que le moins performant des tags fonctionne correctement à une distance r déterminée, il faut que la base station rayonne une puissance EIRP minimale $P_{\text{bs EIRP min}}$ telle que celle-ci soit apte à lui délivrer au moins la puissance minimum $P_{t\ min}$ nécessaire à son bon fonctionnement comme indiquée au paragraphe précédent. Reprenons à nouveau l'équation de Friss à l'envers. Il vient immédiatement :

$$P_{\text{bs eirp min}} = \frac{P_{\text{t eff}}}{G_{\text{ant t}}} \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2 \text{ en watt efficace}$$

Attention !

La proportionnalité étant directe entre P_t et $P_{\text{bs EIRP}}$, il est très important de faire attention aux écarts existants entre les valeurs « typiques » et les valeurs « minimales et maximales » de puissances publiées et garanties par les fabricants de circuits intégrés susceptibles d'être utilisés avant d'avoir de très mauvaises surprises de « défauts de fonctionnement » dans une application RFID... et surtout de dépasser les valeurs maximales P_{ERP} et/ou P_{EIRP} qu'autorisent les régulations locales !

■ Valeur minimale de la tension $V_{\text{reçue min}}$ nécessaire au bon fonctionnement du tag

Ceci revient également à dire qu'il faut que la tension appliquée aux broches/pads de connexion du circuit intégré du tag dépasse la tension minimale de seuil requise $V_{\text{ic eff min}}$ (souvent notée $V_{\text{ic threshold}}$) indiquée par le fabricant de celui-ci.

□ **Exemple**

Prenons à nouveau à titre d'exemple le circuit U_code HSL de NXP/Philips Semiconductors. La *data sheet* de ce produit indique qu'il nécessite une puissance minimale de seuil de fonctionnement de $P_{ic} = 35\ \mu W$ @ 867 MHz et qu'à cette fréquence la valeur complexe de son impédance d'entrée est égale à $Z_{ic} = 35 - j720 = (R_{ic\,s} + j\,X_{ic\,s})$, c'est-à-dire l'équivalent d'un circuit composé d'une résistance série de 35 Ω disposée en série avec une capacité telle que $\frac{1}{C_{ic\,s}\omega} = 720\ \Omega$ soit une capacité $C_{ic\,s}$ de 240 fF (*figure 6.8*).

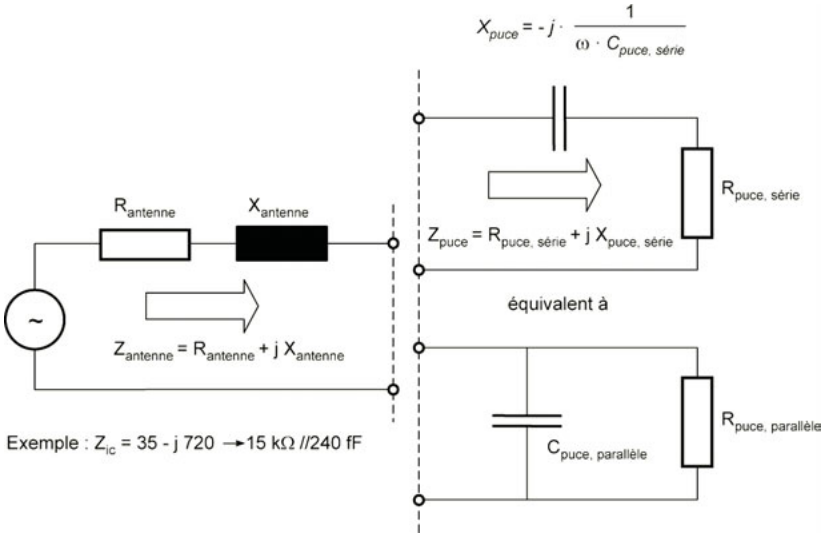


Figure 6.8 – Schéma équivalent de l'étage d'entrée d'un circuit intégré UHF-SHF.

Par ailleurs, la valeur intrinsèque du coefficient de qualité Q_{ic} du circuit intégré est égale à :

$$Q_{ic} = \frac{X_{ic\,s}}{R_{ic\,s}}$$

$$Q_{ic} = \frac{1}{R_{ic\,s} C_{ic\,s}\omega}$$

$$Q_{ic} = \frac{720}{35} = 20{,}6$$

Par définition, la puissance (wattée) de 35 μW efficace est entièrement dissipée dans la résistance de 35 Ω. Sachant que $P = R_{ic\,s} I_{ic}^2$, calculons le courant équivalent circulant dans la résistance :

$$I_{ic\ eff} = \sqrt{\frac{P_{ic}}{R_{ic\,s}}}$$

$$I_{ic\ eff} = \sqrt{\frac{35 \times 10^{-6}}{35}} = 1\ \text{mA eff}$$

Du fait que ce courant circule dans le circuit série $R_{ic\,s}$, $C_{ic\,s}$, la différence de potentiel $V_{ic\ eff}$ se développant aux bornes de cet ensemble sera égale à :

$$V_{ic\ eff} = |Z_{ic}| I_{ic\ eff}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

avec bien sûr :

$$|Z_{ic}| = \sqrt{R_{ic\,s}^2 + X_{i\,cs}^2}$$

$$|Z_{ic}| = \sqrt{35^2 + 720^2} = 720{,}85\ \Omega$$

Notez la forte prédominance de l'impédance de la capacité :

$$V_{ic\ eff} = |Z_{ic}| I_{ic\ eff} = 720{,}85\ \text{mV eff}$$

ou encore, plus facile à mesurer = 1,019 $V_{crête}$ ou 2,038 V crête à crête.
Cette tension est celle qui doit être réellement présente à l'entrée du circuit intégré pour que celui-ci fonctionne correctement.

Remarque
Si l'on avait envisagé une configuration parallèle équivalente du circuit d'entrée du circuit intégré, à même puissance wattée dissipée dans celui-ci (35 µW) cela aurait représenté une résistance parallèle équivalente de :

$$P_{ic} = \frac{V_{ic}^2}{R_{ic\,p}}$$

$$\text{d'où } R_{ic\,p} = \frac{V_{ic}^2}{P}$$

$$R_{ic\,p} = \frac{(720{,}85 \times 10^{-3})^2}{35 \times 10^{-6}} = 14{,}85\ \text{k}\Omega$$

et une capacité $C_{ic\,p} \approx C_{ic\,s} = 240$ fF.

Remarque importante
Pour l'exemple ci-dessus nous avons choisi d'utiliser le circuit intégré U_code HSL de NXP/Philips Semiconductors. Pourquoi pas, n'est ce pas ! Il est quand même à noter qu'il existe sur le marché d'autres circuits dont les impédances $R + jX$ sont différentes et plus ou moins adaptées à d'autres modes de fonctionnement ou d'applications du tag.
À titre d'exemple nous vous proposons d'examiner le *tableau 6.3* (non limitatif et à une date donnée, ... à vous de compléter) dont les valeurs ont été données bien entendu dans les mêmes conditions de puces nues, à même fréquence 867 MHz ($\omega = 2\pi f = 5{,}445 \times 10^9$ rd · s^{-1}).

Tableau 6.3

	$R_{ic\,s}$ (Ω)	$X_{ic\,s}$ (Ω)	Q	$R_{ic\,p}$ (Ω)	$C_{ic\,p}$ (fF)
U_code HSL (ISO 18 000-6 B)					
Puce nue	35	– j 720	20,6	14 850	255
En boîtier (TSSOP 8)	12,7	– j 457	36	16 460	401
U_code EPC C1 G2					
première génération Puce nue	41	– j 865	21,3	18 080	212
première génération en boîtier (TSSOP 8)	22	– j 404	19	7 460	454
seconde génération Puce nue	17	– j 170	10	1 700	1 100
ST µE - XRA000 EPC G1	7,4	– j 218	29,45	6 420	843

Comme vous pourrez le remarquer sur ce tableau, les valeurs de R, X et Q des divers produits diffèrent largement, ce qui par voie de conséquence entraîne des conceptions d'antennes différentes (dimensions, formes, technologies, matériaux, etc.) afin d'être le mieux adapté en valeurs de R_{ant} et de réactance conjuguée... c'est-à-dire en valeur d'inductance d'antenne.
Examinons à présent rapidement deux cas de figures, le premier dans le cas où le tag n'est pas accordé, le second dans lequel celui-ci l'est.

Tag non accordé

À même courant circulant dans l'ensemble « antenne + circuit d'entrée du circuit intégré », ceci sous-entend que le champ électrique développe aux bornes de l'antenne une tension $V_{\text{equi eff}}$ égale à $(V_{\text{ic eff}} + R_{\text{ant t}} I_{\text{c eff}})$.

Tag accordé (... ils le sont tous plus ou moins !)

Très souvent, on s'arrange pour que l'impédance $Z_{\text{ant t}}$ de l'antenne du tag soit de la forme $(R_{\text{ant t}} + jX_{\text{ant t}})$ afin de procéder – pour la fréquence centrale d'utilisation – à la fameuse adaptation d'impédance conjuguée en R et en X. De ce fait, le tag (l'ensemble formé de l'« antenne + circuit intégré ») devient un circuit accordé et possède son propre coefficient de qualité (en charge) $Q_{\text{tag}} = X/R$, R représentant la résistance de charge globale du circuit accordé.
La surtension due à ce coefficient de qualité participe bien évidemment à fournir concrètement une tension Q_{tag} fois supérieure à l'entrée du circuit intégré. Le fait que l'antenne du tag et sa charge soient adaptées entraîne que $R_{\text{ant t}}$ et $R_{\text{ic s}}$ soient égales entre elles et que dans ce cas $Q_{\text{tag}} = Q_{\text{ic}}/2$ (*figure 6.9*).

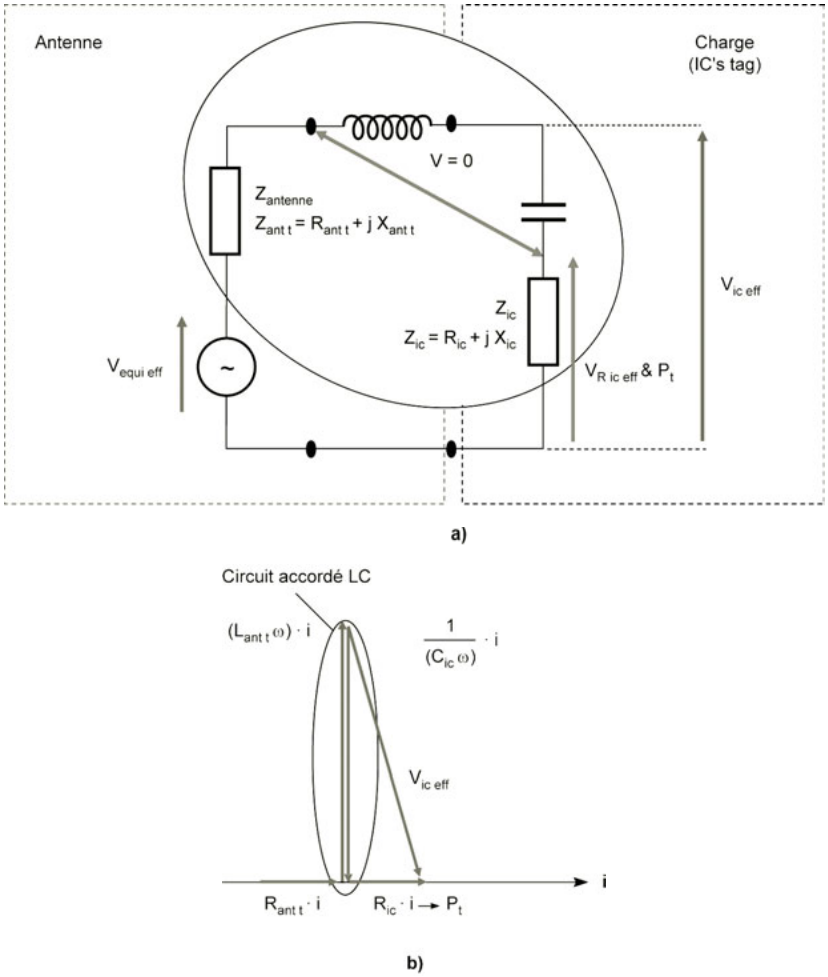


Figure 6.9 – Schéma équivalent lors de l'adaptation conjuguée de l'antenne et de sa charge.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Le diagramme des phases indiqué également sur cette figure indique clairement que :

- les deux tensions présentes aux bornes de l'inductance de l'antenne et de la capacité du circuit intégré sont de valeurs égales et opposées, donc que leur somme est nulle, puisque $LC\omega^2 = 1$ ($C_{\text{ic s}} = 240$ fF ce qui implique $L_{\text{ant s}} = 130$ nH à 900 MHz) ;
- lors de cette adaptation conjuguée, la tension $V_{\text{equi eff}}$ est égale (comme d'habitude) à deux fois la tension présente aux bornes de R_{ic}, c'est-à-dire $(2R_{\text{ic}}I_{\text{ic}}) = 2 \times 35 \times 1 \times 10^{-3} = 70$ mV eff ;
- la tension V_{ic} présente aux bornes du circuit intégré est $(Q + 1)$ fois celle présente sur R_{ic} ;
- le circuit accordé LC (totalement réactif) est entièrement transparent par rapport à la puissance transférée par l'antenne à la charge wattée R_{ic}, et donc que l'équation de Friis s'applique directement. Le circuit accordé n'a en fait pour mission que d'amener la tension présente aux bornes du circuit intégré à la bonne valeur pour que l'électronique de celui-ci puisse fonctionner correctement ! Le compromis technologique de la réalisation du tag se situe donc au niveau de la réalisation d'un ensemble tel que la puissance consommée soit la plus faible (par exemple 30 μW), que la capacité soit la plus petite en surface et en technologie sans en réduire pour autant sa valeur à l'extrême qui ne permettrait plus ni de disposer de la tension nécessaire à la bonne alimentation du circuit intégré ni de faciliter son montage industriel sur les tags compte tenu des tolérances de placement (par exemple 1,1 pF). Il est à noter également que le circuit que nous avons choisi pour nos exemples – U_code de NXP/Philips Semiconductors – comporte en interne un circuit doubleur de tension qui évite d'utiliser une valeur de Q trop élevée qui aurait eu pour effet de rendre la bande passante trop sélective pour les applications RFID envisagées.

À suivre...

■ Valeur minimale du champ électrique E_{min} nécessaire au bon fonctionnement du tag

Cette tension ne sera présente que lorsque la valeur du champ électrique rayonné E aura atteint la valeur E_{min} ! Ceci revient donc à estimer la valeur minimum de champ électrique E nécessaire au tag ! Pour cela, repartons de l'équation de la puissance disponible sur la charge R_l qui par définition à l'adaptation est égale à :

$$P_{\text{t eff}} = \frac{V^2_{\text{reçue eff}}}{R_l} = \sigma_{e\,t} s_{\text{eff}} \text{ en } \text{W}_{\text{eff}}$$

Connaissant en champs lointains la relation qui lie la densité surfacique de puissance incidente efficace s et le champ électrique E :

$$s_{\text{eff}} = \frac{1}{2}\frac{|E|^2}{Z_0} = \frac{E^2_{\text{eff}}}{Z_0} \text{ en } \text{W}_{\text{eff}} \cdot \text{m}^{-2}$$

et en reportant les valeurs respectives de $\sigma_{e\,t}$ et s_{eff} dans l'équation de $P_{\text{t eff}}$, il vient :

$$P_{\text{t eff}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{ant t}} \frac{E^2_{\text{eff}}}{Z_0} = \frac{V^2_{\text{reçue eff}}}{R_{ls}}$$

De l'expression ci-dessus, en remplaçant Z_0 (impédance de l'air) par sa valeur (120π), nous pouvons tirer la valeur minimale du champ électrique nécessaire pour faire fonctionner un tag

dont la puissance minimale de fonctionnement est connue, soit :

$$E_{\text{min eff}} = \sqrt{\frac{4\pi \times 120\,\pi \times P_{\text{t eff}}}{\lambda^2 G_{\text{ant t}}}} = \frac{4\pi}{\lambda_0}\sqrt{\frac{30 P_{\text{t eff}}}{G_{\text{ant t}}}}$$

En remplaçant successivement par leurs valeurs les différents paramètres dans les équations ci-dessus, nous tirons directement ($R_l = R_{\text{ant}}$) :

$$V_{\text{reçue eff}} = \frac{\lambda}{4\pi r}\sqrt{(P_{\text{bs}}\, G_{\text{bs}})\, G_{\text{ant t}} R_{\text{ant}}} \text{ en volts}$$

... valeur que nous avons déjà trouvée précédemment.

Bien évidemment, lorsque $R_l = R_{\text{ant}}$, la tension aux bornes de l'antenne du tag est $V_{\text{equi eff}} = 2V_{\text{reçue eff}}$.

□ **Suite de l'exemple**

À 900 MHz ($\lambda = 33{,}3$ cm), avec une antenne de type dipôle $\lambda/2$ de gain 1,64 et un tag dont la puissance minimale de fonctionnement est de 35 μW, pour qu'il fonctionne correctement il faut que celui-ci soit baigné dans un champ électrique minimal de :

$$E_{\text{min eff}} = \frac{4\pi}{0{,}33}\sqrt{\frac{30 \times 35 \times 10^{-6}}{1{,}64}} = 0{,}963 \text{ V.m}^{-1}\text{eff}$$

Dans le cas où les régulations locales en vigueur à respecter indiquent une puissance $P_{\text{bs ERP max}} = 500$ mW, soit $P_{\text{bs EIRP max}} =$ de 820 mW, ce champ minimal sera garanti à une distance maximale de fonctionnement de :

$$E_{\text{eff}} = \frac{\sqrt{30 P_{\text{bs eirp eff}}}}{r} = \frac{5{,}478\sqrt{P_{\text{bs eirp eff}}}}{r}$$

soit :

$$r = \frac{5{,}478\sqrt{P_{\text{bs eirp eff}}}}{E_{\text{eff}}}$$

$$r = \frac{5{,}478\sqrt{0{,}820}}{0{,}963} = 5{,}15 \text{ m}$$

À suivre à nouveau...

■ Longueur effective d'une antenne

À l'aide des deux équations ci-dessus, il est facile de tirer de façon très triviale la valeur $l_{\text{effective}}$ de la longueur « effective » de l'antenne. Sachant d'une part que :

$$s_{\text{eff}} = \frac{1}{2}\frac{|E|^2}{Z_0} = \frac{E_{\text{eff}}}{Z_0} \text{ en W}_{\text{eff}} \cdot \text{m}^{-2}$$

et d'autre part que $V_{\text{equi eff}} = l_{\text{effective}} E_{\text{eff}}$, il vient immédiatement :

$$l_{\text{effective}} = \frac{V_{\text{équi eff}}}{\sqrt{s_{\text{eff}} Z_0}}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Remplaçons chacun des termes par leurs valeurs :

$$V_{\text{equi eff}} = 2V_{\text{reçue eff}} \text{ (lors de l'adaptation d'impédance } R_l = R_{\text{ant t}})$$

$$l_{\text{effective}} = \frac{2\frac{\lambda}{4\pi r}\sqrt{P_{\text{bs}}\, G_{\text{bs}} G_{\text{ant t}} R_{\text{ant t}}}}{\sqrt{\frac{P_{\text{bs eirp eff}}}{4\pi r^2} Z_0}}$$

en notant que $P_{\text{bs}} G_{\text{bs}}$ et $P_{\text{bs EIRP eff}}$ représentent la même valeur, après simplifications, il vient :

$$l_{\text{effective}} = \frac{\lambda\sqrt{G_{\text{ant t}} R_{\text{ant t}}}}{\pi\sqrt{120}}$$

□ **Cas de l'antenne dipôle λ/2**

Pour une antenne dipôle λ/2, de gain $G_{\text{ant t}} = 1{,}64$, lorsqu'elle est adaptée $R_l = R_{\text{ant t}} = 73{,}128\ \Omega$, il vient :

$$l_{\text{effective}} = \frac{\lambda\sqrt{1{,}64 \times 73{,}128}}{\pi\sqrt{120}}$$

$$l_{\text{effective}} = \frac{\lambda\sqrt{120}}{\pi\sqrt{120}}$$

$$l_{\text{effective}} = \frac{\lambda}{\pi} = 0{,}318\lambda \text{ dans le cas d'une antenne dipôle } \lambda/2 \text{ adaptée}$$

Suite et fin de l'exemple

Pour une antenne déterminée, dont la longueur effective est par définition connue, et, à ce champ minimum nécessaire, correspond une ddp à vide ($V_{\text{equi eff}} = E_{\text{eff}} l_{\text{eff}}$) à ses bornes dont la valeur, lorsque la charge sera adaptée, sera divisée par 2 pour être appliquée aux bornes du circuit intégré. De plus, si le tag est accordé, cette ddp sera multipliée par le coefficient de qualité $Q_{\text{tag}} (= Q_{\text{ic}}/2)$. Prenons l'exemple d'une antenne de type λ/2 (donc $R_{\text{ant t}} = 73\ \Omega$) fonctionnant à 900 MHz. Sa longueur effective est donc :

$$l_{\text{effective}} = \lambda/\pi$$

$$l_{\text{effective}} = 0{,}333/3{,}14 = 0{,}106 \text{ m}$$

$$V_{\text{equi eff}} = 0{,}963 \times 0{,}106 = 102 \text{ mV eff}$$

et à l'adaptation $R_l = R_{\text{ant}} = 73\ \Omega$ (puisque l'antenne est de type λ/2) :

$$V_{Rl} = \frac{1}{2} V_{\text{équi eff}}$$

$$V_{Rl} = 51 \text{ mV... sur } 73\ \Omega$$

ce qui donne bien une puissance de I :

$$P_{Rl} = \frac{V_{Rl}^2}{R_l}$$

$$P_{Rl} = \frac{2601 \times 10^{-6}}{73} = 35\mu\text{W}$$

CQFD !

Remarque

Si vous êtes attentif, vous aurez certainement remarqué qu'entre le début de l'exemple et sa fin, on peut noter une différence entre les deux valeurs calculées de $V_{\text{equi eff}}$, la première de 70 mV eff, la seconde à l'instant, de 102 mV eff ! Bigre ! Toute la théorie serait-elle fausse ? Cela mérite quelques explications que voici :

– dans les deux cas la puissance transmise à la charge est identique (35 μW) ;
– *via* l'équation de Friis et son établissement (condition d'adaptation $R_{\text{ant}} = R_l$, vraie dans les deux cas), la distance maximale de fonctionnement sera la même dans les deux cas ;
– le champ électrique local sera donc identique pour les deux cas de figures examinés ;
– dans le second cas, nous utilisons une pure antenne de type $\lambda/2$ donc de $R_{\text{ant t}} = (73 + j0)\ \Omega$;
– dans le premier exemple, ce n'est pas le cas, car pour réaliser l'adaptation, $R_{\text{ant t}}$ doit être égale à 35 Ω. Elle n'est donc pas de type $\lambda/2$, et l'équation de la longueur effective $l_{\text{effective}} = 0{,}318\lambda$ ne peut pas être appliquée, ce qui revient à dire, à la lueur des chiffres obtenus, que la longueur effective de l'antenne du premier cas comprend une inductance série qui vaudrait apparemment :

$$l_{\text{effective}} = k\lambda, \text{ la valeur de } k \text{ étant à définir,}$$

$$V_{\text{equi eff}} = E_{\text{eff}}\, k\lambda$$

– soit :

$$0{,}07 = 0{,}963 \times k \times 0{,}333$$

$$k = 0{,}218$$

Ceci, en conclusion, signifie que le fait d'avoir réalisé un circuit accordé pour réaliser l'adaptation conjuguée du tag n'a pas détérioré la distance de fonctionnement et a permis d'adapter le niveau électrique présenté à l'entrée du circuit intégré, le tout au travers du couple réduction de la longueur effective de l'antenne et compensation/amélioration simultanée par le coefficient de qualité Q du circuit accordé.

Fin de l'exemple ! Ouf !

Réduction de la taille de l'antenne du dipôle

Très souvent, en UHF, la dimension mécanique (longueur) du dipôle $\lambda/2$ (15 à 20 cm) est jugée trop importante pour réaliser un tag. Hélas, pour une fréquence (longueur d'onde) donnée lorsque l'on réduit la longueur des brins du dipôle et que celui-ci n'est plus par principe de longueur $\lambda/2$, la mise en équation de tout cela montre que l'efficacité du transfert d'énergie décroît très rapidement. La courbe présentée en *figure 6.10* indique le reflet de ces variations. Par exemple si la longueur est réduite de moitié, il y a 97 % de pertes ! Évidemment ça fait réfléchir !

Pour information, certaines technologies d'antenne permettent de réduire la longueur des brins du tag... en agrandissant leurs largeurs ! Chaque brin de l'antenne du tag devient alors une surface rectangulaire. Pourquoi pas, surtout lorsque par un pur hasard la surface totale occupée par ces deux surfaces est égale à celle d'une carte ISO, n'est-ce pas, et que les pertes par rapport à un dipôle $\lambda/2$ sont d'à peine 10 % ! Bref, vous avez compris. À vous de jouer avec les plus beaux logiciels de simulations de conception d'antennes et de modélisation de champ (par exemple, HFSS bien connu de la société ANSOFT).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

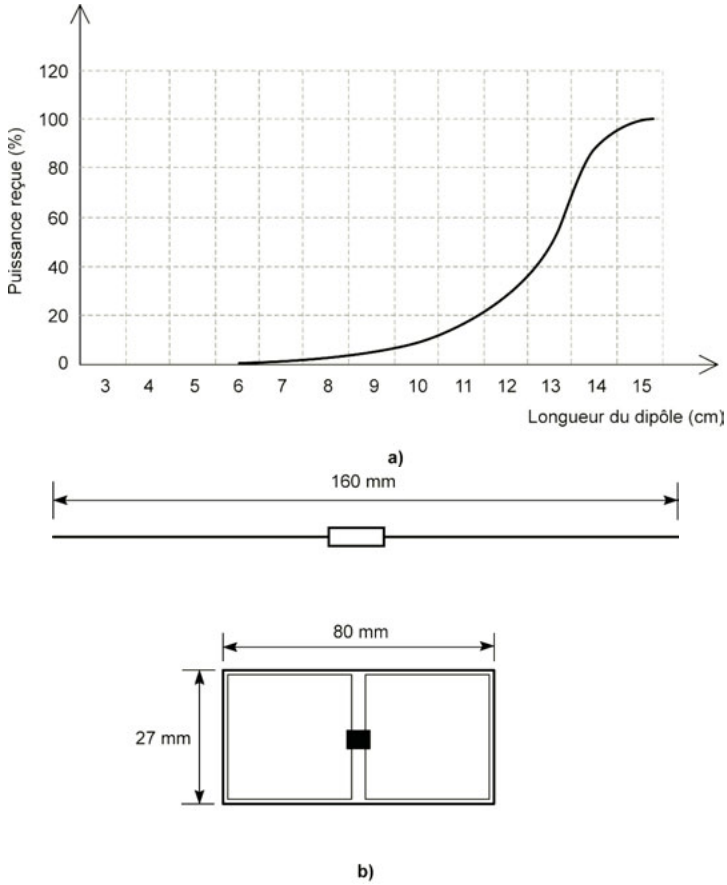


Figure 6.10 – (a) Puissance reçue en fonction de la longueur du dipôle. (b) Exemple « sensiblement » équivalent à un dipôle en format antenne carte à puce.

■ Petit résumé

La *figure 6.11* présente sous forme d'un tableau un exemple/résumé des principaux paramètres évoqués au cours des précédents paragraphes.

			Caractéristiques du tag utilisé					Base station			
Distance souhaitée	Fréquence utilisée	Longueur d'onde	Gain de l'antenne du tag G_ant_t	Longueur effective antenne du tag	Puissance minimale nécessaire	Résistance de charge R_l	Tension reçue sur le tag	P_eirp	P_eirp	P_erp	Champ électrique sur le tag
m	MHz	cm		cm	µW eff DC	kohm	V_eff	W eff	dBm	dBm	V/m eff
1,00	433,00	69,28	1,64	22,03	35,00	14,85	1,70	39,00	45,91	43,76	34,20
1,00	866,00	34,64	1,64	11,02	35,00	14,85	1,70	155,99	51,93	49,78	68,41
1,00	915,00	32,79	1,64	10,43	35,00	14,85	1,70	174,14	52,41	50,26	72,28
1,00	2450,00	12,24	1,64	3,89	120,00	14,85	1,70	1248,52	60,96	58,82	193,53
1,50	433,00	69,28	1,64	22,03	35,00	14,85	1,70	87,75	49,43	47,28	34,20
1,50	866,00	34,64	1,64	11,02	35,00	14,85	1,70	350,98	55,45	53,30	68,41
1,50	915,00	32,79	1,64	10,43	35,00	14,85	1,70	391,82	55,93	53,78	72,28
1,50	2450,00	12,24	1,64	3,89	120,00	14,85	1,70	2809,18	64,49	62,34	193,53

Figure 6.11 – Résumé des principaux paramètres liés aux performances d'un tag.

Les deux cases encadrées présentent les valeurs maximales que les régulations US indiquent de ne pas dépasser. À noter aussi la valeur élevée du champ électrique ($> 10\ \mathrm{V \cdot m^{-1}}$)

■ Distance minimale de fonctionnement sûr d'un tag

Titre surprenant non ? Et bien oui, car il se peut qu'il y ait une distance minimale de fonctionnement à garantir.

En effet, le fabricant de composant donne toujours une ou des valeurs maximales de courants, de tensions, de puissances, de températures... à ne pas dépasser sous peine de destruction du composant ou bien que celui-ci soit endommagé. Selon les applications, cette (ces) valeur(s) peu(ven)t se produire lorsque le tag est proche, ou très proche, de la base station et que le champ électromagnétique est trop important.

□ RFID et champ fort

Depuis le début de cet ouvrage nous nous sommes évertué à ce que les tags fonctionnent correctement en présence de champs électromagnétiques faibles afin d'être certain qu'ils sont correctement télé-alimentés et que la communication puisse être assurée entre bases stations et transpondeurs.

À présent, il reste à examiner l'autre versant de l'application, celui des champs forts. En effet, il existe de nombreuses applications pour lesquelles les transpondeurs se déplacent à l'intérieur du volume dans lequel règne le champ électromagnétique et peuvent être soumis alors à des valeurs de champs électromagnétiques élevées lorsqu'ils se rapprochent géographiquement de l'antenne de la base station.

□ Communications à l'aide de signaux de fumée ?

Comme nous l'avons évoqué dans les paragraphes précédents, la plupart des constructeurs de bases stations, indépendamment des sensibilités des transpondeurs pouvant se présenter dans le champ électromagnétique, fournissent des base stations pouvant porter le plus loin possible... normalement sans jamais dépasser la valeur maximale prescrite par les régulations locales en vigueur. Évidemment, en présence de champs forts, bien que cela soit très esthétique, très écologique et humanitaire en ce qui concerne le sauvetage des différentes races indiennes d'Amérique, il est préférable que le tag assure la communication avec la base station autrement qu'à l'aide de signaux de fumée ! Les paragraphes suivants ont pour but de vous éviter quelques chauds déboires concernant ce sujet pouvant devenir parfois... très brûlant ! (voir également un peu plus loin dans ce chapitre).

Remarque

Rien dans les normes RFID (ISO 18 000-4 ou -6, EPC ou autres) ne donne des indications concernant les valeurs maximales des champs E et/ou H. Les seules indications disponibles résident dans les régulations locales propres à chaque État, basées ou non sur les documents CEPT, ERC, ETSI, FCC, ARIB, etc. et également dans les documents normatifs relatifs aux *« Human Exposures »* issus des conclusions du WHO/OMS (World Health Organisation/Organisation mondiale de la santé) dont nous parlerons en détail au chapitre 16.

□ La fonction du régulateur et ses conséquences

De façon à pouvoir offrir des plages importantes de distance de fonctionnement, la quasi-totalité des circuits intégrés pour tags présents sur le marché possèdent, sous une forme ou une autre, des systèmes internes de régulation qui ont pour but de maintenir (ou tendre à maintenir) pratiquement constantes les tensions d'alimentation à l'entrée du circuit intégré en fonction du champ électromagnétique dans lequel se trouve baigné le transpondeur.

Il existe différents types de régulateurs, dont certains de type « shunt » parallèle (chapitre 9). Examinons le principe de fonctionnement de cette régulation.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

En présence de champ électromagnétique très faible

Lorsque la distance est grande (c'est-à-dire lorsque le champ électromagnétique est très faible), la valeur de la tension présente aux bornes du circuit intégré est trop faible pour atteindre le niveau du seuil de déclenchement de fonctionnement du régulateur et suit alors linéairement la valeur présente du champ électromagnétique. Dans ce cas, le circuit intégré ne dispose pas encore d'une tension interne d'alimentation assez élevée pour réussir à fonctionner, ne consomme pas (ou très peu) et présente alors une impédance d'entrée élevée. L'ensemble du transpondeur affiche alors une valeur Q très élevée.

Si l'on approche à nouveau le tag de la base station, le champ électromagnétique augmente et, avant d'atteindre le seuil de démarrage de la régulation, le circuit intégré du tag commence à être alimenté et donc à fonctionner.

En présence de champ électromagnétique faible

En s'approchant encore un peu de la base station, la tension présente sur les broches du circuit intégré du tag atteint la valeur officiellement spécifiée de fonctionnement correct, tension en général à laquelle le circuit de régulation n'a pas encore commencé à fonctionner. C'est la valeur (par exemple, de l'ordre de 720 mV eff que nous avons utilisé tout le long de cet ouvrage) qui sert à définir la distance minimale maximale de fonctionnement. Dans ce mode de fonctionnement, l'impédance du transpondeur est connue (dans notre cas $R_{\text{ic s}} = 35\ \Omega$; $C_{\text{ic s}} = 240$ fF ou $R_{\text{ic p}} = 14,8$ kΩ ; $C_{\text{ic p}} = 240$ fF), et donc à cette distance la valeur de Q_{ic} est connue. Dans notre exemple, la valeur de celui-ci est de l'ordre de 20 et celle du tag Q_{tag} de l'ordre de 10, suite à l'adaptation conjuguée.

En présence de champs moyen et fort

Au-delà de cette valeur de champ de seuil, tout le déroulement de l'histoire se modifie.

En effet, quelle que soit la valeur croissante du champ électromagnétique, le circuit de régulation entre en action et tend (et réussit, si possible !) à maintenir constante la valeur de la tension alternative présente aux bornes d'entrées du circuit intégré. Pour cela, le circuit de régulation diminue progressivement la valeur de la résistance shunt disposée en parallèle sur l'entrée du circuit intégré afin de « matraquer » progressivement le signal incident provenant de la base station. Bien évidemment la valeur apparente de l'impédance d'entrée du circuit intégré va être modifiée, en l'occurrence diminuée.

On peut remarquer dès à présent qu'en champ lointain, la structure de cette impédance est principalement « capacitive », $C_{\text{ic p}}$, puisque la valeur de $R_{\text{ic p}}$ est très élevée et que celle-ci va devenir progressivement à prédominance « résistive » puisque la valeur $R_{\text{ic p}}$ apparente va fortement diminuer. La valeur du coefficient de qualité $Q_{\text{tag en charge}}$ va donc largement se réduire, et la valeur initiale présente aux champs faibles ne sera plus qu'une lointaine illusion.

Retour vers le futur

Afin d'être très explicite, reprenons notre exemple de travail utilisant un tag équipé d'un circuit U_code de NXP/Philips Semiconductors. La valeur maximale spécifiée du courant d'entrée (dans les broches d'entrée) du circuit intégré U_code HSL est égale à 30 mA eff (à noter, seulement 10 mA eff pour les circuits U_code EPC C1 G2). À remarquer au passage que personne n'a indiqué la structure réactive ou non de ce courant efficace. Il est efficace, un point c'est tout. Qu'il circule dans une capacité ou dans une résistance, peu importe... et c'est là que réside toute la différence !

En effet, en présence de champ électromagnétique faible (en longue distance) comme nous l'avons rappelé ci-dessus, du fait de valeur très élevée de la résistance $R_{\text{ic p}}$ (14,8 kΩ) par rapport à l'impédance de la capacité $C_{\text{ic p}}$ (240 fF) ; $Z_{\text{C ic p}} = \dfrac{1}{C_{\text{ic p}}\,\omega} = 737\ \Omega$ @ 900 MHz, la quasi-

totalité du courant circulant dans la broche d'entrée du circuit intégré passe principalement dans la capacité intégrée, et donc une très faible partie circule dans la résistance du circuit intégré. En revanche, aux champs forts, le courant circulant dans la broche d'entrée sera principalement formé du courant circulant dans la faible résistance apparente que présente le régulateur.

Afin de quantifier l'ensemble des éléments du transpondeur aux champs forts, il est nécessaire d'établir les deux hypothèses suivantes :

– le régulateur régule (!) parfaitement (ce qui n'est pas tout à fait vrai, mais bien pratique pour l'instant). Il maintient donc une valeur constante de tension alternative à l'entrée du circuit intégré V_{ic} (dans notre cas environ 720 mV eff) ;
– le fabricant du circuit intégré spécifie la valeur efficace maximale à ne pas dépasser du courant d'entrée de celui-ci (dans notre cas 30 mA efficace).

Ces hypothèses amènent immédiatement aux deux conclusions suivantes :

– d'une part, si, quelle que soit la valeur du champ électromagnétique dans lequel le transpondeur est baigné, la tension $V_{ic} = 720$ mV eff est toujours présente aux bornes du circuit intégré et si la valeur de la capacité d'entrée $C_{ic\,p}$ n'a pas changé (et il n'y a pas de raison puisque la tension appliquée est constante), il passera toujours $\dfrac{V_{ic}}{C_{ic\,p}\,\omega} = 720$ mV/737 Ω = 0,98 mA dans celle-ci !
– d'autre part, si on ne souhaite pas dépasser la valeur maximale autorisée de courant d'entrée (30 mA eff) dans le circuit intégré, c'est donc que le reste passera ailleurs... c'est-à-dire dans la résistance R_{ic} que représenteront alors la mise en parallèle de $R_{ic\,p}$ initiale et celle du régulateur !

Monsieur de La Palice en aurait dit tout autant. Pour les physiciens plus scrupuleux, on aurait pu écrire Div $I = 0$, ça fait plus riche mais ça revient strictement au même !

Remarquons que dans ce cas extrême, ce reste (compte tenu des phases relatives entre courant capacitif et résistif), environ égal à 29 mA, circule dans la résistance équivalente que présente le circuit de régulation.

Exemple de calcul de la résistance équivalente R_{ic} que présente le régulateur en présence de champs électromagnétiques importants

À l'entrée du circuit intégré, en terme d'équations des courants, on peut écrire :

$$i_{R\,ic} = \frac{v_{ic}}{R_{ic}}$$

et

$$i_{C\,ic} = v_{ic}(jC_{ic}\omega)$$

À 900 MHz, avec $C_{ic} = 240$ fF :

$$i_{C\,ic} = v_{ic} \times j\,(240 \times 10^{-15} \times 5\,652 \times 10^{6}) = v_{ic} \times j\,(1{,}356 \times 10^{-3})$$

soit :

$$i_{ic} = i_{Ric} + i_{C\,ic}$$

$$i_{ic} = \left(\frac{1}{R_{ic}} + j\left(1{,}356 \times 10^{-3}\right)\right) v_{ic}$$

ou encore, en valeur efficace :

$$I_{ic\,eff} = V_{ic}\sqrt{\left(\frac{1}{R_{ic}}\right)^{2} + \left(1{,}356 \times 10^{-3}\right)^{2}}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

En considérant par exemple que :
– par régulation, V_{ic} reste sensiblement constant $V_{ic} = 1$ V eff ;
– la valeur maximale de I_{ic} eff est connue I_{ic} eff $= 30$ mA eff.

On peut extraire la valeur de R_{ic} de l'équation ci-dessus. Il vient alors :

$$\frac{I_{\text{ic}}^2}{V_{\text{ic}}^2} - \left(1{,}356 \times 10^{-3}\right)^2 = \left(\frac{1}{R_{\text{ic}}}\right)^2$$

$$\frac{\left(30 \times 10^{-3}\right)^2}{1^2} - \left(1{,}356 \times 10^{-3}\right)^2 = \left(\frac{1}{R_{\text{ic}}}\right)^2$$

$$900 \times 10^{-6} - 1{,}8 \times 10^{-6} = \left(\frac{1}{R_{\text{ic}}}\right)^2$$

$$900 \times 10^{-6} = \left(\frac{1}{R_{\text{ic}}}\right)^2$$

soit :

$$R_{\text{ic}} = \sqrt{\frac{1}{900 \times 10^{-6}}}$$

$R_{\text{ic}} = 33,3\ \Omega$ d'où $I_{\text{R ic eff}} = V_{\text{ic}}/R_{\text{ic}} = 1/33 = 30$ mA eff.

À nouveau nous pouvons tirer deux conclusions principales et... une autre :
– ce courant, passant dans la résistance (ohmique) équivalente du régulateur produira un échauffement du circuit intégré P (wattée) de $V_{\text{ic}} I_{\text{R ic}} = 1\ V \times 30\text{mA} = 30$ mW (contre environ 35 µW en champ faible) ;
– si la tension d'entrée est régulée (donc constante) et que la valeur du courant circulant dans le régulateur est connue, on peut donc déterminer la valeur de la résistance équivalente qu'il représente, soit ici : 1 V/30 mA $= 33,3\ \Omega = R_{\text{shunt min}}$ qui court-circuite presque totalement $Z_{\text{C ic p}}$ (environ 737 Ω @ 900 MHz) ;
– et enfin, connaissant maintenant la valeur ohmique que représente le régulateur, on peut calculer la nouvelle valeur « aux champs forts » de Q_p de l'ensemble L, C, R du transpondeur, soit :

$$Q_p = \frac{R_p}{L_{\text{ant t}}\omega}$$

avec bien sûr :

$$R_p = R_{\text{L }p} // R_{ic} = (14{,}8 \times 10^3) // 24{,}8 \text{ soit environ } 23\ \Omega$$

soit :

$$Q_p = \frac{23}{130 \times 10^{-9} \times 2 \times 3{,}14 \times 900 \times 10^6}$$

$$Q_p = 0{,}03 \text{ ! ! en lieu et place des 10 du départ !}$$

Le coefficient de surtension est pratiquement nul et donc, en présence de champs forts, le circuit global du transpondeur est pratiquement apériodique. En effet, aux champs forts, avec une valeur de Q_p aussi faible due à la faible valeur de R_p (*via* la faible valeur de R_{ic}), le circuit d'entrée n'est pratiquement pas accordé mais totalement apériodique. Le circuit électrique « antenne + circuit intégré » se résume alors à un simple réseau L, R.

Conclusion importante

Tous les paragraphes ci-dessus mettent en évidence les difficultés rencontrées classiquement par les développeurs de systèmes et indiquent aux utilisateurs potentiels tous les arcanes que comporte la définition fine et précise d'un système. De plus, ils indiquent clairement qu'en fonction de la distance (entre la distance maximale et la distance minimale), la constitution électrique globale de l'impédance du tag varie profondément et passe d'un circuit accordé L, C à un circuit L, R quasi apériodique et que la valeur globale du coefficient de qualité Q du tag subit de profonde modification.

□ Courant maximal, distance minimale et puissance et température maximale

Après ces copieux hors d'œuvres, intéressons-nous enfin à la valeur du courant maximum circulant dans les broches d'entrée du circuit intégré !

Courant maximal

Examinons à quel moment (en fait, à quelle distance de la base station) nous atteindrons ces fameux 30 mA efficaces fatidiques dans le circuit d'entrée du circuit intégré du tag. Supposons en première approche que la belle théorie soit applicable et quelle puisse nous donner une première idée pas trop fausse du problème. En supposant que l'antenne est de type dipôle $\lambda/2$ adapté (ce qui est de moins en moins le cas à cause du fonctionnement du régulateur), calculons à quelle distance théorique le champ E rayonné par l'antenne de la base station est capable de fournir au tag la puissance $P_{\text{t max}}$ telle que celle-ci entraîne l'apparition du courant maximal dans le tag. Dans ce cas, l'équation de Friis donnera :

$$P_{\text{t max}} = P_{\text{bs eirp eff}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G_{\text{ant t}} \text{ en } \text{W}_{\text{eff}}$$

d'où

$$r^2 = \frac{P_{\text{bs eirp eff}}}{P_{\text{tmax}}} \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 G_{\text{ant t}} \text{ en m}$$

ce qui, pour une longueur d'onde donnée λ et une antenne déterminée, donne la relation entre $r_{\text{min max}}$ et $P_{\text{bs EIRP max}}$ correspondant à une régulation locale imposée pour un circuit intégré donné ($P_{\text{t max}}$).

Exemple

Toujours en utilisant le circuit U_code à 900 MHz, $\lambda = 0{,}333$ m, gain antenne $\lambda/2 = 1{,}64$:

$$P_{t\ \text{max}} = \text{ environ 1 V eff } \times 30 \text{ mA} = 30 \text{ mW}_{\text{eff}}$$

Nous avons gardé la valeur de 1 V en supposant que le régulateur faisait totalement son office de régulation... ce qui, pour une foule de raisons techniques, n'est pas tout à fait vrai.

Le tag devant pouvoir fonctionner dans tous les pays du globe, prenons le cas des États-Unis dans lesquels la puissance rayonnée EIRP par la base station autorisée par les autorités de régulations locales (FCC) est la plus élevée, *i.e.* 4 W_{EIRP}. Il vient :

$$r^2_{\text{min}} = \frac{4 \times (0{,}333)^2 \times 1{,}64}{30 \times 10^{-3} \times (4\pi)^2} \text{ en } \text{W}_{\text{eff}}$$

$$r^2_{\text{min}} = 0{,}154 \text{ soit } r_{\text{min}} = 0{,}39 \text{ m}$$

En première approximation, en supposant que le tag fonctionne tel que nous l'avons indiqué dans les paragraphes ci-dessus lorsque le tag se situe à 40 cm de la base station (valeur 6,3 fois supérieure à $\lambda/2\pi = 5{,}3$ cm, donc déjà au début de la zone de « champ lointain »), celle-ci

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

est encore capable de fournir 30 mW au tag c'est-à-dire de faire atteindre la valeur maximale du courant de 30 mA efficace à l'entrée du circuit intégré.
Sur le principe, un fabricant de tags devrait écrire que ce tag est capable de fonctionner entre $r_{min} = 40$ cm et $r_{max} = x$ m, selon les régulations locales en vigueur.

Puissance et température maximale du tag et son circuit intégré

Nous avons montré qu'en présence de champs électriques élevés la puissance maximale typique dissipée par certains circuits intégrés du tag pouvait être par exemple de l'ordre de $P_{t\ max} = 30$ mW. En imaginant des cas spécifiques dans lesquels le régulateur est en limite maximale de régulation, cumul de tolérances, etc., cette puissance peut monter au pire à :

$$P = V_{ic\ eff} I_{ic\ eff\ max}$$

$$P = 3{,}5 \times 0{,}030 = \text{environ } 100 \text{ mW}$$

Avec une telle puissance et une résistance thermique $R_{th\ j\text{-}mb\ ic}$ du circuit intégré nu (dont la taille est souvent inférieure au mm^2) de l'ordre de 50 à 80 °C·W^{-1}(voir d'avantage), cela entraîne, selon la « loi d'Ohm thermique » un accroissement de température ΔT entre la jonction « j » du cristal et le son fond de boîtier (*mounting base* « mb ») de :

$$\Delta T = PR_{th\ j\text{-}mb\ ic} = P \cdot \sum \text{ des } R_{th}$$

$$\Delta T = 100 \times 10^{-3} \times 80 = 8 \text{ °C ce qui n'est pas beaucoup !}$$

Fonctionnant à une température ambiante de 25 °C, beaucoup de gens concluent (trop) rapidement que la température maximale du circuit intégré sera de 33 °C... et bien sûr c'est faux pour la bonne raison que la résistance thermique du packaging du tag est loin d'être idéale avec 0 °C · W^{-1} !!
Ceci étant, lors d'applications réelles d'étiquettes électroniques apposées sur des cartons d'emballage, lorsque le courant d'entrée est de l'ordre de 20 mA eff (en relation directe avec le champ électrique maximal autorisé), il n'est pas rare de mesurer, à l'aide de sondes de température équipées de détecteurs infrarouges, des températures maximales de la jonction du cristal de l'ordre de 55 (à 65) °C. Ceci revient à dire que cette dernière s'est élevée de 30 (à 40) °C au-dessus de l'ambiante normale de 25 °C. Pour mieux comprendre ce qu'il se passe, examinons la somme globale des résistances thermiques comprises entre la jonction du circuit intégré et l'ambiante du local de mesure qui est égale à (*figure 6.12*) :

$$R_{th\ j\text{-}amb} = (R_{th\ j\text{-}mb\ ic} + R_{th\ mb\ ic\text{-}package\ tag}) + R_{th\ package\ tag\text{-}amb}$$

$$R_{th\ j\text{-}amb} = R_{th\ tag} + R_{th\ package\ tag\text{-}amb}$$

La première parenthèse de l'équation $R_{th\ tag} = R_{th\ j\text{-}mb\ ic} + R_{th\ mb\ ic\text{-}package\ tag}$ incombe directement et strictement au fabricant du tag fini car cette valeur est liée au (choix du) support physique (papier, film polyester, colle, etc.) sur lequel est monté l'ensemble « circuit intégré + antenne » qui définit la valeur $R_{th\ mb\ ic\text{-}package\ tag}$. Si le support du tag est de type papier, cette dernière peut être de l'ordre 80 à 100 °C·W^{-1} ce qui donnerait une résistance thermique totale du tag de :

$$R_{th\ tag} = R_{th\ j\text{-}mb\ ic} + R_{th\ mb\ ic\text{-}package\ tag}$$

$$R_{th\ tag} = 80 + 100 = 180 \text{ °C} \cdot \text{W}^{-1}$$

La seconde parenthèse de l'équation $R_{th\ package\ tag\text{-}amb}$ est du ressort de l'utilisateur final du tag. Elle correspond à la résistance thermique de l'emballage sur lequel est apposée l'étiquette. Si celui-ci est de type « carton » il dissipera mal et sa résistance thermique $R_{th\ package\ tag\text{-}amb}$ pourra être de l'ordre de 200° à 300 °C/W (ce qui est énorme et qui se comprend aisément car le papier ou le

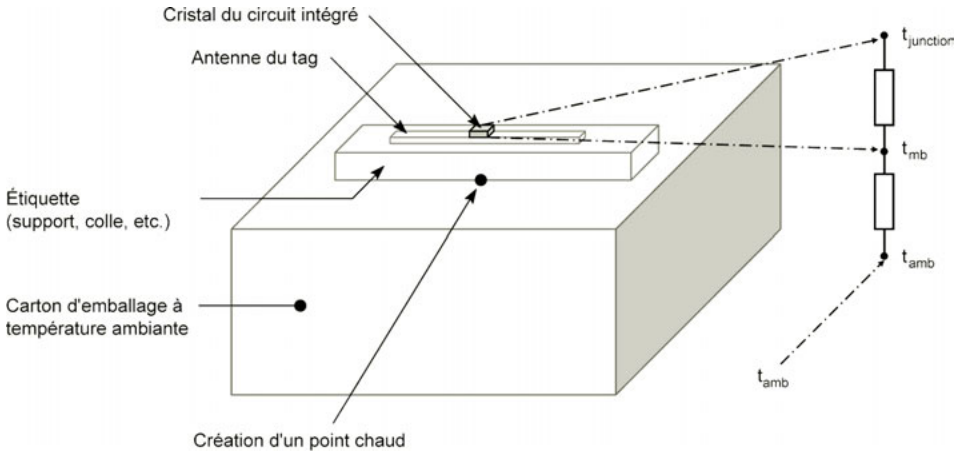


Figure 6.12 – Représentation thermique de l'application d'un tag sur un emballage.

carton sont de mauvais dissipateur de chaleur !), soit un total de :

$$R_{\text{th j-amb}} = (180 + 300)\ °\text{C} \cdot \text{W}^{-1} = 480\ °\text{C} \cdot \text{W}^{-1}$$

La température de jonction du circuit intégré sera alors égale à :

$$T_{\text{j max}} = [25\ °\text{C} + (480 \times 100 \times 10^{-3})] = 73\ °\text{C}$$

valeur de température de jonction tout à fait supportable par n'importe quel circuit intégré du commerce... mais comme l'indique la figure précitée il y aura création d'un point chaud à la surface du carton d'emballage, juste au-dessous du circuit intégré, de valeur $[25\ °\text{C} + (300 \times 100 \times 10^{-3})] = 55\ °\text{C}$. Parfois cette dernière température (55 °C) est suffisante pour « noircir » certaines étiquettes dans lesquelles sont inclus les tags et/ou également pour déclencher quelques fumées bleues selon les types d'emballages lorsque les paquets restent trop longtemps trop près d'une antenne de base station !
Une conclusion simple s'impose : un « RFIDiste » averti en vaut au moins deux !

Remarques
Pour rappel, la Loi de Murphy n° 243642 bis (pour ceux qui ont suivi les ouvrages précédents...) indique – et c'est du « déjà vu » – :
– afin d'aller déjeuner, pendant la pose de midi, un cariste arrête toujours son Fenwick (avec une palette posée sur les fourches, *of course* !) au plus proche d'une base station,
– lorsqu'un convoyeur tombe momentanément en panne, il y a systématiquement un paquet et son étiquette électronique juste en face, au plus près de l'antenne de la base station la plus puissante de toute l'installation !

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

7 • UN PEU DE CONCRET, OU COMMENT GÉRER LE QUOTIDIEN

Passons à présent aux sombres réalités quotidiennes car il faut bien réaliser des systèmes qui fonctionnent concrètement !
En propagation et en espace libre, la condition générale pour maximaliser la puissance transférée au tag est, comme nous l'avons vu, que la propagation s'effectue dans un espace libre, que les axes de propagation de la base station et de réception tag soient parfaitement alignés et que les impédances de l'antenne du tag et celle du circuit intégré (avec ou sans son boîtier) soient parfaitement adaptées.
Hélas, très souvent, ces conditions de fonctionnement sont loin d'être parfaites et il en résulte de nombreux problèmes dus :

- aux absorptions et réflexions d'ondes liées aux conditions d'environnement ;
- aux pertes dues à des problèmes d'alignement optique entre antenne de la base station et antenne du tag (*polarisation*) ;
- aux désadaptations d'impédances :
  - entre antennes et leurs attaques (à la base station),
  - entre antenne et charge (à la réception au niveau du tag) (*matching*) ;
- à toutes les pertes wattées associées.

Dans cette nouvelle partie de ce long chapitre, nous allons maintenant examiner toutes ces sources de désadaptations... et d'ennuis.

Remarque concernant la suite de ce chapitre
Afin de couper court à certaines impressions que vous pourriez tirer des lignes suivantes et de retirer toute équivoque, sachez dès à présent que les paragraphes suivants ne se veulent en rien « pro » UHF/SHF ou « contre » UHF/SHF.
Vous serez peut-être surpris de découvrir de très nombreux problèmes de mise en œuvre qui sont souvent passés sous silence et peu ou pas relayés par la presse spécialisée, soit dus à une ignorance des problèmes concrets du quotidien, soit dus à des lobbyings commerciaux puissants de certains organismes défendant des intérêts spécifiques et faisant simultanément preuve d'obscurantisme récurant de ces problèmes techniques.
Nous estimons d'une part que ces problèmes font partie intégrante – à part entière – de l'histoire des applications RFID en UHF/SHF, et d'autre part qu'il est très difficile de changer les lois physiques et leurs conséquences !

7.1 Influence de l'environnement applicatif

Vous pensiez en avoir terminé avec les problèmes, eh bien non ! En effet, lorsque les ondes électromagnétiques se propagent dans un milieu réel et non plus idéal, elles sont généralement réfléchies, réfractées, diffractées, absorbées ou amorties par des matériaux présents dans l'environnement du système RFID.
Les paragraphes qui suivent vont détailler le quotidien de la mise en œuvre des applications RFID en UHF et 2,45 GHz.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

7.1.1 Absorption

Le phénomène d'absorption d'onde est dû au fait que le matériau est légèrement conducteur et que, de ce fait, il se produit une circulation de courant dans celui-ci.

L'énergie contenue dans le champ rayonné n'est pas conservée, et une partie de celle-ci est perdue à l'intérieur du matériau absorbant. Bien entendu la présence de ces matériaux entre l'antenne de la base station et celle du tag altère et détermine fortement la plage de fonctionnement du système.

Afin de ne pas parler dans le vide, vous trouverez dans le *tableau 7.1* les propriétés absorbantes et leurs incidences de quelques matériaux classiquement présents dans les environnements industriels applicables à la RFID.

7.1.2 Réflexion

Passons maintenant au phénomène de réflexion qui ne manque pas d'arriver, bien sûr, sur le principe, n'importe où... mais généralement à l'intérieur d'un bâtiment, ce que l'on appelle une configuration de type *indoor*.

Sur le principe, lors d'une pure réflexion d'onde (spéculaire, diffuse, diffraction, etc.), le champ conserve la même énergie. En réalité il y a toujours un peu d'absorption.

Pour une fréquence déterminée (f = constante) et pour un milieu spécifique, l'air par exemple (ε et μ donnés), donc pour une longueur d'onde λ connue et constante, du fait des différences des longueurs de parcours de l'onde en fonction du site d'observation (le tag), les signaux ayant subis des réflexions produisent en fonction des amplitudes et phases respectives des interférences et des effets constructifs ou destructifs avec l'onde primaire directe issue de la base station (*figure 7.1*).

Vous remarquerez au passage que nous avons été très précautionneux dans le début de la phrase précédente quant aux hypothèses de travail. En effet, dans quelques paragraphes nous sortirons de cette épure.

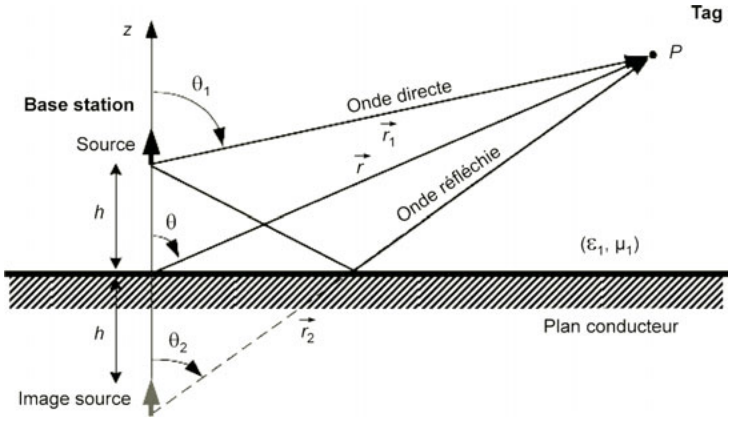


Figure 7.1 – Phénomènes de propagation directe et de réflexion des ondes en fonction de l'environnement.

■ Interférences constructives

Lorsque la phase de l'onde réfléchie est en phase ou proche d'être en phase avec l'onde primaire directe issue de la base station, le signal réfléchi s'additionne au signal direct. La *figure 7.2a* présente cette éventualité.

Tableau 7.1

Éléments liquides	
Eau pure H_2O (non conducteur)	Pas ou peu d'absorption
Eau (conducteur)	Forte absorption, empêche souvent la communication
Huile (non conducteur)	Pas/peu d'absorption
Tag mouillé, humide (par ex. pluie, givre)	Pas de problème, fonctionnement envisageable
Corps humain	
Corps humain devant le tag	Forte absorption (le corps humain comprend environ 80 % d'eau)
La main sur le tag	Forte absorption, pas de fonctionnement du tag
Tag/badge disposé sur le devant du corps	Forte absorption, pas/peu de fonctionnement
Tag à quelques cm (3 à 5) devant le corps	Absorption mais fonctionnement envisageable
Éléments métalliques	
Tag derrière une plaque métallique	Pas de fonctionnement. En fait le métal n'absorbe pas l'onde incidente mais la réfléchit, ce qui l'empêche de passer et ceci peut être assimilé à une très forte absorption présente sur le chemin de la base station au tag
Tag collé sur du métal	Pas évident, dépend du métal
Tag légèrement décollé du métal (quelques mm)	Fonctionnement possible. La réflexion de l'onde incidente sur le métal redonne du champ au transpondeur en jouant le rôle d'un élément « réflecteur ». Cela confère un gain supérieur à l'antenne du transpondeur, donc une directivité supérieure, ce qui peut être bien ou mal selon les applications. De plus, en collant volontairement un plan métallique à quelques millimètres derrière l'antenne du tag celui sert aussi d'écran électrique contre la provenance de champ arrière. Voir également le paragraphe concernant les réflexions
Éléments gomme/caoutchouc	
Bandes adhésives	Faible absorption
En utilisant des bandes adhésives adaptées à ces applications Tag inséré dans du caoutchouc (par exemple pneu)	Absorption Remarque : du fait de la permittivité de ce type d'élément la vitesse de propagation de l'onde incidente change dans ce milieu et par conséquent la valeur de la longueur d'onde change également (mais pas la fréquence), revoir le chapitre 4 ($\varepsilon_0\mu_0c^2 = 1$). De ce fait la dimension mécanique des tags conçus sur des technologies d'antennes $\lambda/2$ change un peu (pour pneu plus court)

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

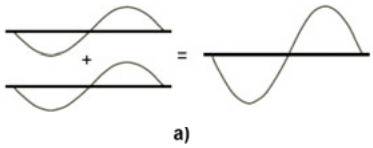


Figure 7.2 – (a) Interférences constructives.

Cela peut conduire à trouver des points de fonctionnement possibles très lointains. On parle alors dans ce cas de « super-distances » et de *hot spots* (*figure 7.2b*). Ces points souvent isolés prêtent parfois à confusion dans les valeurs de distances de fonctionnement annoncées et quelquefois, malgré le « plus » qu'ils peuvent apporter, ils peuvent être gênants pour l'application envisagée. Citons l'exemple bien connu consistant à lire sans arrêt et systématiquement, en plus de ce l'on désire lire à moyenne distance, des pièces situées depuis des mois au fond du hall de stockage.

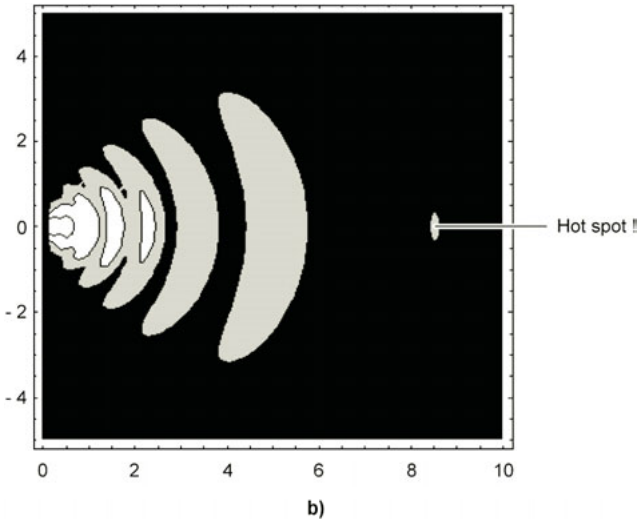


Figure 7.2 – (b) Hot spot.

Interférences destructives

Lorsque la phase de l'onde réfléchie est en opposition de phase ou proche de cette opposition de phase avec l'onde primaire directe issue de la base station, le signal réfléchi se soustrait au signal direct. La *figure 7.3* présente cette éventualité.

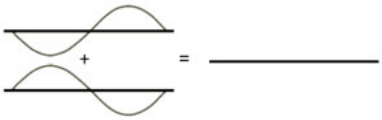


Figure 7.3 – Interférences destructives.

Cela peut conduire à trouver des points où il n'est plus possible d'alimenter le tag et donc de le lire ou l'écrire. On parle alors dans ce cas de « trous noirs » (*figure 7.4*). Ces points se répètent souvent dans le volume de fonctionnement du système au gré des multiples de la valeur de la longueur d'onde et sont donc très gênants, car si par exemple des tags passent rapidement dans le champ, ils sont alimentés, puis non alimentés, puis à nouveau alimentés, etc., ce qui pose souvent des problèmes mal solubles de gestion de collisions si l'on n'y prend par garde. Sachez dès à présent que certains standards (ISO 18 000-6) ont pris en compte ces éventualités et ont, en grande partie, résolu ces problèmes à l'aide de commandes fonctionnelles particulières (voir le chapitre spécifique concernant les normes).

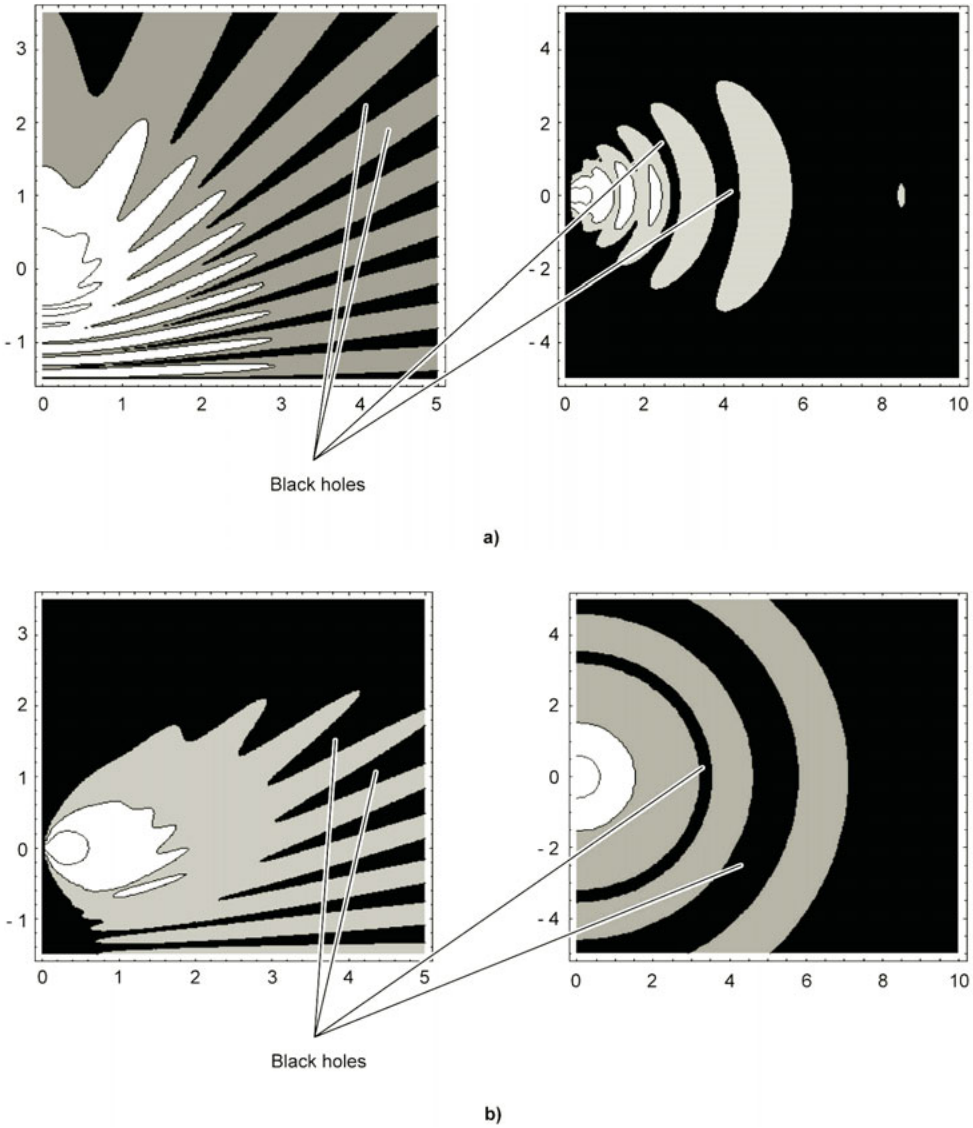


Figure 7.4 – Exemples de trous noirs (*black holes*).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Remarque
Dernière remarque concernant la différence de cette addition ou soustraction de phase. Celle-ci ne tient qu'à une différence de phase de 180°, qui, traduite en différence de distance de parcours de l'onde est égale à la moitié de la longueur d'onde de l'onde transmise soit, à 900 MHz, environ 35/2 = 17,5 cm. La seule présence d'une personne passant inopinément dans le champ peut absorber une partie de l'onde ayant permis une identification et ne le permettant plus lors de la présence de la personne.

Quelques exemples

Ici aussi, afin de ne pas parler dans le vide, nous donnons dans le *tableau 7.2* les propriétés réfléchissantes de quelques matériaux classiquement présents dans les environnements industriels.

Tableau 7.2

Éléments métalliques	
Métal	Très réflectif
Sol à structure métallique	Réflectif
Peinture métallique	Réflectif
Éléments aquatiques	
Eau sous forme de flaque d'eau, plan d'eau	Réflectif
Autres éléments	
Peinture	Selon matériau, mais souvent bien réflectif
Mur	Réflectif selon matériau
Film plastique (battants en plastique)	Réflectif
Film mince plastique (emballage, etc.)	Réflectif

Conséquences des phénomènes de réflexion sur du métal dans les applications RFID

Comme nous l'avons indiqué précédemment, on peut se servir du phénomène de réflexion pour faire un réflecteur et augmenter ainsi les distances de communication en disposant une pièce métallique légèrement à l'arrière du tag. Ceci donne du gain à l'antenne du tag mais aussi de la directivité. En bien ? En mal ? C'est selon les styles d'applications désirées.
À l'aide de pièces métalliques favorisant les réflexions spéculaires, on peut concevoir des dispositifs de guidage de l'onde propagée.
De la même manière, puisqu'elle réfléchit, une pièce métallique constitue un écran à la propagation de l'onde propagée. Ceci conduit à deux vues, l'une *black* et l'autre *white*, du même problème :

- l'effet est désiré :
  - il permet alors de différencier différents lieux dans lesquels on veut procéder à des identifications radiofréquences,
  - il permet aussi de cacher des objets ne devant pas être identifiés en les entortillant dans des feuilles conductrices ;

– l'effet est non désiré :
  – il cache des objets à l'insu de l'utilisateur du système pour qu'ils ne soient pas identifiables en les entortillant dans des feuilles conductrices,
  – sans astuce particulière, il entraîne la quasi-impossibilité d'identifier la totalité des boîtes métalliques disposées à l'intérieur, sur, ou dans une palette.

Dans de nombreuses applications, au niveau du tag, le mieux est de réaliser un petit écran à l'aide d'une partie métallique servant alors à deux buts souvent complémentaires dans les applications, d'une part le métal sert de *load bars* (réflecteur), d'autre part il permet l'isolement par rapport aux autres milieux (*figure 7.5*).

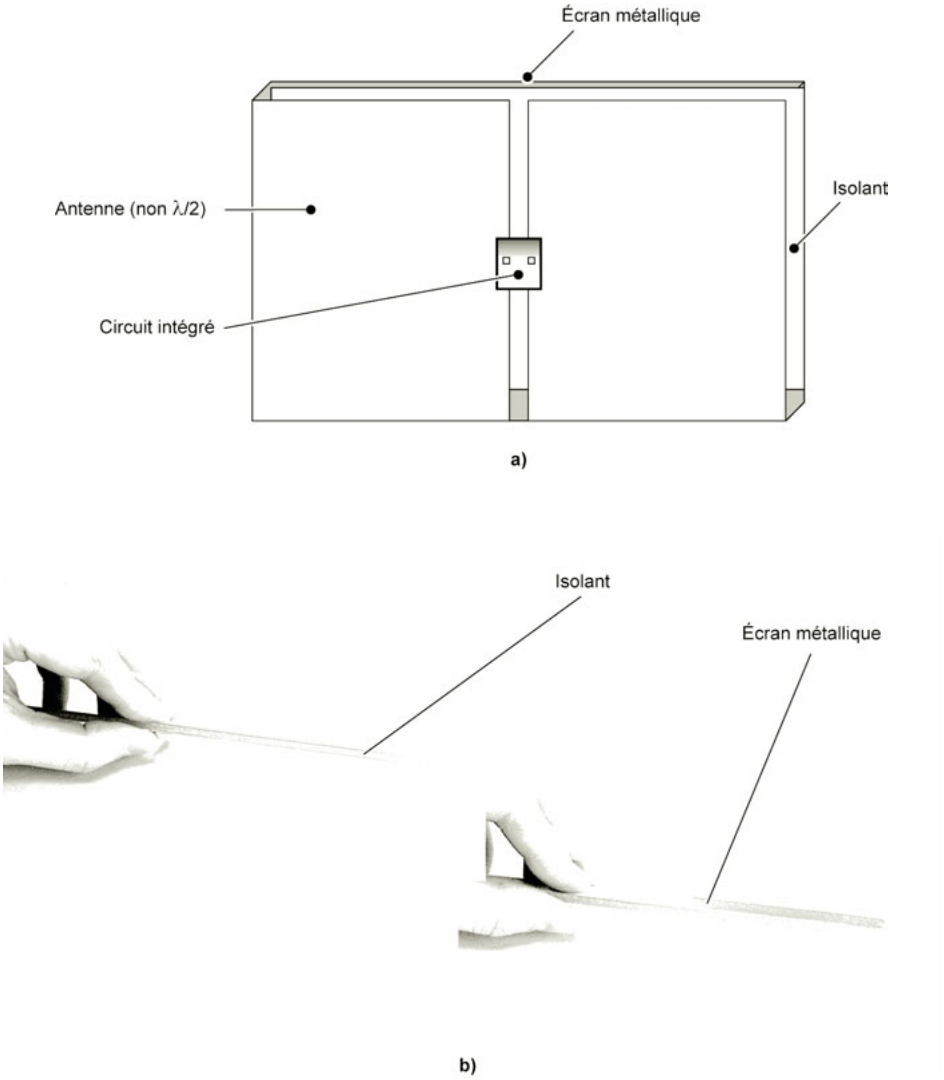


Figure 7.5 – (a) Exemple théorique. (b) Exemple d'écran métallique servant à isoler le tag de son milieu environnemental.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Scenario	Reference Distance (cm)	Range Distance (cm)	$(R/R_{ref})^2$	Loss (dB)
Air	200	200	1,00	0,00
Tag on front of plastic case	200	180	1,23	0,92
Tag on front of plywood sheet	200	131	2,33	3,68
Tag on front of wood block 2,5 cm deep	200	120	2,78	4,44
Tag on front of paper 3 cm thick	200	108	3,43	5,35
Tag on front of empty plastic jug	200	149	1,80	2,56
Tag on rear of empty plastic jug	200	138	2,10	3,22
Tag on front of plastic jug filled with tap water	200	46	18,90	12,77
Tag on rear of plastic jug filled with tap water	200	31	41,62	16,19
Tag behind metal mesh 10 × 10 cm	200	28	51,02	17,08
Tag behind metal mesh 1 × 1 mm	200	10	400,00	26,02

Notes : from ETSI document. For the purpose of making these measurements the transmit level from the interrogator was set to a constant value.

■ Quelques réflexions de plus à propos d'absorption et détuning

Afin de ne pas confondre toutes ces notions, voici quelques petites mises au point.
On entend très souvent des phrases du type : « J'ai placé/collé mon tag derrière le pare-brise de ma voiture, et la distance de fonctionnement a très fortement diminué. C'est fou ce que le verre « absorbe » d'énergie ! »
C'est vrai, et c'est faux ! Explications. Le fait d'avoir placé/collé le tag derrière le pare-brise (verre chargé au plomb, athermique, ou ayant une armature particulière) a fortement modifié l'accord initial du tag (la *figure 7.6* – en provenance de la société RAFSEC – indique quelques incidences de matériaux sur un tag préalablement calé à 900 MHz. Vous pourrez remarquer un détuning du tag de l'ordre de 200 MHz pour du verre de 6 mm !).
Bien évidemment, si la base station continue stoïquement d'émettre comme il se doit à 900 MHz, il y aura une très forte augmentation de l'atténuation apparente à cette fréquence, due d'une part au désaccord du tag et d'autre part au nombre de dB/octave de la pente du circuit accordé que représente le circuit d'entrée du tag. Par contre, si dès le début de votre étude système, sachant que plus tard vous alliez coller le tag derrière le pare-brise, vous avez conçu l'accord de votre tag à 900 MHz en tenant compte de l'incidence du verre, c'est sûr qu'il y aurait eu une atténuation due à la présence du verre, mais bien moindre ! Donc, s'il vous plaît, ne mettez pas sur le dos de certains matériaux des défauts qu'ils n'ont pas ou bien qu'ils ne possèdent qu'en partie, et prenez l'autre partie à votre compte.

Remarque importante
Pour information, nous vous engageons à lire très attentivement le paragraphe 7.11 en fin de chapitre concernant l'effet réel et ou apparent de la présence de liquide dans les applications RFID et nous reviendrons également sur tous ces points au chapitre 20 lors de l'établissement des *data sheets* et les mesures des tags.

7.1.3 Réfraction

Le phénomène de réfraction des ondes électromagnétiques UHF et SHF (*figure 7.7*) est du même type que celui qui bien connu en optique. Lorsque l'onde passe d'un milieu (l'air, par exemple) à

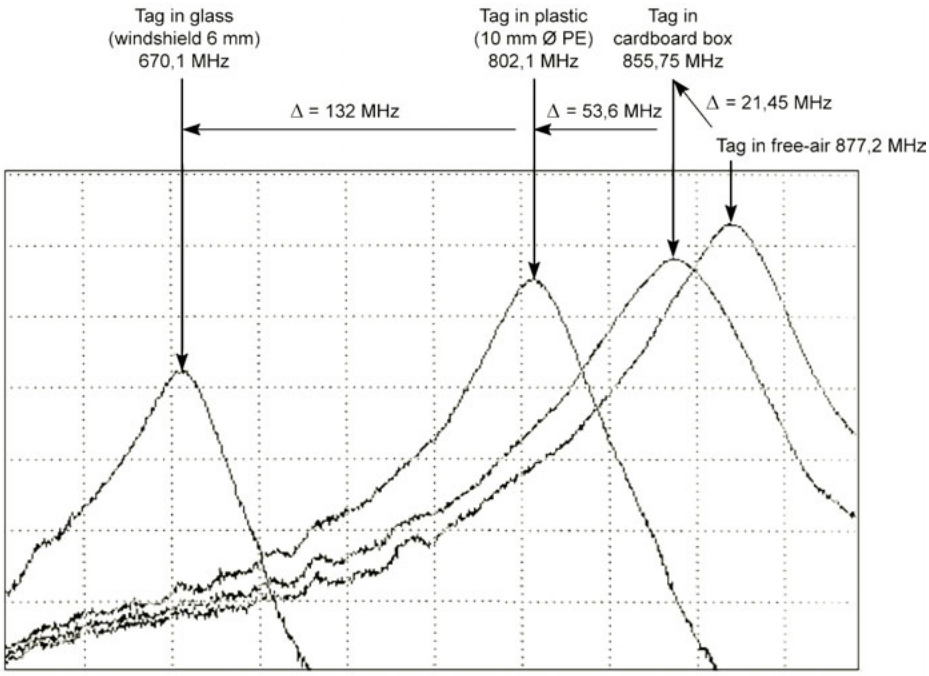


Figure 7.6 – Exemple de détuning d'un tag au travers d'un pare-brise de véhicule automobile.

un autre (l'eau), la vitesse de propagation des ondes varie et on obverse alors un changement de direction de la propagation tel qu'en optique (avec indice de réfraction), pour les mêmes raisons physiques bien évidemment. Étant donné les topologies rencontrées conventionnellement en RFID, les problèmes de réfractions ne posent pas trop de problèmes applicatifs.

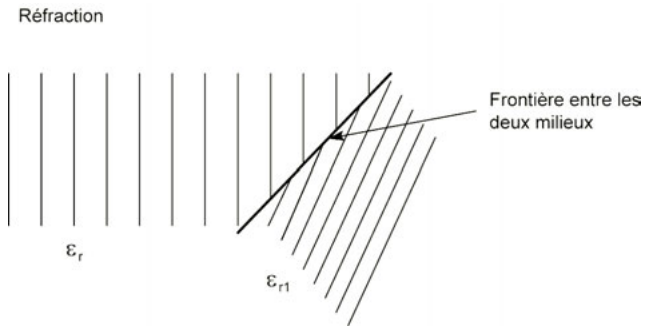


Figure 7.7 – Phénomène de réfraction des ondes électromagnétiques UHF et SHF.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

7.1.4 Diffraction

De la même manière, les problèmes de diffraction des ondes électromagnétiques liés au passage à travers de petits orifices (*figure 7.8*) ne posent pas de problèmes majeurs en ce qui concerne les applications RFID.

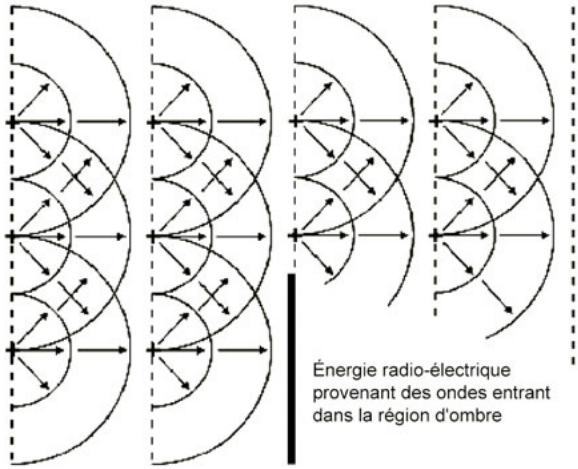


Figure 7.8 – Phénomène de diffraction des ondes électromagnétiques.

7.1.5 Modèles de propagation *indoor/outdoor*

Pour redevenir plus technique, sachez que différents modèles de propagation sont utilisés selon que l'on envisage de travailler dans des environnements intérieurs (propagation à l'intérieur d'un local), urbains (propagation dans une ville au travers des immeubles) et ruraux (en « plaine » campagne). Celui qui nous intéresse au premier degré en RFID est celui des « environnements intérieurs » que nous allons examiner maintenant.

■ Propagation à l'intérieur de bâtiments, dite *indoor*

Le modèle de propagation *outdoor* est celui dit en « espace libre », que nous avons longuement décrit au chapitre 5 et dans lequel nous avons montré que l'atténuation du milieu était classiquement égale à :

$$\text{att (en dB)} = 10 \log \frac{1}{\left(\frac{v}{4\pi rf}\right)^2} = -10 \log \left(\frac{v}{4\pi rf}\right)^2$$

Le modèle de propagation *indoor*, quant à lui, utilise bien évidemment l'équation ci-dessus de l'atténuation en espace libre pour des distances r inférieures à 10 mètres et dans laquelle l'exposant de r apparaît donc à la puissance 2, puis, dans la gamme de distances supportées par le modèle – de 10 m à 500 m –, il est nécessaire de corriger cette valeur à environ 3,5 (à noter, cette valeur peut varier de 1,6 à 4,5 selon les types de bâtiments ou matériaux). Afin de fixer un peu les idées, prenons un exemple RFID en SHF à 2,45 GHz facilement transposable en UHF. L'équation de l'atténuation en espace libre déjà démontrée est (avec f en GHz et r en m) :

$$\text{att (dB)} = 32{,}5 + 20 \log f + 20 \log r$$

ce qui, à 2,45 GHz et une distance de 10 m, donne (comme déjà démontré) une atténuation de :

$$\text{att (dB)} = 32{,}5 + 20 \log(2{,}45) + 20 \log 10 = 60{,}3 \text{ dB}$$

à laquelle il faut ajouter (en dB) les termes correcteurs d'atténuation (qui sont en fait, en équations linéaires, des coefficients multiplicatifs) :

– dû à une distance r comprise entre 10 et 500 m :

$$10 \log \left(\frac{r}{10}\right)^{3,5}$$

– dû à l'absorption des murs : M_{wall}.

Pour information, en UHF et SHF utilisées en RFID, une épaisseur moyenne classique de murs ou de maçonnerie de 22 cm d'épaisseur atténue, selon les matériaux utilisés (plaques de plâtre, addition de laines de verre, briques, briquettes, béton, béton armé, etc.), les ondes émises d'environ 10 à 20 dB, soit, en définitive :

$$\text{att (dB)} = 60{,}3 + 35 \log \frac{r}{10} + M_{\text{wall}}$$

Remarques

Au-delà de 500 m, ce modèle n'est pas applicable... parce qu'il est très rare de trouver des mono bâtiments ayant des distances intérieures supérieures à 500 m !

Pour les sceptiques, sachez que ce modèle de propagation *indoor* a été (é)prouvé par de très nombreuses sociétés et que l'on trouve quantité de mesures justifiant cela dans la littérature RFID.

Dernières remarques... avant les prochaines !

La propagation de l'énergie en UHF et SHF à l'intérieur d'un bâtiment diffère profondément de celle se passant à l'extérieur, car la propagation à l'intérieur des bâtiments est fortement influencée par de nombreux facteurs incluant notamment leurs formes, les matériaux de constructions, le type de bâtiment, les mobiliers et tous autres éléments se situant à l'intérieur du bâtiment.

Du fait que les longueurs d'onde des ondes rayonnées sont faibles (par exemple, à 2,45 GHz, 12 cm et, à 900 MHz, 35 cm), il y aura à l'intérieur du bâtiment de très nombreux objets dont les dimensions seront de l'ordre de grandeur de la demi-longueur d'onde (respectivement 6 cm ou 18 cm), ou plus, qui seront en mesure d'interagir avec l'énergie des ondes RF émises par la base station. Chacun de ces objets est par essence même une source potentielle de réflexion, diffraction ou dispersion de l'énergie radiofréquence rayonnée par la base station.

Dans le cas d'antennes de bases stations à faibles gains (de l'ordre de quelques dBi) telles que celles utilisées habituellement dans les systèmes RFID en UHF et SHF, leurs ouvertures de faisceaux sont assez larges (environ 70 à 90 degrés), illuminant ainsi beaucoup de surfaces réfléchissantes. De plus, ces surfaces ne seront jamais uniformément disposées, mais en fait, elles seront orientées dans de nombreuses directions et auront des formes et des tailles de toutes sortes. Le résultat de tous ces réflecteurs est donc de re-rayonner l'énergie incidente dans toutes les directions. De ce fait, le mécanisme de propagation de l'énergie rayonnée par la base station vers le tag ne s'effectue pas en ligne de vue directe (*line-of-sight*). En place de cela, le signal sera réfléchi à partir de la multiplicité des surfaces présentes dans la zone illuminée par l'antenne. Si l'on considère que les surfaces réfléchissantes que nous venons d'évoquer ont des orientations uniformément distribuées et qu'elles sont parfaitement réfléchissantes, la totalité de l'énergie incidente sera re-rayonnée uniformément dans toutes les directions. Ceci aura pour effet immédiat de défocaliser totalement le faisceau de rayonnement initial de l'antenne de la base station et de modifier complètement son diagramme réel de rayonnement qui, dans ce cas de scénario idéalisé deviendra totalement isotrope ! Ce peut être un bien ! Ce peut être un mal ! Cela dépend du but de l'application envisagée ! En réalité, à ces fréquences, peu d'objets sont de parfaits réflecteurs, et, de plus, de nombreux effets de diffraction surviennent à cause d'obstructions de diverses sortes du chemin du signal. En fait, fréquemment le « gain effectif » de l'antenne de la base station est quelque peu en dessous de 0 dBi. C'est également ce que l'expérience de nombreux vendeurs d'équipements RFID a prouvé !

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Nous n'avons pas la prétention d'avoir passé en revue tous les problèmes pouvant survenir lors des applications RFID, mais dans une première approche nous avons terminé l'inventaire des principaux points concernant les phénomènes d'absorption et de réflexion. Une fois ceux-là résolus, vous pourrez passer à la vitesse supérieure.

Passons maintenant en revue quelques solutions pour remédier à leurs conséquences.

7.1.6 Utilisation de technique d'étalement de spectre ou à agilité de fréquences

Pour beaucoup d'autres raisons que nous expliquerons en détail au chapitre 13 dédié aux technologies liées à l'étalement de spectre, l'agilité de fréquences, la technique FHSS (*Frequency Hopping Spread Spectrum*) et également la DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*) et le principe LBT (*Listen Before Talk*), il est possible de résoudre une partie des problèmes évoqués ci-dessus, notamment ceux relatifs aux « trous noirs » de communication.

En effet, à cause des fréquents sauts de fréquences qu'effectuent ces techniques, les ondes propagées changent sans arrêt de longueurs d'ondes. De ce fait, sur un même chemin de propagation qu'auparavant, la phase finale du signal transmis variera sans arrêt en fonction de la longueur d'onde transmise et, par conséquent, il y aura de grandes chances pour que de nombreux « trous noirs » locaux précédents soient couverts sur quelques valeurs des fréquences transmises. En effet, cela ne sera vrai que pour quelques fréquences de la bande et, étant donné que le flot de données transmises est effectué sur des fréquences transmises variant dans le temps de façon aléatoire, il y aura, à un emplacement physique du tag, des bits qui seront parfois reçus et supposés valides et parfois, mais moins souvent qu'auparavant, des pertes d'informations (aucun bit reçu). Il faudra prévoir de compenser par ailleurs la présence d'erreurs résiduelles de communication, par exemple à l'aide de CRC et de systèmes autocorrecteurs d'erreurs.

■ Exemple

Aux États-Unis, en accord avec la régulation FCC en vigueur, le FHSS permet de balayer la bande de fréquences de 902 à 928 MHz, soit respectivement des longueurs d'ondes variant de 33,25 à 32,32 cm soit une différence de longueur d'onde de 0,93 cm.

Si un trou noir « pur et dur » (opposition de phase totale) existait en un point de l'espace à la fréquence minimale autorisée (902 MHz), pour avoir un signal totalement en phase, au même point d'observation, à la fréquence maximale permise, il faudrait que celui-ci parcoure un chemin supplémentaire égal ($n\lambda/2$) à la fréquence maximale, soit $n \times (33{,}25/2)$ cm. À cette fréquence, le plus petit de ces chemins supplémentaires a lieu pour $n = 1$, soit 16,62 cm. Lorsque la fréquence maximale de la bande permise est émise (928 MHz), ceci correspond à un parcours supplémentaire de 16,16 cm. Si un (des) chemin(s) de parcours/de réflexion existe(nt) dans l'application considérée pour 16,16 cm et les multiples entiers de cette valeur (32,32 cm...), ce sera parfait... sinon c'est vous qui tomberez dans le trou noir et qui y resterez !

Le problème des trous noirs étant maintenant supposé résolu par l'emploi de solutions basées sur la technique FHSS, il y a encore un « mais » qui réside dans le fait que lorsque l'on emploie ces solutions il est nécessaire de couper la porteuse émise pendant quelques instants (c'est bien compréhensible) lors du changement de la valeur de la fréquence émise. Hélas, ceci a pour effet de désalimenter momentanément certains tags (notamment ceux près des trous noirs) du fait de la coupure de la porteuse, qui parfois perdent la tête, ne se rappelant plus de ce qui se passait précédemment du fait de la coupure d'alimentation, ce qui est souvent très gênant, surtout pendant la procédure de gestion des collisions ! Heureusement les normalisateurs RFID du groupe « *air interface* » ISO 18 000-6 et -4 ont pensé à eux en introduisant dans les protocoles de communication quelques commandes particulières dédiées à pallier ces carences physiques.

Dernier point : l'emploi des techniques FHSS n'est hélas pas autorisé partout sur notre belle planète ! Fortement utilisables et utilisées aux États-Unis (car autorisées), elles ne le sont pas en Europe pour la simple et bonne raison qu'à ce jour les largeurs des bandes autorisées en RFID ne le permettent peu ou pas ! À noter quand même l'arrivée en Europe d'une petite possibilité liée à l'utilisation de techniques à agilité de fréquences de type LBT (*Listen Before Talk*, voir chapitres 13 et 16) répondant à la norme ETSI 302 208, qui peuvent être appliquées dans une bande de fréquences beaucoup plus réduite (2 MHz, canalisée par tranche de 200 kHz) que celles la bande autorisée aux États-Unis.

7.1.7 Systèmes à antennes multiples

Fréquemment, afin de couvrir l'intégralité (sans trou noir) du volume désiré pour l'application, il est nécessaire d'utiliser plusieurs bases stations ou bien encore une base station unique équipée de plusieurs antennes.

Généralement, il est préférable d'utiliser des systèmes/antennes multiplexés temporellement et dont les fonctionnements sont synchronisés, contrôlés et commandés par une unique base station prévue à cet effet.

Afin d'éviter la perte des états internes des tags (suite aux coupures de champ rayonné lors des séquences de commutation des antennes) entre deux phases du multiplexage, il est généralement admis qu'il est préférable que la durée de chacune des étapes du multiplexage soit suffisamment longue pour que chacune des antennes ait le temps de traiter, à tour de rôle, l'ensemble des tags présents dans le champ et que par la suite le *host computer* du système fasse ensuite la concaténation de la globalité des résultats pour gérer les « manquants » et les « doublons ». À cet effet, le bit « *Data Exchange Status bit* » présent dans les normes ISO 18 000-4 et -6 peut être utilisé à loisir.

■ Positionnement des antennes

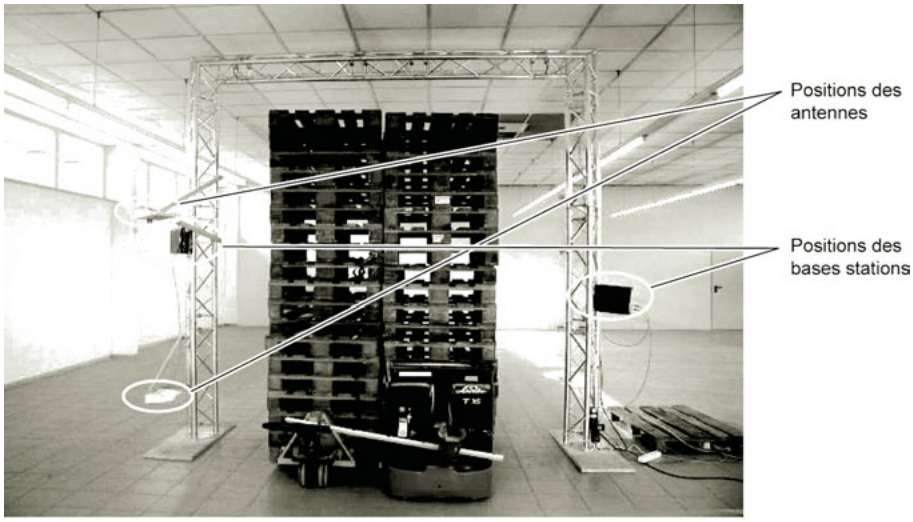
Le positionnement mécanique des antennes doit être tel que la somme des champs rayonnés couvre l'espace/volume opérationnel couvert par chacune des antennes individuelles. Plus il y a de recouvrement, meilleure est la fiabilité de l'identification radiofréquence. Les photos présentées *figure 7.9* donnent quelques exemples concrets de réalisations industrielles utilisant deux ou quatre antennes UHF multiplexées.

Dans le cas où les objets à identifier se déplacent rapidement dans le(s) champ(s) des antennes, le multiplexage et les commutations de celles-ci sont souvent asservis à des détecteurs de mouvement externes telles que des barrières lumineuses de type infrarouges ou similaires.

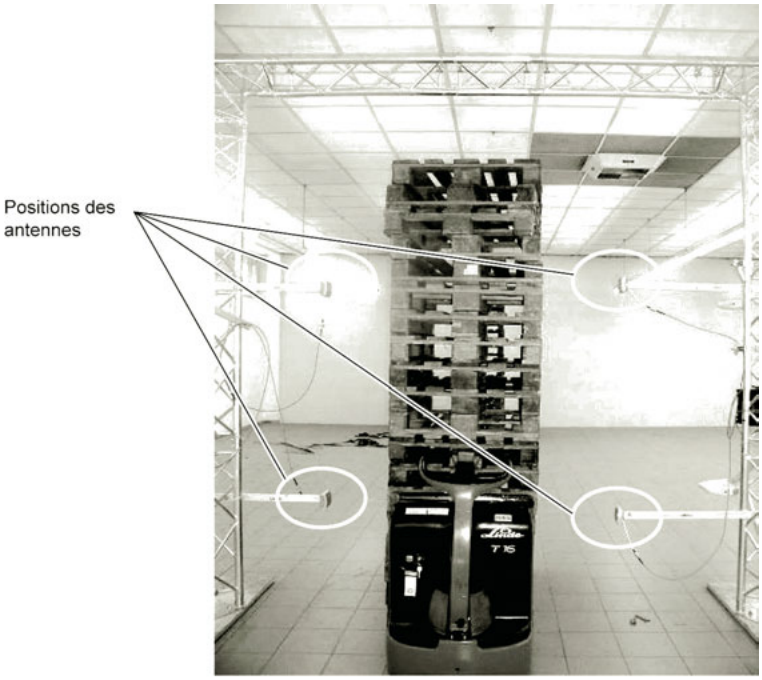
7.1.8 Remarque complémentaire entre 13,56 MHz et UHF/SHF

Très souvent, la question nous est posée concernant la mise en forme volumique des champs rayonnés entre le 13,56 MHz et les UHF et la reproductibilité de couverture de volume de ceux-ci. Par les lois physiques mêmes mises en œuvre, liaison fortement inductive en LF et HF (125 kHz et 13,56 MHz) d'une part (loi de Biot et Savart), et rayonnement et propagation d'ondes électromagnétiques RF en UHF et SHF d'autre part (équations de Maxwell), il est clair que la mise en forme des champs magnétiques utilisés dans les applications fonctionnant en LF et HF est structurellement plus facilement géométriquement reproductible que celle des champs électromagnétiques rayonnés en UHF/SHF du fait de leurs beaucoup plus grandes dépendances à de nombreux paramètres extérieurs (réflexions, absorptions) non gérables facilement dans les applications (pluie, passage obligé de personnes ou d'objets dans le volume considéré, etc.). Un exemple comparatif, certes un peu exagéré mais bien significatif de cette différence, est présenté en *figure 7.10*.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit



a)



b)

Figure 7.9 – Exemples de positionnement d'antennes selon les régulations (a) FCC américaines et (b) ETSI/ERC 70-03 européennes.

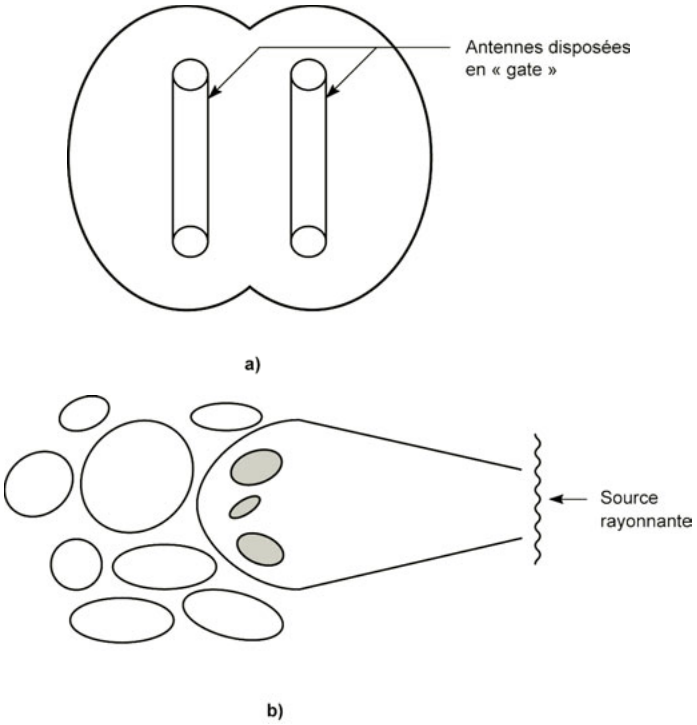


Figure 7.10 – Exemples de champs rayonnés (a) en LF et HF et (b) en UHF et à 2,45 GHz.

7.2 Pertes dues à la polarisation du tag, $\theta_{polarisation} = p$

Le paramètre représentatif des pertes dues au désalignement angulaire relatif existant entre la composante du champ électrique E de l'onde électromagnétique rayonnée par antenne d'émission (la base station) et l'axe principal de l'antenne de réception du tag est nommé p ou encore $\theta_{polarisation}$. Ce facteur p est présenté ici pour que l'utilisateur se rappelle à tout instant qu'un tag n'est malheureusement pratiquement jamais physiquement positionné de façon angulaire optimale par rapport au fameux « plan équatorial » et aux lignes incidentes de champ électrique E, hypothèses dans lesquelles tout est pour le mieux dans le meilleur des mondes des calculs théoriques ! Bien évidemment, sa valeur idéale est $p = 1 = 100$ %... mais dans le cas le plus défavorable, sa valeur peut également frôler le 0 ! Nous ne vous ferons pas l'injure de penser que vous concevrez une application fonctionnant systématiquement proche de ces dernières conditions limites... Ce facteur est généralement défini par l'expression mathématique suivante :

$$p = \frac{|El^*_{effective}|^2}{|E|^2 \cdot |l^*_{effective}|^2} \text{ en \% par rapport à la maximale}$$

dans laquelle $l_{effective}$ représente la longueur effective du dipole, et $l^*_{effective}$, sa valeur conjuguée.
Le produit El étant représentatif d'une tension, le fait d'établir le rapport des carrés de cette quantité revient à estimer, à un instant t, pour une orientation déterminée de l'antenne du tag par rapport à sa position optimale, le rapport de puissance entre la puissance reçue réellement et la valeur de puissance maximale possible. La puissance P_t réellement reçue par le tag est donc

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

égale à :

$$P_t = pP_{t\,max}$$

avec $Polar_{ant\ t}$: module du vecteur orientation de l'antenne du tag.
$Polar_{E\ incident}$: module du vecteur polarisation du champ E incident (linéaire H ou V, circulaire dextrogyre (rotation à droite), lévogyre (rotation à gauche), elliptique, etc.).
θ est l'angle que font les deux vecteurs décrits ci-dessus.
« . » représente le produit scalaire de ces deux vecteurs.
$p = \theta_{polarisation} = (Polar_{ant\ t}\ Polar_{E\ incident})$ = produit scalaire des deux vecteurs :

$$p = \theta_{polarisation} = (|\ Polar_{E\ incident}||\ Polar_{ant\ t}|)\cos\theta \text{ en } \%$$
$$p = \theta_{polarisation} = (|\ Polar_{E\ incident}|) \cdot (|\ Polar_{ant\ t}|\cos\theta) \text{ en } \%$$

Comme l'indique la *figure 7.11*, le terme $(|Polar_{ant\ t}|\cos\theta)$ représente la projection du vecteur colinéaire à l'antenne du tag sur l'axe colinéaire à la direction du champ électrique E rayonné par la base station.

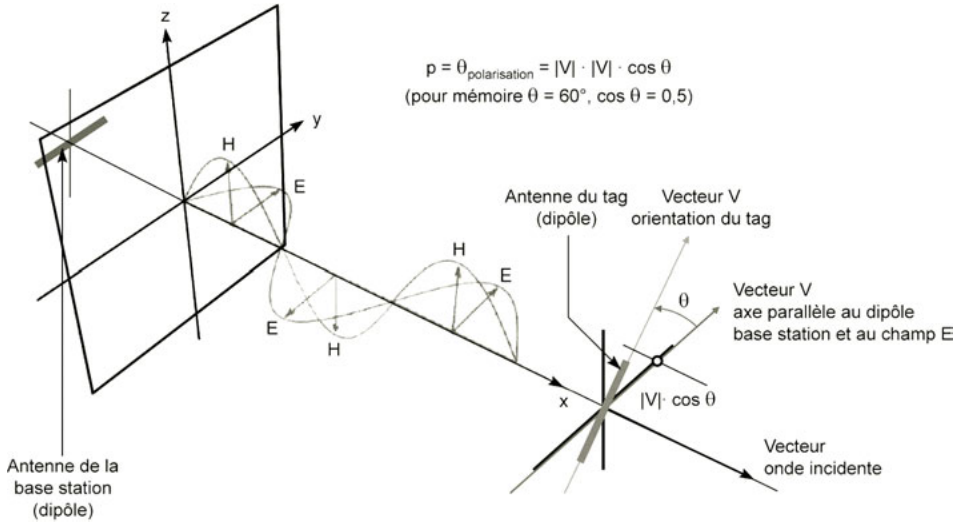


Figure 7.11 – Orientations relatives entre les antennes des bases stations/tags en champ lointain.

En fait, ceci revient à quantifier avec précision les qualités bien connues que représentent les diagrammes tridimensionnels de rayonnement (en réception) des antennes des tags en fonction des angles θ et ϕ utilisés en coordonnées polaires relativement à l'incidence de l'onde incidente. D'une manière mathématique, cela revient à généraliser l'expression du gain de l'antenne du tag sous la forme :

$$G_{ant\ t} = G(\phi, \theta) = \ldots \text{ dans notre cas } (G_{ant\ t}\cos\theta)$$

■ Exemple

a) Si l'angle de l'axe du dipôle de réception du tag est orienté afin de recevoir le maximum de champ électrique E en provenance de la base station, l'atténuation p due à la « désadaptation de polarisation » est nulle (0 dB). La *figure 7.12* donne l'exemple d'une telle réalisation dans laquelle le vecteur champ électrique **E** de l'onde plane propagée par l'antenne de la base station (de type Yagi, ayant donc un gain élevé de l'ordre de + 6 à 15 dBi et donc directive) est horizontal (donc en champ lointain de la base station) et parfaitement aligné avec l'antenne du tag.

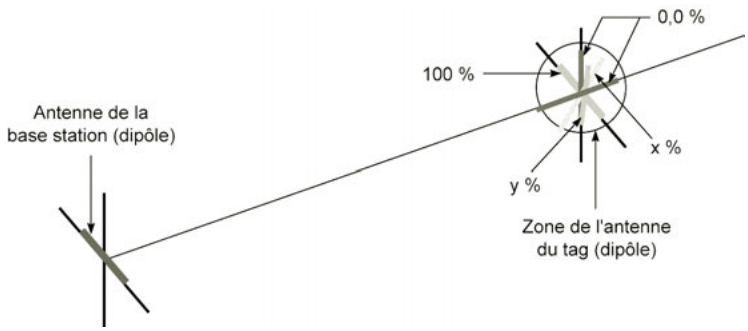


Figure 7.12 – Exemples d'orientations relatives base station/tag.

b) Dans le cas où l'antenne du tag reste dans le plan équatorial mais possède une orientation de $\theta = 60°$ par rapport à la position optimale (c'est-à-dire un angle de 30° rapport à l'onde incidente), nous aurons $\theta = 60°$ donc $\cos\theta = 0{,}5$, c'est-à-dire que l'atténuation sera égale à $0{,}5 = 50\ \%$ (-6 dB) ou encore, en généralisant, que le gain du tag semblera apparemment avoir diminué de :

$$G_{\text{ant t}} = G(\phi, \theta) = (G_{\text{ant t}} \cos\theta)$$

$$G_{\text{ant t}}\ (\text{dB}) = G(\phi, \theta) = G_{\text{ant t}}\ (\text{dB}) + (20 \log(\cos\theta))$$

soit, dans notre exemple :

$$G_{\text{ant t}} = G(\phi, \theta) = (G_{\text{ant t}} \times 0{,}5)$$

$$G_{\text{ant t}}\ (\text{dB}) = G(\phi, \theta) = G_{\text{ant t}}\ (\text{dB}) - 6\ \text{dB}$$

c) Enfin, lorsque l'axe du dipôle du tag est orthogonal à cette orientation optimale, c'est-à-dire que l'axe du dipôle est colinéaire au sens de propagation de l'onde ou bien encore positionné verticalement par rapport au plan équatorial, l'atténuation est infinie.
Le *tableau 7.3* résume les variations de la valeur de l'atténuation en fonction des orientations relatives entre les antennes de la base station et du tag.

Tableau 7.3 – En polarisation linéaire (horizontale ou verticale)

	Angle θ (en °)	Cos θ	Atténuation en dB 20 log(cosθ)
Antennes base station et tag alignées	0	1	0
	15	0,966	0,3
	30	0,866	1,25
	45	0,707	3
	60	0,5	6
	75	0,259	11,74
orthogonales	90	0	infinie

d) Pour pallier ces derniers cas, lorsque les régulations locales l'autorisent, il est possible d'utiliser des ondes à polarisations circulaires ou elliptiques construites à l'aide par exemple de deux dipôles montés orthogonalement l'un par rapport à l'autre et attaqués par des tensions identiques (ou non) en valeurs mais en quadrature de phase créant ainsi une polarisation tournante (circulaire/elliptique) à l'onde rayonnée (*figure 7.13*).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

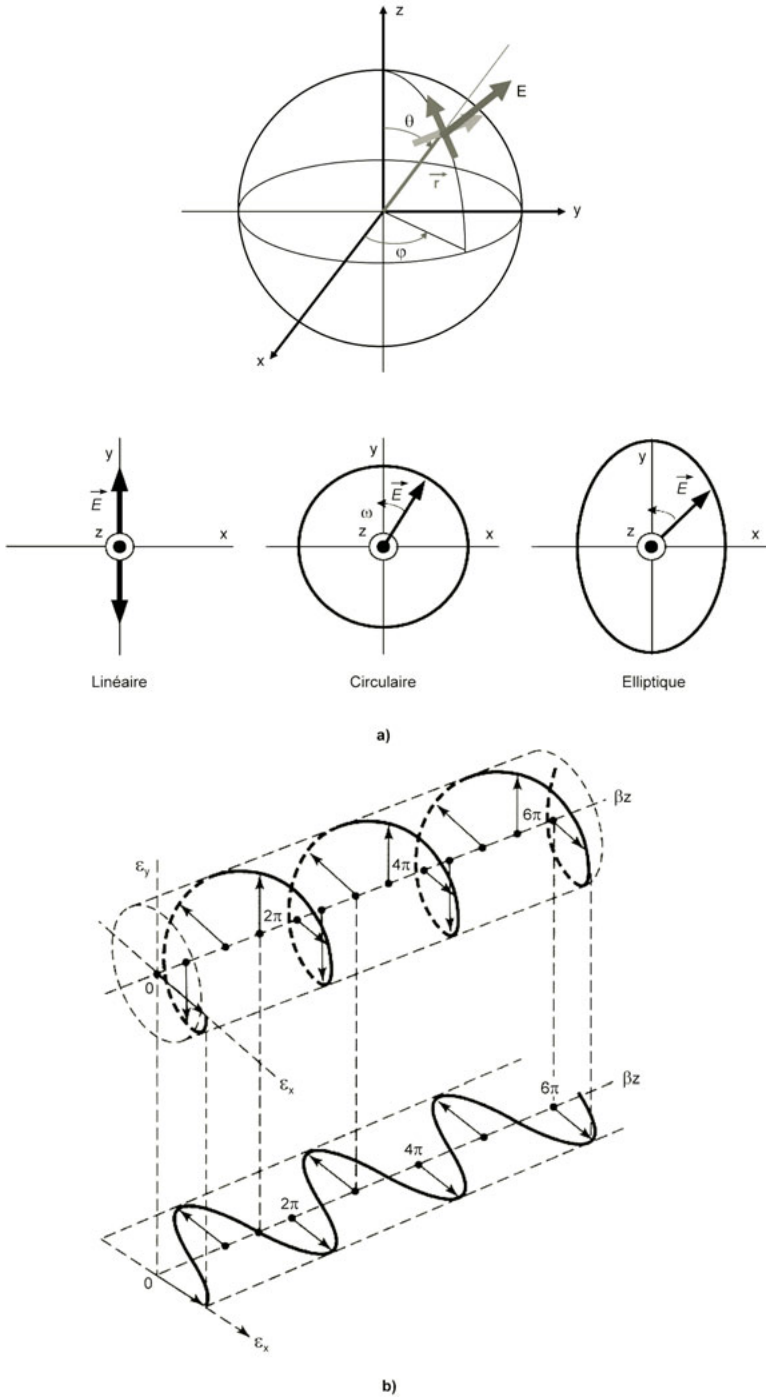


Figure 7.13 – (a) Polarisations linéaire, circulaire et elliptique.
(b) Polarisation circulaire.

La *figure 7.14* indique les performances comparatives obtenues entre les différentes polarisations des ondes. À titre d'exemple, si les deux antennes (base station et tag) sont polarisées linéairement et bien alignées, le coefficient de pertes sera nul. Par contre, si l'une est linéaire et l'autre circulaire, ce coefficient sera de – 3 dB.

		Polarisation de l'antenne base station		
		circulaire	verticale	horizontale
Postion du tag	verticale	3 dB	0 dB	∞ dB
	horizontale	3 dB	∞ dB	0 dB
	incliné	3 dB	3 dB	3 dB
	parallèle au faisceau	∞ dB	∞ dB	∞ dB

Figure 7.14 – Performances des polarisations.

Remarques

a) Les propriétés que nous venons d'énoncer ci-dessus ne sont vraies qu'en champs lointains, lorsque l'onde propagée peut être considérée comme réellement plane. À 900 MHz, par exemple, avec une longueur d'onde d'environ 35 cm, à partir de 1,5 m (environ 4λ) cela est totalement vrai. En champs proches, donc près de l'antenne (de 0 à 1 m), comme nous l'avons indiqué au début du chapitre 4, les équations de Maxwell indiquent que leurs angles relatifs des vecteurs **E** et **H** varient en fonction de la distance et, de plus, l'onde propagée n'est pas plane. De ce fait, l'orientation du tag a moins d'influence.

b) En examinant maintenant le problème d'une façon un plus microscopique, lorsque l'on se situe hors du plan équatorial, la valeur moyenne de la densité surfacique de puissance $\langle s_r \rangle$ varie beaucoup (en fonction

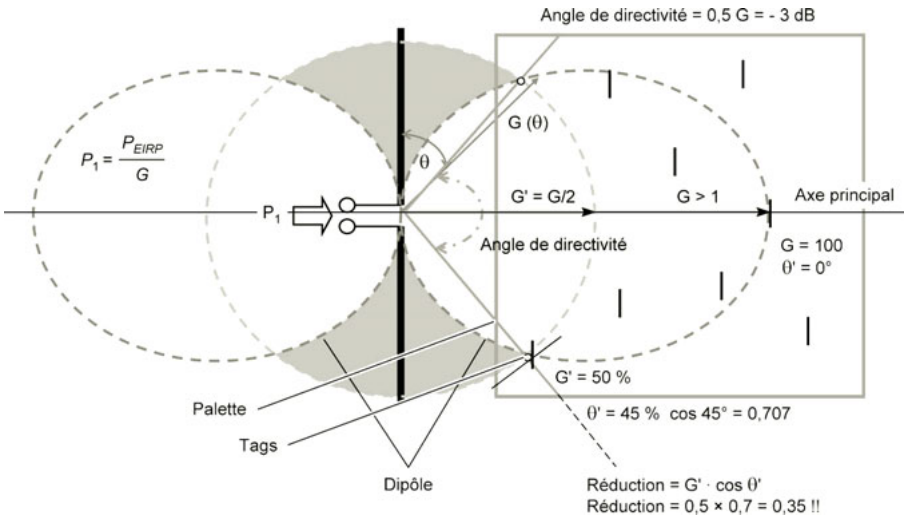


Figure 7.15 – Exemple détaillé des positions angulaires des tags d'une palette.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

de la forme du lobe de rayonnement, de l'angle d'observation et donc de la directivité associée), et par conséquent, en un point considéré du volume de rayonnement, le gain apparent diminue. Ceci entraîne donc par principe une perte de distance de communication. La *figure 7.15* donne l'exemple particulier d'une palette dans laquelle certains des tags bien rangés qu'elle contient sont situés sur l'axe de gain G' tel que $G' = G_{\max}/2$. De plus, la position du tag n'est pas optimale par rapport au vecteur champ électrique **E** rayonné en ce point (en l'occurrence 45° sur la figure), ce qui entraîne une réduction du gain de $0{,}5G_{\max}\cos 45° = 0{,}5G_{\max}\times 0{,}707 = 0{,}35G_{\max} = 35\,\%$ de $G_{\max}$... valeur heureusement partiellement compensée par le fait que, d'une part le tag est situé à une distance assez proche de l'antenne, et, d'autre part, que l'on est – comme indiqué au début du paragraphe précédent – à la limite du champ proche/champ lointain.

7.3 Facteur de désadaptation de puissance de charge d'antenne, $\theta_{\text{load matching}} = q$

Ce paragraphe a pour unique but de quantifier l'influence de la variation de la désadaptation nominale d'impédance (hors toutes tolérances) entre les valeurs complexes d'une part de l'impédance de sortie de l'antenne du tag, et d'autre part de l'impédance d'entrée du circuit intégré qui, sur le principe pour des tags télé-alimentés, pendant la liaison montante, devraient être des valeurs parfaitement conjuguées. C'est la raison de l'apparition du facteur q. Nous examinerons plus tard l'influence d'une désadaptation d'impédance volontaire.

7.3.1 Lorsque les impédances de source et de charge ont des valeurs quelconques

D'une manière générale, dans le cas de désadaptation (légère ou importante, volontaire ou non) d'impédance entre source et charge, la quantité q définit le facteur de désadaptation de puissance de la charge (ou encore $\theta_{\text{load matching}}$) comme le rapport entre la puissance wattée réellement dissipée dans la charge R_l et la puissance maximale possible dont celle-ci pourrait disposer lors de l'adaptation optimale. C'est donc une vue de désadaptation en puissance uniquement du côté « charge » qui est concernée par ce paramètre. Surtout, ne pas chercher à lui faire dire autre chose ! Par définition, celui-ci est égal à :

$$q = \frac{P_{\text{l eff}}}{P_{\text{l eff max}}} \text{ soit encore } P_{\text{l eff}} = qP_{\text{l eff max}}$$

avec bien sûr :

$$P_{\text{l eff}} = R_l\, I_{\text{eff}}^2 \text{ pour une valeur quelconque } R_l \text{ de la charge}$$

$$P_{\text{l eff}} = \frac{R_l}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2} V_{\text{équi eff}}^2 \text{ en W}_{\text{eff}}$$

Par ailleurs, lors de l'adaptation conjuguée entre source et charge ($X_l = -\boldsymbol{X}_{\text{ant t}}$ et $R_l = R_{\text{ant t}}$), l'équation ci-dessus se simplifie, et l'on obtient la valeur de $P_{\text{l eff max}}$:

$$P_{\text{l eff max}} = \frac{V_{\text{équi eff}}^2}{4R_l} \text{ en W}$$

L'expression générale de q devient alors :

$$q = \frac{P_{\text{l eff}}}{P_{\text{l eff max}}} = \frac{4R_{\text{ant t}}R_l}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2}$$

L'importance du facteur q est très importante car il dénote la portion de puissance consommée par la charge en fonction de sa désadaptation d'impédance par rapport à la charge idéale. Ceci veut dire que lorsqu'il y a désadaptation d'impédances entre source et charge, seule la puissance

$P_{\text{l eff}}$ (la valeur réelle de $qP_{\text{l eff max}}$) sera dissipée sous forme de watt dans la charge... et que du fait de la désadaptation nous montrerons dans la quatrième partie de ce chapitre que le reste de cette puissance, donc $(1 - q)P_{\text{l eff max}}$, participe pour partie (mais pour partie uniquement) à la puissance re-rayonnée vers la source (base station).

7.3.2 Cas des impédances de source et de charge accordées mais non adaptées

Dans la plupart des applications RFID fonctionnant en UHF et en SHF, l'ensemble du circuit « antenne plus circuit intégré tag » constitue – pour une fréquence donnée – un circuit accordé ($X_{\text{ant t}} = -X_l$). Dans ce cas particulier, l'équation de q démontrée ci-dessus se simplifie et devient :

$$q = \frac{P_{\text{l eff}}}{P_{\text{l eff max}}} = \frac{4R_{\text{ant t}}R_l}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2}$$

soit, en posant :

$$R_l = aR_{\text{ant t}} \quad \text{soit} \quad a = R_l/R_{\text{ant t}}$$

$$q = \frac{P_{\text{l eff}}}{P_{\text{l eff max}}} = \frac{4a}{(1 + a)^2} = f(a) = f\left(\frac{R_l}{R_{\text{ant t}}}\right)$$

■ Quelques explications physiques à propos de *q*

Afin de quantifier la désadaptation de puissance de charge en comparaison aux résultats théoriques obtenus avec l'équation de Friis, chiffrons la portion de puissance $P_{\text{l refl}}$ qui sera non absorbée par la charge Z_l et qui sera donc renvoyée/réfléchie par celle-ci vers l'antenne du tag. Bien entendu, la puissance réellement transmise et dissipée à la charge P_l sera la différence entre le maximum possible qu'elle puisse recevoir $P_{\text{l max}}$ (égale bien sûr à celle reçue P_t obtenue via l'équation de Friis) et celle réfléchie $P_{\text{l refl}}$ due à la désadaptation d'impédance de la charge :

$$P_l = P_{\text{l max}} - P_{\text{l refl}}$$

(Nous montrerons dans quelques paragraphes que la puissance réfléchie sur la charge $P_{\text{l\_refl}}$ fera partie de la puissance re-rayonnée par le tag et, comme nous l'indiquerons plus loin, cette portion de puissance participera au calcul de la valeur de surface dite RCS, *Radar Cross Section*, du tag pendant cette désadaptation d'impédance.)

Le rapport de la puissance utile nette P_l dissipée dans la charge à la puissance maximale incidente $P_{\text{l max}}$ correspond par définition au « facteur de désadaptation de puissance de charge de l'antenne » noté q ou encore $\theta_{\text{load matching}}$:

$$\theta_{\text{load matching}} = \frac{P_{\text{l}}}{P_{\text{l max}}} = 1 - \frac{P_{\text{l refl}}}{P_{\text{l max}}} = q$$

dont la valeur variera physiquement entre 0 et 100 %.

Pour quantifier cette valeur, il faut chiffrer ou mesurer le rapport $P_{\text{l refl}}/P_{\text{l max}}$, ce qui n'est pas aussi évident qu'il en a l'air ! Mais, car souvent il y a un « mais » qui arrange bien les choses, du fait de la relation physique générale existante entre « puissance » et « tension », $P = V^2/R$, par principe, on peut écrire :

$$\frac{P_{\text{l refl}}}{P_{\text{l max}}} = \frac{V_{\text{l refl}}^2}{V_{\text{inc}}^2} = \left(\frac{V_{\text{l refl}}}{V_{\text{inc}}}\right)^2$$

Il est alors nécessaire de quantifier le phénomènes de réflexions des ondes *via* le taux d'ondes stationnaires VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*), le coefficient de réflexion Γ, etc. dus à la désadaptation d'impédances entre source et charge, et ceci s'effectue de la même manière que ce que l'on effectue pour des lignes à constantes réparties à pertes négligeables (« sans perte »).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

7.3.3 Relation entre *q* et le coefficient de réflexion Γ

Par définition, on appelle coefficient de réflexion Γ (parfois noté également ρ dans la littérature RF) le rapport des valeurs complexes des tensions entre l'onde réfléchie et l'onde incidente :

$$\Gamma = \frac{V_{\text{l refl}}}{V_{\text{inc}}} \text{ (en valeur complexe... donc module et phase)}$$

avec $V_{\text{inc la}}$ valeur complexe de la tension de l'onde incidente (reçue) en amplitude et phase, $V_{\text{l refl}}$ la valeur complexe de la tension de l'onde réfléchie en amplitude et phase.

La valeur de $P_{\text{l refl}}/P_{\max} = (V_{\text{l refl}}/V_{\text{inc}})^2$ sera donc égale au carré du module de la valeur complexe de Γ, soit :

$$\theta_{\text{load matching}} = \frac{P_{\text{l}}}{P_{\text{l max}}} = 1 - \frac{P_{\text{l refl}}}{P_{\text{l max}}} = 1 - \left(\frac{V_{\text{l refl}}}{V_{\text{inc}}}\right)^2 = 1 - \Gamma^2$$

ou, en d'autres termes :

$$P_{\text{l}} = (1 - |\Gamma|^2)P_{\text{l max}} = qP_{\text{l max}}$$

soit encore :

$$\theta_{\text{load matching}} = q = 1 - |\Gamma|^2 = \frac{4a}{(1+a)^2}$$

$$\theta_{\text{load matching}} \text{ (en dB)} = 10 \log q = 10 \log (1 - |\Gamma|^2)$$

7.3.4 Relations entre *q*, Γ et *a*

Sachant que la puissance maximale $P_{\text{l max}}$ que peut recevoir la charge R_l lors de la condition d'adaptation est égale à P_t, calculons la valeur de la portion de puissance réfléchie $[(1 - q)P_{\text{l max}}]$ sur celle-ci lors de la désadaptation d'impédance par rapport à la charge optimale et que R_l absorbe $qP_{\text{l max}}$. Pour cela, estimons la valeur $(1 - q)$:

$$1 - q = 1 - \frac{4R_{\text{ant t}}R_l}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2}$$

$$1 - q = 1 - \frac{(R_{\text{ant t}} - R_l)^2}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2}$$

Dans le cas où l'ensemble du circuit d'entrée du tag constitue un circuit accordé, $X_{\text{ant t}} = -X_l$ (ou bien encore $X_{\text{ant t}} = X_l = 0$), et, en posant comme précédemment $R_l = aR_{\text{ant t}}$, soit $a = R_l/R_{\text{ant t}}$, l'équation de x se simplifie et devient :

$$1 - q = |\Gamma|^2 = \frac{(1-a)^2}{(1+a)^2} = \frac{(a-1)^2}{(a+1)^2}$$

Ceci entraîne physiquement que :

$$\Gamma = \frac{a-1}{a+1} \quad \text{avec} \quad a = \frac{R_l}{R_{\text{ant t}}}$$

et que la valeur de Γ change de signe selon que a est plus grand ou plus petit que 1, c'est-à-dire que la valeur de R_l est supérieure ou inférieure à la valeur de $R_{\text{ant t}}$.

7.3.5 En résumé

Tableau 7.4

Conditions d'adaptation	R_l	$a = \frac{R_l}{R_{ant\ t}}$	$q = \frac{P_{l\ eff}}{P_{l\ eff\ max}} = \frac{4a}{(1+a)^2}$	$\lvert\Gamma\rvert^2 = 1 - q$
Court-circuit	0	0	0	1
Adaptée	$R_l = R_{ant\ t}$	1	1	0
Ouverte	∞	∞	0	$(-1)^2 = 1$

Exemple
Avec une antenne dipôle $\lambda/2$ refermée sur une charge de 35 Ω, $R_l = 35\ \Omega$:
$\Gamma = (35 - 73)/(35 + 73) = (-38)/108 = -0{,}352$
$q = 1 - 0{,}124 = 0{,}876$.

7.4 Taux d'ondes stationnaires, VSWR

Examinons rapidement le taux d'ondes stationnaires (TOS, souvent baptisé *S* dans la littérature), ou encore en anglais le *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR), reflétant globalement la désadaptation d'impédance d'une ligne en fonction de la charge de celle-ci. Il quantifie le signal qui est réfléchi du fait de la désadaptation d'impédance qui est elle-même directement reliée à la quantité d'énergie transmise.
Pour déterminer la valeur du VSWR, il est nécessaire de calculer le rapport de la puissance nette à la puissance reçue, ce qui correspond également au rapport entre les maxima et minima de tension présents sur la ligne de transmission :

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{V_{inc} + V_{l\ refl}}{V_{inc} - V_{l\ refl}}$$

7.4.1 Relations entre coefficient de réflexion Γ et taux d'onde stationnaire VSWR

De l'équation ci-dessus, il est facile de déduire la valeur du module du coefficient de réflexion $|\Gamma|$, en effet :

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + \frac{V_{l\ refl}}{V_{inc}}}{1 - \frac{V_{l\ refl}}{V_{inc}}}$$

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

d'où :

$$\Gamma = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}$$

Par ailleurs, puisque :

$$\Gamma = \frac{a - 1}{a + 1}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

en identifiant terme à terme, on en conclut que :

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = a = \frac{R_l}{R_{\text{ant t}}}$$

$$\Gamma = \frac{\dfrac{R_l}{R_{\text{ant t}}} - 1}{\dfrac{R_l}{R_{\text{ant t}}} + 1}$$

$$\Gamma = \frac{R_l - R_{\text{ant t}}}{R_l + R_{\text{ant t}}}$$

ou, en généralisant :

$$\Gamma = \frac{Z_l - Z^*_{\text{ant t}}}{Z_l + Z_{\text{ant t}}} \text{ (en valeurs complexes... donc module et phase)}$$

avec Z_l l'impédance complexe de la charge, $Z_l = R_l + \mathrm{j}X_l =$ impédance d'entrée du circuit intégré, $Z_{\text{ant t}}$ l'impédance complexe de l'antenne du tag, $Z_{\text{ant t}} = R_{\text{ant t}} + \mathrm{j}X_{\text{ant t}}$, et $Z^*_{\text{ant t}}$ l'impédance conjuguée de l'antenne du tag, $Z^*_{\text{ant t}} = R_{\text{ant t}} - \mathrm{j}X_{\text{ant t}}$.

La valeur de Γ devient :

$$\Gamma = \frac{\left(R_l + \mathrm{j}X_l\right) - \left(R_{\text{ant t}} - \mathrm{j}X_{\text{ant t}}\right)}{\left(R_l + \mathrm{j}X_l\right) + \left(R_{\text{ant t}} + \mathrm{j}X_{\text{ant t}}\right)}$$

soit :

$$\Gamma = \frac{(R_l - R_{\text{ant t}}) + \mathrm{j}\,(X_{\text{ant t}} + X_l)}{(R_l + R_{\text{ant t}}) + \mathrm{j}\,(X_{\text{ant t}} + X_l)}$$

et son module :

$$|\Gamma| = \frac{\sqrt{(R_l - R_{\text{ant t}})^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2}}{\sqrt{(R_l + R_{\text{ant t}})^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2}}$$

■ Quelques cas particuliers

Afin de fixer les idées, donnons dès à présent quelques exemples concrets de valeurs Γ et de son module noté $|\Gamma|$ (attention à ne pas confondre cette valeur avec la symbolique « valeur absolue » !). Lors de l'emploi d'une antenne de type $\lambda/2$($Z_{\text{ant t}} = R_{\text{ant t}} + X_{\text{ant t}}$ avec $X_{\text{ant t}} = 0$), l'équation de Γ devient :

$$\Gamma = \frac{(R_l - R_{\text{ant t}}) + \mathrm{j}X_l}{(R_l + R_{\text{ant t}}) + \mathrm{j}X_l}$$

Examinons rapidement quelques cas particuliers.

□ La charge Z_l est une résistance pure ($X_l = 0$)

$$\Gamma = \frac{R_l - R_{\text{ant t}}}{R_l + R_{\text{ant t}}} = f(R_l)$$

Lorsque $R_l = R_{\text{ant t}}$: remarquons dès à présent que ceci correspond au cas où les impédances complexes Z_l et $Z_{\text{ant t}}$ sont strictement conjuguées. Dans ce cas, le coefficient de réflexion est nul et le maximum de puissance que permet l'équation de Friis sera transmis à la charge en l'absence de toute réflexion d'ondes entre source (antenne du tag) et charge. Toute la puissance est absorbée dans R_l.

$Z_l = Z_{\text{ant t}}$; ligne fermée sur $Z_{\text{ant t}}$ (adaptation) ; $\Gamma = 0$, $|\Gamma| = 0$ pas de réflexion

Lorsque R_l a une valeur quelconque :

– une partie de la puissance incidente est absorbée dans la résistance R_l, il y a réflexion d'une partie de la puissance, et l'onde réfléchie a une amplitude inférieure à l'onde incidente ;
– à l'extrémité de la ligne, l'onde réfléchie est en phase/en opposition selon que la valeur de R_l est inférieure ou supérieure à $R_{\text{ant t}}$ puisque la valeur du numérateur change de signe pour $R_l = R_{\text{ant t}}$.

Lorsque R_l = 0, ceci correspond à la ligne en court-circuit et il y a réflexion :

$$\Gamma = -1, \quad |\Gamma| = 1 \text{ réflexion totale soustractive}$$

Lorsque R_l = infinie, ceci correspond à la ligne ouverte et il y a réflexion :

$$\Gamma = +1, \quad |\Gamma| = 1 \text{ réflexion totale additive}$$

□ **La charge Z_l est une réactance pure** ($Z_l = \mathbf{j}X_l$)

Dans ce cas, la ligne est fermée sur une réactance pure.
$\Gamma = +\text{j}$ ou $-\text{j}$, selon que la réactance est inductive ou capacitive, $|\Gamma| = 1$ réflexion totale.

– Il n'y a pas de puissance wattée absorbée par Z_l.
– À l'extrémité de la ligne, il y a réflexion totale de l'onde incidente.
– L'onde réfléchie à une amplitude identique à l'onde incidente (réflexion totale).
– La phase est différente selon le type de réactance :

$$Z_l = \frac{-\text{j}}{C\omega}, \qquad \Gamma = -\text{j}, \qquad |\Gamma| = 1$$

$$Z_l = \frac{\text{j}}{L\omega}, \qquad \Gamma = +\text{j}, \qquad |\Gamma| = 1$$

– La charge Z_l est de la forme générale $Z_l = R_l + \text{j}X_l$.
– Une partie de la puissance incidente est absorbée dans la résistance R_l.
– L'onde réfléchie peut avoir une amplitude quelconque (mais inférieure à l'onde incidente).
– À l'extrémité de la ligne l'onde réfléchie a une phase quelconque en fonction de Γ.

Remarques en RFID fonctionnant en UHF ou SHF

À titre de pré-information – comme nous l'indiquerons plus tard, afin d'obtenir la plus grande variation possible de puissance re-rayonnée, donc d'avoir la plus grande variation de la surface radar du tag ΔRCS –, le mieux serait de commuter l'antenne du tag d'une position totalement ouverte ($\Gamma = +1$) à la position antenne totalement court-circuitée ($\Gamma = -1$), obtenant ainsi la plus grande variation globale de Γ passant de + 1 à -1, soit une variation $\Delta\Gamma = [1 - (-1)] = 2$. Cette vue idéalisée est hélas rarement réalisée. La raison cachée derrière cela est fort simple : pour réaliser des tags peu chers il faut réussir à télé-alimenter le circuit intégré présent à bord du tag ! Pour ce faire, afin d'obtenir la plus grande distance de fonctionnement, il faut tout d'abord se positionner dans la configuration correspondant au maximum du transfert d'énergie reçue, c'est-à-dire être dans le cas d'adaptation parfaite d'impédance. Dans ce cas, comme nous l'avons montré, Γ sera alors égal à 0. Ensuite, en se commutant (au maximum) sur la position de court-circuit de l'antenne, d'où $\Gamma = -1$, le $\Delta\Gamma$ maximum réel sera égal à $[0 - (-1)] = 1$, et le maximum de puissance sera re-rayonnée vers l'antenne.

Pour résumer tout cela, le *tableau 7.5* donne un exemple numérique de passage entre a, VSWR, Γ et $q = (1 - \Gamma^2)$, cette dernière valeur qualifiant le pourcentage de désadaptation de puissance transmise à la charge.
Dans les applications RFID, il est communément admis qu'une réduction de puissance de 4 % est « tolérable » (du moment que l'on sait qu'elle peut exister...), ce qui, comme l'indique le tableau, correspond à une désadaptation en Γ de $-0{,}2$ à $+0{,}2$ ou traduite en VWSR de 0,7 à 1,5.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Tableau 7.5

	R_l	a = VSWR = $R_l/R_{ant\,t}$	Γ	$(1-\Gamma^2)$	q	Réduction de puissance $(1-\Gamma^2) = q$ en %	en dB 10 log q
Court-circuit	**0**	**0**	**– 1**	**1 – 1**	**0**	**100**	**Infinie**
	1/3 $R_{ant\,t}$	0,33	– 0,5	1 – 0,25	0,75	25	1,3
	2/3 $R_{ant\,t}$	0,66	– 0,2	1 – 0,04	0,96	4	0,2
Adapté	**$R_{ant\,t}$**	**1**	**0**	**1 – 0**	**1**	**0**	**0**
	3/2 $R_{ant\,t}$	1,5	0,2	1 – 0,04	0,96	4	0,2
	2 $R_{ant\,t}$	2	0,33	1 – 0,111	0,889	11,1	0,5
	3 $R_{ant\,t}$	3	0,5	1 – 0,25	0,75	25	1,3
	5 $R_{ant\,t}$	5	0,66	1 – 0,444	0,556	44,4	2,6
	10 $R_{ant\,t}$	10	0,818	1 – 0,669	0,331	66,9	4,8
Ouvert	**Infinie**	**Infinie**	**+ 1**	**1 – 1**	**0**	**100**	**Infinie**

Remarque

Souvent, en ce qui concerne la base station, cette désadaptation est due au fait que selon les sites d'installations utilisés, la distance concrète existante entre l'électronique de base station et son antenne est variable. De ce fait, la longueur des câbles coaxiaux de liaisons les reliant est différente, ce qui hélas change légèrement la valeur de l'impédance de terminaison et donc la valeur du VSWR. Il existe deux remèdes possibles à cela :

– soit l'électronique de la base station est physiquement directement incluse dans le boîtier de l'antenne et il n'y a plus de câbles de liaison (ou bien leurs longueurs sont connues et constantes) ;

– soit, à l'intérieur de la base station, on prévoit un dispositif électronique permettant d'ajuster automatiquement l'adaptation parfaite d'impédance entre impédance de sortie de l'amplificateur et impédance de l'antenne, donc de maintien de VSWR = 1.

■ Exemple

Nous avons annoncé au début de cet ouvrage que nous serions concrets, alors soyons-le. Prenons l'exemple du circuit intégré U_code HSL de NXP/Philips Semiconductors. L'impédance complexe d'entrée de ce circuit intégré nu (la puce sans aucun boîtier) Z_{ic}, mesurée à 900 MHz à l'aide d'un analyseur de réseau (très, très cher mais nécessaire !), a une valeur typique (donc hors tolérances) égale à :

$$Z_{ic} = R_{ic} + j X_{ic}$$
$$Z_{ic} = 35 - j720$$

soit, un coefficient de qualité intrinsèque $Q = X_{ic}/R_{ic} = 720/35 =$ environ 20.

L'écriture symbolique de la valeur de cette impédance représente un réseau électrique composé d'une résistance (35 Ω) disposée en série avec une capacité (– j720). Dans notre cas, cette représentation série ne correspond pas tout à fait à la réalité physique qui est une configuration parallèle, composée d'une résistance $R_{ic\,p}$ d'environ 15 kΩ disposée en parallèle ($R_{ic\,p} = Q^2 R_{ic\,s} = 20^2 \times 35$) avec une capacité de 240 fF (1 femtofarad = 10^{-15} farad).

Revenons maintenant à notre problème d'adaptation. Tout d'abord, en utilisant une antenne de tag facile à réaliser de type dipôle λ/2 dont l'impédance devrait être très proche de $Z_{ant\,t} = 73 + j0$, il sera difficile de réaliser directement l'adaptation.

Ensuite, en supposant que l'on y arrive, la partie réactive « – j720 » dépend par principe de la fréquence exacte de fonctionnement ($X_{ic} = \frac{-1}{C_{ic}\omega}$), et l'adaptation conjuguée ne sera donc vraie, hors toutes autres tolérances, que pour une valeur particulière de la fréquence de fonctionnement.

Hélas (ou heureusement) pour nous, le document ISO 18 000-6 indique que, pour qu'un tag soit conforme à la norme, il doit être capable de fonctionner correctement dans la totalité de la bande de 860 à 960 MHz[1], donc à l'intérieur d'une bande assez large de fréquences, et donc de maintenir correctement une adaptation la plus rigoureuse possible sur toute la largeur de la bande. Hélas, comme les paragraphes suivants vont le souligner, les rêves ont parfois des limites douloureuses !

Exemple : respect de la norme ISO 18 000-6

La norme ISO 18 000-6 stipule de façon très explicite que pour être conforme, un tag RFID doit fonctionner correctement en UHF de 860 à 960 MHz. De plus, en supposant que le tag ne soit pas cher (le souhait de tout le monde !), cela implique que sa technologie soit la plus simple possible. Dans ce cas, le circuit équivalent d'entrée du circuit intégré sera simplement constitué d'un réseau série de résistance $R_{ic\,s}$ avec une capacité $C_{ic\,s}$ que l'on accordera sur la valeur médiane de la bande considérée, c'est-à-dire $(860 + 960)/2 = 910$ MHz.

Par pure sympathie, afin de ne pas alourdir exagérément les calculs, nous allons supposer que sur toute la bande de fréquences considérées, la résistance de charge $R_{ic\,s}$ est toujours adaptée à la valeur de la résistance de rayonnement de l'antenne $R_{ant\,t}$, soit $R_{ic\,s} = R_{ant\,t}$. (En fait, ceci est légèrement faux puisque la valeur de $R_{ant\,t}$ d'une antenne est fonction de la longueur d'onde λ, et que bien évidemment celle-ci varie en fonction des fréquences présentes dans la bande.) En reprenant l'équation initiale :

$$1 - |\Gamma|^2 = \frac{4R_l R_{ant\,t}}{(R_l + R_{ant\,t})^2 + (X_l + X_{ant\,t})^2}$$

et en introduisant $R_l = R_{ic\,s} = R_{ant\,t}$, il vient :

$$1 - |\Gamma|^2 = \frac{1}{1 + \frac{(X_l + X_{ant\,t})^2}{4R_{ant\,t}^2}}$$

Avec $X_{ant\,t} = L_{ant\,t}\omega$:

$$X_l = x_{ics} = \frac{-1}{C_{ic\,s}\omega}$$

et, en s'arrangeant de sorte qu'à $f_0 = 910$ MHz, $X_l = -X_{ant}$, soit :

$$X_l = x_{ics} = \frac{-1}{C_{ic\,s}\,\omega}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_{ant\,t}C_{ic\,s}}$$

[1] À titre de rappel, le fait de devoir fonctionner correctement sur la totalité de la bande de 860 à 960 MHz est dû au fait que pour assurer une bonne interopérabilité fonctionnelle, une étiquette collée sur un paquet doit pouvoir être lue de part le monde entier par des lecteurs locaux, donc fonctionnant sous différentes régulations UHF locales allant de 860 à 960 MHz.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

En posant à présent $X = (X_{\text{ant t}} + X_{\text{ic s}})$, pour une fréquence ω_1 nous pouvons écrire :

$$X = L_{\text{ant t}}\omega_1 - \frac{1}{C_{\text{ic s}}\omega_1} = L_{\text{ant t}}\left(\omega_1 - \frac{1}{L_{\text{ant t}}C_{\text{ic s}}\omega_1}\right) = L_{\text{ant t}}\left(\omega_1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_1}\right)$$

$$X = L_{\text{ant t}}\frac{\omega_1^2 - \omega_0^2}{\omega_1} = L_{\text{ant t}}\frac{(\omega_1 - \omega_0)(\omega_1 + \omega_0)}{\omega_1}$$

Or, $(\omega_1 - \omega_0) = \Delta\omega$ et $(\omega_1 + \omega_0) = 2\omega_1$ si $\Delta\omega$ est petit devant ω_0, soit $X = 2L_{\text{ant t}}\,\Delta\omega$, d'où :

$$1 - |\Gamma|^2 = \frac{1}{1 + \dfrac{L_{\text{ant t}}^2\Delta\omega^2}{R_{\text{ant t}}^2}}$$

Par définition, le coefficient de qualité (à vide) de l'antenne du tag $Q_{\text{ant t}}$ est égal à :

$$Q_{\text{ant t}} = \frac{L_{\text{ant t}}\omega_0}{R_{\text{ant t}}}$$

soit :

$$\frac{Q_{\text{ant t}}}{\omega_0} = \frac{L_{\text{ant t}}}{R_{\text{ant t}}}$$

En reportant cette valeur dans l'équation précédente, nous obtenons :

$$q = 1 - |\Gamma|^2 = \frac{1}{1 + \dfrac{Q_{\text{ant t}}^2\Delta\omega^2}{\omega_0}}$$

ou encore :

$$q = 1 - |\Gamma|^2 = \frac{1}{1 + Q_{\text{ant t}}^2\left(\dfrac{\Delta f}{f_0}\right)^2}$$

■ Application

Toujours dans le cas de l'utilisation à $f_0 = 910$ MHz (fréquence centrale de la bande 860 – 960 MHz) du circuit U_code HSL de NXP/Philips Semiconductors présenté précédemment (Z_{ic}@910 MHz = 35 – j 720) :

$$\omega_0 = 2 \times 3{,}14 \times 910 \times 10^6 = 5\,715 \times 10^6 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$$

$$\omega_0^2 = 32{,}66 \times 10^{18}$$

$$C_{\text{ic s}} = 240 \text{ fF}$$

$$C_{\text{ic s}}\omega_0^2 = 7{,}8387 \times 10^6$$

Si

$$L_{\text{ant}}C_{ic\ s}\omega_0^2 = 1$$

$$L_{\text{ant t}} = 0{,}1275\ \mu\text{H}$$

$$L_{\text{ant t}}\omega_0 = 729\ \Omega$$

$$R_{\text{ant t}} = 35\ \Omega$$

soit

$$Q_{\text{ant t}} = 20{,}83$$

Si l'application doit être conforme à l'ISO 18 000-6, devant donc couvrir la bande de 860 à 960 MHz... sans indication de x dB de pertes possibles en bout de bande, dans ce cas :

$$\Delta f = 910 - 860 = 50$$
$$\Delta f^2/f_0^2 = 3 \times 10^{-3}$$
$$Q_{\text{ant t}}^2 \Delta f^2/f_0^2 = 1{,}31$$

soit $q = \dfrac{1}{1 + 1{,}31} = 0{,}43...$ ce qui est déjà au nominal (hors tolérances des composants) énorme ! C'est-à-dire qu'en extrémité de bande (à 860 et à 960 MHz), la désadaptation de charge, chiffrée en dB, sera de $(10 \log q)$, soit, désadaptation de charge due à la variation de fréquence dans la bande $= 10 \log(0{,}43) = -3{,}68$ dB.

Dans quelques paragraphes, nous montrerons que la distance de communication r est proportionnelle à $\sqrt{q}$, donc :

$$r \text{ en bout de bande} = r \text{ sur la fréquence centrale} \times \sqrt{q}$$
$$= r \text{ sur la fréquence centrale} \times \sqrt{0{,}43} = r \text{ sur la fréquence centrale} \times 0{,}656$$

soit une réduction de distance de communication de $(1 - 0{,}656) = 34{,}4$ % en bout de bande (à 860 et à 960 MHz) par rapport à la fréquence centrale de 910 MHz ! Sans compter le reste ! En bref, tout étant égal par ailleurs, un tag destiné à circuler de par le monde et donc centré sur la fréquence centrale, 910 MHz, de la bande UHF (860-960) fonctionnant aux États-Unis (915 MHz) à 5 m ne fonctionnera plus qu'à environ $5 \times 0{,}656 = 3{,}3$ m en France (868 MHz) et au Japon (954 MHz) !

Par ailleurs, pour conclure, sachant que $q = 1 - |\Gamma|^2$, tirons la valeur associée de Γ :

$$|\Gamma|^2 = 1 - q$$
$$|\Gamma|^2 = 1 - 0{,}43 = 0{,}57$$
$$|\Gamma| = +\text{et} - 0{,}755\,!$$

ce qui veut dire que même sans rien faire, en France et au Japon ce tag sera déjà nominalement très fortement désadapté aux extrémités de la bande UHF !

Remarque

À l'aide de circuit d'adaptation d'entrée (inductance/capacité), il est toujours possible de corriger/compenser la sélectivité congénitale du tag qui existe sur la largeur de la bande tel qu'on le fait pour les amplificateurs FI (fréquences intermédiaires) en télévision... mais bien évidemment cela a un coût qui n'est pas souvent toléré en RFID de grande diffusion !

Souvent, l'impédance de la charge Z_l (le circuit d'entrée du circuit intégré) varie avec la fréquence, et, normalement, un fabricant de composants indique les valeurs de R_{ic} et de X_{ic} en fonction de la fréquence. Ceci suffit parfois à corriger tout ou partie de l'accord du tag sur la plage de fréquences à respecter. Donnons, toujours à titre d'exemple, les valeurs du circuit intégré (puce nue) du circuit U_code EPC C1 G2 :

$$Z_l \text{ @ } 867 \text{ MHz} = 41 - \text{j}865$$
$$910 \quad \rightarrow 34{,}5 - \text{j}820$$
$$928 \quad \rightarrow 36{,}5 - \text{j}794$$
$$2\,450 \quad \rightarrow 11 - \text{j}295$$

Les valeurs de la partie imaginaire de l'impédance Z_l indiquées ci-dessus, directement liées à la fréquence, indiquent que la valeur de la capacité d'entrée du circuit intégré n'évolue que très peu en fonction de la fréquence. Par contre, on peut noter la forte variation de la partie réelle ne réussissant pas à maintenir la valeur de Q constante.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Si en fonctionnement modulé on passe volontairement la valeur Γ de (– 0,75) à (– 1), il faut vérifier que la variation de RCS (*Radar Cross Section*, voir chapitres 8 et 9) est bien en accord avec celle spécifiée par la norme de conformité ISO 18 047-6 pour la norme ISO 18 000-6.
Pour un calage tel qu'indiqué ci-dessus, nous venons de montrer qu'un même tag aura nominalement des distances de fonctionnement bien différentes entre les États-Unis (où la valeur centrale est de 915 MHz, très près de 910) et l'Europe et la France où nous sommes proches de l'extrémité de la bande (868 MHz). À même puissance EIRP, la distance de fonctionnement est proportionnelle à la racine carrée de q, soit dans ce cas racine de $0,43 =$ environ 65 % de la distance max. à 910... c'est-à-dire aux États-Unis.
Quid de ... qui ne va commander que des tags « Europe », que des tags « États-Unis », des tags « US/Europe », des tags « Japon », ou bien des tags « World Wide » ?

7.5 Pertes dues à la conception physique de l'antenne, θ_{antenna}

Nous avons évoqué de très nombreuses fois comment évaluer la valeur de la surface effective « théorique » $\sigma_{\text{e t}}$ du tag. Hélas, comme d'habitude, la pratique est toujours légèrement différente de la théorie. En effet, nous avons passé sous silence tous les paramètres rentrant réellement en ligne de compte dans l'estimation complète de la vraie valeur de $\sigma_{\text{e t}}$, notamment les surfaces mécaniques, les types de matériaux, etc. dont ce paramètre tient compte en plus des pertes ohmiques de l'antenne du tag. Ces pertes sont d'origines diélectriques, effet Joule, effets Corona, etc.
Ce paramètre baptisé θ_{antenna} dénote l'efficience de l'antenne du tag ($P_{\text{rayonnée}}/P_{\text{inc}}$) en indiquant de combien l'équation théorique $P_{\text{t théorique}} = \sigma_{\text{e t théorique}} s$ est incorrecte dans la réalité puisque l'on ne reçoit réellement que :

$$P_{\text{t réelle}} = \sigma_{\text{e t réelle}} s = \theta_{\text{antenna}}\, \sigma_{\text{e t théorique}} s$$

La valeur de θ_{antenna} est fréquemment de l'ordre de 0,7.

7.6 En conclusion

La puissance P_l réellement transférée à la charge $R_l = R_{\text{ic s}}$ (le circuit intégré) à partir de l'antenne du tag, doit alors tenir compte des rendements d'adaptation spécifiques des différents paramètres pouvant être désaccordés inscrits ci-dessous à l'intérieur de la parenthèse. L'équation originelle de Friis se modifie pour devenir alors :

$$P_l = P_{\text{bs eirp}}\, G_{\text{ant t}} \frac{\lambda^2}{(4\pi r)^2} (\theta_{\text{Load Matching}}\, \theta_{\text{Polarisation}}\, \theta_{\text{Antenna}})$$

Tous ces paramètres auront bien évidemment une répercussion directe sur la distance maximale de fonctionnement au travers de la formule réciproque déjà présentée :

$$r_{\max} = \sqrt{\frac{P_{\text{bs eirp}}\, G_{\text{ant t}} \lambda^2}{(4\pi)^2 P_l} \theta_{\text{Load Matching}}\, \theta_{\text{Polarisation}}\, \theta_{\text{Antenna}}}$$

Vous êtes sceptiques quant aux résultats que cela induit ? Alors, rendez-vous aux paragraphes suivants pour examiner quelques exemples concrets.

7.7 Exemples réalistes en RFID en UHF et à 2,45 GHz

Afin de fixer les idées, vous trouverez ci-dessous quatre exemples (3 en UHF et 1 en SHF) basés sur l'utilisation d'un circuit intégré de la famille U_code HSL de NXP/Philips Semiconductors dont la puissance minimale de lecture requise P_{ic} du composant est de 35 μW en UHF et 120 μW en SHF (à 2,45 GHz).

Dans tous les exemples ci-dessous nous prendrons pour hypothèses :

- antenne du tag :
  - dipôle λ/2,
  - $G_{ant\ t} = 1{,}64$;
- désadaptation :
  - $\theta_{load\ matching} = 0{,}8$ pour un fonctionnement dans une bande de fréquences envisagée,
  - $\theta_{antenna} = 0{,}7$ pour tenir compte des pertes de l'antenne non idéale,
  - $\theta_{polarisation} = 1{,}0$ ... en supposant que les antennes de la base station et du tag sont parfaitement alignées et situées dans le plan équatorial.

Remarques

Si les antennes de la base station et du tag n'étaient pas parfaitement alignées, il faudrait tenir compte de :

– $\theta_{polarisation}$ en multipliant les valeurs ci-dessous par racine de $\theta_{polarisation}$ (par exemple $\theta = 45°$, $\cos\theta = 0{,}707$) ;

– $\sqrt{\theta_{polarisation}} = 0{,}84$ (→ soit 16 % de moins de distance !) et, par pure correction, nous oublierons momentanément d'évoquer et de tenir compte des limites temporelles de fonctionnement qu'apportent quotidiennement les valeurs maximales des rapports cycliques qu'autorisent ou non les autorités locales de régulations !

7.7.1 En UHF

■ Exemple I, selon les régulations américaines (FCC 47 part 15)

$f = 915$ MHz

$\lambda = 33$ cm

$P_{EIRP\ max} = 4$ W (1 W conduit +6 dB de gain d'antenne de la base station)

$$R_{max} = \sqrt{\frac{4 \times 1{,}64 \times 0{,}33^2}{(4\pi)^2 \times 35 \times 10^{-6}} \times 0{,}8 \times 1 \times 0{,}7} = 8{,}5 \text{ m}$$

■ Exemple II, en UHF selon les régulations européennes 2004 (CEPT – ERC 70 03)

$f = 869$ MHz

$\lambda = 35$ cm

$P_{ERP\ max} = 500$ mW → $P_{EIRP\ max} = 820$ mW

$$R_{max} = \sqrt{\frac{0{,}82 \times 1{,}64 \times 0{,}35^2}{(4\pi)^2 \times 35 \times 10^{-6}} \times 0{,}8 \times 1 \times 0{,}7} = 4{,}09 \text{ m}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

■ Exemple III, en UHF selon les régulations européennes 2007 (ETSI 302 208 – LBT)

$f = 869$ MHz
$\lambda = 35$ cm
$P_{\text{ERP max}} = 2\ \text{W} \rightarrow P_{\text{EIRP max}} = 3{,}28\ \text{W}$

$$R_{\max} = \sqrt{\frac{3{,}28 \times 1{,}64 \times 0{,}35^2}{(4\pi)^2 \times 35 \times 10^{-6}} \times 0{,}8 \times 1 \times 0{,}7} = 8{,}18\ \text{m}$$

7.7.2 À 2,45 GHz

■ Exemple I, selon les régulations USA (FCC 47 part 15)

$f = 2{,}45$ GHz
$\lambda = 12$ cm
$P_{\text{conduit bs max}} = 1\ \text{W},\ G_{\text{ant bs max}} = 4 \rightarrow P_{\text{EIRP max}} = 4\ \text{W}$

$$R_{\max} = \sqrt{\frac{4 \times 1{,}64 \times 0{,}12^2}{(4\pi)^2 \times 120 \times 10^{-6}} \times 0{,}8 \times 1 \times 0{,}7} = 1{,}65\ \text{m}$$

La *figure 7.16* donne de nombreux autres exemples (attention de bien lire les nombreuses notes très importantes présentées en dessous du tableau !).

Range Calculation for UHF & SHF Systems (théorique, hors tolérances)

tag télealimenté			note	INPUT: Frequency f MHz	lambda m	base station: power - Pbs ERP W	Prdr W	antenna gain Gbs	equals dB	P EIRP = Pbs.Gbs	tag: antenna gain tag Glbl	equals dB	Min. Power for the chip Pchip µW	equals dBm	Antenna efficiency AntEff %	equals dB	Matching efficiency Match %	equals dB	OUTPUT: Max. Operat range range m
UHF	europe	in/outdoor	a	900,0	0,333	**0,5**		1	0,00	0,50	1	0,00	60	-12,22	100	0,00	100	0,00	2,42
		in/outdoor	b	900,0	0,333	**0,5**		1,64	2,15	0,82	1,64	2,15	60	-12,22	100	0,00	100	0,00	3,97
			c	868,5	0,345	**0,5**		1	0,00	0,50	1	0,00	60	-12,22	100	0,00	100	0,00	2,81
			d	868,5	0,345	**0,5**		1,64	2,15	0,82	1,64	2,15	60	-12,22	100	0,00	100	0,00	4,12
	europe	indoor only	e	872,0	0,344	**2**		1	0,00	2,00	1	0,00	60	-12,22	100	0,00	100	0,00	5,00
	(future)	indoor only	f	873,0	0,344	**2**		1,64	2,15	3,28	1,64	2,15	60	-12,22	100	0,00	100	0,00	8,19
	america	in/outdoor	g	915,0	0,328		**4**	1	0,00	**4,00**	1,64	2,15	60	-12,22	100	0,00	100	0,00	8,63
			h	915,0	0,328		**1**	4	6,02	**4,00**	1,64	2,15	60	-12,22	100	0,00	100	0,00	8,63
	xxx		i	868,5	0,345		**1**	4	6,02	**4,00**	1,64	2,15	60	-12,22	100	0,00	100	0,00	9,09
	xxx		j	868,5	0,345	2,44	2,44	1,64	2,15	**4,00**	1,64	2,15	60	-12,22	100	0,00	100	0,00	9,09
SHF	europe	in/outdoor		2450,0	0,122					**0,5**	1	0,00	150	-8,24	100	0,00	100	0,00	0,56
		in/outdoor		2450,0	0,122					**0,5**	1,64	2,15	150	-8,24	100	0,00	100	0,00	0,72
	europe	indoor (15%)		2450,0	0,122					**4**	1,64	2,15	150	-8,24	100	0,00	100	0,00	2,04
	america	in/outdoor		2450,0	0,122					**4**	1	0,00	150	-8,24	100	0,00	100	0,00	1,69
				2450,0	0,122					**4**	1,64	2,15	150	-8,24	100	0,00	100	0,00	2,04
vos propres chiffres !!				860,0	0,349	0,5		1,64		0,82	1,64	2,15	60	-12,22	70	1,55	80	-0,97	3,11

a purement information car une antenne base station isotrope G = 1n'existe pas et n'a pas de sens par rapport à la définition de puissance ERP
b en Europe P max possible = 0,5 W ERP. Cette puissance decrite selon une base d'antenne lambda/2 doit donc etre associée à Gant bs de 1,64
c pour info
d la vraie valeur acceptable en France
e
f en attente en Europe - Pour la France, l'ART "émet des réserves"
g la FCC stipule Pmax EIRP = + 36 dBm soit 4 W EIRP, c'est à dire 4 W avec une antenne isotrope de G = 1 ... qui n'existe pas... donc purement theo
h la FCC stipule Pmax EIRP = + 36 dBm avec Pmax = 1W (30 dB) avec une antenne non isotrope de G = 4 (6 dB) ... qui existe mais donc très directe
i pour rire, le même calcul avec les frequences autorisées en Europe
j toujours pour Pmax EIRP = + 36 dBm = 4 W mais réparti en P ERP = 2,44 W et une antenne dipole G = 1,64 donc moins directive ...
... solution impossible puisque l'on ne doit pas depasser 1 W max conduit !

Figure 7.16 – Exemples de distances maximales de fonctionnement en fonction des fréquences d'utilisation et des régulations locales.

Attention !
Parfois, afin d'afficher des performances mirobolantes (distances, consommation, etc.), certains constructeurs peu scrupuleux utilisent des antennes de base station à gain élevé (par exemple de 15) : par exemple, des antennes de type Yagi employées en télévision (*figure 7.17*) à 5 ou 6 éléments. Ceci permet évidemment, à même P_{EIRP} autorisée, de réduire fortement la puissance conduite de la base station... en camouflant que le diagramme de rayonnement de celle-ci devient très directif !

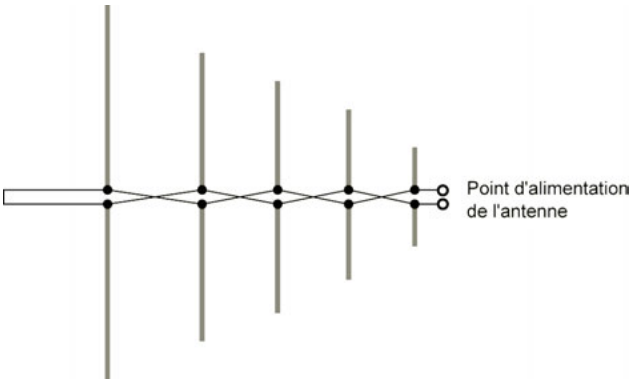


Figure 7.17 – Exemple d'antenne Yagi pour base station.

7.7.3 Premières conclusions

Du simple fait de l'introduction des valeurs des trois paramètres développés aux paragraphes précédents *q*, *p*, et « antenna » (dans l'exemple, de valeurs respectives « sympathiques », « 0,8 » de « 1 » et de « 0,7 » soit un produit de $0{,}8 \times 1 \times 0{,}7 = 0{,}56$), ce tableau indique clairement que – même, dans le plan équatorial, lorsque les axes sont optimalement alignés – il existe au moins un (modeste !) écart de – 25 % sur la valeur de fonctionnement entre un système idéal et un système réel (racine de 0,56 = 0,75 d'où – 25 %). Pour être très concret, prenons simplement dans le tableau l'exemple du système fonctionnant en Europe avec $P_{\text{ERP}} = 500$ mW, $G_{\text{ant bs}} = 1{,}64$. Au nominal, nous passons alors de 5,39 m à $(5{,}39 \times 0{,}75) = 4{,}04$ m et ceci uniquement selon l'axe principal de l'antenne ($\theta_{\text{polarisation}} = 1$), sans tenir aucunement compte de tolérances des différents éléments du système !

7.8 Influence du montage du circuit intégré sur le support du tag

Vous pensiez à nouveau en avoir terminé avec les problèmes, eh bien non !
Une fois la puce (le circuit intégré) achetée et livrée sous forme de « puce nue » (en wafer) ou de microboîtier, il faut bien, tôt ou tard, la connecter à son antenne conçue si amoureusement... et c'est ici que de nouveaux soucis arriveront. Nous vous donnons rendez-vous au chapitre 18 pour vous raconter toutes ces nouvelles aventures !

7.9 En conclusion

Après avoir indiqué quelques solutions permettant de pallier à certains cas de figures, pour éviter toute surprise (bonne ou mauvaise), sur le principe, nous vous conseillons de toujours effectuer une cartographie aussi complète que possible du site dans lequel doit être installé un système RFID en UHF ou SHF.
De plus, compte tenu des tolérances et dispersions (dans le temps, humidité, etc.) de tous les composants entrant en ligne de compte (*figure 7.18*) :

– $-P_{\text{bs EIRP}}$ réelle de base station suite à la désadaptation possible entre l'impédance de sortie de l'amplificateur et l'antenne de la base station ;
– gain de l'antenne $G_{\text{ant t}}$ de la base station ;

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Range calculations for UHF & SHF systems (theorical, out of & including tolerances)

Condition de télé-alimentation selon l'équation de Friss				INPUT																			OUTPUT
				Frequency			Base station						Tag										
							Pbs cond	Antenna gain Gbs			P ERP	P EIRP = Pbs.Gbs	Antenna gain		Min. Power for the chip		Antenna polarization		Antenna efficiency		Antenna matching		Operating range
							max				max	max	(dipole λ/2)				p		loss		q		max
			note	f MHz	λ m	duty cycle	Pbs W	Gbs	Gbs dBd	Gbs dBi	P ERP W	P EIRP W	Glbl	equals dB	Pchip µW	equals dBm	polar	equals dB	AntEff %	equals dB	Match %	equals dB	range m
UHF	Europe	in/outdoor	a	869,4	0,345	10%	0,5	1,64	0	2,15	0,50	0,82	1,64	2,15	35	-14,56	100	0,00	100	0,00	100	0,00	5,38
		indoor only	b	867,6	0,346	LBT	2	1,64	0	2,15	2,00	3,28	1,64	2,15	35	-14,56	100	0,00	100	0,00	100	0,00	10,79
	America	in/outdoor	c	915,0	0,328	100% FHSS	1	4		6,02	2,44	4,00	1,64	2,15	35	-14,56	100	0,00	100	0,00	100	0,00	11,30
SHF	Europe	in/outdoor		2450,0	0,122							0,5	1,64	2,15	120	-9,21	100	0,00	100	0,00	100	0,00	0,81
		indoor only		2450,0	0,122	15%						4	1,64	2,15	120	-9,21	100	0,00	100	0,00	100	0,00	2,28
	America	in/outdoor		2450,0	0,122							4	1	0,00	120	-9,21	100	0,00	100	0,00	100	0,00	1,78
				2450,0	0,122							4	1,64	2,15	120	-9,21	100	0,00	100	0,00	100	0,00	2,28
Exemple				869,4	0,345		0,5	1,64				0,82	1,5	1,76	60	-12,22	50	-3,01	70	-1,55	80	-0,97	2,08
applications en UHF				867,6	0,346		2	1,64				3,28	1,5	1,76	60	-12,22	50	-3,01	70	-1,55	80	-0,97	4,17
avec vos propres chiffres				915,0	0,328		1	4				4,00	1,5	1,76	60	-12,22	50	-3,01	70	-1,55	80	-0,97	4,37

a en Europe, dans cette bande, P ERP max possible = 0,5 W - puissance décrite selon une base d'antenne l /2 doit donc être associée à Gbs de 1,64
b en Europe, dans cette bande, P ERP max possible = 2 W - puissance décrite selon une base d'antenne l /2 doit donc être associée à Gbs de 1,64 et doit être associée à la norme ESTI 302 208 du LBT (Listen Before Talk) obligatoire
c la FCC stipule Pmax EIRP = + 36 dBm = 4W avec P_cond_max = 1 W (30 dB) avec donc une antenne non isotrope de G = 4 (6 dB) ... donc directive

Figure 7.18 – Exemple de distances de fonctionnement maximales avec un circuit I_{code} HSL en UHF et SHF compte tenu des tolérances et dispersions.

– gain de l'antenne $G_{\text{ant t}}$ du tag ;
– paramètres du tag :
– valeur maximale garantie de la consommation du tag par rapport à la valeur nominale,
– tolérances des valeurs de l'impédance complexe d'entrée Z_{ic} du circuit intégré ;
– montage du circuit intégré sur le tag (précision, parallélisme, inclinaison, etc. voir chapitre 18) ;
– orientation réelle du tag dans l'application ;
– absorption des matériaux présents dans l'environnement ;
– réflexion des ondes dans l'environnement réel de l'application (trous de réceptions, etc.). (Ordre de grandeur global de l'influence de tous ces éléments = 60 % de la distance utilisable.)

Dans un tel système, à une date donnée, pour une technologie (consommation) de puce de tags déterminée, en Europe, dont la France :

– avec les régulations de 2 W ERP (CEPT/ETSI 302 208 modulation LBT), il est raisonnable d'indiquer une distance de fonctionnement réellement utilisable au quotidien de l'ordre de 4 m, ce qui, bien évidemment pour des effets d'annonce est bien moins alléchant que les « 10,72 m » (mais qui s'approche des 11,30 à l'américaine) du départ ! Mais au moins cela aura le mérite de toujours fonctionner correctement et non pas seulement de temps en temps ;
– avec les régulations de 500 mW ERP (avec un rapport cyclique dc = 10 %), il est raisonnable d'indiquer une distance de fonctionnement réellement utilisable au quotidien de l'ordre de 2 m, ce qui, bien évidemment pour des effets d'annonce est bien moins alléchant que les « 5,39 m » (ou 11,30 à l'américaine) du départ ! Mais au moins cela aura le mérite de toujours fonctionner correctement et non pas seulement de temps en temps.

7.10 Exemple en UHF et SHF

Pour terminer sur ce sujet et rester dans le concret le plus absolu, le *tableau 7.6* présente un exemple de spécifications commerciales pour un type de transpondeur « télé-alimenté » spécifique – en l'occurrence le circuit intégré U_code_HFS de NXP dont nous nous sommes servis tout au long des exemples de ce chapitre – les performances de distances de fonctionnement que l'on est en droit d'attendre d'un même composant en fonction des continents et des régulations de puissances (ERP et/ou EIRP) locales en vigueur.

Attention !
Les distances indiquées tiennent compte bien entendu du fait que la consommation intrinsèque du circuit intégré n'est pas la même à 900 MHz et à 2,45 GHz. (Pour ceux qui en doutaient encore, la consommation d'un circuit intégré CMOS augmente avec la fréquence !)
Les chiffres indiqués en dernière colonne du tableau sont des valeurs typiques de fonctionnement réellement (physiquement) mesurées dans des milieux « difficiles » et non des spéculations de documentations commerciales ou des simulations « sur papier » comme cela est trop souvent le cas !
Généralement, lors de la phase d'écriture/gravure de la mémoire E2PROM du tag, du fait du fonctionnement ponctuel de circuits électroniques spécifiques additionnels (pompe de charge, etc.), la puissance à fournir au tag est supérieure à celle nécessaire lors de la phase de lecture. Donnons un exemple : à une date donnée (technologie, etc.), si l'on supposait que la valeur de la puissance nécessaire à l'écriture P_{write} ait une valeur du double de celle de la lecture P_{read}, tout étant égal par ailleurs et étant donné que la distance de fonctionnement d'un tag est inversement proportionnelle à la racine carrée de la puissance dont il a besoin, cela veut dire que la distance d'écriture serait $1/(\sqrt{2})$ fois = 70 % plus faible que la distance de lecture.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Tableau 7.6

Bandes de fréquences (en MHz)	Région	Note	Puissance	Rapport cyclique	Distances maximales de lecture	
					théoriques max. avec une simple antenne (8)	théoriques max. dans des environnements difficiles (8)
Bande 860-960						
869,4-869,65	Europe	(1)	0,5 W ERP	10 %	4,0 m	2,0 m
865,5-867,6	Europe	(2)	2 W ERP	LBT	8,0 m	4,0 m
902-928	États-Unis	(3)	4 W EIRP	100 %	8,4 m	4,0 m
860-960	Autres	(4)			0 à 3,5 m	0 à 4,0 m
Bande 2 450						
2 400 – 2 483,5	Europe	(5)	0,5 W EIRP *indoor & outdoor*		0,6 m	0,5 m
2 400 – 2 483,5	Europe	(5)	4 W EIRP *indoor only*	15 %	1,8 m	1,5 m
2 400 – 2 483,5	États-Unis	(6)	4 W EIRP		1,8 m	1,5 m
2 400 – 2 483,5	Autres	(7)				0 à 2 m

Notes :
(1) CEPT/ETSI régulations pour les SRD NS : CEPT ERC 70 03, annexe 1 – ETSI 300 220-1.
(2) Régulations pour les SRD RFID pour l'Europe avec respect de la CEPT/ETSI 302 208.
(3) Régulations FCC 47, partie 15, section 247.
(4) Dans beaucoup de pays, des régulations similaires aux FCC ou CEPT/ETSI sont applicables. Par exemple, à ce jour, au Japon la bande autorisée est de 952 à 954 MHz.
(5) CEPT/ETSI régulations actuelles : ERC 70 03, annexe 11 – ETSI 300 440-1.
(6) Régulations FCC 47, partie 15, section 247.
(7) Dans beaucoup de pays, des régulations similaires aux FCC ou CEPT/ETSI sont applicables.
(8) Les distances indiquées dans ce tableau sont des valeurs typiques pour des tags et étiquettes conventionnels. Des conceptions d'antennes particulières (gains élevés, directives, etc.) permettent d'atteindre des valeurs plus élevées.

7.11 Annexe : vérités et contre-vérités concernant les tags UHF et l'eau

Combien de fois avons-nous été questionné et combien de fois avons-nous entendu des inepties concernant les tags fonctionnant en UHF soumis à des environnements comportant eau/liquide du style : « On m'a dit que l'eau atténue beaucoup ; ça ne marche pas ; j'ai lu que telle société avait un tag *de compétition* fonctionnant même dans l'eau ; mais non ce ne peut être vrai, ... » j'en passe et des moins bonnes ! Bref, le souk, ce qui n'est pas fait pour arranger la compréhension du marché.

Ceci étant, et n'ayant toujours pas la science infuse ni aucun degré de prétention, les paragraphes ci-dessous vont tenter d'éclairer votre lanterne en ce qui concerne les multiples façons de tourner sa langue dans sa bouche et sa plume dans l'encrier et de raconter (marketing oblige) ce que l'on veut, quand on veut et parfois/souvent n'importe quoi concernant cet épineux sujet. Donc, techniquement, accrochez-vous bien !

Note

Afin de tirer toute la saveur des explications situées dans les paragraphes ci-dessous, en lisant le texte nous vous demandons de suivre attentivement les indices de numérotation des *figures 7.18 et 7.19*.

7.11.1 Version « ça ne marche pas dans l'eau ! »

Si l'on utilise par exemple un système RFID UHF dont la base station émet à 900 MHz et utilisant un tag (télé-alimenté) accordé par son concepteur pour fonctionner dans l'air également à 900 MHz, comme nous l'avons montré tout au long des chapitres précédents, lorsque la base station émettra une puissance de 4 Weirp celui-ci fonctionnera, dans l'air, disons à une distance d'environ 8 m en *free space* (*figure 7.19*, courbe 1).

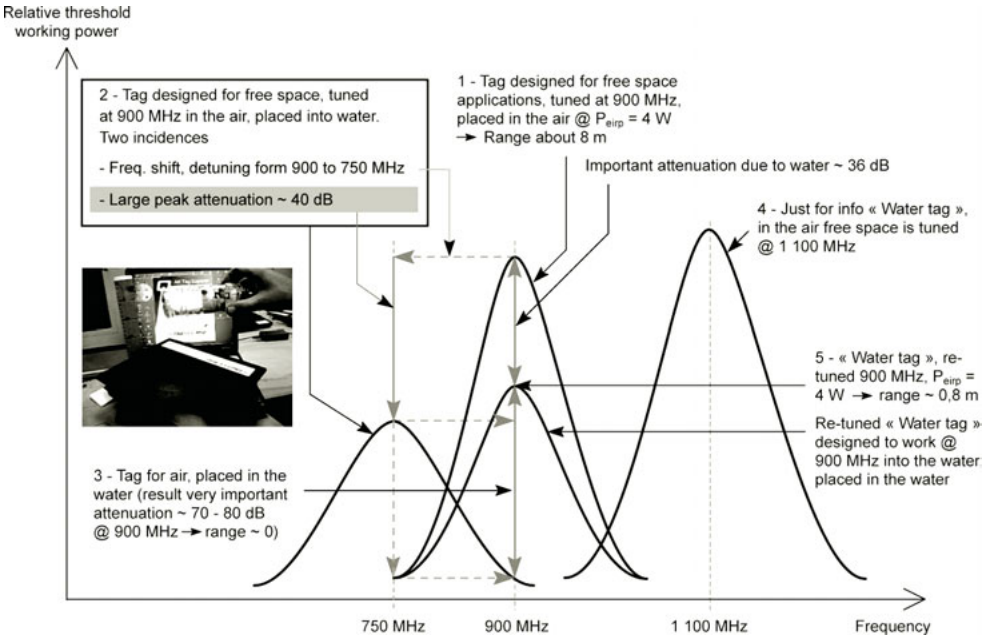


Figure 7.19 – Influence et incidence de l'eau sur la fréquence d'accord d'un tag.

Plaçons maintenant ce tag dans de l'eau ou plaçons le immédiatement derrière une épaisseur de liquide non négligeable. Les propriétés électriques de celle-ci/celui-ci vont participer d'une part à désaccorder sa fréquence d'accord et d'autre part à amortir sa résonance, donc de réduire son coefficient de qualité. Suite au changement d'environnement – de l'air vers l'eau –, la courbe 2 de la *figure 7.19* indique un exemple de nouvelle position de l'accord RF du tag dans lequel celui-ci se retrouve être désaccordé (*detuned*) maintenant à 750 MHz au lieu des 900 MHz initiaux et dont le sommet de sa nouvelle courbe de réponse se situe – 40 dB en dessous de sa valeur initiale. Pourquoi pas, n'est-ce pas. Ce n'est que de la pure physique !

Bien évidemment, que le milieu de propagation soit air ou eau, la base station continue à émettre à la fréquence de 900 MHz. De ce fait, comme l'indique à présent la courbe 3 toujours de la même figure, à cette fréquence, se situant loin du nouvel accord du tag et on perd à nouveau de nombreux de dB, ce qui fait qu'entre la situation initiale et maintenant, à 900 MHz il y a un écart total d'environ – 70 à – 80 dB... d'où une distance quasi nulle de fonctionnement.

Conclusion physique, expérimentale, quantitative : pas de communication, ça ne marche pas !

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Conclusion commerciale immédiate, affirmative et définitive de certains marqueteurs : un tag UHF ne marche pas en présence d'eau !

7.11.2 Version « mais si ça marche, moins bien, mais ça marche ! »

Il faut bien avouer que si l'utilisateur avait un poil futé ou correctement informé, sachant qu'il pouvait y avoir présence d'eau dans son application – donc désaccord fréquentiel potentiel de son tag – il aurait pu demander à son fournisseur de tags de lui délivrer un tag initialement accordé dans l'air plus haut en fréquence (par exemple à 1 100 MHz, courbe 4) de façon à ce que le sommet de la courbe une fois désaccordée par l'eau soit tel qu'il corresponde « pile poil » à 900 MHz (courbe 5) et le tour aurait été joué.
En effet, dans ce cas, le tag dans l'eau, le sommet de la nouvelle courbe étant calé sur la porteuse 900 MHz, on ne perd plus qu'environ 35 à 40 dB. C'est beaucoup, d'accord, mais ça permet encore de fonctionner (dans les mêmes conditions que ci-dessus en ce qui concerne la base station 4 Weirp) sur des distances de l'ordre de 80 cm. Évidemment, on vous l'accorde on passe de 8 m à 80 cm... et c'est souvent bien suffisant pour de nombreuses applications.
Conclusion commerciale affirmative et définitive de certains autres marqueteurs : un tag UHF marche en présence d'eau, moins bien, mais ça marche !

7.11.3 Version « mais non, ça marche aussi bien ! »

Évidemment il y a toujours des ronchons qui demandent à ce que le tag ait les mêmes performances et mêmes fonctionnalités dans l'air que dans l'eau de façon à ce que l'influence du milieu soit/semble totalement transparente pour l'application et l'utilisateur. Que cela ne tienne. Prenons à présent la *figure 7.20*.

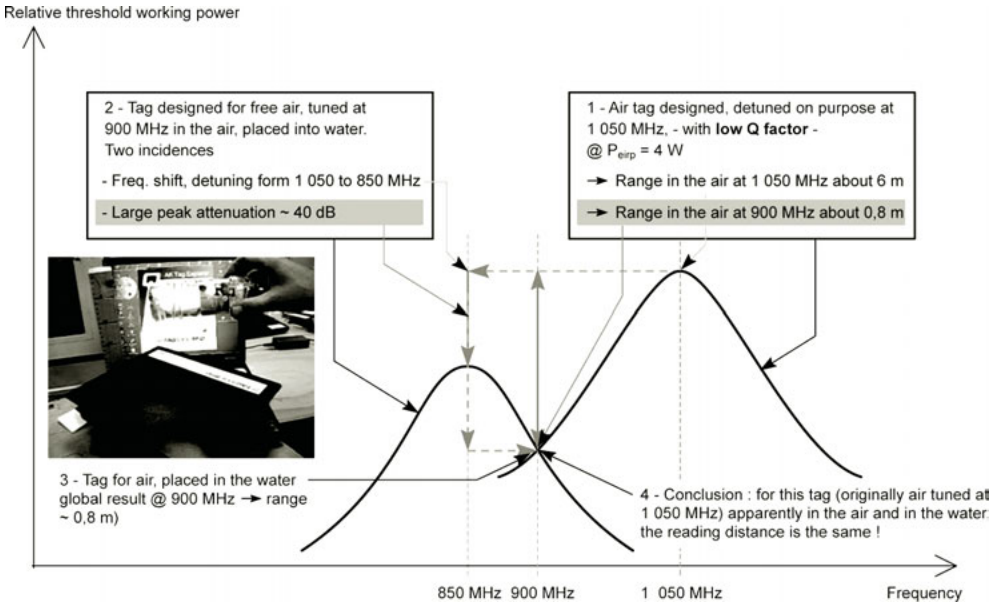


Figure 7.20 – Minimisation et compensation de l'effet de l'influence de l'eau sur l'accord d'un tag.

Sachant que vue de l'extérieur on souhaite obtenir les mêmes performances dans l'air ou en présence d'eau, la base station fonctionnant toujours à 900 MHz, utilisons un tag dont l'accord

dans l'air a été initialement conçu par exemple à 1 050 MHz (courbe 1). Si la base station émettait à 1 050 MHz la distance de fonctionnement de ce tag serait de l'ordre de 6 à 7 m... mais ce ne peut être le cas. A 900 MHz, comme le montre sa courbe de réponse, on perd de nombreux dB et donc sa distance de fonctionnement se trouve réduite et celui-ci ne peut plus fonctionner – dans l'air – par exemple qu'à 1 m.

Telle une souris verte, prenons le tag par la queue et trempons-le dans l'eau. Mêmes motifs, mêmes punitions que dans les paragraphes précédents c'est-à-dire désaccord (exemple, passage de 1 050 à 850 MHz, pertes au sommet de la courbe de 40 dB – courbe 2). Mêmes remarques que précédemment concernant le fait que la base station émet toujours à 900 MHz et donc maintenant, en présence d'eau, nous obtenons une distance de fonctionnement de 1 m. Soit, en conclusion, des distances de fonctionnement identiques dans l'air et dans l'eau.

Conclusion commerciale affirmative et définitive de certains autres marqueteurs : l'eau n'a aucune influence sur les tags UHF !

Voilà, après ces quelques lignes, nous espérons que ces explications vous auront aidé à ressentir certaines différences – disons pudiquement de sensibilités – qui peuvent parfois se cacher entre phénomènes physiques et aspects marketing.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

8 • RÉFLEXION ET/OU RE-RAYONNEMENT D'UNE ONDE ET APPLICATIONS EN RFID

Dans les chapitres précédents, nous nous sommes uniquement intéressé à la surface effective $\sigma_{e\,t}$ grâce à laquelle nous avons récupéré la puissance que la charge absorbe sur l'onde incidente et nous avons montré toutes les répercussions applicatives en ne considérant le sujet que par le petit bout de cette lorgnette. Hélas pour vous, ce n'est pas fini. Courage donc, le meilleur arrive !
Très souvent, comme nous l'avons montré dans la précédente partie, lors de sa propagation, une onde rencontre des obstacles sur son chemin... et les problèmes se compliquent, ce qui explique que nous vous entraînions maintenant vers ce chapitre dédié spécifiquement aux problèmes liés à la « réflexion » ou « re-rayonnement » du signal incident sur le tag et ce que cela implique. Nous examinerons en détail ce qui a maintenant trait à la puissance re-rayonnée, la surface d'ouverture de dispersion (*scattering*) ou surface radar ou encore *Radar Cross Section* (RCS). Pour cela, nous examinerons tout d'abord :

– la valeur de la puissance re-rayonnée par le tag P_s ;
– la définition générale de la surface radar effective du tag $\sigma_{e\,s}$ = RCS[1] ;
– la valeur de celle-ci lors du transfert optimal de puissance $\sigma_{\text{e adapt}} = \sigma_{\text{e structural}}$ (cas de l'adaptation d'impédance) ;
– la valeur de $\sigma_{e\,s}$ en cas de désadaptation d'impédance $\sigma_{\text{e non adapt}}$;

Ensuite, au chapitre suivant nous étudierons le principe et les techniques de *back scattering*, et enfin nous terminerons avec le « facteur de mérite » caractérisant un tag $\Delta\sigma_{e\,s} = \sigma_{\text{e modulé}} - \sigma_{\text{e non modulé}}$, qui est l'un des principaux paramètres définissant l'aptitude d'un tag RFID à communiquer en fonction de la distance la distance.

8.1 Phénomène physique de dispersion d'onde, *scattering*

Commençons par situer notre sujet. Lorsqu'une onde électromagnétique rencontre des irrégularités du médium de communication (mur, sol, fil servant d'antenne, etc.), sa propagation peut être altérée de façon aléatoire. La globalité de ce phénomène est appelée dispersion, *scattering* en anglais. Pour être précis, lorsque l'on parle de propagation d'ondes radio, l'organisme de référence bien connu IEEE définit le *scattering* comme « un processus par lequel une onde est dispersée dans des différentes directions dû à l'interaction avec des inhomogénéités du milieu ».
Pour être physiquement concret, lorsqu'une onde électromagnétique rencontre un objet, elle induit des charges oscillantes et des courants dans la surface de celui-ci, ce qui a pour effet de créer des champs magnétiques locaux. L'estimation de ces champs est complexe et demande des outils mathématiques qui dépassent largement le cadre de cet ouvrage (évaluations numériques et analytiques, approximations des champs tangentiels, etc.). En général, la distribution spatiale

[1] Au cours des prochains chapitres nous garderons la notation $\sigma_{e\,s}$ pour la surface radar effective du tag en lieu et place de RCS (*Radar Cross Section*) afin de conserver l'homogénéité de notation avec les autres surfaces.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

de l'énergie dispersée dépend de la taille, de la forme, de la composition de l'objet, de l'onde et de son incidence par rapport à l'objet de la même manière que cela se produit en optique lors du même phénomène de dispersion.
D'une façon macroscopique, pour rester simple, disons que globalement trois cas principaux se présentent selon le rapport existant entre la dimension de l'objet et la valeur de la longueur d'onde de l'onde incidente.

8.1.1 La dimension de l'objet rencontré est très petite devant λ

Si l'objet est très petit devant la longueur d'onde transmise, nous serons alors en présence d'un fonctionnement dit en *Rayleigh range*. Dans ce cas, la surface radar effective de l'objet est très petite, et l'onde (semble) passe(r) au travers de l'objet car il y a très peu de variations de phase du signal incident sur la surface de l'objet. Comme l'objet voit essentiellement un champ quasi statique, la création d'un moment magnétique du dipôle est induite, entraînant l'apparition d'un champ dispersé.

8.1.2 La dimension de l'objet rencontré est de l'ordre de λ

Si la dimension de l'objet est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde incidente (environ d'une à dix fois), nous serons alors dans un fonctionnement dit de *resonance range*. Dans ce cas, l'énergie électromagnétique a tendance à rester attachée à la surface de l'objet, créant ainsi des ondes de surface comprenant des ondes qui se propagent, des ondes rampantes et des ondes transversales.

8.1.3 La dimension de l'objet rencontré est très grande devant λ

Si la dimension de l'objet est très grande devant la longueur d'onde incidente, nous serons alors en présence d'un fonctionnement dit en *optical range*. Dans ce cas, comme en optique, l'onde est en partie absorbée et en partie réfléchie, diffractée dans toutes les directions en fonction de l'angle d'incidence et de la composition de l'obstacle. Les mêmes notions de réflexions spéculaires, diffuses, multiples et de réfractions, etc., sont applicables.

Remarque en applications RFID UHF et SHF
En RFID UHF et SHF, du fait que les dimensions des antennes des tags seront de l'ordre de grandeur des longueurs d'ondes utilisées, les applications des tags se situent principalement en mode de fonctionnement de *resonance range* dans lequel les ondes de surface sont prépondérantes. Dans cette plage, différents cas peuvent se produire. L'objet peut être un résonateur (par exemple les antennes), mais il peut également absorber complètement l'onde. Nous montrerons au cours de ce chapitre que cela dépend notamment de la valeur de la charge appliquée sur l'antenne.

8.2 Modes de dispersion

Si l'on passe maintenant au côté microscopique, on définit habituellement trois modes de dispersions (*scattering*) :

- le **mode mono-statique** ou de ***back scattering*** dans lequel les directions des ondes incidentes et dispersées pertinentes coïncident, mais sont de sens opposés. Une représentation facile, aisée d'un objet présentant des caractéristiques de *scattering* mono-statique consiste à lui attribuer alors une surface « équivalente » de *scattering* dite encore *Radar Cross Section*, RCS ;
- le **mode *forward* (direct) *scattering*** dans lequel les deux directions (incidente et dispersée) et sens sont identiques ;
- le **mode bi-statique** dans lequel les directions des ondes incidentes et dispersées sont totalement différentes.

À noter que dans tous ces modes, les dispersions résultantes participent ou peuvent participer à perturber d'autres tags situés devant, derrière ou dans l'environnement proche du tag étudié.

Remarque en application RFID
Pour de simples facilités mécaniques et économiques, dans 99 % des applications RFID, l'émetteur de l'onde incidente et le récepteur de l'onde dispersée sont physiquement co-situés au sein d'une même base station. Grâce à l'utilisation de ces particularités, les systèmes RFID de type *backscatter* assurent des communications en contrôlant (modulant) la réponse du tag à l'aide d'un changement des propriétés de dispersion du tag. De plus, la dispersion du signal peut également servir à localiser géographiquement un objet dans l'espace (RADAR).

En résumé, la grande majorité des applications RFID en UHF et SHF fonctionneront en *resonance range* et en mode mono-statique dit de *back scattering*.
Dernier point : le terme dispersion est très générique. Souvent nous évoquerons les termes de re-rayonné, de réfléchi, etc. qui, en première approche, seront assez similaires. En effet, l'onde incidente induit des charges électriques dans l'objet, donc des champs magnétiques dans celui-ci. Il se produit alors des circulations de courants électriques à l'intérieur de l'objet, qui vont produire des puissances que ce dernier va (re)rayonner, semblant ainsi réfléchir une partie de l'onde incidente.
Voilà pour le vocabulaire. Maintenant au travail !

8.3 Puissance dispersée/re-rayonnée/réfléchie P_s par le tag

Pendant son illumination par l'onde incidente provenant de la base station, nous allons montrer dans quelques lignes que le tag re-rayonne de l'énergie. Afin de quantifier ce rayonnement, il est tout d'abord nécessaire d'estimer la valeur du courant et de la puissance conduite fournie à l'antenne du tag.

8.3.1 Courant circulant dans l'antenne du tag

Dans le chapitre précédent, nous avons montré que lors de l'illumination du tag par l'onde électromagnétique incidente provenant de la base station, cela permettait de transférer *via* la surface effective $\sigma_{e\,t}$ de l'antenne du tag un maximum de puissance à une charge adaptée (conjuguée) disposée aux bornes de celle-ci. De plus, nous avons établi un schéma simplifié équivalent modélisé de l'ensemble rappelé en *figure 8.1*.
L'équation générale du courant radiofréquence circulant dans la totalité de ce circuit équivalent (dans le cas de lignes courtes sans pertes) est :

$$I = \frac{V_{\text{équi}}}{\left(R_l + \mathrm{j}\,X_l\right) + \left(R_{\text{ant t}} + R_{\text{loss}} + \mathrm{j}\,X_{\text{ant t}}\right)}$$

dont la valeur de son module est :

$$|I_{\text{eff}}| = \frac{1}{\sqrt{(R_{\text{ant t}} + R_{\text{loss}} + R_l)^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2}}\,V_{\text{équi eff}}$$

et dont la phase φ est telle que la valeur de sa tangente soit égale à :

$$\tan\varphi = -\frac{X_{\text{ant t}} + X_l}{R_{\text{ant t}} + R_{\text{loss}} + R_l}$$

Pour une antenne tag donnée –$R_{\text{ant t}}$, R_{loss} et $X_{\text{ant t}}$ –, cette valeur est fonction de R_l et X_l :

$$|I_{\text{eff}}| = f(R_l, X_l)$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

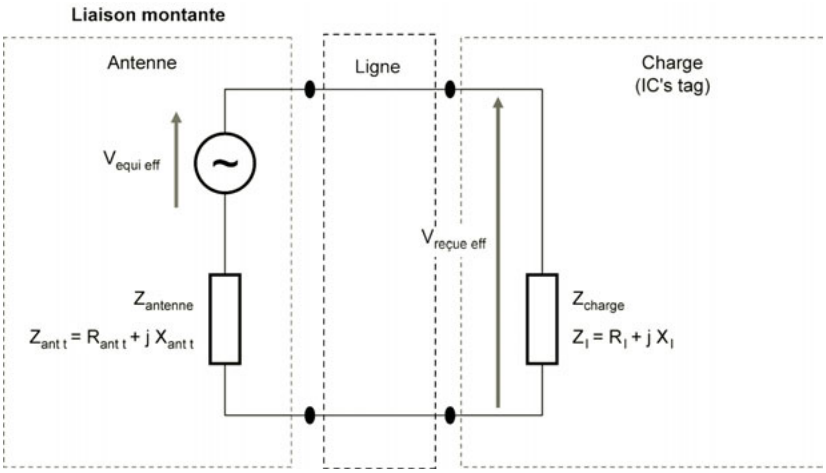


Figure 8.1 – Schéma électrique équivalent du tag.

Intéressons-nous maintenant à la puissance qui apparaît dans l'impédance de l'antenne du tag $Z_{\text{ant t}}$.

8.3.2 Puissance conduite dans l'impédance de l'antenne Z_{ant}

Ce courant I_{eff} circule bien évidemment dans la totalité du circuit équivalent, et sa circulation produit également dans l'impédance de l'antenne de réception du tag $P_{\text{Zant t}}$ une puissance conduite wattée dans l'ensemble de la partie réelle de l'impédance d'antenne $Z_{\text{ant t}}$, c'est-à-dire, dans la somme des deux résistances $R_{\text{ant t}}$ de rayonnement et R_{loss} de pertes, soit :

$$P_{\text{Zant t}} = P_{\text{loss}} + P_{\text{Rant t}}$$

- ***P*loss**

En ce qui concerne la puissance wattée P_{loss} associée à R_{loss} ($P_{\text{loss}} = R_{\text{loss}} I_{\text{eff}}^2$), c'est bien simple, elle est dissipée en chaleur. Dans la plupart des applications RFID en UHF et SHF ces pertes sont faibles et souvent considérées comme négligeables ou nulles. Nous reviendrons sur cette puissance dans quelques pages.

- ***P*Rant t**

En ce qui concerne la puissance wattée $P_{\text{Rant t}}$ dissipée dans la résistance (immatérielle) $R_{\text{ant t}}$, elle existe bel et bien. Sa valeur est bien entendue :

$$P_{\text{Rant t}} = R_{\text{ant t}} I_{\text{eff}}^2$$

En élevant au carré la valeur de I_{eff} et en reportant cette valeur dans l'équation de $P_{\text{Zant t}}$, quelle que soit la valeur complexe de l'impédance de charge Z_l, l'équation générale de cette puissance conduite devient :

$$P_{\text{Rant t}} = P_{\text{ant eff}} = \frac{R_{\text{ant t}}}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2} V_{\text{équi eff}}^2 \text{ en W eff}$$

Cette puissance conduite, wattée, est dissipée dans l'antenne du tag sous forme d'un rayonnement électromagnétique. En d'autres mots, cette puissance est re-rayonnée ou encore dispersée (*scattered*) ! Lors de la phase de réception (liaison montante), l'antenne du tag devient donc également

émissive ! Pour évaluer la valeur de cette puissance re-rayonnée, il faut repartir du « principe de réciprocité » indiquant qu'une antenne recevant une onde électromagnétique est en même temps une antenne émettrice. À présent, il faut considérer le tag non plus comme un récepteur mais comme une (mini) base station (un émetteur) dans laquelle un courant I (le même que dans le paragraphe précédent) parcourt la charge (d'antenne) de résistance $R_{\text{ant t}}$.

8.3.3 Puissance (re)rayonnée P_s par l'antenne du tag

Sachant que le gain de l'antenne $G_{\text{ant t}}$ est toujours le même (il n'a pas changé pendant l'intervalle de temps !), nous pouvons déterminer la puissance équivalente isotrope re-rayonnée efficace par le tag $P_{\text{s EIRP}}$ (en W) que va disperser/re-rayonner le tag.

■ Équation générale de la puissance EIRP (re)rayonnée par le tag

Son équation générale est donc :

$$P_{\text{s EIRP}} = P_{\text{Rant t}}\, G_{\text{ant t}}$$

$$P_{\text{s EIRP}} = R_{\text{ant t}} I_{\text{eff}}^2\, G_{\text{ant t}}$$

$$P_{\text{s eirp}} = \frac{R_{\text{ant t}}}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2}\, V_{\text{équi eff}}^2\, G_{\text{ant t}} \text{ en W eff}$$

En l'absence de pertes dans R_{loss}, cette puissance $P_{\text{s EIRP}}$ rayonnée ou dispersée (d'où le nom de *scattered power*) est analogue à celle dissipée dans la résistance interne d'un générateur fournissant une charge de valeur égale à sa résistance interne.

Quelle que soit l'origine ou la provenance de l'illumination du tag par une onde électromagnétique, l'équation générale de $P_{\text{s EIRP}}$ montre que, indépendamment du fait que les impédances d'antenne du tag et de charge soient ou non strictement adaptées ($R_{\text{ant t}}$ égale ou différente de R_l), de façon à absorber toute la puissance récupérée par l'antenne du fait de sa surface effective $\sigma_{e\,t}$, le tag « réfléchira » ou « dispersera » ou encore « re-rayonnera » une puissance $P_{\text{s EIRP}}$ (en W) qui sera proportionnelle à la densité surfacique de puissance incidente s provenant de la base station.

Cette puissance $P_{\text{s EIRP}}$ re-rayonnée par le tag entraînera pour ce dernier une valeur associée de surface effective de re-rayonnement ou une surface de *scattering* ou encore *scattering cross section* $\sigma_{e\,s}$, que nous allons définir et chiffrer dans les paragraphes qui suivent. Mais auparavant, quelques petites explications physiques du phénomène.

8.3.4 $P_{\text{structural}}$ et $P_{\text{antenna mode}}$

Ne sachant pas sur quelle impédance de charge R_l concrète (valeur de zéro à l'infinie) est refermée l'antenne du tag, nous allons « moralement » scinder la globalité de puissance re-rayonnée P_s en deux. Pour cela, nous définirons d'une part une partie représentant ce que serait la portion de la puissance re-rayonnée si les impédances de l'antenne du tag et de charge de celui-ci étaient adaptées, que nous nommerons puissance structurale ($P_{\text{structural}}$), et d'autre part, une partie corrective (en plus ou en moins, pour l'instant mystère !) ayant pour but de corriger le premier terme présenté en fonction de la réalité concrète que présente la charge réelle, que nous baptiserons puissance antenna mode ($P_{\text{antenna mode}}$). Par définition, nous aurons en valeur algébrique :

$$P_s = P_{\text{structural}} + P_{\text{antenna mode}}$$

■ $P_{\text{structural}}$

La puissance $P_{\text{structural}}$ est liée au mode de fonctionnement de l'antenne du tag dit *structural mode*. Celui-ci représente le fonctionnement de l'ensemble du tag lorsque son antenne est refermée sur

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

une charge ayant pour valeur la valeur conjuguée de sa propre impédance $Z_{\text{ant t}}$. Dans ce cas, $Z_l = Z^*_{\text{ant t}}$. Or $Z_{\text{ant t}}$, donc $Z^*_{\text{ant t}}$, est formée de $R_{\text{ant t}}$ et $X_{\text{ant t}}$ dont les valeurs électriques ne sont fonctions que des propriétés mécaniques et physiques (matériau, formes, dimensions) de l'antenne du tag, bref à sa structure géométrique, mécanique... d'où l'appellation !

Pour une antenne donnée, ce terme sera fixe, constant, et représentera la partie « statique », de référence, de l'équation globale de P_s et, de ce fait, sa participation constante ne sera jamais prise en compte lorsque nous considérerons uniquement des variations dynamiques de puissances re-rayonnées pendant une possible phase de modulation dynamique de la charge de l'antenne du tag.

En ce qui concerne les applications RFID en UHF et SHF de type télé alimentées, nous avons longuement indiqué précédemment que la condition $Z_l = Z^*_{\text{ant t}}$ est (pratiquement toujours) remplie lors de la liaison montante, de la base station vers le tag, ne serait-ce que pour tenter de récupérer le maximum de puissance pour le tag, et donc que ce terme « structural mode » est toujours existant et correspond à la phase « adaptée » et/ou de « non-modulation » de l'impédance de charge du tag. En se référant au chapitre précédent, sa valeur est donc :

$$P_{\text{structural}} = \frac{1}{4R_{\text{ant t}}} V^2_{\text{équi eff}} G_{\text{ant t}} \text{ donc} = P_{\text{s adapté}}$$

■ $P_{\text{antenna mode}}$

Le second terme de l'équation, dit $P_{\text{antenna mode}}$, mérite quelques explications complémentaires.

Il représente la différence, le fameux terme correctif mystérieux des paragraphes précédents, entre la puissance totale re-rayonnée par le tag P_s et la puissance structurale $P_{\text{structural}}$. Ce terme quantifie donc la variation (le delta) de puissance re-rayonnée entre la réalité due à la charge réelle de l'antenne (fonction de Z_l) – d'où son nom d'*antenna mode* – et la puissance re-rayonnée lors de l'adaptation des impédances du tag prise comme élément de référence. De plus, connaissant la valeur de la puissance structurale lors de l'adaptation (voir paragraphe juste au-dessus), il est aisé de calculer, par différence avec P_s, la valeur $P_{\text{antenna mode}}$.

Sur le principe, et sans *a priori*, rien n'indique quel sera le signe de $P_{\text{antenna mode}}$ (positif ? négatif ?) selon la valeur de la charge Z_l appliquée aux bornes de l'antenne. Pour l'instant, le mystère continue !

□ Calcul de $P_{\text{antenna mode}}$

Reprenons l'équation générale de P_s (pour alléger l'écriture... en fait, $P_{\text{s EIRP}}$) :

$$P_s = \frac{R_{\text{ant t}}}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2} V^2_{\text{équi eff}} G_{\text{ant t}}$$

Tags accordés et adaptés (adaptation conjuguée)

Si le tag est accordé, $X_l = -X_{\text{ant t}}$, l'équation de la puissance re-rayonnée devient :

$$P_s = \frac{R_{\text{ant t}}}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2} V^2_{\text{équi eff}} G_{\text{ant t}}$$

De plus, lorsque $R_l = R_{\text{ant t}}$ (adaptation conjuguée) (cas où la puissance re-rayonnée est nommée $P_{\text{structural}}$) :

$$P_{\text{s adapté}} = P_{\text{structural}} = \frac{1}{4R_{\text{ant t}}} V^2_{\text{équi eff}} G_{\text{ant t}}$$

Évaluons à présent la puissance $P_{\text{antenna mode}}$ due à la désadaptation possible de la charge par rapport à sa valeur optimale ($R_l = R_{\text{ant t}}$) :

$$P_{\text{antenna mode}} = P_s - P_{\text{structural}}$$

$$P_{\text{antenna mode}} = \left(\frac{R_{\text{ant t}}}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2} - \frac{1}{4R_{\text{ant t}}}\right) V^2_{\text{équi eff}}\, G_{\text{ant t}}$$

Développons le contenu du crochet, et mettons en évidence le terme $\dfrac{V^2_{\text{équi eff}}}{4R_{\text{ant t}}} G_{\text{ant t}}$ représentant la valeur de la puissance re-rayonnée $P_{\text{structural}}$ par l'antenne lors de l'adaptation conjuguée. Il vient alors :

$$P_{\text{antenna mode}} = \frac{4R^2_{\text{ant t}} - \left(R^2_{\text{ant t}} + R_l^2 + 2R_{\text{ant t}} R_l\right)}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2} P_{\text{structural}}$$

ou encore, en utilisant la variable réduite $a = R_l/R_{\text{ant t}}$, l'équation ci-dessus devient :

$$P_{\text{antenna mode}} = \left(\frac{4}{(1+a)^2} - 1\right) P_{\text{structural}}$$

Lors des chapitres précédents nous avons défini que :

$$\Gamma = \frac{a-1}{a+1}$$

équation de laquelle nous pouvons facilement tirer la valeur de a :

$$a = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}$$

Reportons à présent la valeur de a dans l'équation de $P_{\text{antenna mode}}$, il vient :

$$P_{\text{antenna mode}} = [(1-\Gamma)^2 - 1]\, P_{\text{structural}}$$

$$P_{\text{antenna mode}} = \Gamma(\Gamma - 2)\, P_{\text{structural}}$$

Le *tableau 8.1* donne des exemples.

Tableau 8.1

R_l	a	Γ	$(1-\Gamma)^2$	$P_{\text{antenna mode}}$
0	0	– 1	4	3 $P_{\text{structural}}$
$R_{\text{ant t}}$	1	0	1	0
∞	∞	+ 1	0	– 1 $P_{\text{structural}}$

Attention !
Afin d'être très clair et afin d'éviter toute « dyslexie » oculaire (!) NE PAS CONFONDRE $(1-\Gamma)^2$ et $(1-\Gamma^2)$, comme cela est parfois le cas dans certains ouvrages ou documents techniques !

Remarque

Reprenons l'une des écritures possibles de l'équation, $P_{\text{antenna mode}} = (\Gamma^2 - 2\Gamma)\, P_{\text{structural}}$ et calculons la différentielle de cette fonction, il vient :

$$\frac{\mathrm{d}P_{\text{antenna mode}}}{\mathrm{d}P_{\text{structural}}} = 2(\Gamma - 1)$$

Celle-ci indique la vitesse de variation de P_{antenna} par rapport à $P_{\text{structural}}$ selon la valeur locale de Γ (*tableau 8.2*).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Tableau 8.2

Charge	Γ	$dP_{\text{antenna mode}}/dP_{\text{structural}}$
Antenne en court-circuit	– 1	– 4
Charge adaptée	0	– 2
Antenne ouverte	1	0

Remarque

Lorsque la valeur de R_l est proche de celle de $R_{\text{ant t}}$ (mais uniquement dans ce cas !), c'est-à-dire lorsque l'on procède à de très faibles variations de R_l autour de la valeur de $R_{\text{ant t}}$, donc que a est proche de 1 et Γ proche de zéro, donc la valeur de Γ^2 étant négligeable devant celle de 2Γ, il vient :

$$P_{\text{antenna mode}} = -2\Gamma\, P_{\text{structural}}$$

Dans tous les autres cas, l'équation générale s'impose ! À bons entendeurs...

□ Calcul de P_s

Calculons à présent la valeur globale de P_s. Pour cela reprenons l'équation générale :

$$P_s = P_{\text{structural}} + P_{\text{antenna mode}}$$

et remplaçons $P_{\text{antenna mode}}$ par sa valeur :

$$P_s = P_{\text{structural}} + ([(1-\Gamma)^2 - 1]\, P_{\text{structural}})$$

Nous obtenons :

$$P_s = (1-\Gamma)^2\, P_{\text{structural}}$$

ou encore :

$$\boldsymbol{P_s = \frac{4}{(1+a)^2} P_{\text{structural}}}$$

Dans le cadre d'un tag accordé, $X_{\text{ant t}} = -X_l$, ce qui est nominalement vrai à 99 % (pour ne pas dire 100 %) dans le cas des tags des applications RFID de type télé alimentées, cette équation donne la relation qui existe entre la puissance totale re-rayonnée P_s par le tag et la puissance structurale re-rayonnée due spécifiquement au type d'antenne utilisée. Une fois que nous aurons chiffré la valeur de $P_{\text{structural}}$ pour une antenne, nous aurons tout en main pour moduler la valeur de R_l, donc de a, pour moduler la puissance re-rayonnée, c'est-à-dire pour connaître la surface radar RCS du tag.

Tirons à présent de cette dernière équation deux relations évidentes, mais importantes :

a) le rapport (immédiat) :

$$\frac{P_s}{P_{\text{structural}}} = \frac{4}{(1+a)^2} = (1-\Gamma)^2$$

b) la différence $P_s - P_{\text{structural}}$, le ΔP, qui n'est en fait rien d'autre que $P_{\text{antenna mode}}$...

$$\Delta P = P_s - P_{\text{structural}} = P_{\text{antenna mode}}$$

représente la partie dynamique (la variation de puissance re-rayonnée) due à la désadaptation d'impédance de charge, que celle-ci soit volontaire ou involontaire. Nous montrerons que cette différence de puissance re-rayonnée est le reflet d'une variation de surface de re-rayonnement du tag, ΔRCS, que nous chiffrerons au prochain chapitre. Dans le cas particulier (et c'est souvent le cas en RFID UHF et SHF de type télé-alimenté) où, lors de la phase volontaire de modulation de l'impédance de charge, R_l passe franchement de l'adaptation conjuguée $R_l = R_{\text{ant t}}$ à $R_l = 0$

(charge en court-circuit), cela entraîne simultanément deux conditions, $a = 0$ et $\Gamma = -1$, d'où :

$$\Delta P = P_{\text{antenna mode}} = [2 + (-1)^2]\, P_{\text{structural}} = 3P_{\text{structural}}$$

□ **En résumé**

$$P_{\text{structural}} = \frac{1}{4}\frac{V^2_{\text{équi eff}} G_{\text{ant t}}}{R_{\text{ant t}}}$$

$$P_s = P_{\text{structural}} + P_{\text{antenna mode}}$$

$$P_s = \text{partie fixe} + \text{partie variable en fonction de la charge concrète } R_l$$

$$P_s = P_{\text{structural}} + [(1-\Gamma)^2 - 1]\, P_{\text{structural}}$$

$$P_s = \frac{4}{(1+a)^2} P_{\text{structural}} = (1-\Gamma)^2 P_{\text{structural}}$$

Le *tableau 8.3* présente les valeurs de P_s et $P_{\text{antenna mode}}$ selon R_l, a et Γ.

Tableau 8.3

Charge	R_l	a	Γ	P_s	$P_{\text{antenna mode}} = P_s - P_{\text{structural}}$
Court-circuit	0	0	– 1	4 $P_{\text{structural}}$	= 4 – 1 = 3 $P_{\text{structural}}$
Adaptée	R_{ant}	1	0	$P_{\text{structural}}$	= 1 – 1 = 0 × $P_{\text{structural}}$
Ouverte	∞	∞	+ 1	0 × $P_{\text{structural}}$	= 0 – 1 = – 1 $P_{\text{structural}}$

□ **Retour aux sources**

Examinons maintenant le sens profond de la puissance $P_s = (1-\Gamma)^2 P_{\text{structural}}$ à l'aide des *figures 8.2a, b et c*.

Charge accordée ($X_{ant\,t} = -X_l$) *et adaptée* ($R_{ant\,t} = R_l$)

La *figure 8.2a* représente l'ensemble du tag à l'adaptation ($R_{\text{ant t}} = R_l$). Dans ce cas :

– la puissance dissipée dans $R_l = P_{\text{structural}} = P_{\text{adapté}}$;
– la puissance dissipée dans $R_{\text{ant t}}$ (donc re-rayonnée) $= P_{\text{s structural}} = P_{\text{structural}}$.

La puissance re-rayonnée $P_{\text{s structural}}$ est connue et est égale à la puissance P_t (équation de Friis, lors de la phase d'adaptation) multipliée par le gain $G_{\text{ant t}}$, comme nous l'avons montré plus haut.

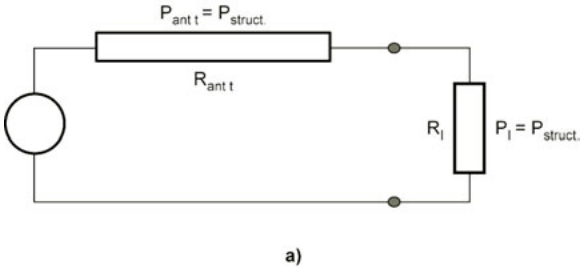


Figure 8.2 – (a) Adaptation d'impédance : $R_{\text{ant t}} = R_l$.

Charge accordée ($X_{ant\,t} = -X_l$) *et non adaptée* ($R_{ant\,t}$ *différent de* R_l)

La *figure 8.2b* représente l'ensemble du tag lors d'une désadaptation quelconque ($R_{\text{ant t}}$ différent de R_l). Du fait de la désadaptation d'impédances entre l'antenne du tag et le circuit intégré, une partie $P_{l\ \text{refl}}$ de la puissance conduite maximale possible transmise $P_t = P_{l\ \max} = P_{\text{structural}}$ vers la charge R_l sera réfléchie vers la source de puissance.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

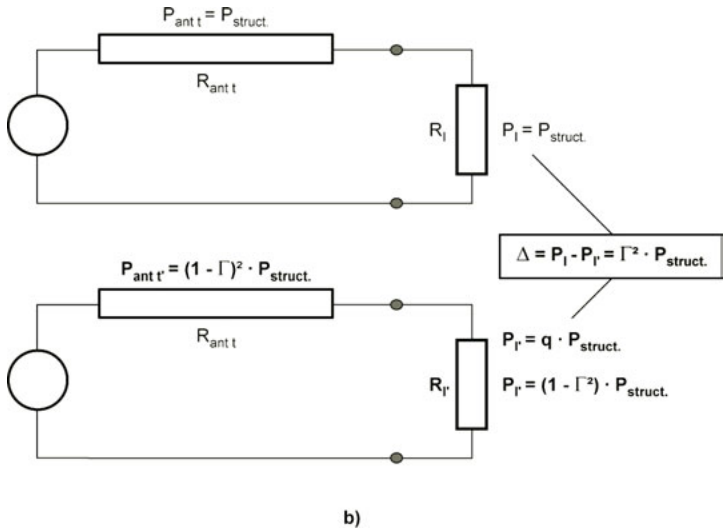


Figure 8.2 – (b) Désadaptation d'impédance : $R_{\text{ant t}}$ différent de R_l.

Comme nous l'avons indiqué lors d'un précédent chapitre, nous obtenons donc :

– la puissance dissipée dans $R_l = qP_{\text{structural}} = (1 - \Gamma^2)\, P_{\text{structural}}$;
– et, comme indiqué précédemment, la puissance dissipée dans $R_{\text{ant t}}$ (donc re-rayonnée) égale à $(1 - \Gamma)^2\, P_{\text{s structural}}$.

La différence de puissance utile dans la charge R_l entre la phase « adaptée » et « non adaptée » est bien évidemment :

$$P_{\text{structural}} - [(1 - \Gamma^2)\, P_{\text{structural}}] = \Gamma^2\, P_{\text{structural}}$$

La *figure 8.2c* est strictement la même que la *figure 8.2b* dans laquelle nous avons volontairement scindé les différentes composantes mises en jeu de la valeur de la puissance re-rayonnée $P_s = (1 - \Gamma)^2\, P_{\text{s structural}}$ afin d'aider à comprendre le « *who is who* » des différents effets. Dans ce but, la résistance de l'antenne du tag $R_{\text{ant t}}$ a été scindée en trois résistances disposées en série R_1, R_2, R_3 telles que leur somme soit égale à $R_{\text{ant t}}$:

$$R_1 + R_2 + R_3 = R_{\text{ant t}}$$

Les valeurs de R_1, R_2 et R_3 sont choisies telles que :

– la puissance P_1 dans $R_1 = 1\, P_{\text{structural}}$;
– la puissance P_2 dans $R_2 = (-2\Gamma)\, P_{\text{structural}}$;
– la puissance P_3 dans $R_3 = (\Gamma^2)\, P_{\text{structural}}$;
– la puissance P dans $R_{\text{ant t}} = P_1 + P_2 + P_3 = (1 - 2\Gamma + \Gamma^2)\, P_{\text{structural}} = (1 - \Gamma)^2\, P_{\text{structural}}$.

La résistance de charge R_l reste inchangée : la puissance P_l dans R_l est égale à

$$qP_{\text{structural}} = (1 - \Gamma^2)\, P_{\text{structural}}.$$

La puissance P_3 re-rayonnée représente la portion $[(1 - q)P_{\text{structural}}] = \Gamma^2 P_{\text{structural}}$ de puissance réfléchie due au fait de la désadaptation de la charge :

– la puissance P_3 dans $R_3 = \Gamma^2 P_{\text{structural}}$;
– la puissance P_l dans $R_l = (1 - \Gamma^2)\, P_{\text{structural}}$.

$$P_3 + P_l = P_{\text{structural}} = P_{\text{adapté}}$$

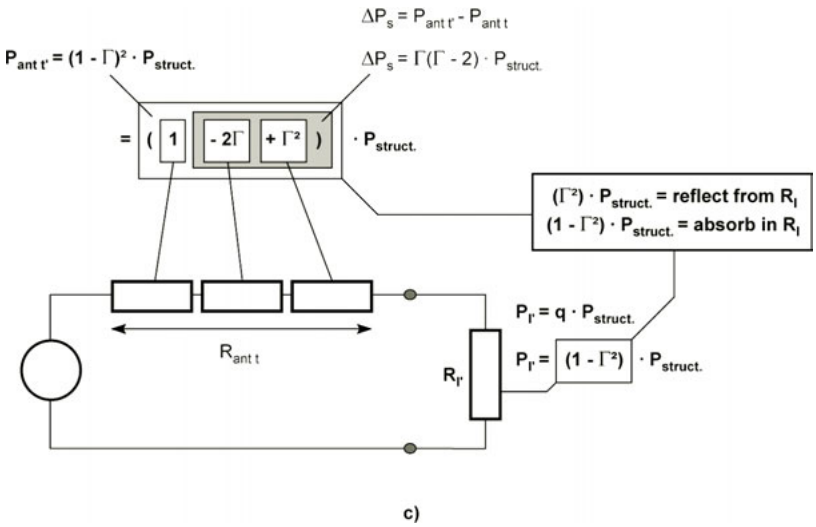


Figure 8.2 – (c) Représentation pédagogique de la désadaptation d'impédance : $R_{\text{ant t}}$ différent de R_l.

Au niveau de l'antenne, la partie de puissance re-rayonnée P_1 égale à $P_{\text{structural}}$ est identique à celle déjà présente pendant l'adaptation. Seules les parties de puissance P_2 aidée de P_3 font la différence (en plus ou en moins) lors de la désadaptation, P_3 représentant la partie réfléchie par la charge et P_2 étant due au reflet de la variation de charge sur l'ensemble de la constitution du circuit d'antenne.

Les paragraphes suivants vont expliquer ce qui se passe dans le cas de désadaptation.

□ $x = P_{\text{ant eff}}/P_{\text{ant eff max}}$

Calculons à présent la valeur de la puissance conduite re-rayonnable par l'antenne du tag. Son équation générale est donnée par :

$$P_{\text{ant eff}} = R_{\text{ant t}} I_{\text{eff}}^2$$

$$P_{\text{ant eff}} = \frac{R_{\text{ant t}}}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2} V_{\text{équi eff}}^2 \text{ en W eff}$$

dont la valeur sera maximale lorsque $X_l = -X_{\text{l ant}}$ et $R_l = R_{\text{ant t}}$ (adaptation) :

$$P_{\text{ant eff max}} = \frac{R_{\text{ant t}}}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2} V_{\text{équi eff}}^2$$

soit :

$$P_{\text{ant eff max}} = \frac{V_{\text{équi eff}}^2}{4R_{\text{ant t}}}$$

Baptisons x le rapport $P_{\text{ant eff}}/P_{\text{ant eff max}}$ et calculons sa valeur. Il vient :

$$x = \frac{P_{\text{ant eff}}}{P_{\text{ant eff max}}} = \frac{4R_{\text{ant t}}R_{\text{ant t}}}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2} = f(R_l, X_l) \text{ à } R_{\text{ant t}} \text{ et } X_{\text{ant t}} = \text{cte}$$

$$P_{\text{ant eff}} = x\, P_{\text{ant eff max}}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Ce facteur x est très important car il dénote la portion relative de puissance conduite que l'antenne du tag re-rayonne en fonction de la désadaptation d'impédance par rapport à la charge idéalement adaptée.

Cas de l'adaptation non totalement conjuguée

Dans le cas où l'ensemble du circuit d'entrée du tag (antenne + circuit intégré) forme un circuit accordé, $X_{\text{ant t}} = -X_l$ (ou bien encore $X_{\text{ant t}} = X_l = 0$), l'équation générale de x du paragraphe précédent se simplifie et devient :

$$x = \frac{P_{\text{ant eff}}}{P_{\text{ant eff max}}} = \frac{4R_{\text{ant t}}R_{\text{ant t}}}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2}$$

En tenant compte que $a = (R_l/R_{\text{ant t}})$, nous obtenons :

$$x = \frac{P_{\text{ant eff}}}{P_{\text{ant eff max}}} = \frac{4}{(1+a)^2} = f(a) = f\left(\frac{R_l}{R_{\text{ant t}}}\right)$$

Lorsque a (c'est-à-dire R_l) varie de 0 à l'infini, le *tableau 8.4* donne les variations de x en fonction de $a = R_l/R_{\text{ant t}}$.

Tableau 8.4

Charge	R_l	a	x
Court-circuit	0	0	4
Adaptée	R_{ant}	1	1
Circuit ouvert	∞	∞	0

En rapprochant la valeur de q, valeur de désadaptation de la charge :

$$q = \frac{P_{\text{l eff}}}{P_{\text{l adapt max}}} = \frac{4a}{(1+a)^2} = f(a) = f\left(\frac{R_l}{R_{\text{ant t}}}\right)$$

de celle de x :

$$x = \frac{P_{\text{ant eff}}}{P_{\text{ant adapt}}} = \frac{4}{(1+a)^2}$$

on tire d'une part :

$$q = ax = 1 - |\Gamma|^2$$

et d'autre part :

$$x = \frac{q}{a} = \frac{1-|\Gamma|^2}{a} = \frac{4}{(1+a)^2}$$

Note

Lorsque Γ vaut – 1, c'est-à-dire lorsqu'il y a réflexion totale sur un court-circuit ($R_l = 0$), la valeur numérique de l'équation est du type $(1 - |\Gamma|^2) = 0$ divisé par $a = R_l/R_{\text{ant t}} = 0$, soit de type 0/0. Cette indétermination est levée en utilisant la « vraie » formule générale ci-dessus, ce qui donne 4.

8.4 Surface radar effective du tag $\sigma_{e\,s}$ ou RCS (*Radar Cross Section*)

Après ce long chiffrage concernant la puissance re-rayonnée par le tag P_s, passons maintenant à la détermination de la surface radar effective du tag.

8.4.1 Définition de la section radar, $\sigma_{e\,s}$ ou RCS, du tag

La relation existant entre la puissance re-rayonnée/dispersée P_s par un tag et le module de la densité surfacique moyenne efficace de puissance de l'onde incidente s reçue au niveau de celui-ci se traduit en termes concrets par la définition de la surface radar équivalente associée $\sigma_{e\,s}$, c'est-à-dire :

$$\sigma_{e\,s} = \frac{P_s}{s} \rightarrow P_s = \sigma_{e\,s} s$$

(L'indice s de P_s provient du fait que le verbe français « disperser » se traduit en anglais par *to scatter*.)

Le coefficient de proportionnalité de cette équation $\sigma_{e\,s}$ – section radar effective du tag RCS, de l'anglais *Radar Cross Section* ou encore *scattering aperture* (donc exprimée en m^2) – représente l'aire équivalente à partir de laquelle une partie de l'énergie (*via* la densité surfacique de puissance) collectée par l'objet est re-rayonnée vers la source dans le cas de système mono-statique. Sa valeur sert à quantifier l'aptitude de l'objet à « réfléchir/re-rayonner » ou non l'onde incidente provenant de la source. Toute abstraction faite, la puissance $P_{\text{s EIRP}}$ dispersée est donc équivalente à celle que produirait une source ponctuelle isotrope placée au centre du tag. En remplaçant s par la valeur :

$$\sigma_{e\,s} = \frac{P_{\text{s eirp}}}{\dfrac{P_{\text{eirp bs}}}{4\pi\, r^2}} = 4\pi r^2 \frac{P_{\text{s eirp}}}{P_{\text{eirp bs}}}$$

Comme nous l'avons montré à plusieurs reprises, les puissances rayonnées (et re-rayonnées) sont directement liées aux valeurs moyennes des modules des vecteurs de Poynting respectives de forme $s = <|\mathbf{S}|> = |\mathbf{E} \times \mathbf{H}|$ (équation dans laquelle les modules de $\mathbf{E}$ et $\mathbf{H}$ sont exprimés en valeurs crêtes). Sur le principe, en tout lieu de l'espace, la valeur de $\sigma_{e\,s}$ est exprimée par une valeur vectorielle comportant amplitude et phase :

$$\sigma_{e\,s} = \lim_{r \to \infty} 4\pi\, r^2 \frac{E_s \times H_S}{E_i \times H_i}$$

Dans le cas de fonctionnement en RFID qui nous concerne, étant en champ lointain ($r \gg \lambda/2$), comme nous l'avons indiqué les vecteurs $\mathbf{E}$ et $\mathbf{H}$ sont orthogonaux entre eux et la valeur du module de $\mathbf{H}$ est reliée à celui de $\mathbf{E}$ par la relation $H = E/Z_0$. De ce fait, le produit vectoriel se réduit donc à un simple produit scalaire, et l'expression mathématique de la section radar $\sigma_{e\,s}$ devient alors :

$$\sigma_{e\,s} = \lim_{r \to \infty} 4\pi r^2 \frac{|E_s|^2}{\left|E_{\text{eirp bs}}\right|^2}$$

Remarque

Cette équation suppose que les axes de la base station et du re-rayonnement/dispersion du tag sont alignés de façon optimale – en terme d'angle relatif entre antenne de base station et du tag – mais que l'observation de la puissance dispersée P_s dépendra des positions relatives entre la provenance de l'illumination et celle où l'on va se placer pour observer la puissance dispersée. Nous reviendrons plus tard sur ce point lorsque nous évoquerons les aspects de co-localisation ou non « mono-statique » et « bi-statique » des antennes d'émission et de réception de la base station.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

La valeur de $\sigma_{e\,s}$ dépend de nombreux paramètres du tag. Parmi les principaux, citons :
- sa forme ;
- ses dimensions ;
- le matériau le constituant ;
- la structure du matériau constituant sa surface (non, le tag « furtif » n'existe pas encore !) ;
- la longueur d'onde de l'onde émise ;
- la polarisation de l'onde ;
- la valeur de l'impédance de charge de l'antenne que celui-ci représente.

Depuis le chapitre précédent nous connaissons en détail la valeur de s incidente, il ne nous reste plus qu'à estimer la valeur de la puissance P_s pour déterminer $\sigma_{e\,s}$.

8.4.2 Calcul de la surface radar du tag $\sigma_{e\,s}$

Pour cela, reprenons l'équation générale de définition de P_s dans laquelle, afin de ne pas alourdir inopinément les équations, nous supposerons que les pertes dues à la présence de R_{loss} sont négligeables. Nous avons montré que :

$$P_s = \frac{R_{\text{ant t}}}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2} V^2_{\text{équi eff}} G_{\text{ant t}} \text{ en W eff}$$

En divisant la valeur de P_s par s, nous obtiendrons directement la valeur $\sigma_{e\,s}$:

$$\sigma_{e\,s} = \frac{P_s}{s} = \frac{P_{\text{structural}} + P_{\text{antenna mode}}}{s}$$

Bien évidemment cette équation fait aussi apparaître, pour les mêmes raisons, deux parties semblables à celles présentées précédemment lors de l'établissement des équations de P_s :

$$\sigma_{e\,s} = \frac{P_s}{s} = \sigma_{\text{e s structural}} + \sigma_{\text{e s antenna mode}}$$

σ_{es} = partie fixe + partie variable en fonction de la charge concrète R_l :

$$\sigma_{es} = \sigma_{\text{es structural}} + ([(1-\Gamma)^2 - 1]\sigma_{\text{es structural}})$$
$$\sigma_{es} = (1-\Gamma)^2 \sigma_{\text{e s structural}}$$

La *figure 8.3* donne les variations de $\dfrac{\sigma_{es}}{\sigma_{es\ \text{structural}}} = f(\Gamma)$.

Il ne suffit plus maintenant que de chiffrer $\sigma_{e\,s\ \text{structural}}$ pour obtenir les variations de $\sigma_{e\,s}$ en fonction de la valeur de l'impédance la charge Z_l tel que nous l'avons fait en ce qui concernait la puissance re-rayonnée, et tout ce qui aura été dit sur l'aspect puissance sera transférable à $\sigma_{e\,s}$.

■ Calcul de $\sigma_{e\,s\ \text{structural}}$

Pour cela, remplaçons P_s par sa valeur, et tirons $\sigma_{e\,s}$. Il vient :

$$\sigma_{e\,s} = \frac{1}{s} \frac{R_{\text{ant t}} V^2_{\text{équi eff}}}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2} G_{\text{ant t}}$$

À partir de l'équation de Friis donnant la puissance fournie au tag P_t nous avons également défini plus haut que :

$$P_{\text{t eff}} = \sigma_{e\ t} s_{\text{eff}}$$
$$P_{\text{t eff}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{ant t}} s_{\text{eff}} \text{ en W eff}$$

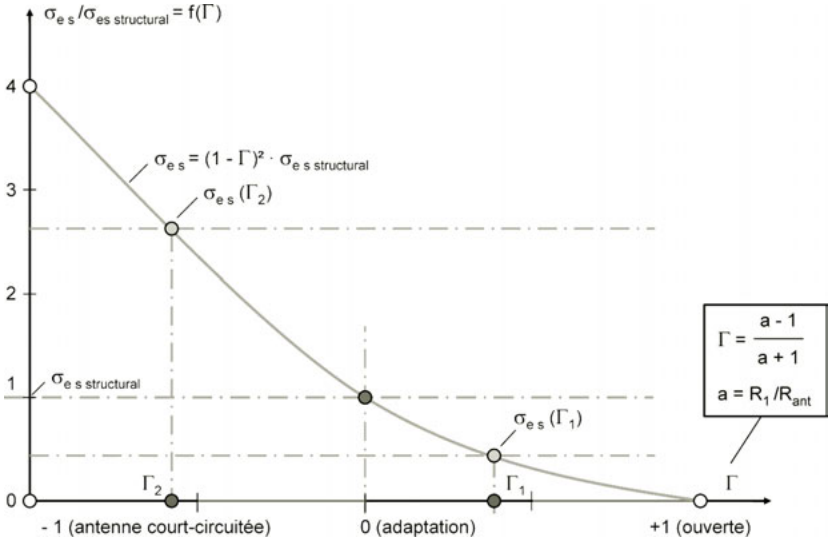


Figure 8.3 – Courbe de variation relative de $\sigma_{e\,s} = f(\Gamma)$.

équation de laquelle on peut extraire :

$$s_{\text{eff}} = \frac{4\pi \times P_{\text{t eff}}}{\lambda^2 G_{\text{ant t}}} \text{ en } \mathrm{W \cdot m^{-2}}$$

Reportons à présent dans l'équation ci-dessus de $\sigma_{e\,s}$ les valeurs respectives de $P_{\text{s eff}}$ et s_{eff}, il vient :

$$\sigma_{e\,s} = \frac{\lambda^2 G_{\text{ant t}}^2}{4\pi} \frac{R_{\text{ant t}}}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2} \frac{V_{\text{équi eff}}^2}{P_{\text{t eff}}} \text{ en m}^2$$

Cette équation correspond à la valeur générale de la section radar effective $\sigma_{e\,s}$ dite encore de rétro-modulation du tag, et ce, quelles que soient les valeurs des impédances de l'antenne et de la charge du tag.

Examinons à présent le cas particulier de cette équation lorsque $X_{\text{ant t}} = -X_l$ et $R_{\text{ant t}} = R_l$ correspondant à ce que l'on appelle l'« adaptation conjuguée globale » et qui correspondra à l'aspect « mode structural » du raisonnement. De ce fait, l'écriture de l'équation générale de $\sigma_{e\,s}$ se simplifie et devient la valeur de $\sigma_{e\,s}$ lors de l'adaptation conjuguée de charge, dite $\sigma_{e\,s\,\text{structural}}$:

$$\sigma_{\text{e s structural}} = \frac{\lambda^2 G_{\text{ant t}}^2}{16\pi R_{\text{ant t}}} \frac{V_{\text{équi eff}}^2}{P_{\text{t eff}}} \text{ en m}^2$$

Du fait que, dans le cas de l'adaptation, la valeur de puissance P_t du tag donnée par l'équation de Friis est égale à celle dissipée dans la charge et à celle conduite dans l'antenne du tag ($P_{\text{Rant t}} = P_l = P_t$), nous aurons :

$$P_{\text{t eff}} = \frac{V_{\text{équi eff}}^2}{4R_{\text{ant t}}}$$

En remplaçant $P_{\text{t eff}}$ par sa valeur, l'équation devient :

$$\sigma_{\text{e s structural}} = \frac{\lambda^2 G_{\text{ant t}}^2}{4\pi} \text{ en m}^2 \text{ à l'adaptation d'impédance du tag}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

□ **Exemples**

Cas d'antenne isotrope de gain unitaire

Dans le cas où l'antenne du tag serait isotrope et de $G_{\text{ant t}}$ unitaire : $\sigma_{\text{e s structural}} = 0{,}08\lambda^2 = f(\lambda)$.

Cas de l'antenne dipôle λ/2

Dans le cas où l'antenne du tag serait de type « dipôle λ/2 », ayant donc un $G_{\text{ant t}} = 1{,}64$ et dont la charge est adaptée, $R_l = R_{\text{ant t}} = 73{,}6\ \Omega$: $\sigma_{e\,s\,\text{structural}} = 0{,}214\lambda^2 = f(\lambda)$

Remarque

Nous aurions pu arriver à cette valeur par un autre moyen. En effet, pour une antenne dipôle λ/2, nous avons montré que :

$$E_{\text{eff}} = \frac{7{,}017\sqrt{P_{\text{EIRP}}}}{r} = \frac{\sqrt{49P_{\text{EIRP}}}}{r}$$

$$E_{\text{eff}}^2 = \frac{49P_{\text{EIRP}}}{r^2}$$

Par ailleurs pour une antenne dipôle λ/2, de longueur effective λ/π :

$$V_{\text{équi}}^2 = \left(E_{\text{eff}}\frac{\lambda}{\pi}\right)^2 = \frac{49P_{\text{EIRP}}}{r^2}\frac{\lambda^2}{\pi^2}$$

D'autre part, en champ lointain, la densité surfacique de puissance reçue est égale à :

$$s_{\text{eff}} = \frac{P_{\text{bs}}\,G_{\text{bs}}}{4\pi r^2} = \frac{P_{\text{EIRP}}}{4\pi r^2}$$

Divisons V_{equi}^2 par s, ce qui donne :

$$\frac{V_{\text{équi}}^2}{s} = \frac{49 \times 4\lambda^2}{\pi}$$

Par ailleurs, en tenant compte de l'équation générale de $\sigma_{\text{e t }\lambda/2}$:

$$\sigma_{\text{e t }\lambda/2} = \frac{R_t V_{\text{équi}}^2}{s\left[(R_t + R_{\text{ant t}})^2 + (X_t + X_{\text{ant t}})^2\right]}$$

$$\sigma_{\text{e t }\lambda/2} = \frac{R_t \times 49 \times 4\lambda^2}{\pi\left[(R_t + R_{\text{ant t}})^2 + (X_t + X_{\text{ant t}})^2\right]}$$

Dans le cas particulier (mais très fréquent) correspondant à l'adaptation conjuguée pour un dipôle λ/2 ($X_t = -X_{\text{ant}}$, $R_{\text{ant}} = R_t = 73{,}128\ \Omega$). $\sigma_{\text{e t }\lambda/2} = \frac{1}{4R_{\text{ant t}}}\frac{V_{\text{équi}}^2}{s} = \frac{49\times 4\lambda^2}{\pi R_{\text{ant}}} = 0{,}213\lambda^2$

Le *tableau 8.5* donne un exemple de valeurs pour $\sigma_{\text{e s structural}}$, ce qui bien entendu n'a rien à voir avec la surface mécanique réelle de l'antenne du tag qui est souvent négligeable si c'est un bout de fil ou une simple tige de métal !

Tableau 8.5

f	λ	$\sigma_{e\,s\,\text{structural}}$ d'un dipole λ/2
866 MHz	0,346 m	256 cm²
2,45 GHz	0,1224 m	32 cm²

■ Relation entre surfaces effectives de réception $\sigma_{e\,t}$ et de re-rayonnement $\sigma_{e\,s\,\text{structural}}$

En se rappelant que, dans les mêmes conditions d'accord du tag sur la porteuse, la section effective de réception du tag $\sigma_{e\,t}$ était égale à :

$$\sigma_{\text{e s structural}} = \frac{\lambda^2}{4\pi}G_{\text{ant t}}$$

Nous déduisons immédiatement que la relation entre la surface effective de réception et celle de re-rayonnement est égale à :

$$\sigma_{\text{e s structural}} = \sigma_{e\,t} G_{\text{ant t}} \text{ en m}^2 \text{ (à l'adaptation et accord du tag)}$$

□ **Exemple de l'antenne dipôle λ/2**

Dans le cas d'une antenne de tag de type « dipôle λ/2 », donc ayant un $G_{\text{ant t}} = 1{,}64$:

$$\sigma_{\text{e s structural}} = 1{,}64\sigma_{e\,t} \text{ en m}^2$$

■ Puissance réfléchie/re-rayonnée, $P_{\text{s structural}}$

Rappelons tout d'abord que par définition la puissance réfléchie (dispersée) ou re-rayonnée a pour expression générale $P_s = \sigma_{e\,s} s$. Dans le cas (utilisation classique) des adaptations d'impédances conjuguées, remplaçons la surface effective de re-rayonnement $\sigma_{\text{e s structural}}$ que nous venons d'obtenir et la densité surfacique de puissance incidente s par leurs valeurs respectives, il vient :

$$P_{\text{s structural}} = \frac{\lambda^2 G_{\text{ant t}}^2}{4\pi} \frac{4\pi \times P_t}{\lambda^2 G_{\text{ant t}}} = P_t G_{\text{ant t}}$$

Se souvenant que (équation de Friis) :

$$P_t = P_{bs} G_{\text{b}s} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G_{\text{ant t}} \text{ en watts}$$

après simplifications, nous obtenons :

$$P_{\text{s structural}} = P_{bs} G_{\text{b}s} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G_{\text{ant t}}^2 \text{ en watts}$$

ce qui est une seconde façon d'exprimer $P_{\text{s structural}}$... et qui est bien égal (heureusement !) à :

$$P_{\text{s structural}} = P_t G_{\text{ant t}}$$

comme nous l'avons démontré précédemment !

Nous arrivons enfin à résoudre un point critique de compréhension physique de l'histoire.

Lors de l'adaptation conjuguée d'impédance entre résistance de rayonnement de l'antenne et de charge :

– d'une part, il y a une puissance dissipée (wattée) P_t dans la charge du tag dont la valeur est donnée par l'équation de Friis ;
– d'autre part, du fait de la circulation de courant due à la réception de l'onde incidente, strictement la même valeur de puissance wattée « conduite » se retrouve re-rayonnée *via* l'antenne de celui-ci sous la forme $P_{\text{s structural}}$ ($P_{\text{s structural}} = P_t\, G_{\text{ant t}}$). Surprenant n'est ce pas ! Même lorsque l'on transfère le maximum de puissance, il y a un re-rayonnement de puissance (conduite) identique à cette dernière *via* l'antenne du tag.

Cela veut dire qu'en fait, lors de l'adaptation conjuguée, l'ensemble du tag capte deux fois P_t, et que seule la moitié (1 fois P_t) est utilisable dans la charge et que l'autre moitié (1 fois P_t) représente la puissance conduite re-rayonnée et que, lors de mesures dans l'environnement proche du tag, il est difficile de séparer/isoler les parts relatives de la puissance rayonnée reçue en provenance de la base station de celle de la partie de puissance re-rayonnée du tag. Cette égalité de « surface de scattering » (au gain près) et de « surface effective » indique simplement que l'antenne du tag possède au moins l'équivalent de deux surfaces (apertures) immatérielles, l'une baptisée $\sigma_{e\,t}$ que l'on a attribué à celle récupérant la puissance disponible pour la charge, l'autre $\sigma_{e\,s}$ dédiée à la puissance qui sera re-rayonnée.

Y en a-t-il d'autres ? Si vous êtes sages, vous le saurez un peu plus loin !

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Remarque
À ce sujet, il faut bien se rappeler que la section effective de réception du tag $\sigma_{e\,t}$ a été définie uniquement dans le cadre de l'obtention de la puissance utile dans la charge et donc qu'elle ne peut pas tenir compte de la puissance re-rayonnée (revoir chapitre précédent).

En dehors de la condition d'adaptation conjuguée, comme nous l'avons déjà évoqué, une partie de la puissance maximale possible $P_{\max} = P_t$ transférable à la charge Z_l ne sera pas transférée à celle-ci. Dans ce cas, la partie utile de puissance réellement absorbée par la charge sera nommée $qP_{\max}$ avec q facteur de désadaptation de la charge, déjà présenté :

- la partie manquante vaudra bien évidemment $(1-q)P_{\max}$ (pour rappel $(1-q)P_{\max} = \Gamma^2 P_{\max}$) ;
- cette partie $(1-q)P_{\max}$ sera réfléchie vers le producteur de puissance ;
- c'est-à-dire que cette dernière $(1-q)P_{\max}$ fera partie de la puissance re-rayonnée (en plus ou en moins, selon la phase de l'onde réfléchie sur la charge, de celle déjà re-rayonnée lors du cas de l'adaptation), donc augmentant ou diminuant apparemment la surface de re-rayonnement RCS.

Densité surfacique de puissance de retour, $s_{\text{back structural}}$

Par définition, lors de l'adaptation d'impédance entre source (antenne du tag) et charge R_l, la densité surfacique de puissance du signal re-rayonné de retour qui sera disponible par réflexion de l'onde incidente (montante) sur le tag $s_{\text{back structural}}$ sera :

$$s_{\text{back structural}} = \frac{P_{\text{s structural}}}{4\pi r^2}\ \text{W}\cdot\text{m}^{-2}$$

Toujours dans le cas de l'adaptation des impédances, en remplaçant $P_{\text{s structural}}$ par sa valeur, il vient :

$$s_{\text{back structural}} = P_{\text{bs}} G_{\text{bs}} \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3\, r^4} G^2_{\text{ant t}} \text{ en } \text{W}\cdot\text{m}^{-2}$$

La présence de la puissance 4 au dénominateur de cette équation fait ressortir ainsi l'énorme influence de la distance r entre base station et tag[1]. sur la valeur de la densité surfacique de puissance du signal re-rayonné de retour.
Cette équation est connue sous l'appellation d'« équation radar ». En effet, elle dénote la densité surfacique de puissance de retour due au matériau, forme, longueur d'onde utilisée, distance, puissance émise, etc. de l'ensemble base station/tag.

Puissance de retour, $P_{\text{back structural}}$, récupérée par le récepteur de la base station

Connaissant à présent la valeur de la densité surfacique de puissance $s_{\text{back structural}}$ re-rayonnée par réflexion par le tag, on peut calculer la puissance du signal re-rayonné de retour $P_{\text{back structural}}$ que l'antenne de réception de la base station de gain G'_{bs} va récupérer lorsque les valeurs des impédances du tag sont adaptées (/accordées). En baptisant la surface équivalente/effective de la base station $\sigma_{\text{e bs}}$, il vient :

$$\sigma_{\text{e bs}} = \frac{\lambda^2 G'_{bs}}{4\pi}$$

Attention ! Nous avons écrit volontairement G'_{bs} car il se peut que l'antenne de réception de la base station soit localement co-située avec celle d'émission mais de gain différent de celle de l'antenne d'émission de la base station de gain G_{bs}... mais souvent $G_{\text{bs}} = G'_{\text{bs}}$!

[1] Dans cette équation, nous avons supposé que les antennes d'émission et de réception de la base station étaient géographiquement co-situées (antenne mono-statique) car sinon, en présence d'antennes bi-statiques, nous aurions affaire au produit $r_1^2 r_2^2$ (avec r_1 distance aller et r_2 distance de retour) au lieu de r^4

d'où
$$P_{\text{back structural}} = s_{\text{back structural}}\sigma_{\text{e bs}}$$
$$P_{\text{back structural}} = \left[P_{\text{bs}}\, G_{\text{bs}}\, \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3\, r^4}\, G^2_{\text{ant t}}\right] \frac{\lambda^2 G'_{\text{bs}}}{4\pi} \text{ en W}$$

En regroupant les termes sous une forme plus sympathique, il vient :

$$P_{\text{back structural}} = P_{\text{bs eirp}} G'_{\text{bs}}\, G^2_{\text{ant t}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^4 \text{ en W}$$

En se souvenant que $\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2$ représente l'atténuation du milieu (air) de communication, il vient :

$$P_{\text{back structural}} = P_{\text{bs eirp}} G'_{\text{bs}} G^2_{\text{ant t}} [\text{atténuation}]^2 \text{ en W}$$

En se rappelant que nous avons démontré quelques paragraphes plus haut que :

$$\sigma_{\text{e s structural}} = \frac{\lambda^2 G^2_{\text{ant t}}}{4\pi} \text{ en m}^2$$

cette expression est souvent également présentée sous la forme :

$$P_{\text{back structural}} = P_{\text{bs eirp}}\, G'_{\text{bs}}\, \sigma_{\text{e } s \text{ structural}} \frac{\lambda^2}{64\,\pi^3 r^4} \text{ en W}$$

Cette même équation – présentée sous différentes formulations – est également souvent baptisée équation radar.
Cette puissance de retour $P_{\text{back structural}}$ est celle due à la puissance $P_{\text{structural}}$ et, pour un ensemble déterminé base station/tag, sa valeur est constante/permanente.
Sachant que :

$$\sigma_{\text{e } s \text{ structural}} = \frac{\lambda^2 G^2_{\text{ant t}}}{4\pi} \text{ en m}^2$$

On peut également écrire la même équation sous deux autres formes :

$$P_{\text{back structural}} = s_{\text{incident}}\sigma_{\text{e s structural}} \cdot \text{atténuation} \cdot G'_{\text{bs}}$$
$$P_{\text{back structural}} = P_{\text{s structural}} \cdot \text{atténuation} \cdot G'_{\text{bs}}$$

■ En guise de conclusion

Étant par ailleurs un long adepte de pédagogie appliquée, nous vous proposons pour la dernière fois de réécrire cette équation dans un ordre logique correspondant à la physique de la transmission aller-retour de l'onde :

$$P_{\text{back structural}} = \left[P_{\text{bs eirp}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G_{\text{ant t}}\right] G_{\text{ant t}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G'_{\text{bs}}$$

En effet, depuis le début de ce chapitre, physiquement nous avons observé les phénomènes suivants :

- la base station fournit une puissance rayonnée $P_{\text{bs EIRP}}$;
- le signal montant subit une première « atténuation » due au médium ;
- le gain de l'antenne du tag $G_{\text{ant t}}$ « amplifie » le signal incident (montant). Tout cela (la valeur du premier crochet)... c'est l'équation de Friis ;
- la même antenne du tag de gain $G_{\text{ant t}}$ participe au re-rayonnement du tag par dispersion du signal incident ;
- le signal descendant est à son tour « atténué » une seconde fois (la même valeur qu'à la montée) ;

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

– enfin la puissance rayonnée du signal descendant, reçue par la base station, est « amplifiée » par le gain de son antenne de réception G'_{bs}... et si cela ne vous défrise pas trop, c'est encore Friis !

Tout ceci peut s'exprimer (en dB) par la somme algébrique suivante (attention les atténuations ont des valeurs négatives) :

$$P_{\text{back structural}} = P_{\text{bs EIRP}} + \text{atténuation} + G_{\text{ant t}} + G_{\text{ant t}} + \text{atténuation} + G'_{\text{bs}}$$
$$P_{\text{back structural}} \text{ en dB} = [P_{\text{bs EIRP}} + 2G_{\text{ant t}} + 2\text{atténuation} + G'_{\text{bs}}] \text{ en dB}$$

qui n'est autre que la traduction logarithmique de notre dernière équation :

$$P_{\text{back structural}} = P_{\text{bs EIRP}} G^2_{\text{ant t}} \cdot \text{atténuation}^2 \cdot G'_{\text{bs}}$$

□ **Exemple : RFID UHF en Europe (et en France)**

Attention ! Dans l'exemple ci-dessous, nous avons volontairement pris deux gains d'antennes de la base station différents (antenne bi-statique) : l'un pour l'antenne d'émission (+ 2,14 dB) et l'autre pour l'antenne de réception (+ 6 dB) (voir exemple détaillé au chapitre 10).

$f = 869{,}5$ MHz

$r = 4$ m

$$\begin{aligned}\text{att @869,5MHz@4m (dB)} &= 32{,}5 + 20\log(0{,}8695) + 20\log 4\\ &= 32{,}5 + [20 \times (-0{,}051)] + [20 \times (0{,}60206)] = 43{,}52 \text{ dB}\end{aligned}$$

$$P_{\text{bs ERP max}} = 27 \text{ dBm (c'est-à-dire } P_{\text{ERP max}}. = 500 \text{ mW ERP)}$$
$$G_{\text{ant bs@}mission} = +2{,}14 \text{ dB (soit une antenne dipôle } \lambda/2 \text{ de } G_{\text{ant bs}} = 1{,}64)$$
$$P_{\text{bs EIRP max}} = +29{,}14 \text{ dBm (c'est-à-dire } 27 + 2{,}14 \text{ dBm} = 820 \text{ mW EIRP)}$$
$$G_{\text{ant t}} = +2{,}14 \text{ dB (antenne dipôle } \lambda/2 \text{ de gain } G_{\text{ant t}} = 1{,}64)$$
$$G'_{\text{ant bs}} \text{ @ réception} = +6 \text{ dB (soit une antenne de réception différente } G_{\text{ant bs}} = 4)$$
$$P_{\text{back structural}} = +29{,}14 + 6 + (2{,}14 + 2{,}14) + 2(-43{,}52)$$
$$P_{\text{back structural}} = -47{,}62 \text{ dBm... de l'ordre de quelques petites dizaines de nW}$$

■ Bilan de la liaison aller-retour

La dernière équation $P_{\text{back structural}}$ démontrée ci-dessus permet de quantifier le bilan énergétique global « aller-retour » de la liaison entre base station et tag, qui est donc égal à :

$$\frac{\text{Puissance reçue}}{\text{Puissance émise}} = \text{Bilan de la liaison} = \frac{P_{\text{back structural}}}{P_{\text{bs eirp}}} G'_{\text{bs}}\, G^2_{\text{ant t}} \cdot \text{atténuation}^{\,2}$$

Il est également très pratique d'utiliser ce rapport lorsqu'il est chiffré non plus en valeurs absolues mais en dB, soit :

$$\text{Bilan de la liaison} = +G'_{\text{bs dB}} + 2G_{\text{ant t dB}} + 2\text{atténuation}_{\text{dB}}$$

□ **Exemple : RFID à 2,45 GHz**

Prenons à présent pour exemple celui d'un système fonctionnant à 10 m et à la fréquence de 2,45 GHz

Très fréquemment, afin de compenser partiellement la plus grande atténuation du médium (air) due à la fréquence plus élevée, on dote les bases stations d'antennes d'émission et de réception directives dont les gains G'_{bs} sont de l'ordre de 4, soit 6 dB... donc directives. Nous avons montré qu'à 10 m, dans l'air, l'atténuation de la fréquence de 2,45 GHz est de 60,3 dB. De plus, pour réaliser des tags peu chers, on utilise habituellement des antennes $\lambda/2$ dont les gains $G_{\text{ant t}}$ absolus

sont de 1,64 ou encore de 2,14 dB. Le bilan global de la liaison devient alors :

$$\text{Bilan de la liaison} = +6 + (2 \times 2{,}14) + [2 \times (-60{,}3)]$$
$$\text{Bilan de la liaison} = -120{,}6 + 10{,}28 = -110{,}32 \text{ dB}$$

Si l'on suppose que ce système fonctionne aux USA et que la puissance $P_{\text{bs EIRP}}$ maximale autorisée est de + 36 dBm (4 W), la puissance reçue $P_{\text{back structural}}$ au niveau de la base station sera de :

$$+36 \text{ dBm} - 110{,}32 \text{ dB} = -74{,}32 \text{ dBm, soit quelques dizaines de pW}$$

La *figure 8.4* indique la valeur de l'amplitude du signal de retour dans différentes situations.

distance	fréquence	longueur d'onde	P1 conduite	G_ant_bs	G_ant_bs	P_bs_eirp	G_ant_t	P_back	P_back/P1
m	MHz	cm	W	-	dB	W	-	nW	dB
2	2400	12,5	1	4	6	4	1.6		-73
2	915	32,8	1	4	6	4	1.6		-56
2	866	34,6	1	4	6	4	1.6		-55
2	433	69,3	1	4	6	4	1.6		-43
4	2400	12,5	1	4	6	4	1.6		-85
4	915	32,8	1	4	6	4	1.6		-68
4	866	34,6	1	4	6	4	1.6		-67
4	433	69,3	1	4	6	4	1.6		-55

Figure 8.4 – Valeur de l'amplitude du signal de retour.

Comme viennent de le montrer les deux derniers exemples, les puissances reçues habituellement à l'entrée des bases stations sont très faibles. Pour que la partie réception de la base station puisse utiliser ces signaux, il faut que l'on réussisse à détecter correctement le signal de retour provenant du tag. Il faut :

– que le niveau de celui-ci soit au moins supérieur au niveau du bruit environnant dit *noise floor* ;
– que le rapport $P_{\text{back}}/P_{\text{bs EIRP}}$ ne soit pas trop faible pour faciliter l'extraction et la détection du signal reçu ;
– que la sensibilité des récepteurs des bases stations soit suffisante.

À la lueur de la *figure 8.4*, on peut tirer la conclusion qu'en RFID UHF et SHF, les conditions de puissance du signal de retour sont globalement satisfaites (valeurs supérieures au seuil de sensibilité classique des étages d'entrée des bases stations) pour des distances relativement importantes et donc qu'en fonctionnant en mode *back scattering* en UHF, les facteurs principaux limitant l'utilisation des tags résident dans la valeur de la puissance $P_{\text{bs EIRP}}$ maximale pouvant être émise afin de permettre la télé-alimentation, la gestion des réflexions parasites, etc., paramètres déjà longuement évoqués.

Au cas où le niveau du signal se situe au-dessous du niveau du bruit, la réception ne pourra s'effectuer qu'à l'aide de dispositif de type FHSS et DSSS dont nous expliquerons les principes de fonctionnement lors du chapitre 16.

Par ailleurs, il est bien évident que l'utilisation de tags *battery assisted* permet de surmonter la limitation de télé-alimentation et autorise des lectures à plus grandes distances mais repose par la même occasion le problème de la sensibilité de l'étage d'entrée et du démodulateur.

■ En résumé

Pour résumer tous ces longs discours, un système fonctionnant en mode de *back scattering* est principalement régi par deux requêtes physiques :

– le succès du transfert de l'énergie pour réussir à télé-alimenter le tag... *via* l'équation de Friis ;

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

– le fait que le récepteur de la base station soit apte à détecter la petite fraction de puissance qu'il lui est retourné... *via* l'équation radar.

Voici terminée la participation « structurale » de l'histoire. Nous allons maintenant examiner la partie « antenna mode » due à la variation de charge de l'antenne du tag et obtenir différentes valeurs de $P_{\text{back antenna mode}}$ selon les valeurs de R_l.

8.4.3 Sortons de l'adaptation conjuguée !

Ouf... nous en avons enfin fini de l'adaptation conjuguée, son train de « structural mode » et ses méandres ! Examinons à présent ce qui se passe en « antenna mode ».
Afin de pouvoir utiliser les tags à faible coût dans des applications RFID conventionnelles, à partir de l'équation générale de $\sigma_{e\,s}$, nous allons maintenant envisager quelques cas particuliers des valeurs que prend $\sigma_{e\,s}$ en fonction des valeurs relatives entre impédances de source (antenne du tag) et de charge (par exemple circuit intégré du tag). Pour cela, hors de l'adaptation conjuguée entre source et charge, nous allons examiner les cas classiques correspondant aux charges, soit en court-circuit, soit en circuit ouvert. Après avoir tiré quelques conclusions pratiques de ces variations, nous examinerons comment utiliser ces propriétés au mieux dans les applications RFID en UHF et SHF. Pour étudier cela, rapatrions l'équation générale de $\sigma_{e\,s}$, et étudions ses variations en fonction de R_l (ou $a = R_l/R_{\text{ant t}}$)..., et la messe sera dite ! Donc :

$$\sigma_{e\,s} = \frac{P_s}{s} = \sigma_{e\,s\,\text{structural}} + \sigma_{e\,s\,\text{antenna mode}}$$

$\sigma_{e\,s}$ = partie fixe + partie variable en fonction de la charge concrète R_l :

$$\sigma_{e\,s} = \sigma_{e\,s\,\text{structural}} + [(1-\Gamma)^2 - 1]\sigma_{e\,s\,\text{structural}}$$
$$\sigma_{e\,s} = (1-\Gamma)^2\sigma_{e\,s\,\text{structural}}$$

... voici pour le rapatriement. Étant donné que :

$$\sigma_{e\,s\,\text{structural}} = \frac{\lambda^2 G_{\text{ant t}}^2}{4\pi}$$
$$\sigma_{e\,s} = (1-\Gamma)^2\,\frac{\lambda^2 G_{\text{ant t}}^2}{4\pi}$$

ou encore, en fonction de a, c'est-à-dire du rapport $R_l/R_{\text{ant t}}$:

$$\sigma_{e\,s} = \frac{4}{(1+a)^2}\sigma_{e\,s\,\text{structural}}$$

ou encore :

$$\sigma_{e\,s} = \frac{G_{\text{ant t}}^2}{\pi\,(1+a)^2}\lambda^2 = f(a) = f\left(\frac{R_l}{R_{\text{ant t}}}\right)$$

Remarque
Dans le cas d'utilisation d'antennes de type dipôle λ/2 dont le gain vaut toujours 1,64 quelle que soit la longueur d'onde utilisée (... du moment que la longueur de l'antenne est égale à λ/2 !), il vient :

$$\sigma_{e\,s} = \frac{0{,}856}{(1+a)^2}\lambda^2$$

■ Antenne du tag court-circuitée, $R_l = 0$ = charge en court-circuit

Disposons maintenant un court-circuit (en abrégé « cc ») aux bornes de l'antenne du tag, en parallèle sur le circuit accordé... ce qui évidemment entraîne $V_{\text{reçue}} = 0$ et un coefficient de

désadaptation de charge $q = 1 = 100$ %. Dans ce cas, $a = R_l/R_{\text{ant t}} = 0$ et $\Gamma = -1$, ce qui donne immédiatement :

$$\sigma_{\text{e s cc}} = \sigma_{\text{e s structural}} + ([4-1]\sigma_{\text{e s structural}})$$
$$\sigma_{\text{e s cc}} = 4\sigma_{\text{e s structural}}$$

ce qui entraîne, comme prévu, qu'à même densité surfacique de puissance reçue s, la puissance re-rayonnée par le tag $P_{\text{s cc}}$ sera 4 fois plus importante que lorsque la charge R_l du tag était adaptée !

$$P_{\text{s cc}} = 4P_{\text{s structural}}$$

□ **Exemple de l'antenne dipôle** $\lambda/2$

Dans le cas d'un tag dont l'antenne est un dipôle λ/2, donc de $G_{\text{ant t}} = 1{,}64$, nous avons montré que lors de l'adaptation d'impédances :

$$\sigma_{\text{e adapté}} = \sigma_{\text{e s structural}} = 0{,}214\lambda^2$$

donc que :

$$\sigma_{\text{e s cc}} = 4\sigma_{\text{e s structural}}$$
$$\sigma_{\text{e s cc}} = 0{,}856\lambda^2$$

Si $f = 866$ MHz et $\lambda = 0{,}346$ m, $\sigma_{\text{e s cc}} = 1\,024$ cm^2 (... la surface d'un carré de 32×32 cm !)
Si $f = 2{,}45$ GHz et $\lambda = 0{,}1224$ m, $\sigma_{\text{e cc}} = 128$ cm^2
... ce qui bien entendu n'a toujours rien à voir avec la surface mécanique réelle de l'antenne du tag, qui est souvent négligeable si c'est un bout du fil ou une simple tige de métal !

Remarque

Étant donnée que tous les circuits intégrés du marché possèdent une capacité d'entrée, cela signifie que l'impédance de l'antenne du tag doit comporter une partie inductive afin de pouvoir assurer son accord. Prenons un exemple.

Comme nous l'avons déjà indiqué à maintes reprises, l'impédance d'entrée du circuit intégré U_code HSL de NXP/Philips Semiconductors est égale à $Z = 35 - j720$, ce qui, traduit en circuit électrique équivalent parallèle, donne une capacité d'environ 240 fF disposée en parallèle avec une résistance d'environ 15 kΩ. Si l'on suppose que l'on choisit d'accorder le circuit d'entrée à 900 MHz, cela entraîne :

$$LC\omega^2 = 1$$
$$L = \frac{1}{C\omega^2}$$
$$L = \frac{1}{\left(240 \times 10^{-15} \times \left(2 \times 3{,}14 \times 900 \times 10^6\right)\right)^2} = 0{,}115\ \mu\text{H}$$

soit une valeur d'impédance :

$$L\omega = 0{,}115 \times 10^{-6} \times (2 \times 3{,}14 \times 900 \times 10^6) = 450\ \Omega$$

... très importante par rapport à 73 Ω !

De plus, il est à noter que lorsque la modulation de charge de type OOK sera effectuée par le circuit intégré du tag, c'est-à-dire lorsque l'on court-circuitera la charge de l'antenne au rythme des données, la longueur effective de cette dernière diminuera, et cela modifiera également légèrement la valeur maximale de $\sigma_{\text{e s antenna mode cc}}$.

■ Remarques importantes

Dans les conditions de re-rayonnement évoquées ci-dessus (structural mode et antenna mode cc), l'antenne de « réception » du tag agit comme un très bon « disperseur » de puissance et, si elle est placée près d'une autre antenne, peut absorber ou re-rayonner suffisamment de puissance pour altérer de manière significative le diagramme théorique de rayonnement de l'antenne de

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

l'émetteur prise isolement. Dans ces conditions, curieusement l'antenne de réception peut être vue soit comme un élément parasite/perturbateur, soit comme un avantage. Expliquons-nous, car cela demande d'entrer dans les détails pour des applications RFID.

□ Les bonnes choses

Commençons par les bonnes choses. Selon la phase du courant circulant dans l'élément parasite, ce phénomène de re-rayonnement peut devenir un avantage en devenant un élément directeur offrant une meilleure directivité (comme pour les antennes de type Yagi utilisées en télévision) ou bien réflecteur/radiateur servant alors à récupérer davantage d'énergie dans un autre élément. Cette dernière remarque peut être mise à profit en disposant en disposant des « barres » – en fait, des antennes en court-circuit (ayant donc un fort re-rayonnement) – pour renforcer la puissance reçue sur l'élément utile comportant le circuit électronique du tag (voir la photo de l'exemple de réalisation proposé par Intermec/NXP Philips SC *figure 8.5*).

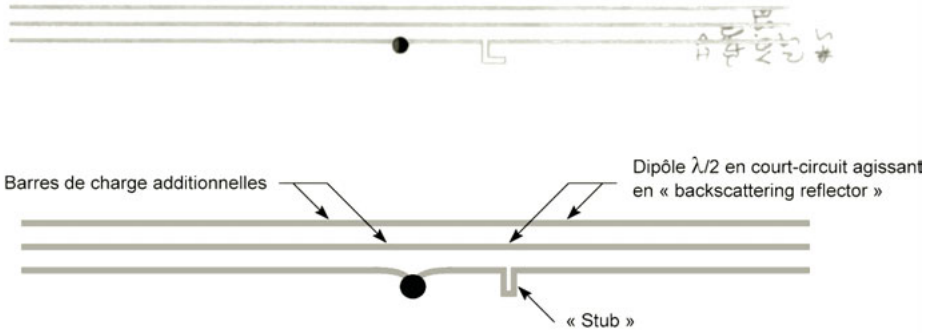


Figure 8.5 – Exemple de tag utilisant des barres de renforcement de champ.

□ Les moins bonnes

Venons en maintenant aux choses moins bonnes. Le fait que l'antenne re-rayonne implique que le champ qu'elle produit interfère avec le champ incident et que la résultante peut créer des zones d'ombre dans lesquelles d'autres tags pourront ne plus être alimentés ou seront désalimentés et où d'autres, au contraire, seront mieux alimentés que de nature leur permettant à nouveau de mieux re-rayonner et d'en re-polluer d'autres.

Cette dernière remarque n'est pas innocente car, du fait des grandes distances de communication que nous avons évoquées au chapitre précédent, beaucoup d'utilisateurs rêvent de travailler en présence de très nombreux transpondeurs 100, 200, 500 en même temps. Jusque-là, bravo, ils ont raison puisque les systèmes de gestion des collisions des normes (voir chapitre 15) ont été bâtis afin de résoudre ces problèmes. Maintenant, redevenons techniquement concrets. Examinons rapidement deux cas très représentatifs de la sombre réalité RFID quotidienne.

Prenons l'exemple dans lequel on veut lire, à l'arrêt, le contenu d'une palette sur laquelle on a disposé dans un « emballage primaire » (un gros carton) de 1 m^3 (= 1 000 litres) contenant 500 objets. Pour simplifier les explications, nous supposerons que tous les objets, sortant d'une chaîne de production, sont de même type et bien rangés (conditionnement dit « homogène »). Chaque objet a donc un volume individuel d'environ 2 litres, soit pour simplifier l'explication des volumes cubiques d'environ 12,5 cm d'arête. Si les boîtes sont bien rangées dans le carton, elles seront placées à environ 13 à 15 cm les unes des autres avec les étiquettes toutes placées au même endroit sur les objets, donc elles aussi espacées de la même distance. En fonctionnant à environ 900 MHz ($\lambda/2$ = environ 16 cm), du fait des re-rayonnements présents entres étiquettes, il y a de grandes chances pour que de nombreux phénomènes d'ombres évoquées ci-

dessus surviennent, masquant ainsi des étiquettes lors des phases de lecture/écriture. Et encore, nous n'avons pas osé imaginer le cas où tous les objets seraient mis en vrac avec la présence de nombreuses étiquettes contre étiquettes !

Nouvel exemple. Sur le tapis roulant d'un convoyeur d'une ligne de production, des petits objets disposés par petits groupes de 5 ou 6, mais distants les uns des autres, passent devant une base station fixe. Nous montrerons au chapitre 15 que les spécifications techniques des normes (ISO 18 000-6-*x*) indiquent qu'il est possible de réaliser la gestion rapide des collisions entre tags (entrées/sorties permanentes dans le champ rayonné) jusqu'à environ 100 à 500 tags par seconde. Soyons gourmands et envisageons l'option 500 par seconde, et tentons d'être réaliste en passant les objets 5 par 5 sur un convoyeur. Ceci revient à dire qu'il passe environ 100 groupes d'objets par seconde devant la base station. Pour éviter les problèmes de proximité exposés dans le premier exemple, on est obligé de les séparer les uns des autres, disons d'espacer les groupes d'environ 20 cm entre eux afin d'éviter toutes les zones d'ombres dus à des re-rayonnement intempestifs, etc. Dernière remarque, pour réussir à faire passer 100 groupes d'objets distants entre eux de 20 cm (soit une distance globale de 20 m) en une seconde, il faut un tapis de convoyeur roulant à 20 $m \cdot s^{-1}$, soit 72 $km \cdot h^{-1}$! Même sans avoir un regard perçant, on frise les tapis volants !

Info ou intox ?

Nous n'avons rien mais vraiment rien pour ou contre les UHF ou les systèmes fonctionnant en SHF, au contraire, mais nous demandons instamment aux utilisateurs potentiels d'être conscients des problèmes latents et/ou engendrés par leurs souhaits applicatifs et, comme nous l'avons montré ci-dessus, de bien faire la différence entre les simulations « papier » du nombre possible de gestion de collisions par seconde et les sombres réalités, afin de faire le tri entre « info » et « intox ». Pour être concret, certaines sociétés ou organismes jouent des effets d'annonces en annonçant par exemple des valeurs de gestions des collisions grimpant jusqu'à 1 000 à 1 600 $tags \cdot s^{-1}$.

Pourquoi pas ! Hors phénomènes physiques, sur le papier certainement. Cela veut simplement dire que les timings décrits dans le protocole de communication servant à traiter un tag s'effectuent en moins de 1/1 000 de seconde (de l'ordre de la milliseconde), mais cela ne veut surtout pas dire qu'en disposant 1 000 objets dans une palette (statique, non en déplacement) de 1 m^3 on réussira à en lire 1 000 en une seconde... ceci étant simplement irréaliste pour les raisons physiques de proximité et d'interactions entre tags évoquées et expliquées lors des paragraphes précédents. La réalité physique ramène cela à des valeurs se situant entre 100 et 200 tags pouvant être reconnus dans un tel volume... sans notion de temps ou bien encore de pouvoir en reconnaître en effet 1 000 en une seconde mais dans le cas où ceux-ci seraient tous éloignés les uns des autres... et qui ne rentreraient certainement pas dans un volume de 1 m^3. Nous sommes joueurs, alors jouons le jeu jusqu'au bout. Pour pouvoir reconnaître tous les objets, en évitant les problèmes de proximité, ceux-ci devraient être distants entre eux d'au moins une trentaine de centimètres, ce qui nous amène à considérer une palette d'environ $3 \times 3 \times 3$ m $= 9$ m^3, ce qui est moins courant. De plus, pour lire de telles palettes il faut des distances de lecture fiables de base station de l'ordre de 5 m (... à cause de l'angle maximum d'ouverture du faisceau rayonné requis par la norme ETSI 302 208), ce qui entraîne des puissances EIRP dépassant souvent les régulations locales, il faut également savoir réellement gérer les *weak collisions* (collisions de lecture se produisant entre des tags situés très près de la base station et ceux qui en sont très éloignés), ce qui n'est pas si simple au risque d'avoir un mauvais rendement de lecture.

Par contre, une telle valeur de 1 000 $tags \cdot s^{-1}$ peut laisser supposer que quelques objets distants les uns des autres peuvent passer rapidement devant la base station. Pour imager cela, prenons un exemple dans lequel, pour justifier la valeur maximale annoncée, nous disposons 5 objets, distants les uns des autres, passant en 5 ms perpendiculairement devant la zone utile classique d'une base station portant à quelques mètres, disons d'ouverture du faisceau de 1 m à 1,5 m de distance. Cela veut dire qu'ils se déplacent (tous) de 1 m en 5 ms puisque l'on a eu le temps de gérer les

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

5 collisions en 5 ms. Traduisons cela en km·h^{-1} : 1 m en 5 ms, cela représente 200 m en 1 s et 3 600 × 200 m en 1 h, 720 km·h^{-1} ! A quand le mur du son ? ! Si vous avez des informations faites nous signe !

En conclusion, il n'y a pas de solution miracle quels que soient les systèmes et les fréquences utilisées !

Antenne du tag ouverte, $R_l = \infty$ ou $l = 0$

Nous sommes maintenant dans un second « antenna mode » particulier. Sur le principe, en ne disposant aucune charge aux bornes de l'antenne, on crée un circuit ouvert en parallèle sur le circuit accordé, ce qui évidemment donne, contrairement à ce que l'on peut penser, un coefficient de qualité non infini au circuit accordé (car limité par la résistance de l'antenne) et un coefficient de désadaptation de puissance de charge $q = 1 = 100$ %. Il est à noter que ce cas ne se présente pas ou peu physiquement dans la réalité de la RFID, car il existe toujours un minimum de charge (une haute impédance du circuit intégré). Dans ce cas $a = R_l/R_{\text{ant t}} = \infty$ et $\Gamma = +1$, ce qui donne immédiatement :

$$\sigma_{\text{e s}\,\infty} = \sigma_{\text{e s structural}} + (0-1)\sigma_{\text{e s structural}}$$
$$\sigma_{\text{e s}\,\infty} = 0$$

ce qui n'entraîne donc, comme prévu, aucune puissance re-rayonnée ! Ceci est bien compréhensible puisqu'il n'y a pas de courant qui circule dans le circuit électrique incluant la charge et l'antenne du tag.

$$P_{s\,\infty} = 0$$

Conclusion

En guise de conclusion de tous ces paragraphes, le *tableau 8.6* résume les valeurs de $\sigma_{e\,t}$ et $\sigma_{e\,s}$ en fonction du rapport $a = R_l/R_{\text{ant t}}$.

$$\sigma_{\text{e s structural}} = \frac{\lambda^2 G^2_{\text{ant t}}}{4\pi}$$
$$\sigma_{e\,s} = \sigma_{\text{e s structural}} + \sigma_{\text{e s antenna mode}}$$

$\sigma_{e\,s}$ = partie fixe + partie variable (positive ou négative) en fonction de la charge R_l :

$$\sigma_{e\,s} = \sigma_{\text{e s structural}} + ([(1-\Gamma)^2 - 1]\sigma_{\text{e s structural}}$$
$$\sigma_{\text{e s}} = \frac{4}{(1+a)^2}\sigma_{\text{e s structural}} = (1-\Gamma)^2\,\sigma_{\text{e s structural}}$$

Tableau 8.6 – Valeurs de $\sigma_{\text{e sx}}$ et $\sigma_{\text{e s antenna mode}}$ en fonction de R_l, a et Γ.

Charge	R_l	a	Γ	$\sigma_{\text{e sx}}$	$\sigma_{\text{es antenna mode}} = \sigma_{\text{e sx}} - \sigma_{\text{e s structural}}$
Court-circuit	0	0	– 1	$4 \times \sigma_{\text{e s structural}}$	$= 4 - 1 = 3 \times \sigma_{\text{e s structural}}$
Adaptée	R_{ant}	1	0	$\sigma_{\text{e s structural}}$	$= 1 - 1 = 0 \times \sigma_{\text{e s structural}}$
Ouverte	∞	∞	+ 1	$0 \times \sigma_{\text{e s structural}}$	$= 0 - 1 = -1 \times \sigma_{\text{e s structural}}$

La *figure 8.6* indique les variations de $\sigma_{e\,t}$ et $\sigma_{e\,s}$ en fonction du rapport $a = R_l/R_{\text{ant t}}$.

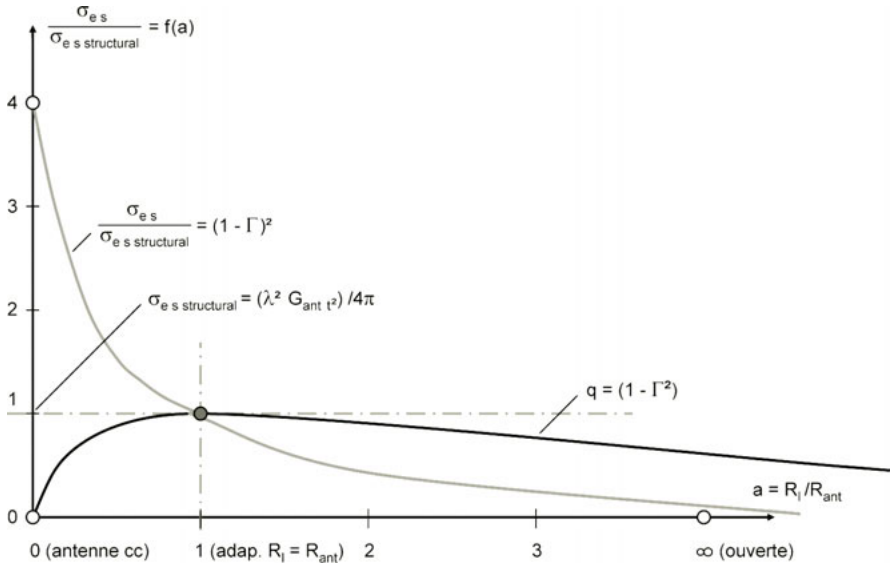


Figure 8.6 – Courbe de variation de $\sigma_{e\,t}$ et $\sigma_{e\,s}$ en fonction du rapport $a = R_l/R_{\text{ant t}}$.

8.4.4 Variations de $\sigma_{e\,s\ \text{antenna mode}} = f(\Gamma)$

De la même manière que $P_{s\ \text{antenna mode}}$, nous pouvons obtenir $\sigma_{e\,s\ \text{antenna mode}}$:

$$\sigma_{e\,s\ \text{antenna mode}} = [(1-\Gamma)^2 - 1]\sigma_{e\,s\ \text{structural}} = \Gamma(\Gamma - 2)\sigma_{e\,s\ \text{structural}}$$

Les variations de la partie « dynamique » représentant la partie due à la désadaptation de l'impédance d'antenne $\sigma_{e\,s\ \text{antenna mode}} = f(\Gamma)$, avec $[-1 < \Gamma < +1]$, auront une allure parabolique avec les quelques points singuliers déjà signalés par ailleurs.
Le *tableau 8.7* présente les valeurs de P_s et $P_{\text{antenna mode}}$ selon R_l, et Γ.

Tableau 8.7 – valeurs de P_s et $P_{\text{antenna mode}}$ selon R_l, et Γ.

	R_l	Γ	$(1-\Gamma)^2$	$\Delta\sigma_{es}$
Charge court-circuitée	0	– 1	4	$3 \times \sigma_{e\ \text{structural}}$
Adaptation d'impédance	R_{ant}	0	1	$0 \times \sigma_{e\ \text{structural}}$
Pas de charge	∞	+ 1	0	$-1 \times \sigma_{e\ \text{structural}}$

8.5 Annexe

Supposons que le circuit d'entrée du tag soit constitué d'un circuit « LC accordé » et que les résistances $R_{\text{ant t}}$ et R_l soient strictement égales $R_{\text{ant t}} = R_l$ (adaptées) $= 73\ \Omega$.
Examinons le cas très concret d'une étiquette UHF circulant dans le monde entier, un jour aux États-Unis fonctionnant entre 902 et 928 MHz, le lendemain faisant un petit tour en Europe en fonctionnant avec des fréquences d'environ 868 MHz, passant par le Japon (952-954 MHz)

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

pour finir son tour du monde en Chine donc fonctionnant entre 952 et 954 MHz. Par principe, l'ensemble du transpondeur ne sera jamais correctement adapté « conjuguement ».
Mécaniquement, physiquement, le tag aura toujours une antenne de dimension finie, et si elle est de type $\lambda/2$, elle ne sera $\lambda/2$ que pour une seule fréquence de toute cette bande, donc pour une charge R_l constante de 73 Ω, la $R_{\text{ant t}}$ de rayonnement de l'antenne ne sera pas strictement égale à 73 Ω sur toute la bande, et l'égalité $R_{\text{ant t}} = R_l$ ne sera à nouveau vraie que pour une seule fréquence particulière. Il y aura donc toujours une désadaptation systématique d'adaptation de résistance de source $R_{\text{ant t}}$ et de charge R_l.
Il en est de même en ce qui concerne l'accord du circuit accordé LC. En effet X_l sera différent de $X_{\text{ant t}}$ car l'égalité $L\omega = \frac{1}{C\,\omega}$, soit $LC\omega^2 = 1$ n'est vraie que pour une fréquence donnée et non sur l'ensemble de la bande de 860 à 960 MHz ! Il faudra donc toujours tenir compte du fameux coefficient de désadaptation q.

■ Exemple

Considérons que le tag équipé d'une antenne $\lambda/2$ doit couvrir toute la bande de 860 à 960 MHz, soit une bande de 100 MHz centrée autour de 910 MHz (soit $2\Delta f/f_0 = 100/910 = 11$ %). Sachant que la bande passante à – 3 dB d'un circuit accordée est égale à $2\Delta f = f_0/Q$, pour satisfaire l'application, la valeur maximale du coefficient de qualité du circuit accordé en charge du tag doit être de :

$$Q_{\text{tag}} = 910/100 = 9{,}1$$

Lors de l'accord du circuit sur la fréquence moyenne, en charge (adaptée), calculons la valeur de l'inductance :

$$Q_{\text{tag}} = \frac{L_{\text{ant t}}\omega}{R_{\text{tot t}}}$$

avec $R_{\text{tot t}} = R_{\text{ant t}} + R_l = 75 + 75 = 150\ \Omega$, soit L :

$$L_{\text{ant t}} = \frac{Q_{\text{tag}}R_{\text{tot t}}}{\omega}$$

$$L_{\text{ant t}} = \frac{9{,}1 \times 150}{2 \times 3{,}14 \times 910 \times 10^{6}} = 240\ \text{nH}$$

Évaluons maintenant la capacité C pour être bien accordé au milieu de la bande (910 MHz) :

$$1 = L_{\text{ant t}}C_l\omega^2$$

soit :

$$C_l = \frac{1}{L_{\text{ant t}}\omega^2}$$

$$C_l = \frac{1}{240 \times 10^{-9} \times (2 \times 3{,}14 \times 9 \times 10^{8})^2} = 130\ \text{fF}$$

avec $R_l'^2 = Q_{\text{tag}}^2 R_l$ la résistance apparente ramenée :

$$R_l'^2 = 9{,}1^2 \times 75 = 6\,210$$

9 • TECHNIQUE DE *BACK SCATTERING* ET SA MISE EN ŒUVRE

Comme nous venons de le montrer au chapitre précédent, la puissance réfléchie ou re-rayonnée P_s par le tag (*via* la valeur de la densité surfacique de puissance s_s) peut être reçue et détectée par l'antenne de réception de la base station (qui est souvent la même que celle d'émission) pouvant servir ainsi concrètement de signal l'informant de la présence ou non d'un objet/tag dans le champ électromagnétique.
De plus, pendant son illumination, que le tag soit « télé-alimenté » ou localement *battery assisted*, pourvu qu'il ait été éduqué pour répondre d'une manière précise par l'intermédiaire d'une modulation spécifique, nous aurions (ré)inventé un dispositif de communication baptisé de *back scattering modulation*, sujet sur lequel nous reviendrons en détail dans quelques paragraphes.
Il est donc intéressant d'analyser la façon de faire varier/moduler la RCS et de définir la valeur de sa variation – la quantité $\Delta\sigma_{e\,s}$ – en fonction d'un possible codage et d'une modulation particulière, ce qui permettra de caractériser son aptitude à se faire comprendre correctement de la base station. Par la suite, nous nous intéresserons à quantifier quel devrait être ou quel sera son facteur de mérite.

9.1 Principe de communication en *back scattering* entre base station et tag

Généralement, sauf exceptions (et il y en a quelques-unes), le modèle de communication selon lequel fonctionnent les systèmes RFID normalisés utilisés en UHF et SHF réside dans le principe RTF (*Reader Talk First*) et en mode *half duplex* (liaison alternative entre base station et tag).
La décomposition de toutes les phases de fonctionnement de la transmission peut se résumer à l'aide de la *figure 9.1*.

9.1.1 Phase de liaison montante – Communication de la base station vers le tag

Pendant la première phase dite de liaison montante, – en anglais *forward link* –, du *half duplex* la base station émet la fréquence porteuse pour télé-alimenter le tag. Simultanément, pendant cette phase de fonctionnement, la porteuse est modulée, (par exemple en ASK - *Amplitude Shift Keying*) afin d'assurer la transmission des codes de commandes et d'interrogation au tag.
À noter que, pendant cette phase, le tag illuminé par l'onde électromagnétique incidente peut, selon l'état de son adaptation d'impédances antenne/charge, soit absorber, soit re-rayonner une partie de la puissance qu'il reçoit. Généralement, pour les tags de type télé-alimentés, pendant cette phase on fait en sorte que celui-ci soit apte à absorber le maximum de puissance possible (donc de « non-existence d'ondes stationnaires ») afin de réaliser la meilleure télé-alimentation possible et donc d'obtenir une distance de fonctionnement la plus importante possible. Il n'empêche que durant cette phase, comme nous l'avons expliqué au chapitre précédent il re-rayonnera selon son aspect « structural ».

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

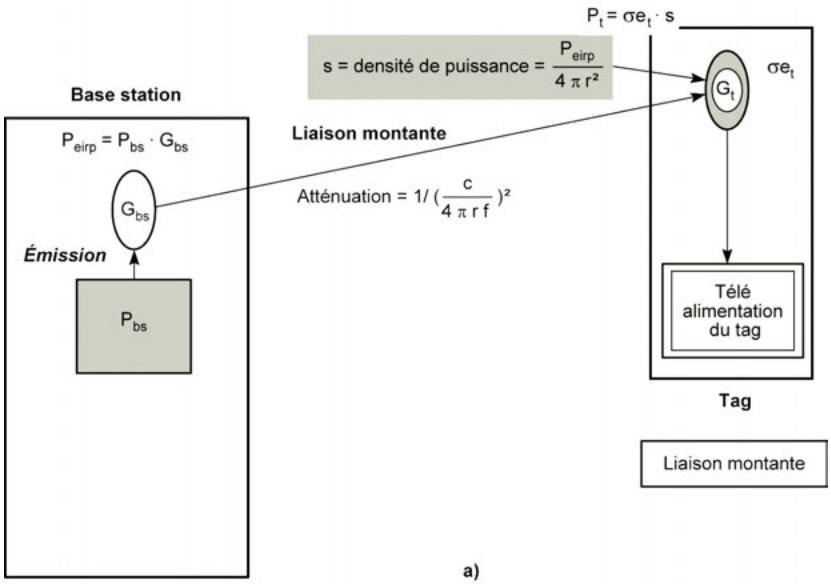


Figure 9.1 – Principe du *back scattering* : (a) liaison montante.

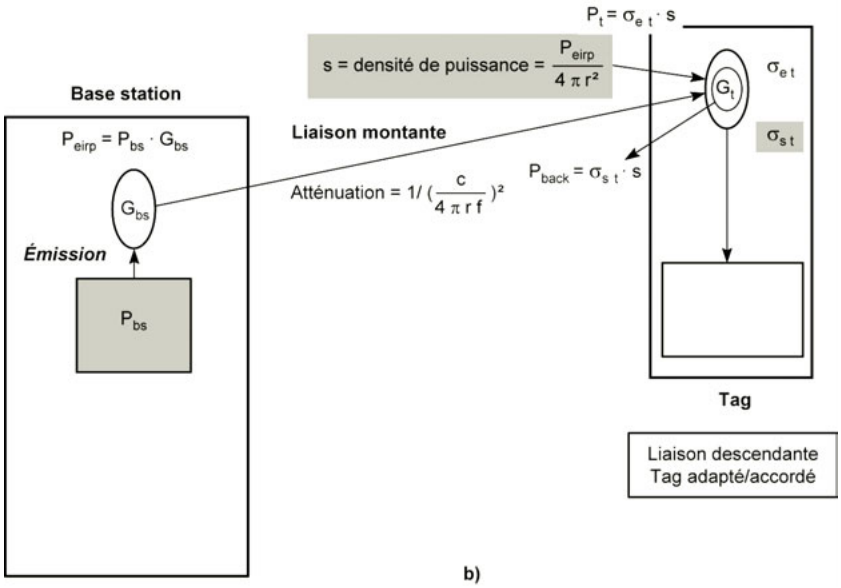
En résumé, pendant la liaison montante :
- adaptation d'impédance conjuguée (cas des tags à télé-alimentation),
- maximum de puissance transmise à la charge (télé-alimentation),
- re-rayonnement de type « structural ».

9.1.2 Phase de liaison descendante – Communication du tag vers la base station

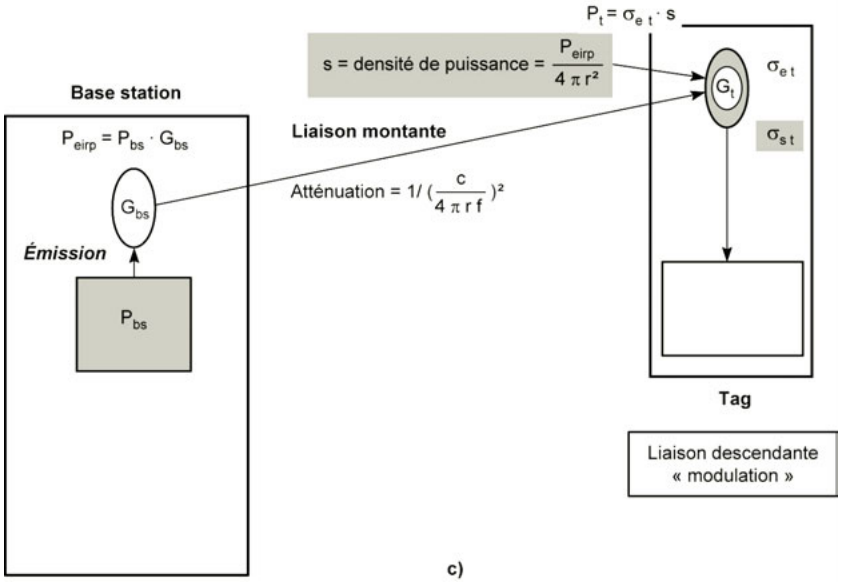
Pendant la seconde phase du *half duplex* – dite liaison descendante, en anglais *return link* – en provenance du tag, tout d'abord la base station fournit/maintient la fréquence porteuse pure entretenue (non modulée) afin d'assurer un support physique à la réponse du tag faisant suite aux commandes d'interrogations précédentes. Pendant cette phase de liaison descendante, deux sous-phases de fonctionnement peuvent se produire en fonction de l'information binaire que souhaite transmettre le tag vers la base station :

(a) soit l'envoi d'aucune information utile ou bien encore l'envoi d'un « 1 » logique. Il est à noter que cela revient souvent physiquement au même car cela correspond au même phénomène que celui présenté au paragraphe précédent décrit dans la liaison montante ;

(b) soit l'envoi d'un « 0 » logique. Dans ce cas, l'électronique présente à bord du tag procédera à une modulation de la valeur de l'impédance de charge $Z_l = R_l + X_l$, de l'antenne du tag au rythme d'une modulation OOK correspondant aux données logiques à émettre. Au niveau du tag, il y aura donc une désadaptation d'impédance entre la source (antenne du tag) et sa charge, donc apparition d'ondes stationnaires, donc d'une nouvelle valeur de surface radar effective, donc une variation de la surface RCS, ce qui aura pour effet immédiat de modifier la quantité de puissance re-rayonnée différemment de se présenter lors du paragraphe précédent.



b)



c)

Figure 9.1 – Principe du *back scattering* (suite) : (b) liaison descendante, tag adapté/accordé ; (c) liaison descendante « modulation ».

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

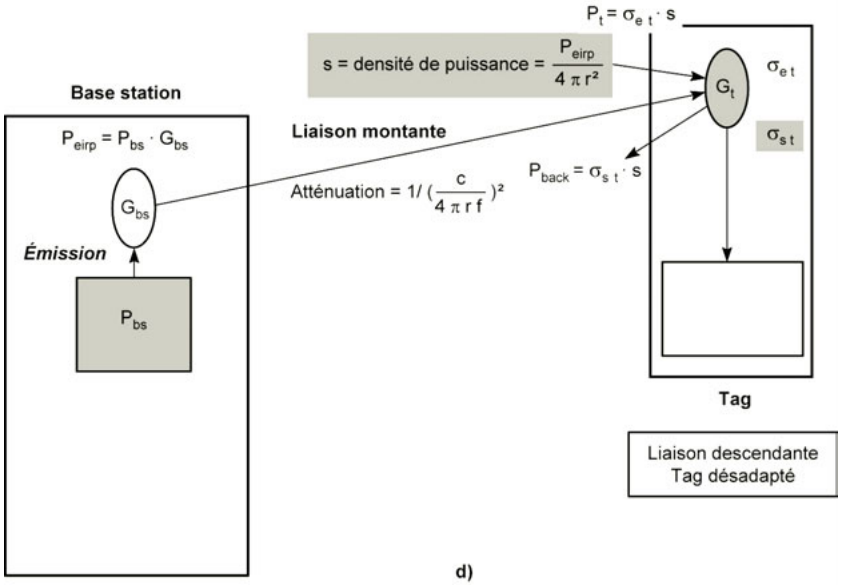


Figure 9.1 – Principe du *back scattering* (suite) : (d) liaison descendante, tag désadapté.

Remarques

La partie réception de la base station n'examine le contenu de la voie de retour (liaison descendante de retour) que pendant les sous-phases a) et b).

Afin de faciliter la compréhension du phénomène, les explications ci-dessus ont été données dans le cas d'un codage bit simple (NRZ) de la voie de retour. Souvent, ce codage bit est différent (Manchester, BPSK, FM0, etc.). Nous évoquerons en détail ces points dans le chapitre 15 réservé aux normes.

En résumé, pendant la liaison descendante :

- désadaptation volontaire d'impédance de charge de l'antenne,
- coefficient de désadaptation de puissance de charge q,
- variation de la surface radar,
- re-rayonnement d'une puissance différente par le tag signifiant la présence d'un bit de valeur opposée.

Le concept de communication de la liaison de retour que nous venons de décrire rapidement ci-dessus est la base principale des systèmes RFID UHF et SHF fonctionnant selon un mode de détection de la valeur de l'onde re-rayonnée/dispersée de retour, dit de *back scattering modulation*.

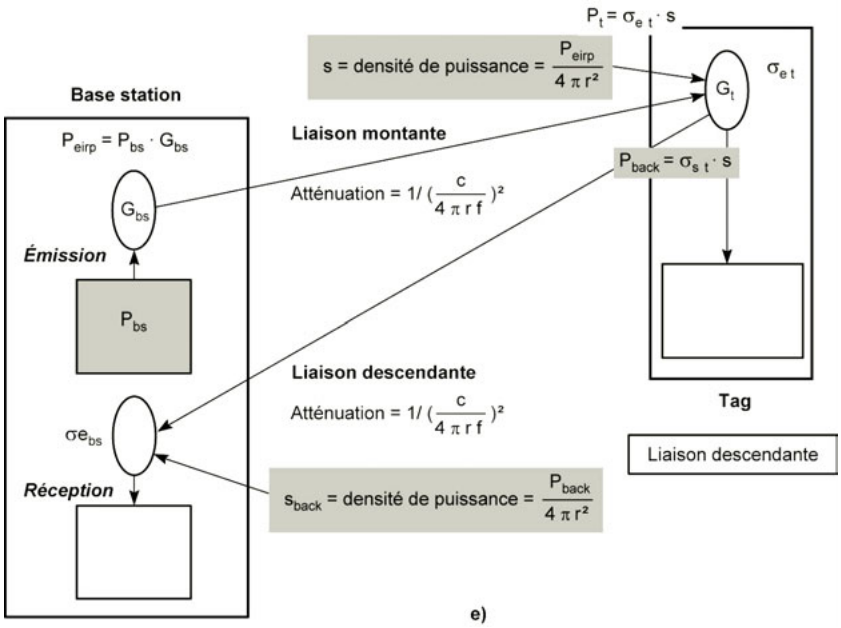


Figure 9.1 – Principe du *back scattering* (suite) : (e) liaison descendante.

■ ... la suite

Examinons à présent en détail les phénomènes que produit le tag lors de la liaison descendante, pendant la phase de modulation de l'onde de retour, par exemple la transmission d'une donnée « 0 » logique en provenance du tag, en partant des conditions d'adaptations optimales citées précédemment, et regardons ce qui se passe lorsque l'on modifie la valeur de l'impédance de la charge hors des conditions d'adaptations optimales citées précédemment.
Comme nous l'avons déjà indiqué, le fait de moduler volontairement l'impédance de la charge Z_l du tag entraîne d'une part une désadaptation d'impédances entre source et charge, et d'autre part la présence d'un phénomène de re-rayonnement d'ondes. De ce fait, on peut également examiner ce problème de modifications d'impédances sous l'aspect de « ligne à constantes reparties » et quantifier cette désadaptation en la chiffrant à l'aide du coefficient de réflexion.

9.2 Facteur de mérite d'un tag, $\Delta\sigma_{e\,s}$ ou encore ΔRCS

Comme nous venons de le montrer, dans les applications RFID fonctionnant selon le principe de *back scattering* et donc basées sur le principe de modulation de l'onde re-rayonnée par le tag, lorsque l'on module volontairement l'impédance de l'antenne du tag en changeant la valeur de sa partie résistive et/ou capacitive, la valeur de sa surface radar effective $\sigma_{e\,s}$ varie elle aussi.

9.2.1 Définition de la variation de la section radar RCS, $\sigma_{e\,s}$ ou ΔRCS

La variation de $\sigma_{e\,s}$ ou encore RCS qui s'ensuit entraîne l'apparition d'un nouveau paramètre dit $\Delta\sigma_{e\,s}$ ou encore ΔRCS dû à la modulation d'impédance de l'antenne, qui représente la différence entre les deux valeurs correspondantes « non modulée » et « modulée » de $\sigma_{e\,s}$.

$$\Delta\sigma_{e\,s} \text{ ou encore } \Delta\text{RCS} = \sigma_{\text{e s modulé}} - \sigma_{\text{e s modulé}}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Remarques

1. Dans la littérature technique, $\Delta\sigma_{e\,s}$ **ou encore ΔRCS** sont également appelés « chiffres » ou « figures de mérite » ou encore « facteurs de mérite » du tag RFID.
2. Sur le principe, la valeur du facteur de mérite $\Delta\sigma_{e\,s}$, devrait être définie non pas comme une grandeur scalaire mais comme une valeur vectorielle (donc de la variable complexe) comprenant donc amplitude, direction et sens (ou module et phase), tenant compte de l'ensemble des impédances complexes mises en jeu. En effet, selon les différents états de modulations (notamment en cas de modulation BPSK ou QPSK), il se peut que les valeurs des puissances wattées dispersées re-rayonnées soient égales mais que les phases des ondes dispersées soient différentes et que la différence des scalaires $\Delta\sigma_{e\,s}$ entre deux états de modulations soient nulles. Afin d'éviter cela, le démodulateur présent dans la partie de la réception de la base station devra prendre en compte cette éventualité et donc être apte à démoduler indifféremment amplitude et phase du signal reçu.

Passons maintenant à l'étude générale de ses variations en fonction des divers paramètres.

9.2.2 Estimation de $\Delta\sigma_{e\,s}$ en fonction de $\Delta\Gamma$

A priori, dans une application RFID, nous ne savons pas a priori à quoi correspond physiquement la position initiale « non modulée » du tag (adaptée ? presque adaptée ? pas du tout adaptée ?) et quelle sera la valeur correspondante $\Gamma_1 = \Gamma_{\text{non modulé}}$. Pour être clair, l'état physique « non modulé » dépend de la philosophie adoptée pour la conception de l'application. Par exemple, pour des raisons applicatives de fonctionnement en très longue distance, il se peut que le concepteur du système ait décidé que le tag soit volontairement de type *battery assisted* (présence à son bord d'une batterie... mais toujours de type passif) et donc dans ce cas que le tag ne nécessite pas obligatoirement que son antenne soit initialement adaptée en position « non modulée » de façon à récupérer le maximum d'énergie puisqu'une batterie a été disposée à son bord.
Contrairement à de nombreux ouvrages disponibles sur le marché, afin d'évoquer tous les cas applicatifs possibles, posons, sans aucun *a priori* :

$$\Gamma_1 = \Gamma_{\text{non modulé}} \text{ (valeur initiale en position non modulée)}$$

$$\Gamma_2 = \Gamma_{\text{modulé}} \text{ (valeur lors de la commutation d'impédance de charge, donc en position modulée)}$$

$$\Delta\Gamma = \Gamma_2 - \Gamma_1 = \Gamma_{\text{modulé}} - \Gamma_{\text{non modulé}}$$

À l'aide de l'équation générale, nous pouvons écrire :

$$\sigma_{e\,s} = \sigma_{e\,s\,\text{structural}} + \sigma_{e\,s\,\text{antenna mode}} = \text{partie fixe + partie variable (positive ou négative)}$$
$$\text{en fonction de la charge } R_l$$

$$\sigma_{e\,s} = \sigma_{e\,s\,\text{structural}} + \left([(1-\Gamma)^2 - 1]\sigma_{e\,s\,\text{structural}}\right)$$

$$\sigma_{e\,s} = (1-\Gamma)^2\sigma_{e\,\text{structural}}$$

Du fait que la structure de l'équation de $\sigma_{e\,s} = \sigma_{e\,s\,\text{structural}} + \sigma_{e\,s\,\text{antenna mode}}$ comporte une partie fixe et une partie variable, la différence ente les deux états « modulé » et « non modulé » ne sera rien d'autre que la différence algébrique entre les deux valeurs de la partie variable de l'équation $\sigma_{e\,s\,\text{antenna mode}}$ c'est-à-dire $\sigma_{e\,s\,\text{antenna mode mod}}$ et $\sigma_{e\,s\,\text{antenna mode non mod}}$ (*figure 9.2*) :

$$\Delta\sigma_{e\,s} = \Delta\text{RCS du tag} = \sigma_{e\,s\,\text{antenna mode mod}} - \sigma_{e\,s\,\text{antenna mode non mod}}$$

Calculons à présent les valeurs correspondantes de $\sigma_{e\,s1}$ et $\sigma_{e\,s2}$. Nous obtenons :
– pendant la phase « non modulée » : $\sigma_{e\,s1} = \sigma_{e\,s\,\text{structural}} + \left(\left[(1-\Gamma_1)^2 - 1\right]\sigma_{e\,s\,\text{structural}}\right)$;
– pendant la phase « modulée » : $\sigma_{e\,s2} = \sigma_{e\,s\,\text{structural}} + \left(\left[(1-\Gamma_2)^2 - 1\right]\sigma_{e\,s\,\text{structural}}\right)$.

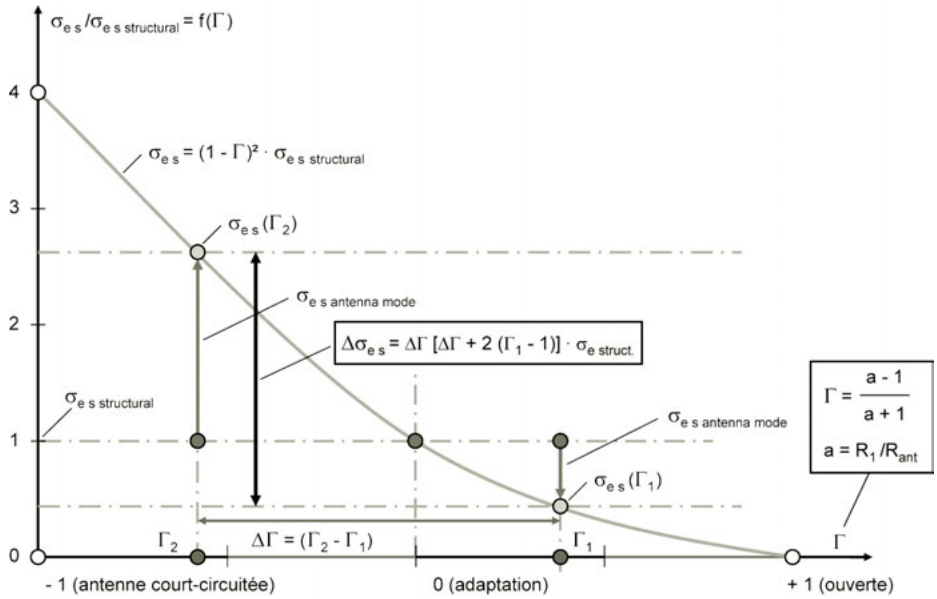


Figure 9.2 – Calcul et variations de $\Delta\sigma_{e\,s}$ = ΔRCS.

Après réduction, le facteur de mérite devient :

$$\Delta\sigma_{e\,s} = \sigma_{e\,s2} - \sigma_{e\,s1}$$

$$\Delta\sigma_{e\,s} = \Delta\Gamma\left[-2 + (\Gamma_2 + \Gamma_1)\right]\sigma_{e\,s\,structural}$$

Finalement, remplaçons dans cette équation Γ_2 par sa valeur $(\Delta\Gamma + \Gamma_1)$, il vient :

$$\Delta\sigma_{e\,s} = \Delta\Gamma\left[\Delta\Gamma + 2\,(\Gamma_1 - 1)\right]\sigma_{e\,s\,structural}$$

$$\Delta\sigma_{e\,s} = \Delta\Gamma\left[\Delta\Gamma + 2\,(\Gamma_1 - 1)\right]\frac{\lambda^2 G^2_{ant\,t}}{4\pi} = f(\Delta\Gamma, \Gamma_1) \text{ en m}^2$$

À noter, et c'est important, que la fonction $\Delta\sigma_{e\,s}$ = ΔRCS dépendant simultanément de deux éléments, d'une part de la variable $\Delta\Gamma$ et d'autre part d'un paramètre que représente la valeur initiale de Γ_1.

9.2.3 Variation $\Delta\sigma_{e\,s} = f(\Delta\Gamma, \Gamma_1)$

Reprenons l'équation générale de $\Delta\sigma_{e\,s}$ obtenue ci-dessus :

$$\Delta\sigma_{e\,s} = \Delta\Gamma\left[\Delta\Gamma + 2(\Gamma_1 - 1)\right]\sigma_{e\,structural}$$

Notons tout d'abord que la valeur de $\Delta\sigma_{e\,s}$ est fonction de deux variables inter corrélées, et qu'afin de raisonner plus facilement, nous examinerons $\Delta\sigma_{e\,s} = f(\Delta\Gamma)$ à Γ_1 = constant.
Commençons par une remarque. Sur le principe théorique, la variation maximale de $\Delta\Gamma$ se borne à la plage de 0 à 2 inclus car la valeur de Γ peut varier de -1 à $+1$. En pratique, dans le cas de nombreuses applications RFID de type télé-alimentées, cette plage de variation sera plus faible (de 0 à -1) du fait du besoin de récupérer un peu de l'énergie incidente pour alimenter les tags de type télé-alimentés (voir l'inventaire du *tableau 9.1*).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Tableau 9.1

Γ_1	Γ_2	$\Delta\Gamma = \Gamma_2 - \Gamma_1$	$\Delta\sigma_{e\,s} = \Delta\Gamma[\Delta\Gamma + 2(\Gamma_1 - 1)]\sigma_{\text{e structural}}$
+1	0	−1	$= -1[-1 + 2 \times (1 - 1)] = -1 \times \sigma_{\text{e structural}}$
+1	**−1**	**−2**	$\mathbf{= -2[-2 + 2 \times (1 - 1)] = +4 \times \sigma_{\text{e structural}}}$
0	**−1**	**−1**	$\mathbf{= -1[-1 + 2 \times (0 - 1)] = +3 \times \sigma_{\text{e structural}}}$
0	+1	+1	$= +1[1 + 2 \times (0 - 1)] = -1 \times \sigma_{\text{e structural}}$, comme prévu !
−1	0	+1	$= +1[+1 + 2 \times (-1 - 1)] = -3 \times \sigma_{\text{e structural}}$
−1	+1	+2	$= +2[+2 + 2 \times (-1 - 1)] = -4 \times \sigma_{\text{e structural}}$

Examinons à présent plus en détail les deux cas très usuels indiqués en gras dans le *tableau 9.1* qui représente l'essentiel des applications RFID conventionnelles.

■ Cas usuel des applications dites « télé-alimentées », $\Gamma_1 = 0$ et $\Gamma_2 = x$

La grande majorité des applications RFID fonctionnent en mode « télé-alimentée » et partent donc de la position initiale non modulée = adaptation conjuguée $R_l = R_{\text{ant t}}$, $a = 1$, c'est-à-dire $\Gamma_1 = 0$, puis commute sur une valeur R_l différente de $R_{\text{ant t}}$ entraînant une nouvelle valeur Γ_2. Dans ce cas – mais uniquement dans ce cas –, $\Delta\Gamma = \Gamma_2$, et l'équation ci-dessus se simplifie et son écriture se réduit alors à la forme :

$$\Delta\sigma_{e\,s} = \Gamma_2[-2 + \Gamma_2]\sigma_{\text{e structural}}$$

$$\Delta\sigma_{e\,s} = \Gamma_2(\Gamma_2 - 2)\sigma_{\text{e structural}}$$

$$\Delta\sigma_{e\,s} = [\Gamma_{\text{mod}}^2 - 2\Gamma_{\text{mod}}]\sigma_{\text{e structural}} \text{ comme déjà indiqué}$$

Le *tableau 9.2* présente des exemples de valeurs pour $\Delta\sigma_{e\,s}$.

Tableau 9.2

R_l	a	Γ_2	$\Gamma_2(\Gamma_2 - 2)$	$\Delta\sigma_{es}$
0	0	−1	3	$3 \times \sigma_{\text{e s structural}}$
R_{ant}	1	0	0	0
∞	∞	+1	−1	$-1 \times \sigma_{\text{e s structural}}$

Examinons deux sous-cas se présentant fréquemment lorsque $\Gamma_1 = 0$.

□ Sous-cas 1

Souvent en RFID UHF, afin de maximaliser la variation de la valeur de $\Delta\sigma_{e\,s}$, R_l est franchement commutée de l'adaptation conjuguée $R_l = R_{\text{ant t}}$, $a = 1$ à $R_l = 0$ (charge en court-circuit). Cela entraîne simultanément les deux conditions, $a = 0$ et $\Gamma = -1$, d'où :

$$\Delta\sigma_{\text{e s}} = \sigma_{\text{e s}} - \sigma_{\text{e structural}} = (4 - 1)\sigma_{\text{e structural}} = 3\sigma_{\text{e structural}}$$

□ Sous-cas 2

Parfois, en RFID, lorsque l'on souhaite établir un compromis entre valeur de la variation de section radar et consommation du tag dans un but d'optimisation de la distance de fonctionnement de l'ensemble, il arrive que l'on ne fasse varier R_l que très faiblement autour de la valeur d'adaptation $R_{\text{ant t}}$. Uniquement dans ce cas, cela entraîne que $a = R_l/R_{\text{ant t}}$ soit proche ou sensiblement égal à 1 et que Γ_2 soit (très) proche de 0 (adaptation). Dans ce cas, ${\Gamma_2}^2$ serait petit

devant $(-2\Gamma_2)$. Il viendrait alors... mais uniquement dans ce cas :

$$\Delta\sigma_{\text{e s}} = \sigma_{\text{e s antenna mode}} \cong -2\Gamma_2\sigma_{\text{e structural}}$$

ce qui se voit très bien sur la courbe (pente de la courbe au point $a = 1$, c'est-à-dire $\Gamma = 0$).

Cas usuel des applications dites *battery assisted*, $\Gamma_1 = +1$ et $\Gamma_2 = -1$

Dans le cas où l'on n'ai pas à se préoccuper d'assurer la télé-alimentation du tag – applications de type à tag *battery assisted* -, il est tout indiqué de chercher à bénéficier de la plus grande variation de $\Delta\sigma_{e\,s}$, c'est-à-dire en passant la position de la charge de totalement « ouverte » au franc « court-circuit ». Si la valeur initiale de Γ en position non modulée Γ_1 est égale à 1 (donc charge ouverte) – uniquement dans ce cas –, l'équation ci-dessus devient :

$$\Delta\text{RCS} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{tag}}^2\, \Delta\Gamma^2$$

et bien sûr on peut écrire :

$$\Delta\text{RCS} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{tag}^2 (\Gamma_2 - \Gamma_1)^2$$

équation reprise dans de nombreux ouvrages ou documents professionnels... mais malheureusement sans indiquer les limites de sa validité (tags *battery assisted*). Attention donc aux surprises ! Le *tableau 9.3* indique les valeurs pour $\Gamma_1 = 1$.

Tableau 9.3

Γ_1	Γ_2	$\Delta\Gamma$	$\Delta\sigma_{e\,sx} = \Delta\Gamma[\Delta\Gamma + 2(\Gamma_1 - 1)]\sigma_{\text{e structural}}$
+1	0	– 1	$= -1[-1 + 2 \times (1 - 1)] = +1 \times \sigma_{\text{e s structural}}$
+1	– 1	– 2	$= -2[-2 + 2 \times (1 - 1)] = +4 \times \sigma_{\text{e s structural}}$

Exemple en RFID (tag de type télé-alimenté)

Généralement et concrètement, pour moduler la surface $\sigma_{e\,s}$ du tag, on réduit la valeur de R_l en effectuant ce que l'on appelle une « modulation de charge » ou bien encore on modifie (en plus ou en moins) la valeur de la capacité d'accord à l'aide d'une diode à capacité variable, et bien souvent, il est impossible de ne pas modifier simultanément les deux... c'est-à-dire que la partie résistive de la charge $R_l = R_{ant\ t}$ prend une valeur $(R_{\text{ant t}} - \text{d}R)$, et sa partie réactive $X_l = -X_{\text{ant t}}$, une valeur de $(-X_{\text{ant t}} + \text{d}X)$. Reprenons l'équation générale et originelle du courant I parcourant le circuit équivalent :

$$I = \frac{1}{(R_{\text{ant t}} + R_l) + \text{j}\,(X_{\text{ant t}} + X_l)} V_{\text{équi}}$$

et multiplions haut et bas par la quantité conjuguée du dénominateur :

$$I = \frac{(R_{\text{ant t}} + R_l) - \text{j}\,(X_{\text{ant t}} + X_l)}{(R_{\text{ant t}} + R_l)^2 + (X_{\text{ant t}} + X_l)^2} V_{\text{équi}}$$

Elle devient à présent :

$$I'' = \frac{(R_{\text{ant t}} + (R_{\text{ant t}} - \text{d}\,R)) - \text{j}\,(X_{\text{ant t}} + (-X_{\text{ant t}} + \text{d}\,X))}{(R_{\text{ant t}} + (R_{\text{ant t}} - \text{d}\,R))^2 + (X_{\text{ant t}} + (-X_{\text{ant t}} + \text{d}\,X))^2} V_{\text{équi}}$$

$$I'' = \frac{(2R_{\text{ant t}} - \text{d}\,R) - \text{jd}\,X}{\left(4R_{\text{ant t}}^2 + (\text{d}\,R)^2 - (4R_{\text{ant t}}\,\text{d}\,R)\right) + (\text{d}\,X)^2} V_{\text{équi}}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

□ **Hypothèses de fonctionnement du tag**

Supposons que l'impédance totale de charge ne diffère que peu de celle de la condition d'adaptation, c'est-à-dire que dR est petit devant $R_{\text{ant t}}$, et/ou que dX est petit devant $X_{\text{ant t}}$ et donc que les termes $(\mathrm{d}R)^2$, $(\mathrm{d}X)^2$ et $(4R_{\text{ant t}}\mathrm{d}R)$ de l'équation ci-dessus peuvent être négligés devant les autres. Il vient alors :

$$I'' = \frac{(2R_{\text{ant t}} - \mathrm{d}\,R) - \mathrm{j}\,\mathrm{d}\,X}{4R_{\text{ant t}}^2} V_{\text{équi}}$$

soit, en définitive :

$$I'' = \frac{V_{\text{équi}}}{4R_{\text{ant t}}}\left[\left(2 - \frac{\mathrm{d}\,R}{R_{\text{ant t}}}\right) - \mathrm{j}\frac{\mathrm{d}\,X}{R_{\text{ant t}}}\right]$$

Calculons la nouvelle valeur de surface radar effective $\sigma''_{e\,s}$ pendant cette phase de modulation de l'impédance. Pour cela, effectuons le même type de calculs que précédemment.

Nous savons que, par définition, la nouvelle puissance re-rayonnée par le tag P''_s est égale à :

$$P''_s = (R_{\text{ant t}} I''^2) G_{\text{ant t}}$$

Connaissant à présent la nouvelle valeur complexe de I'' :

$$I'' = \frac{(2R_{\text{ant t}} - \mathrm{d}\,R) - \mathrm{j}\,\mathrm{d}\,X}{4R_{\text{ant t}}^2} V_{\text{équi}}$$

calculons sa valeur efficace (c'est-à-dire la valeur de son module) :

$$|I''| = \frac{\sqrt{(2R_{\text{ant t}} - \mathrm{d}\,R)^2 + (\mathrm{d}\,X)^2}}{4R_{\text{ant t}}^2} V_{\text{équi eff}}$$

et élevons-la au carré :

$$|I''|^2 = \frac{(2R_{\text{ant t}} - \mathrm{d}\,R)^2 + (\mathrm{d}\,X)^2}{16R_{\text{ant t}}^4} V_{\text{équi eff}}^2$$

Dans ce cas (modulation de l'impédance du transpondeur), la puissance re-rayonnée P''_s sera donc égale à :

$$P''^2_s = R_{\text{ant t}} \frac{(2R_{\text{ant t}} - \mathrm{d}\,R)^2 + (\mathrm{d}\,X)^2}{16R_{\text{ant t}}^4} V_{\text{équi eff}}^2\, G_{\text{ant t}}$$

Par ailleurs, nous savons que la puissance structurale totale P_t reçue par le tag en provenance de la base station est égale à :

$$P_t = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{ant t}}\, s \quad \text{en watts}$$

d'où :

$$s = \frac{P_t \times 4\pi}{\lambda^2 G_{\text{ant t}}} \quad \text{en } \mathrm{W \cdot m^{-2}}$$

et que la puissance P''_s re-rayonnée sera maintenant égale à :

$$P''_s = \sigma''_{e\,s}\, s$$

donc :

$$\sigma''_{es} = \frac{P''_s}{s}$$

Reportons la valeur de s dans l'équation de $\sigma''_{e\,s}$, puis remplaçons P''_s par sa valeur, ce qui donne :

$$\sigma''_{es} = \lambda^2 G_{\text{ant t}}^2 \frac{(2R_{\text{ant t}} - \mathrm{d}\,R)^2 + (\mathrm{d}\,X)^2}{4\pi \times 16\, R_{\text{ant t}}^3} \frac{V_{\text{équi eff}}^2}{P_t}$$

Or, nous avons montré que, lorsque les impédances de l'antenne du tag et de la charge sont adaptées, la puissance P_t était égale à la puissance dissipée dans la charge, soit :

$$P_t = \frac{V^2_{\text{équi eff}}}{4R_{\text{ant t}}}$$

Après avoir reporté cette valeur dans l'équation précédente, nous obtenons :

$$\sigma''_{es} = \lambda^2 G^2_{\text{ant t}} \frac{(2R_{\text{ant t}} - \mathrm{d}\,R)^2 + (\mathrm{d}\,X)^2}{4\pi \times 4R^2_{\text{ant t}}}$$

En développant le numérateur et, uniquement en supposant que dR est petit, c'est-à-dire que dR^2 et dX^2 sont négligeables car du second ordre par rapport aux autres termes de l'équation, il vient :

$$\sigma''_{e\,s} = \lambda^2 G^2_{\text{ant t}} \frac{R^2_{\text{ant t}} - R_{\text{ant t}}\mathrm{d}R}{4\pi \times R^2_{\text{ant t}}}$$

$$\sigma_{e\,s} = \frac{\lambda^2 G^2_{\text{ant t}}}{4\pi}\left(1 - \frac{\mathrm{d}R}{R_{\text{ant t}}}\right) \text{ en m}^2,\ \text{tag non adapté}$$

$$\sigma_{e\,s} = \sigma_{\text{e s structural}}\left(1 - \frac{\mathrm{d}R}{R_{\text{ant t}}}\right) \text{ en m}^2 \text{ impédance du tag non adaptée et également non accordé}$$

Pour conclure, étant donné la structure de l'équation obtenue, on peut identifier $(1 - \mathrm{d}R/R_{\text{ant t}})$ à $(1 - \Gamma)^2 = (1 - 2\Gamma + \Gamma^2) \sim (1 - 2\Gamma)$ parce que $\mathrm{d}R \ll R_{\text{ant t}}$ donc que la valeur de Γ^2 est beaucoup plus petite que celle de Γ, d'où :

$$\Gamma = \frac{\mathrm{d}\,R}{2R_{\text{ant t}}}$$

Cela était prévisible puisque :

$$\Gamma = \frac{a-1}{a+1} \text{ avec } a = \frac{R_l}{R_{\text{ant t}}}$$

et si R_l est proche de $R_{\text{ant t}}$ (donc dR petit), a est proche de 1 :

- comme a est proche de 1, le numérateur est égal à $(R_{\text{ant t}} + \mathrm{d}R) - R_{\text{ant t}} = \mathrm{d}R$;
- comme a est proche de 1, le dénominateur est égal à $(R_{\text{ant t}} + \mathrm{d}R) + R_{\text{ant t}} = 2R_{\text{ant t}}$ car dR est petit, d'où :

$$\Gamma = \frac{\mathrm{d}\,R}{2R_{\text{ant t}}}$$

Quelques commentaires

Ce n'est pas par masochisme exacerbé que nous avons pris le temps d'aligner et présenter toutes les équations ci-dessus pour ne procéder aux approximations utiles qu'à la fin des démonstrations. Cela tient tout simplement au fait que nous avons voulu laisser toute liberté aux lecteurs et utilisateurs de faire eux-mêmes les simplifications qu'ils souhaiteront tout au long de leurs calculs selon les conditions particulières de leurs applications RFID.

Il est également à remarquer que cette équation ne dépend pas de dX et donc que dans ce cas la variation de section radar est essentiellement liée à la variation de charge dR et que la phase ne change pas beaucoup.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

□ **Autre remarque**

Nous aurions pu raisonner directement en fonction de Γ.

$$\Gamma = \frac{Z_l - Z_{\text{ant t}}}{Z_l + Z_{\text{ant t}}}$$

$$\Gamma = \frac{\left(R_l + \mathrm{j}\,X_l\right) - \left(R_{\text{ant t}} - \mathrm{j}\,X_{\text{ant t}}\right)}{\left(R_l + \mathrm{j}\,X_l\right) + \left(R_{\text{ant t}} + \mathrm{j}\,X_{\text{ant t}}\right)}$$

$$\Gamma = \frac{(R_l - R_{\text{ant t}}) + \mathrm{j}\ (X_l + X_{\text{ant t}})}{(R_l + R_{\text{ant t}}) + \mathrm{j}\ (X_l + X_{\text{ant t}})}$$

Multiplions à présent haut et bas de cette expression par le conjugué du dénominateur, il vient :

$$\Gamma = \frac{\left[(R_l - R_{\text{ant t}}) + \mathrm{j}\ (X_l + X_{\text{ant t}})\right] \cdot \left[(R_l + R_{\text{ant t}}) + \mathrm{j}\ (X_l + X_{\text{ant t}})\right]}{(R_l + R_{\text{ant t}})^2 + (X_l + X_{\text{ant t}})^2}$$

Dans le cas de l'adaptation optimale, c'est-à-dire lorsque les impédances de sortie de l'antenne et d'entrée du circuit intégré sont conjuguées, c'est-à-dire $R_l = R_{\text{ant t}}$ et $X_l = -X_{\text{ant t}}$, alors, $\Gamma = 0$ et le maximum de puissance disponible sera transférée vers la charge. Avant d'aller plus loin sous l'aspect théorique, revenons concrètement à des applications RFID UHF et SHF. L'impédance du tag va être adaptée puis ensuite légèrement désadaptée c'est-à-dire que la partie résistive de la charge $R_l = R_{\text{ant t}}$ prendra une valeur $= (R_{\text{ant t}} - \mathrm{d}R)$ et sa partie réactive $X_l = -X_{\text{ant t}}$ passera à une valeur $= (-X_{\text{ant t}} + \mathrm{d}X)$.

En remplaçant par leurs nouvelles valeurs R_l et X_l dans l'équation de Γ, sans aucune simplification, il vient :

$$\Gamma = \frac{\left[-2R_{\text{ant t}}\,\mathrm{d}\,R + \mathrm{d}\,R^2 + \mathrm{d}\,X^2\right] + \mathrm{j}\ \left[2R_{\text{ant t}}\,\mathrm{d}\,X\right]}{4R_{\text{ant t}}^2 - 4R_{\text{ant t}}\,\mathrm{d}\,R + \mathrm{d}\,R^2 + \mathrm{d}\,X^2}$$

En supposant que les variations de résistance dR et de réactance dX soient faibles (faible désaccord du tag), en première approximation on peut négliger dans cette équation les termes dR^2, dX^2 et le produit (dRdX) qui sont tous de second ordre. Après simplification, il reste :

$$\Gamma = \frac{-\mathrm{d}\,R + \mathrm{j}\mathrm{d}\,X}{2\,(R_{\text{ant t}} - \mathrm{d}\,R)}$$

et comme $\mathrm{d}R \ll R_{\text{ant t}}$:

$$\Gamma = \frac{-\mathrm{d}\,R + \mathrm{j}\mathrm{d}\,X}{2R_{\text{ant t}}}$$

Sachant que lorsque le tag n'est que très légèrement désadapté :

$$\Delta\sigma_{e\,s} \approx (-2\Gamma)\sigma_{\text{e s structural}}$$

$$\Delta\sigma_{e\,s} = \sigma_{\text{e s structural}}\,\frac{\mathrm{d}\,R - \mathrm{j}\mathrm{d}\,X}{R_{\text{ant t}}}$$

La valeur de la parenthèse représente le facteur de mérite de modulation du tag et fait ressortir la partie réelle et imaginaire pouvant apparaître dans la valeur de $\Delta\sigma_{e\,s}$.

□ **Remarque importante concernant les systèmes RFID en UHF à modulations de phases**

Il est à remarquer que dans le cadre des hypothèses énoncées au début de ces explications, si la valeur de dR est très faible, voire nulle, et que seule la valeur de dX est modifiée notablement (par exemple en modifiant/modulant uniquement la valeur de la capacité interne du circuit intégré du tag, c'est-à-dire en gardant $Z_{\text{ant}} = Z_l$ lors de la liaison montante, de la base station vers le tag), la valeur de $\Delta\sigma_{e\,s}$ est une quantité purement imaginaire. En clair, cela signifie qu'il n'y

pas de variation de puissance wattée re-rayonnée entre les phases de communication de liaisons montante et descendante (*back scattering*) et que seule la phase du signal re-rayonné par le tag se trouve modifiée lors de la modulation d'impédance (réactive) du circuit intégré. Dans ce cas, le récepteur de la base station doit procéder à une démodulation de phase du signal de *back scattering* et non plus comme précédemment uniquement à une démodulation de la variation d'amplitude de type ASK de la puissance reçue. Pour information, 99 % des bases stations du marché – possédant pour bien d'autres raisons des démodulateurs de type *I*, *Q* (voir chapitre 19) – effectuent toujours des démodulations simultanées d'amplitude et de phase.

□ **Coefficient d'adaptation ou de matching**

Pour terminer cet exemple, calculons à présent la valeur du coefficient d'adaptation (en fait de désadaptation) ou encore de *matching* du tag :

$$\theta_{\text{matching}} = 1 - |\Gamma|^2 = q$$

Pour cela commençons par calculer le module de cette expression :

$$|\Gamma| = \frac{\sqrt{(\mathrm{d}\,R)^2 + (\mathrm{d}\,X)^2}}{2\,(R_{\text{ant t}} - \mathrm{d}\,R)}$$

et élevons au carré :

$$|\Gamma|^2 = \frac{(\mathrm{d}\,R)^2 + (\mathrm{d}\,X)^2}{4\,(R_{\text{ant t}} - \mathrm{d}\,R)^2}$$

$$1 - |\Gamma|^2 = 1\text{-}\frac{(\mathrm{d}\,R)^2 + (\mathrm{d}\,X)^2}{4\,(R_{\text{ant t}} - \mathrm{d}\,R)^2} = q$$

Remarque

Par principe, l'impédance d'entrée R_l du circuit intégré ne fait pas 73 Ω. Il y a donc toujours un circuit d'adaptation d'impédance (transformateur ou circuit L, C) qui ramène l'impédance que représente le circuit intégré (environ 35 µ W sous 2 V et $P = U^2/R_l \rightarrow R_{l\,ic} = 80$ kΩ) à 73 Ω.

9.2.4 Variations de $\Delta\sigma_{e\,s} = f(a)$

Pour de simples raisons de facilités applicatives très souvent on préfère examiner les variations de $\Delta\sigma_{e\,s}$ non plus en fonction de Γ mais en fonction de $a = R_l/R_{\text{ant}}$. Pour cela reprenons l'équation générale précédente de $\Delta\sigma_{e\,s} = f(\Gamma)$ et remplaçons Γ par sa valeur en fonction de *a*. Sachant que :

$$\sigma_{\text{e s}} = \frac{4}{(a+1)^2}\sigma_{\text{e s structural}}$$

calculons maintenant $\Delta\sigma_{e\,s} = (\sigma_{e\,s} - \sigma_{\text{e s structural}})$, par rapport au cas de l'adaptation optimale :

$$\Delta\sigma_{\text{e s}} = \sigma_{\text{e s}} - \sigma_{\text{e s structural}} = \left(\frac{4}{(a+1)^2} - 1\right)\sigma_{\text{e s structural}}$$

Nous voici « théoriquement » fin prêt à appliquer le principe du *back scattering* en techniques RFID... mais avant cela il est bon d'affronter et se confronter quelques instants aux affres de la dure réalité quotidienne !

9.2.5 Après la théorie, la dure réalité quotidienne de la RFID en UHF et SHF !

Voilà, nous en avons fini de la belle théorie de $\sigma_{e\,s}$/RCS et autres $\Delta\sigma_{e\,s}$ et ΔRCS, qui, certes, est absolument nécessaire mais pas suffisante. Tout ce que nous avons décrit concernant les variations de $\sigma_{e\,s}$/RCS se situe dans le meilleur des mondes, lorsque le tag est capable de digérer sans bobo

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

apparents des champs E et H très faibles (lorsque le tag est loin de la base station) et des champs E et H très importants (lorsque le tag est situé très près de la base station).
En fait, concrètement, pour que le tag puisse fonctionner correctement de loin comme de près, il faut intégrer (comme nous l'avons déjà évoqué lors de la première partie de l'ouvrage pour des considérations de dissipation) un nouvel élément dans le circuit intégré, un « régulateur shunt », afin d'éviter qu'une tension trop élevée ne puisse se développer à ses bornes en présence de champs forts.
Tout ce que nous avons décrit lors des très nombreux paragraphes précédents correspond à la phase de fonctionnement pendant laquelle ce régulateur n'avait pas d'action... ce qui est bien sûr important puisque cela définit la distance maximale de fonctionnement du système. Plus le tag va se rapprocher de la base station, plus l'action du régulateur shunt viendra se mettre en parallèle sur l'entrée du circuit intégré et donc désadaptera la charge de la résistance de rayonnement de l'antenne R_{ant}, et par voies de conséquences déplacera le point de référence (lors de la non modulation) qui s'approchera ainsi de l'axe vertical de la courbe, rendant ainsi la valeur de ΔRCS plus faible qu'auparavant. Il devient alors plus difficile de garantir en fonctionnement de proximité la variation de ΔRCS.

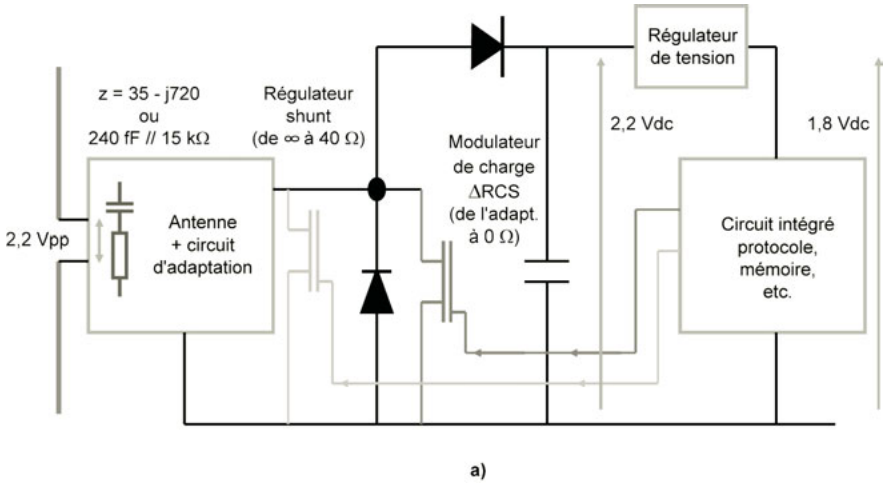


Figure 9.3 – (a) Tag UHF : block diagramme (global).

Dans le cadre d'un tag télé-alimenté (la majorité des applications, donc principalement à $\Gamma_1 = 0$), examinons à présent tout cela en détails car cela mérite un large détour pour aider à la compréhension des phénomènes se produisant en RFID en UHF et SHF. Pour cela, il faut examiner le vrai schéma électrique équivalent du tag mais également raisonner en fonction de sa distance par rapport à la base station.

■ Le tag est situé très loin de la base station

Dans ce cas, le tag ne reçoit pas (ne capte pas) assez d'énergie pour réussir à être télé-alimenté, rien ne fonctionne... et le problème est résolu !

■ Le tag arrive exactement à son seuil (*threshold*) de fonctionnement (distance maximale)

Le tag commence à être juste correctement alimenté. Le régulateur shunt ne rentre pas en action (R_{shunt} infinie) afin que le tag bénéficie de toute l'énergie incidente possible que l'onde provenant de la base station lui apporte (*figure 9.3b*).

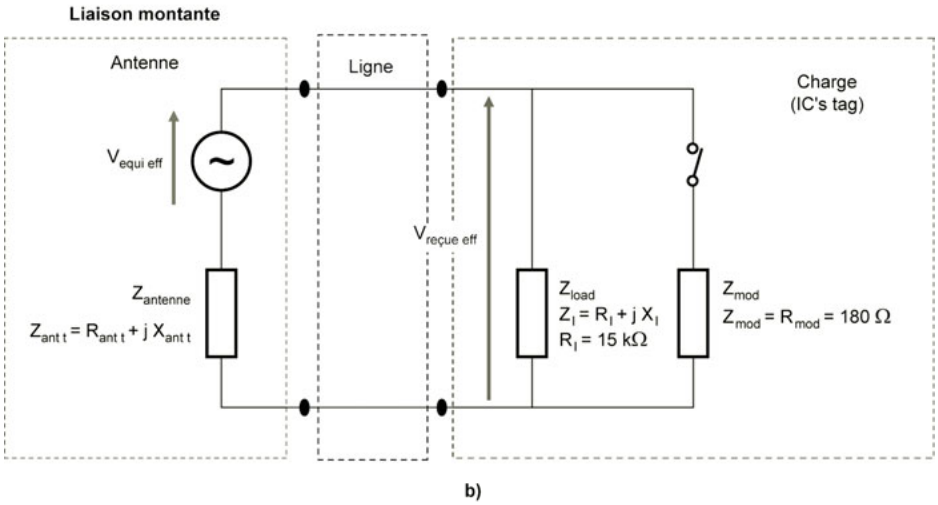


Figure 9.3 – (b) Tag au champ de seuil de fonctionnement (*threshold field*).

Au rythme des données que le tag veut renvoyer vers la base station, le « transistor de modulation » assure sa fonction et commute, changeant ainsi la valeur de l'impédance de la charge de l'antenne du tag passant ainsi, pour des tags télé-alimentés, de la valeur « adaptée » ($a_{\text{non mod}} = R_l/R_{\text{ant t}} = 1$) (pour des raisons d'obtention du maximum possible de puissance) à la valeur $a_{\text{mod}} = (R_{\text{adapt}}$ en parallèle avec $R_{\text{mod}})/R_{\text{ant t}}$, permettant de modifier la surface de *back scattering* initiale $\sigma_{\text{structural}}$ à une valeur supérieure (σ_{es}/RCS) afin de re-rayonner une plus grande partie de l'onde incidente. La *figure 9.3c* résume l'ensemble des courbes se rapportant à la variation du ΔRCS dans le cas des champs très faibles.

Le choix de la résistance R_{mod} doit être tel que celle-ci permette à la base station de comprendre et interpréter les données (variations de puissances) transmises par le tag, ce qui induit directement que la valeur ΔRCS indiquée sur la figure soit supérieure à une valeur minimale. Ceci entraîne donc une valeur ohmique maximale particulière de $R_{\text{mod max}}$, donc de a_{mod} et donc de Γ_{mod}. Un exemple de calcul est donné ci-après en ce qui concerne les applications UHF conformes aux normes ISO 18 000-6 (UHF) et 18 000-4 (2,45 GHz), c'est-à-dire avec un $\Delta\text{RCS}_{\text{min}}$ de 50 cm^2 (voir l'exemple suivant).

Évidemment, afin de se simplifier la vie, on peut songer à ce que R_{mod} soit égale à 0 Ω afin d'obtenir immédiatement (*figure 9.3d*) la plus grande variation possible de surface ΔRCS... si cela n'intervient pas sur l'énergie consommée par le tag... mais ceci est une autre histoire !

□ Exemple : $\Delta\sigma_{es}$ et conformité à la norme ISO 18 000-6 au champ de seuil

Afin d'assurer une grande compatibilité des tags et des bases stations, le « parameter Tag : 7d » de la norme ISO 18 000-6 impose que *« The tag ΔRCS (Varying Radar Cross Sectional area) affects system performance. A typical value is greater than 0,005 m* ^{2} = 50 cm^2 ». Ceci veut dire que quelle que soit la fréquence dans la bande de fréquences 860 à 960 MHz (obligatoire pour être conforme à l'ISO 18 000-6), la valeur $\Delta\sigma_{es}$ typique minimale est de 50 cm^2. Par ailleurs, sachant que pour une antenne de tag de type dipôle λ/2, de gain 1,64, la valeur de $\sigma_{es\,\text{structural}}$ est égale à 0,214λ^2 et que :

$$\Delta\sigma_{\text{e s}} = \left(\frac{4}{(a+1)^2} - 1\right)\sigma_{\text{e s structural}}$$

estimons à présent la valeur minimale de $a = R_l/R_{\text{ant t}}$ pour satisfaire l'équation $\Delta\sigma_{es} = 50$ cm^2.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

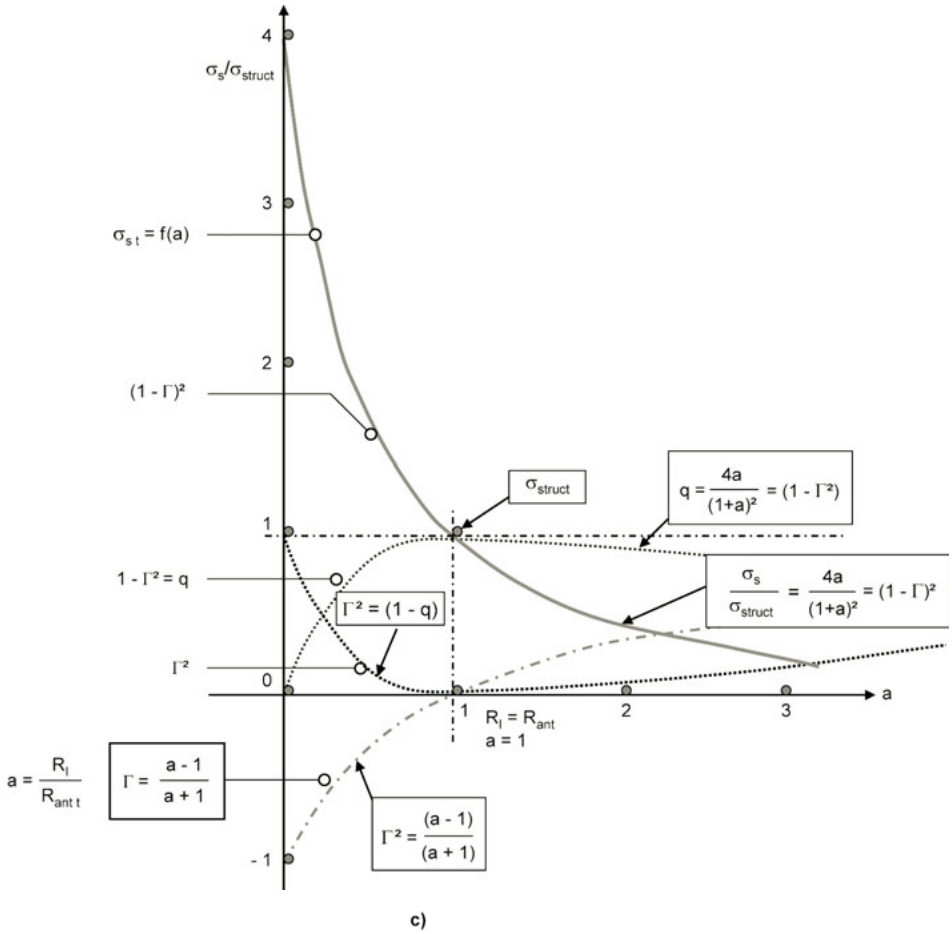


Figure 9.3 – (c) Courbe de variation du ΔRCS dans le cas des champs très faibles.

a) Si fréquence = 960 MHz, $\lambda = 0{,}3125$ m et $\sigma_{e\,s\ \text{structural}} = 209\ \text{cm}^2$:

$$50 = \left(\frac{4}{(a+1)^2} - 1\right) \times 209$$

$$\text{d'où, } a = 0{,}797$$

b) Si fréquence = 860 MHz, $\lambda = 0{,}349$ m et $\sigma_{e\,s\ \text{structural}} = 260\ \text{cm}^2$:

$$50 = \left(\frac{4}{(a+1)^2} - 1\right) \times 260$$

$$\text{d'où, } a = 0{,}83$$

avec $R_{\text{ant t}} = 73{,}128\ \Omega$ et $R_l = aR_{\text{ant t}}$, nous obtenons la valeur maximale de la valeur minimale de R_l.

Dans le cas a : $R_{\text{l min}} = 58{,}28\ \Omega$ d'où $\Gamma_{\text{min}} = -0{,}113$.

Dans le cas b : $R_{\text{l min}} = 60{,}7\ \Omega$ d'où $\Gamma_{\text{min}} = -0{,}093$.

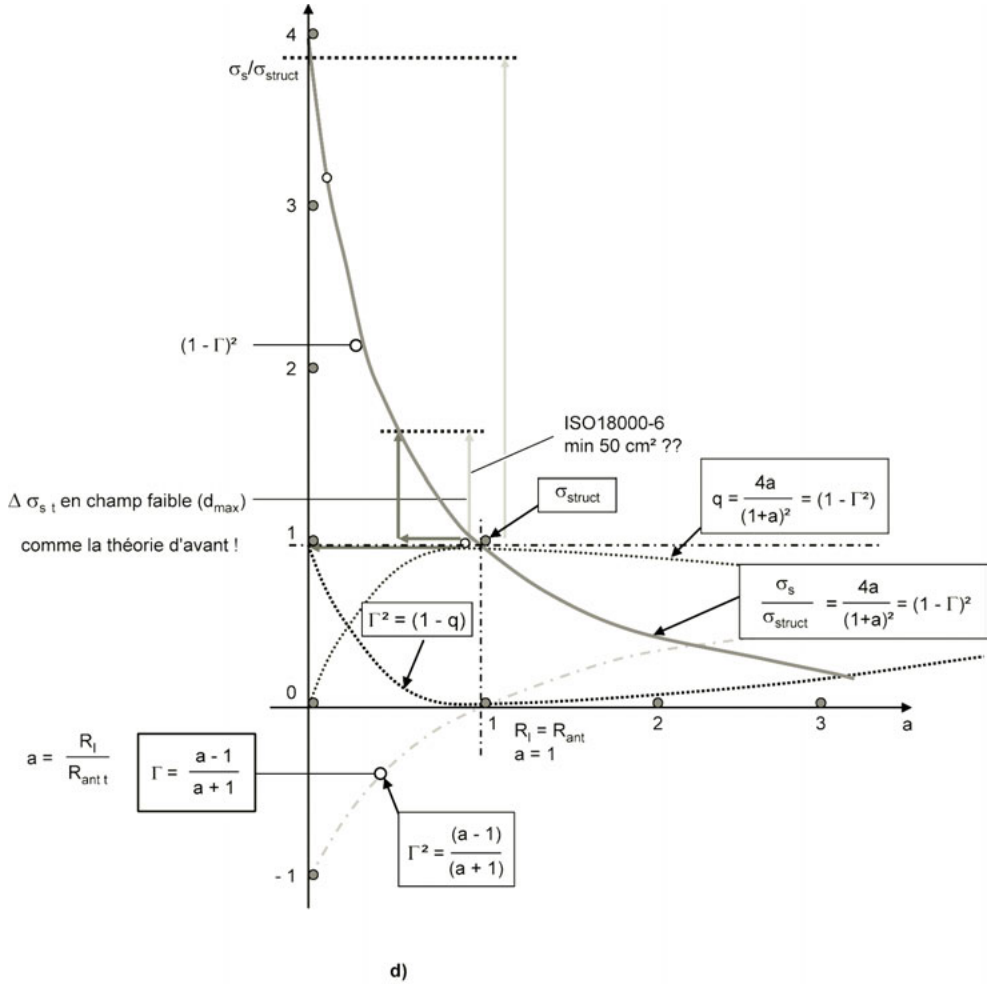


Figure 9.3 – (d) Optimisation de la variation de la résistance de charge pour la plus grande valeur de ΔRCS.

Remarque

Avec ces très faibles valeurs de Γ_{min} (environ − 0,1), nous sommes dans la zone où l'approximation de Γ proche de zéro peut être envisagée, soit :

$$\Delta\sigma_{e\,s} = -2\Gamma\sigma_{e\,s\,structural}$$

c'est-à-dire :

$$\Delta\sigma_{e\,s} = (-2) \times (-0{,}1) \times 250 = +50\ \text{cm}^2\text{...CQFD !}$$

Le tag entre dans sa zone normale de fonctionnement

Le tag est maintenant correctement alimenté, même au-delà de son strict minimum. Le régulateur shunt rentre/est en action afin de limiter la tension présente à l'entrée du circuit intégré (*figure 9.3e*).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

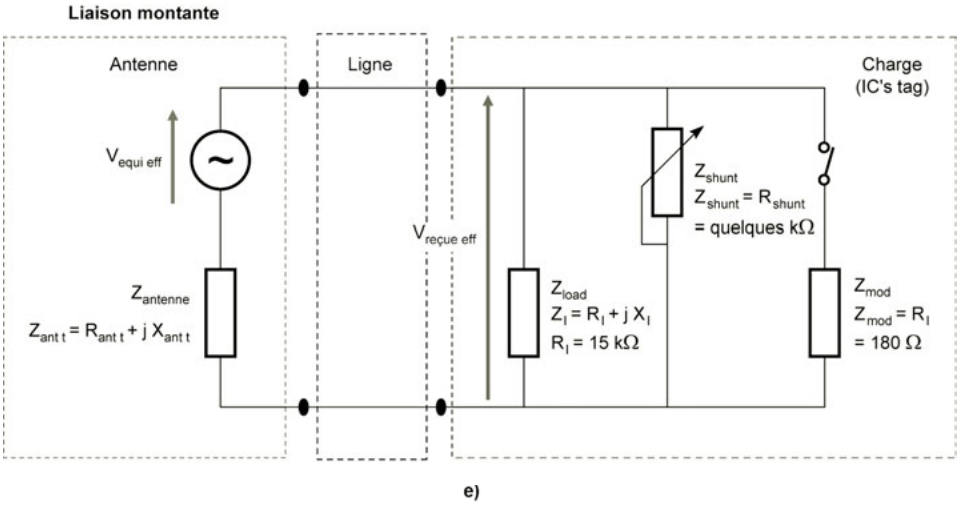


Figure 9.3 – (e) Tag en champ moyen – le régulateur shunt commence à conduire normalement.

Pour ce faire, la valeur de R_{shunt} diminue (de l'ordre de quelques dizaines de kilo-ohms) et vient se placer directement en parallèle sur la résistance de charge de l'antenne, ce qui entraîne une désadaptation structurelle de l'antenne même en cas de non modulation par le transistor de modulation et donc une réduction de la valeur nominale (hors modulation) de a devenant ainsi $a' = (R_l \text{ en parallèle avec } R_{\text{shunt}})/R_{\text{ant t}}$. Ceci revient à déplacer le point initial de fonctionnement de $a = 1,\ \Gamma_1 = 0$ (celui correspondant au seuil de fonctionnement) vers $a' < 1$ et Γ_1 différent de zéro et de valeur légèrement négative (*figure 9.3f*).

En fonction des données à transmettre vers la base station, le transistor de modulation du tag assure sa fonction et commute sa valeur ci-dessus (a') (qui n'est plus la valeur adaptée et donc qui ne recueille plus le maximum de puissance... ce dont le tag se moque totalement puisqu'il est plus près de la base station) à la valeur R_{mod} permettant de modifier la surface de *back scattering* (RCS) afin de re-rayonner une plus grande partie de l'onde incidente.

Comme l'indique la figure, cette modulation change la valeur de a mais entraîne par la même occasion une nouvelle variation de ΔRCS... qui est plus petite que celle précédemment obtenue. Par ailleurs, plus l'on va se rapprocher de la base station, plus la valeur de ΔRCS va diminuer ! La question qui se pose alors est : va-t-on passer au-dessous de la valeur minimale de ΔRCS requise par la norme ? Pour répondre à cette question, il faut donc envisager le cas limite, le plus défavorable, qui se produit lorsque...

■ Le tag est situé très, très près de la base station

Le tag est correctement alimenté, même très largement au-delà de son minimum vital (*figure 9.3g*).

Le régulateur shunt est en pleine action afin de limiter la tension présente à l'entrée du circuit intégré. Pour ce faire, la valeur de R_{shunt} devient très faible (quelques ohms à quelques dizaines d'ohms), directement disposée en parallèle sur la résistance de charge de l'antenne, ce qui entraîne une très grande désadaptation structurelle de l'antenne, même en cas de non modulation par le transistor de modulation et donc une réduction énorme de la valeur nominale (hors modulation) de a devenant ainsi $a'' = (R_l \text{ en parallèle avec } R_{\text{shunt}})/R_{\text{ant t}}$. Ceci revient à déplacer le point initial de fonctionnement (au seuil de fonctionnement) de $a = 1$ vers a'' situé très près de l'axe vertical de la *figure 9.3h* et de rendre Γ_1 proche de la valeur – 1.

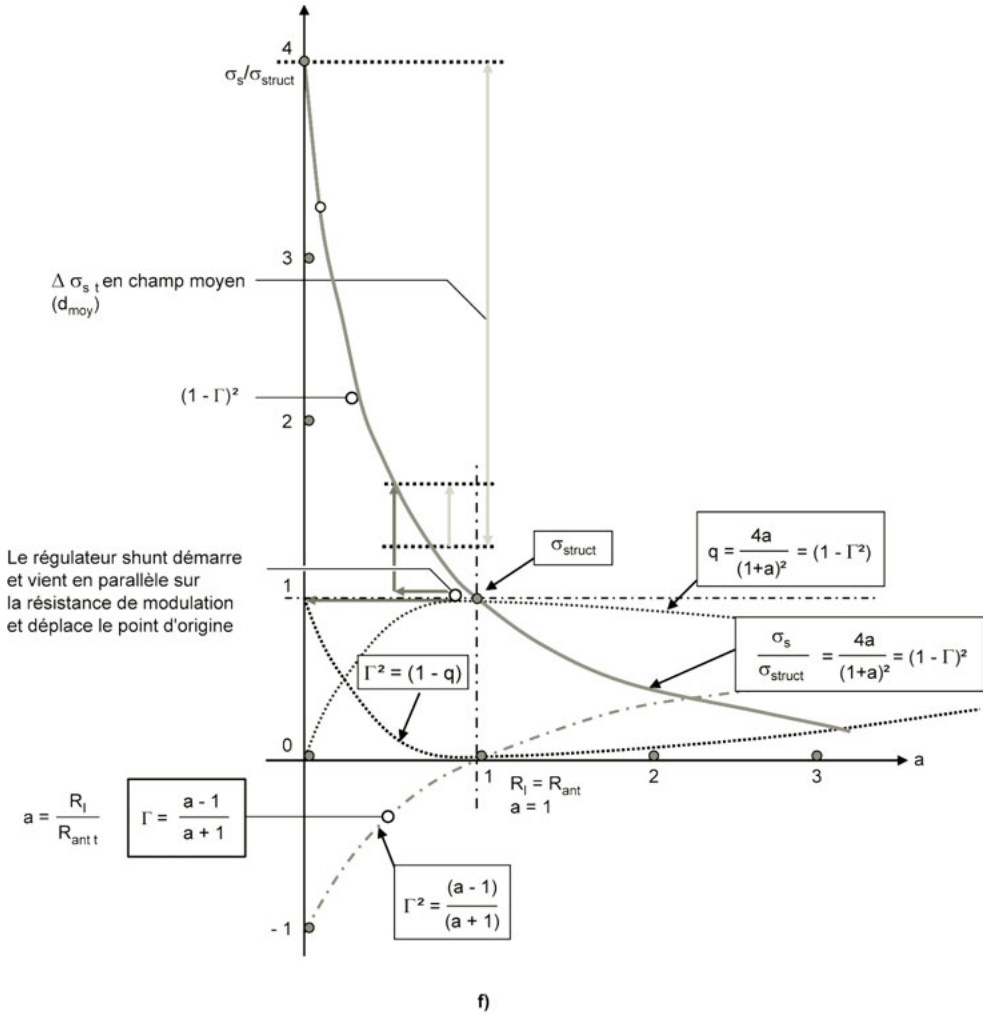


Figure 9.3 – (f) Variations de la position de Γ_1 en fonction de la valeur du champ.

En fonction des données à transmettre vers la base station, le transistor de modulation continue de tenter d'assurer sa fonction et commute la valeur a'' à la valeur ($R_{adapt}//R_{shunt}//R_{mod} \approx R_{shunt}//R_{mod}$) permettant de modifier le plus possible la surface de *back scattering* (RCS) afin de re-rayonner une partie de l'onde incidente.

Comme l'indique la figure, cette modulation change globalement la valeur de a et de Γ_1 mais entraîne une nouvelle variation de ΔRCS, qui est encore plus petite que celle précédemment obtenue. En étant très près de l'axe vertical, la valeur de ΔRCS est encore plus faible mais doit être encore supérieure à la valeur minimale de ΔRCS requise par la norme. C'est ce qui limite soit la distance minimale ou encore la valeur de R_{shunt} donc la valeur maximale du champ E admissible par le tag. De plus, pour de simples raisons de dissipation, les fabricants de puces indiquent également dans les spécifications des circuits intégrés une valeur maximale de courant d'entrée à ne pas dépasser de, par exemple, 10 ou 30 mA eff (revoir au besoin ce point spécifique dans la première partie de l'ouvrage).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

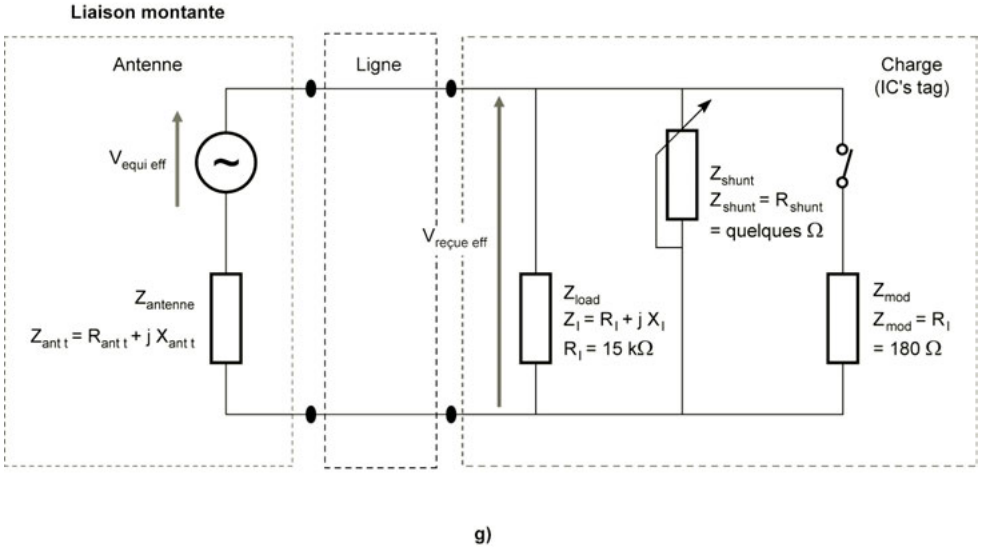


Figure 9.3 – (g) Tag en champ fort – le régulateur shunt est pleinement conducteur.

□ Exemple de cas réel et conformité ISO 18 000-6 aux champs forts

Nous venons de montrer que plus le tag est proche de la base station, plus le régulateur shunt fonctionne, et plus la valeur de Γ_1 (pendant la phase de non modulation de l'impédance d'antenne) tend vers – 1.

Si nous souhaitons toujours respecter la norme ISO 18 000-6, même en champs forts, il faut que la valeur de $\Delta\sigma_{e\,s\,\text{typique}}$ soit au moins égale à 50 cm^2. En utilisant un dipôle $\lambda/2$ dont la valeur de $\sigma_{e\,\text{structural}}$ est d'environ 200 cm^2 à 900 MHz et en court-circuitant entièrement l'antenne lors de la phase de modulation, cela veut dire que l'on ira donc chercher $\Gamma_2 = -1$ pendant la modulation. À l'aide des équations démontrées précédemment, on peut déterminer la valeur critique de Γ_1 correspondante à cette éventualité :

$$\Delta\sigma_{e\,s} = \sigma_{e\,s2} - \sigma_{e\,s1}$$

$$\Delta\sigma_{e\,s} = \Delta\Gamma[-2 + (\Gamma_2 + \Gamma_1)]\sigma_{e\,\text{structural}}$$

$$\Delta\sigma_{-} = [-2(\Gamma_2 - \Gamma_1) + (\Gamma_2 - \Gamma_1)(\Gamma_2 + \Gamma_1)]\sigma_{e\,\text{structural}}$$

Reportons nos valeurs :

$$50 = [-2(-1 - \Gamma_1) + (-1 - \Gamma_1)(-1 + \Gamma_1)] \times 200$$

soit une équation du second degré en Γ_1, $[-\Gamma_1^2 + 2\Gamma_1 + 2{,}75]$ dont les racines sont :

$$\Gamma_1' = \frac{-2 + 3{,}873}{-2} = -0{,}89$$

$$\Gamma_1'' = \frac{-2 - 3{,}873}{-2} = 2{,}93 \text{ valeur physiquement impossible}$$

soit $\Gamma_1 = -0{,}89$ (tag non modulé, en présence de champ fort, shunt pleinement actif)

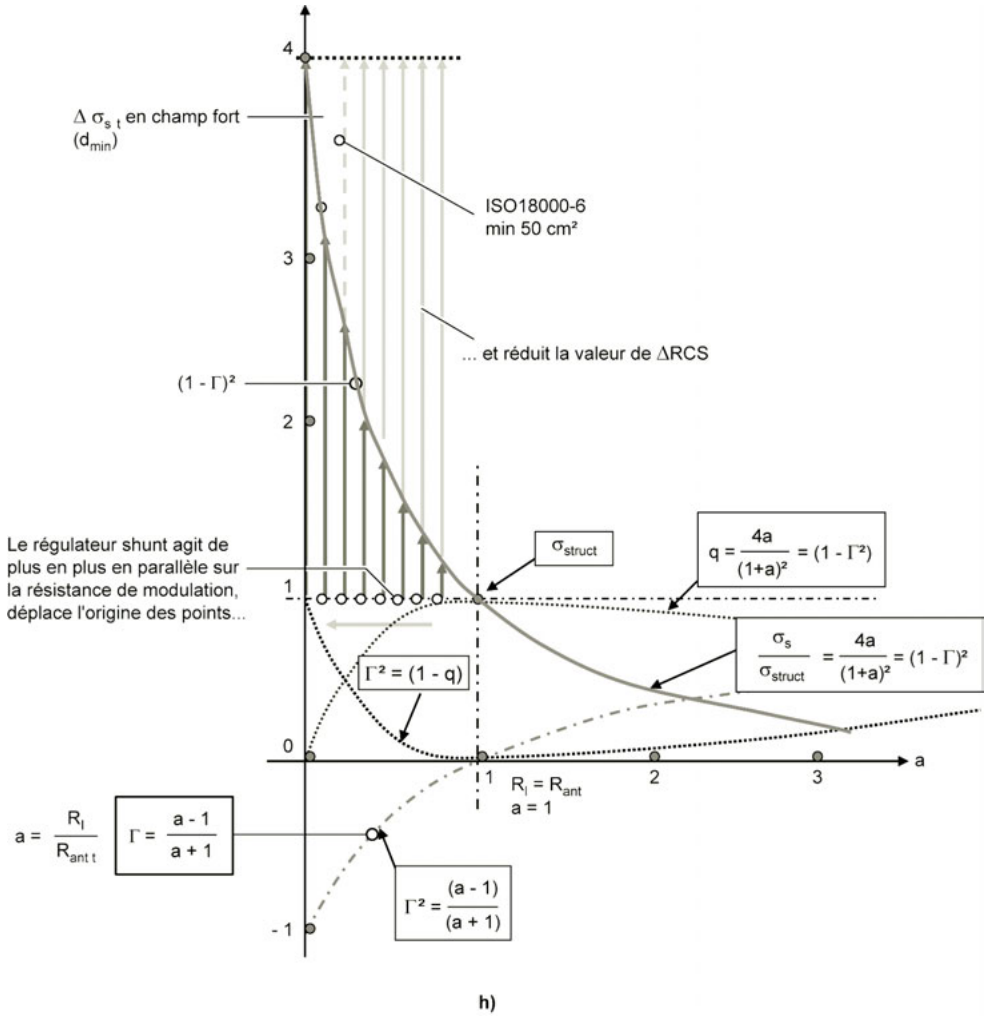


Figure 9.3 – (h) Cas limite de la position de Γ_1 en présence de champ fort.

Nous pouvons donc déterminer maintenant la valeur de a soit :

$$a = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}$$

$$a = \frac{1-0{,}89}{1+0{,}89}$$

$$a = 0{,}058 = R_{l/}R_{\text{ant t}}$$

ce qui indique que pour ne pas dépasser la valeur minimale requise par la norme ISO 18 000-6, il ne faut pas que la valeur minimale de la résistance du shunt descende au-dessous de $R_{\text{shunt min}} = 0{,}058 \times 73 = 4{,}24\ \Omega$ (avec une $R_{\text{ant t}}$ de 73 Ω à l'adaptation). L'endroit où se situe ce point est indiqué sur la *figure 9.3h* déjà présentée.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

En conclusion

Comme nous venons de le montrer, plus nous nous rapprochons de la base station, plus la valeur de $\Delta\sigma_{es}$ se réduit. Des mesures fines effectuées à l'aide de fines mesures indiquent que la variation mesurée de $\Delta\sigma_{es}$ est sensiblement proportionnelle à sensiblement r^2. De plus, la variation de puissance re-rayonnée ΔP par le tag est égale à $s\Delta\sigma_{es}$. Or la densité surfacique de puissance incidente s est égale à $\frac{P_{\text{eirp}}}{4\pi r^2}$, ce qui permet de conclure que le ΔP re-rayonnée par le tag est sensiblement constant quelle que soit la distance à laquelle il fonctionne, cette propriété étant principalement due à la présence et au fonctionnement du régulateur shunt.

Voici terminées les grandes lignes théoriques de cette partie de chapitre principalement dédiée aux réflexions, absorptions et au principe de transmission dit de *back scattering* et à leurs conséquences. Malheureusement, comme vous avez certainement pu vous en rendre compte, d'une part la notion de RCS et de $\Delta\sigma_{es}$ (ou encore ΔRCS) sont difficiles à ressentir et, d'autre part, et pour l'instant nous ne l'avons pas évoqué, ces valeurs ne sont pas très faciles à mesurer ! Que de travail pour rien n'est ce pas ! Il faut oser s'appeler Dominique Paret pour écrire tout cela dans un ouvrage et avouer cela maintenant !

Afin d'être très franc avec vous, comme nous l'avons déjà indiqué, lorsque l'électronique du tag module la valeur de la RCS, cela est effectué à l'aide d'un transistor fonctionnant en commutation, c'est-à-dire en « tout ou rien » - « ouvert/fermé », donc à l'aide de signaux carrés (avec ou sans sous-porteuse, voir chapitre 16) qui produisent lors de la désadaptation d'antenne un spectre fréquentiel comportant bien évidemment des bandes latérales situées de part et d'autre de la fréquence porteuse représentant ainsi le signal modulant.

L'essentiel de l'énergie du signal re-rayonnée par le tag représentant les données transmises se trouve alors dans ces bandes latérales, et c'est là qu'il faut aller chercher la puissance présente dans le signal de retour car, si l'on reste strictement dans le côté conceptuel de la RCS (mesure de la puissance de retour uniquement contenue et présente sur la porteuse incidente), on risque d'être très déçu pour le récupérer ! De plus, de la même façon que la RFID fonctionnant à 13,56 MHz (ISO 14 443 et 15 693), en utilisant des modulations de retour de type « Manchester code sous-porteuse » (MCS) ou BPSK on peut espérer réussir à se libérer plus facilement de la porteuse très encombrante pour l'amplification et la démodulation du très faible signal de retour. Nous évoquerons tout cela en détail dans le chapitre 19 dédié spécifiquement aux architectures de bases stations RFID utilisées en UHF.

□ Exemple de méthode de mesure de ΔRCS

Pour en revenir à notre sujet, afin d'obtenir la fameuse valeur de $\Delta\sigma_{es}$ (ou souvent notée ΔRCS dans la littérature), nous pouvons utiliser par exemple le montage de mesure représenté à la *figure 9.4*, dans lequel une base station fournit/émet une puissance isotrope permanente $P_{\text{b EIRP}} = P_{\text{cond}} G_{\text{ant bs}}$. La densité surfacique de puissance rayonnée par la base station présente au niveau du tag, à une distance r_1 de la base station, est comme il se doit :

$$a = \frac{P_{\text{bs eirp}}}{4\pi r_1^2}$$

Baptisons $P_{s\ \text{tag EIRP}}$ la (différence de) puissance EIRP globale re-rayonnée par le tag lors de la modulation de l'onde de retour *via* la modulation d'impédance du tag à l'aide d'un signal de forme carrée d'amplitude crête h. La décomposition classique en série de Fourier de ce dernier :

$$f(x) = \frac{4h}{\pi} \cdot \left(\cos x - \frac{\cos 3x}{3} + \frac{\cos 5x}{5} - \ldots \right)$$

indique que l'amplitude du premier harmonique (la fréquence fondamentale) de la fonction le composant est supérieure de $4/\pi (= 1{,}27)$ à la valeur de h initiale du signal carré. De plus, en

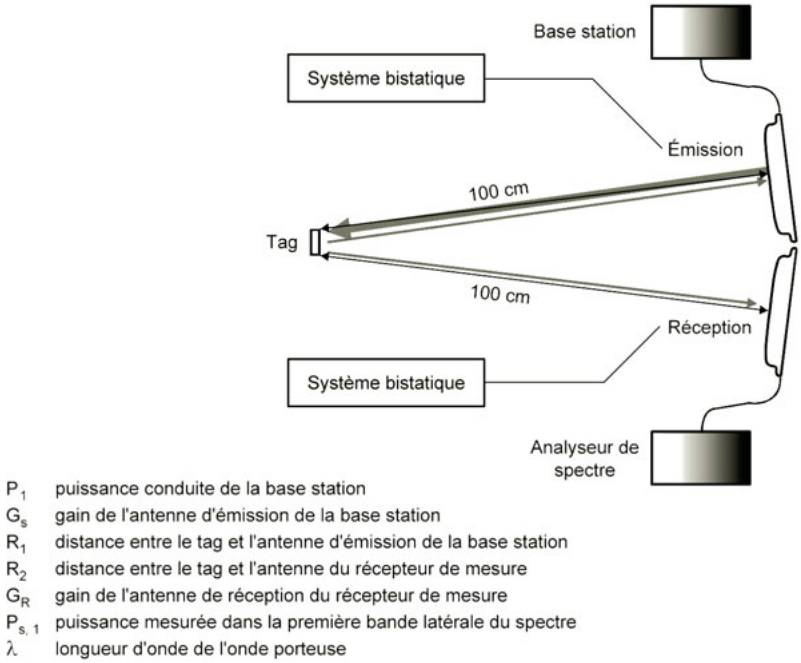


Figure 9.4 – Méthode de mesure de ΔRCS.

supposant que ce signal carré crée une modulation en amplitude AM de la porteuse UHF/SHF incidente, les deux bandes latérales re-rayonnées, créées par cette modulation, supportent le signal.

En posant :

- $U_{\max}$ amplitude maximale lors de la phase de modulation dynamique du tag ;
- $U_{\min}$ amplitude minimale lors de la phase de modulation dynamique du tag ;
- U_b amplitude de la porteuse présente hors modulation dynamique du tag ;
- U_c « somme » de toutes les amplitudes des signaux participants à l'onde carrée ;

nous pouvons écrire,

$$(a)\ U_{\max} = U_c + 2U_b$$

$$(b)\ U_{\min} = U_c - 2U_b$$

et $U_{\min} = 0\ldots$ lorsque l'on effectue une modulation d'amplitude de type ASK 100 %.

Si maintenant, uniquement par esprit de simplification, on se limite à assimiler le signal de l'onde carrée réelle U_b à son premier harmonique et que l'on appelle $U_{s,1}$ l'amplitude de son premier harmonique (fondamentale), *via* la décomposition de Fourier on peut écrire :

$$U_b = U_{s,1} \times \frac{\pi}{4}$$

et en reportant cette valeur dans les équations ci-dessus, il vient :

$$U_{\max} = U_c + 2U_{s,1} \times \frac{\pi}{4}$$

$$U_{\min} = U_c - 2U_{s,1} \times \frac{\pi}{4}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Du fait qu'en modulation d'amplitude AM de type ASK 100 % $U_{\min}$ est égal à 0, en combinant les deux dernières équations ci-dessus nous obtenons :

$$U_{\max} = U_{s,1} \times \pi$$

Cette vue en tension peut être ramenée en termes de puissance (donc proportionnellement au carré de la tension). Cela entraîne une relation telle que la puissance re-rayonnée par le tag (et donc reçue par un récepteur quelconque) $P_{\max}$ correspondante à $U_{\max}$ sera égale à :

$$P_{\max} = P_{s,1} \times \pi^2$$

avec $P_{s,1}$ puissance contenue dans la première bande latérale re-rayonnée par le tag, soit environ 10 fois plus importante que celle prévue lors d'une modulation purement statique (ou lente) de l'impédance du tag... mais à condition de regarder uniquement le signal de retour à l'aide d'un détecteur dont la fenêtre d'analyse possède une bande passante étroite (quelques kHz) afin d'observer uniquement la/les bandes latérales dues à la modulation du signal. La *figure 9.5* donne une idée du spectre re-rayonné par le tag lors d'une modulation par un signal carré conventionnel.

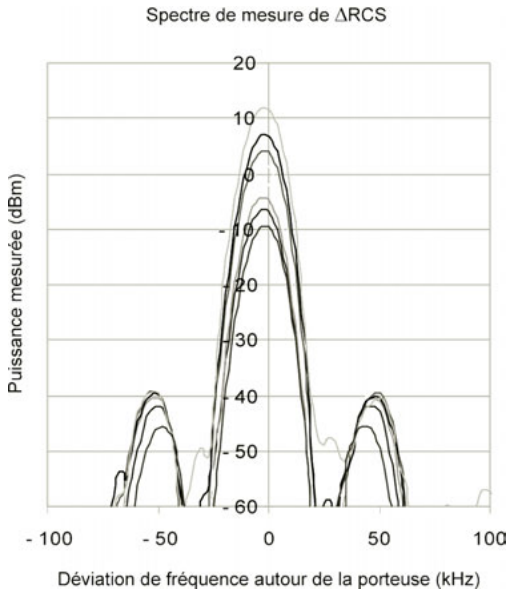


Figure 9.5 – Exemple de spectre de la puissance re-rayonnée.

Ne considérant à présent que la puissance re-rayonnée $P_{s,1}$ contenue dans le premier harmonique du spectre, celle-ci va servir de source équivalente d'émission isotrope de signal de *back scattering*, $P_{s1\ \mathrm{tag\ EIRP}}$, dont nous récupérerons une partie P_{recept} (dans le premier harmonique du spectre) au niveau du récepteur de gain de $G_{\mathrm{ant\ recept}}$ situé à une distance r_2 *via* l'équation de Friis :

$$P_{\mathrm{recept}} = P_{\mathrm{s1\ tag\ eirp}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r_2}\right)^2 G_{\mathrm{ant\ recept}}$$

soit :

$$P_{\mathrm{s1\ tag\ eirp}} = P_{\mathrm{recept}} \left(\frac{4\pi r_2}{\lambda}\right)^2 \frac{1}{G_{\mathrm{ant\ recept}}}$$

Par définition, la variation de RCS du tag, ΔRCS, représentant le rapport entre puissances réémises et la densité surfacique de puissance incidente, sera égale à :

$$\Delta\text{RCS} = \frac{P_{\text{s modul}} - P_{\text{s non modul}}}{s} = \frac{P_{\max}}{s} = \frac{P_{\text{s1 tag eirp}} \times \pi^2}{s}$$

En combinant les dernières équations ci-dessus, nous obtenons pour conclure :

$$\Delta\sigma_{e\,s} = \Delta\text{RCS} = P_{\text{recept}} \times \pi^2 \frac{(4\pi)^3\, r_2^2 r_1^2}{\lambda^2} \frac{1}{P_{\text{bs eirp}}\, G_{\text{ant recept}}}$$

P_{cond} est la puissance conduite de la base station et $G_{\text{ant bs}}$ le gain de l'antenne d'émission de la base station :

$$P_{\text{bs eirp}} = P_{\text{cond}} G_{\text{ant bs}}$$

r_1 est la distance entre le tag et l'antenne d'émission de la base station, r_2 la distance entre le tag et l'antenne du récepteur de mesure, $G_{\text{ant recept}}$ le gain de l'antenne de réception du récepteur de mesure, P_{recept} la puissance reçue et mesurée dans la première bande latérale du spectre et λ la longueur d'onde de l'onde porteuse.

L'application de cette dernière formule à la valeur mesurée P_{recept} permet de connaître la valeur concrètement utilisable de $\Delta\sigma_{e\,s}$.

À noter que l'ensemble de cette proposition de méthodes de mesures a été retenu pour servir de bases à la mesure de ΔRCS dans la norme ISO 18 047-6 dite de « *Conformance Tests* » en RFID UHF.

À titre d'information, un exemple de valeurs de $\Delta\sigma_{e\,s}$ (mesurées puis calculées) en fonction de la puissance contenue dans le premier harmonique du signal commuté est présenté en *figure 9.6*.

Distance maximale de fonctionnement (100 %) du tag

$$\Delta\text{RCS} = \frac{P_{s,1} \cdot \pi^2 \cdot (4 \cdot \pi)^3 \cdot (R_1^2 \cdot R_2^2)}{\lambda^2 \cdot (P_1 \cdot G_s) \cdot G_R}$$

$P_{s,1}$	P_1	x_a	ΔRCS
(dBm)	(dBm)	(%)	(cm²)
- 41,8	18	100	101
- 40,5	21	71	68
- 39,5	24	50	43
- 39,3	27	35	23
- 39,6	30	25	11
- 40,3	33	18	5
- 40,5	34	16	3

P_1 puissance conduite 33 dBm = 2 W
G_s gain de l'antenne = 1,64
$P_1 \cdot G_s$ = 3,28 W_{eirp} = 2 W_{erp}

Figure 9.6 – Exemple de valeurs mesurées puis calculées de $\Delta\sigma_{e\,s}$.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Comme nous l'avons montré, plus nous nous rapprochons de la base station plus il est difficile d'obtenir la fameuse valeur de $\Delta\sigma_{e\,s}$. La bonne question est « jusqu'où ? ». La *figure 9.7* illustre quelques « mauvais exemples ».

À noter deux points remarquables concernant la présentation de cette figure :

– l'axe horizontal est gradué en fonction de la distance maximale de fonctionnement (100 %) du tag ;
– sur la figure est indiquée la valeur $\Delta\sigma_{e\,s\,min}$ que la norme ISO 18 000-6 demande de respecter.

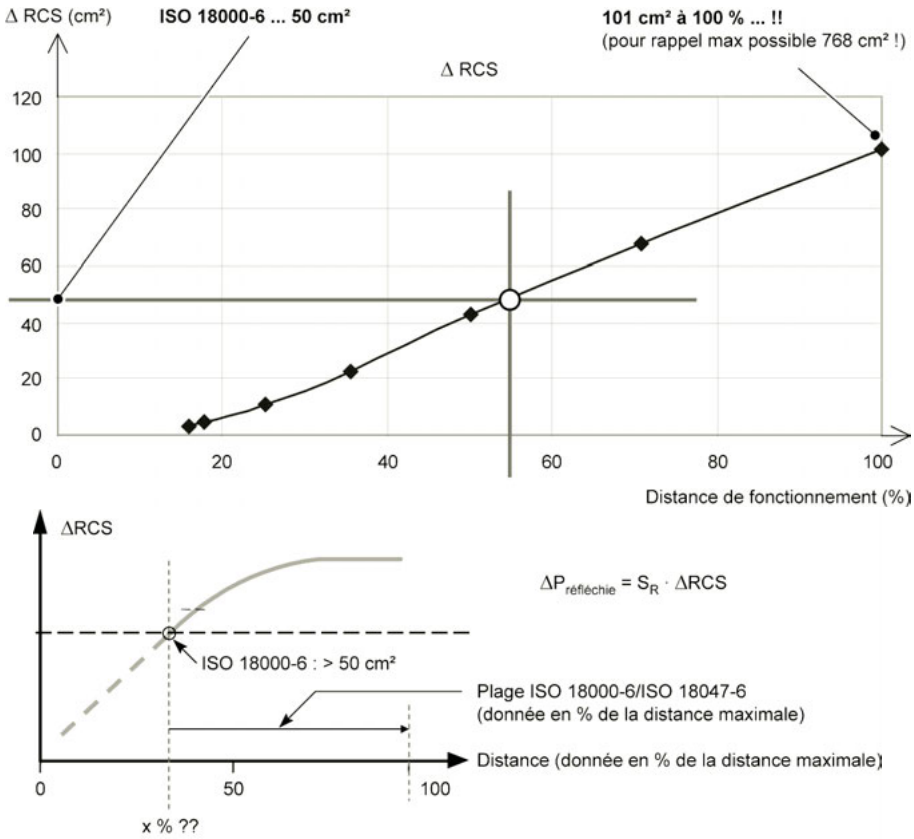


Figure 9.7 – Exemples de valeurs mesurées de $\Delta\sigma_{e\,s}$. sur des tags commerciaux.

Enfin, pour terminer (et non pas pour vous achever – ce n'est pas le but de l'histoire !) comme nous l'avons indiqué quelques paragraphes plus haut, rappelez-vous également en permanence que, du fait de la présence obligatoire d'un régulateur interne au tag, pour que celui-ci puisse fonctionner correctement en champs faibles (lointains) et forts (très proches), l'index de modulation de retour dépendra lui aussi de la distance, et donc que pour garantir une valeur minimum de ΔRCS cela n'est pas si trivial que cela paraît ! Bref, tout un métier !

Ceci étant, toutes ces techniques d'amplification, de sélection et de traitement du signal sont bien connues des développeurs de bases stations UHF et SHF et, au cas où cela ne soit pas votre spécialité première, nous vous renvoyons vers de nombreux ouvrages spécialisés concernant ces sujets généraux des signaux HF... ou à défaut vers l'e-mail de l'auteur !

■ Équation « Radar »

Passons maintenant au point numéro deux, c'est-à-dire l'équation radar (revoir le chapitre précédent).

□ **Puissance re-rayonnée par le tag et puissance reçue par la base station**
En se rappelant que d'une façon générale :

$$\Delta\sigma_{e\ s} = \Delta\Gamma\left[\Delta\Gamma + 2(\Gamma_1 - 1)\right]\sigma_{\text{e s structural}} = f(\Delta\Gamma \text{ et } \Gamma_1)$$

dont la valeur dépend à la fois de la variation de $\Delta\Gamma$ et du point initial de cette variation Γ_1, lorsque l'impédance de charge du circuit d'antenne du tag est modulée, la différence de puissance re-rayonnée par le tag ΔP_{back} entre les phases de « non modulation » et de « modulation » sera égale à :

$$\Delta P_{\text{back}} = P_{\text{back mod}} - P_{\text{back non mod}}$$

$$\Delta P_{\text{back}} = \left[\Delta\Gamma\left[\Delta\Gamma + 2(\Gamma 1 - 1)\right]\right] P_{\text{s structural}}$$

et la différence de puissance reçue au niveau par la base station (compte tenu du gain de son antenne) :

$$\Delta P_{\text{back reçue}} = \left[\Delta\Gamma\left[\Delta\Gamma + 2(\Gamma 1 - 1)\right]\right] P_{\text{s structural}} \cdot \text{atténuation} \cdot G'_{bs}$$

$$\Delta P_{\text{back reçue}} = \Delta\Gamma\left[\Delta\Gamma + 2\,(\Gamma_1 - 1)\right] P_{\text{bs eirp}} \frac{\lambda^2}{(4\pi r)^2} G^2_{\text{ant t}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G'_{\text{bs}}$$

Sachant que, $P_{\text{bs EIRP}} = P_{\text{bs cond}} G'_{bs}$:

$$\Delta P_{\text{back reçue}} = P_{\text{bs cond}}\, G^2_{\text{bs}}\, G^2_{\text{ant t}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^4 \Delta\Gamma\left[\Delta\Gamma + 2\,(\Gamma_1 - 1)\right]$$

Cette équation générale permet de concevoir les étages de réception de la base station afin qu'ils soient aptes ou non à recevoir et détecter la petite fraction de puissance ΔP_{back} qui est re-rayonnée par le tag *via* la variation de surface ΔRCS (voir exemple au chapitre précédent).

9.3 Annexe : résumé des principales formules des chapitres 7, 8 et 9

■ Gain d'antenne

Pour un doublet/isotrope : gain = 1,5, soit en dB = 10 log(1,5) = 1,76 dB.
Pour un dipôle $\lambda/2$/isotrope : gain = 1,64, soit en dB = 10 log(1,64) = 2,14 dB.

■ Puissance

$$P_{\text{EIRP bs}} = P_{\text{cond bs}} G_{\text{ant bs}}$$

$$P_{\text{EIRP}} = 1{,}64 P_{\text{ERP}}$$

■ Densité surfacique de puissance produite par la base station

$$s = |S| = \frac{P_{\text{out}}\, G_{\text{ant bs}}}{4\pi r^2} = \frac{\text{d}\,P}{\text{d}\,\sigma} \text{ en W} \cdot \text{m}^{-2}$$

$$s = \frac{P_{\text{bs}}\, G_{\text{ant bs}}}{4\pi r^2} = \frac{P_{\text{EIRP}}}{4\pi r^2} \text{ en W} \cdot \text{m}^{-2}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Surface effective du tag

$$\sigma_{e\,t} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{ant t}} \text{ en m}^2$$

Puissance reçue par le tag

$$P_t = \sigma_{e\,t}\, s \text{ en W}$$

Équation de Friis

$$P_t = P_{\text{bs}}\, G_{\text{bs}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G_{\text{ant t}} \text{ en W}$$

$$P_t = P_{\text{eirp bs}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G_{\text{ant t}} \text{ en W}$$

Coefficient d'atténuation (dans l'air)

$$\frac{1}{\left(\frac{v}{4\pi r}\right)^2} = \text{att} = \text{coefficient atténuation}$$

$$\text{att. (en dB)} = -147{,}56 + 20 \log f + 20 \log r \text{ avec } f \text{ en Hz et } d \text{ en m}$$

Puissance réfléchie par le tag

$$P_s = \sigma_{e\,s} s$$

Surface effective *Radar Cross Section*

$$\sigma'_{e\,s} = \frac{\lambda^2 G^2_{\text{ant t}}}{4\pi} \text{ en m}^2 \text{ tag à l'accord}$$

$$\sigma'_{e\,s} = \frac{\sigma_{e\,t}}{2} G_{\text{ant t}} \text{ en m}^2 \text{ tag à l'accord}$$

Puissance réfléchie/dispersée/re-rayonnée par le transpondeur

$$P_s = \frac{P_{\text{bs}}\, G_{\text{bs}}}{2} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G^2_{\text{ant t}} \text{ en W}$$

Densité surfacique de puissance re-rayonnée par le tag

$$s_{\text{back}} = \frac{P_{\text{bs}}\, G_{\text{bs}}}{2} \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3\, r^4} G^2_{\text{ant t}} \text{ en W}$$

Puissance de retour reçue par la base station (trois écritures de la même équation)

$$P_{\text{back}} = P_{\text{eirp bs}}\, G_{\text{bs}}\, G^2_{\text{ant t}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^4$$

$$P_{\text{back}} = P_{\text{eirp bs}}\, G_{\text{bs}}\, \sigma_{es} \frac{\lambda^2}{64\pi^3 r^4}$$

$$P_{\text{back}} = P_{\text{eirp bs}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G_{\text{ant t}}\, G_{\text{ant t}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G_{\text{bs}}$$

Facteur de mérite du tag

$$\frac{\Delta\sigma_{\text{es}}}{\sigma_{\text{es}}} = \Delta\Gamma\left[\Delta\Gamma + 2\left(\Gamma_1 - 1\right)\right] \qquad \text{avec } \Delta\Gamma = (\Gamma_2 - \Gamma_1)$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

10 • EXEMPLES CONCRETS RFID RÉCAPITULATIFS DES CHAPITRES PRÉCÉDENTS

Au cours de ce chapitre qui clôt la deuxième partie de cet ouvrage nous allons examiner concrètement deux exemples typiques d'estimation de bilans de liaisons très fréquemment rencontrés dans les applications RFID fonctionnant en UHF et SHF.

10.1 Cas n° 1 : application à « tag passif - télé-alimenté »

Ces cas sont caractéristiques des applications RFID se rapportant à la lecture d'étiquettes apposées sur des paquets et à l'identification et au suivi de boîtes, cartons d'emballage ou encore de palettes.
1a) Dans un premier exemple, à 868 MHz, nous calculerons le bilan de liaison global de communication d'un système équipé d'un « tag passif » (en fait, indépendamment de son dispositif d'alimentation) fonctionnant, en « champ libre », à une distance de 4 m.
1b) Dans un deuxième exemple, toujours dans le cas d'utilisation de « tag passif - télé-alimenté », nous calculerons la puissance EIRP nécessaire que la base station doit être en mesure de rayonner afin d'assurer une certaine distance de communication. Pour varier les plaisirs, le support de cet exemple est à la fréquence 2,45 GHz et en envisageant une distance de fonctionnement de 1 m.
Bien entendu, libre à vous de changer par la suite les valeurs indiquées dans les tableaux finaux !

10.2 Cas n° 2 : application à « tag passif - *battery assisted* »

Les cas présentés dans les paragraphes qui suivent sont caractéristiques des applications RFID dites de « très longues » distances... d'où la présence de systèmes *battery assisted* mais fonctionnant toujours avec une communication descendante passive, donc utilisant des « tags passifs - *battery assisted* ». Ce peut être le cas d'identification RF effectuée par lecture de tags disposés sur des containers maritimes métalliques de 19′ de long, entreposés sur des quais de déchargement, ou encore de badges d'accès (embarqués dans des véhicules) à des garages, etc.
Nous calculerons ici la puissance d'émission de la base station pour avoir une distance de fonctionnement de l'ordre de 15 m. Idem, libre à vous de changer par la suite les valeurs indiquées dans le tableau final.

10.3 Exemples 1a et b : application à « tag passif - télé-alimenté »

Cet exemple concret est dédié aux rêveurs, aux utopistes, aux naïfs, aux personnes non averties, etc. bref ceux qui sont souvent charmés par des chiffres techniques et économiques alléchants,

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

voire mirifiques, que fournissent hélas trop souvent la presse et certaines sociétés pour créer des scoops et des effets d'annonces, de type « Demain on rase gratis ». Malgré cela, tous les vrais professionnels de cette branche vous diront que la réalité physique reste la réalité physique et que technologies et régulations à respecter sont ce quelles sont !

10.3.1 Exemple 1a

Pour imager cette « dure réalité », nous présentons ci-dessous un exemple typique, professionnel et réaliste, de calculs préliminaires théoriques[1] qu'il est bon d'effectuer afin d'estimer tous les principaux paramètres pour espérer faire fonctionner une application RFID en UHF à une distance de 4 m, par exemple le suivi d'étiquettes posées sur des palettes ou des cartons d'emballage utilisés classiquement pour des problèmes de traçabilité dans le *Supply Chain Management*. Cet exemple est générique, et il ne tient qu'à vous de créer un beau tableau Excel sur votre PC chéri et de modifier les valeurs des fréquences UHF ou SHF, distances, etc.

Cet exemple conçu en accord avec l'une valeurs des régulations européennes ERC 70 03, annexe 11, (applicables globalement en France et en Europe) se rapportant aux SRD (*Short Range Devices*) tient également compte des conformités à la norme ETSI 300 220-1. Ici aussi, libre à vous d'inclure les valeurs de l'ETSI 302-208 spécifiques à la RFID pour l'Europe (sous conditions d'usages locaux et de LBT) ou de la FCC 47 partie 15 pour les États-Unis/Canada (voir le chapitre 16 dédié aux régulations locales).

Il fournit des indications précieuses concernant d'une part la puissance consommée maximale que le tag ne doit pas dépasser afin que l'application en mode « télé-alimenté » puisse être envisagée et d'autre part les contraintes se rapportant aux paramètres des communications montantes et descendantes (« bilan de liaison » aller + retour) du tag fonctionnant « passivement » en *back scattering*. Nous compléterons cet exemple lors de l'étude des problèmes spécifiques liés à la télé-alimentation du tag dans l'exemple 1b.

■ Hypothèses prises en considérations pour l'exemple 1a

Fréquence de fonctionnement	f	868 MHz	-
Longueur d'onde	λ	34,6 cm	-
Distance proposée de fonctionnement	r	4 m	-
Puissance conduite max. fournie par l'amplificateur	$P_{cond\ max}$	205 mW	23,14 dBm
Gain de l'antenne de la base station	G_{bs}	4	6 dB
$P_{ERP\ max}$. autorisée en France (ERC 70 03 + contrainte ARCEP)	P_{ERP}	500 mW	27 dBm
Gain de l'antenne du tag – dipôle λ/2	$G_{ant\ t}$	1,64	2,15 dB
Résistance de rayonnement	$R_{ant\ t}$	73 Ω	

■ Résultats

Les résultats sont indiqués à la *figure 10.1*.

[1] – Pour information, sachez qu'en UHF et SHF, hors prise en compte de l'environnement applicatif, les résultats expérimentaux ne sont pas très différents des valeurs théoriques des signaux et que ces calculs préliminaires donnent généralement une bonne idée de ce que sera la réalité... en champ libre, le fameux *free space* !
– Pour la réalité quotidienne incluant plages nominales de fréquences de fonctionnement, tolérances, réflexions, réflexions multiples, absorptions dues à l'environnement, etc. nous vous renvoyons au contenu du chapitre 7, c'est-à-dire, en gros, à diviser la distance de fonctionnement par 2 !

	Résumé des liaisons montante et descendante et fonctionnement en back scattering, free space hors réflexions & absorptions & hors tolérances !		Symbole du paramètre	Equation	Unités	Valeurs absolues	Valeurs relatives	Unités
	Exemple basé sur le circuit U_code HSL de Philips SC							
	Données du système							
	Fréquence de fonctionnement		f		MHz	868,00	-	-
	Longueur d'onde de l'onde émise				cm	34,56	-	-
	Distance de fonctionnement proposée		r		m	4,00	-	-
Liaison montante		**base station ==> tag**						
Base station émission								
	P_ERP_max. autorisée en Europe	ERC 70 03 - SRD non specific	**P_ERP**		mW	2000,00	33,01	dBm
	P_EIRP	max. équivalente à P_ERP	**P_EIRP**	1,64 x P_ERP	mW	3280,00	35,16	dBm
	Gain de l'antenne de la base station	antenne légérement directive	**G_bs**			4,00	6,02	dB
	Puissance conduite maximale de l'ampli		**P_cond**	P_EIRP / G_bs	mW	820,00	29,14	dBm
	Puissance EIRP rayonnée par la base station		**P_bs_EIRP**					
	Taux d'onde stationnaire de la base station		**VWSR**					
Médium								
	Médium					**air**		
	Atténuation de l'air à @f et @r		**Att**			**21145,45**	**43,25**	**dB**
Tag								
	Circuit intégré					U_code HSL		
	Paramètres du circuit d'entrée	résistance	R_1		ohm	35,00		
		réactance	X_1		ohm	-720,00		
	Coefficient de qualité du circuit intégré seul		Q_ic			20,57		
	Consommation minimale du circuit intégré		P_t_min		µW	35,00		
	Coefficient de qualité en charge du tag (tag adapté pour la meilleure adaptation)		Q_tag			11,00		
	Densité surfacique de puissance près du tag		s		mW/m²	16,31		
	Antenne du tag							
	Gain	dipôle λ/2	G_t			1,64	2,15	dB
	Résistance de rayonnement		R_ant_t		ohm	73,00		
	Longueur effective							
	Surface équivalente du tag		se_t		cm²	156,00		
	Puissance reçue par le tag	(équation de Friis)	P_t		µW	63,70	-11,96	dBm
	Tension aux bornes de l'antenne non chargée (à vide)		V_eff		V			
	Tension aux bornes du circuit intégré (pendant l'adaptation)		V_reçue		V			
	Tension directe des diodes de redressement		V_direct		V			
	Champ électrique minimum nécessaire		E_min		V/m			
	Distance max de fonctionnement possible							
	Polarisation	angle max			°	60,00		
	Polarisation				%	50,00		
	Désadaptation		q		%	non		
	Pertes				%			

Figure 10.1 – Résumé des liaisons montante et descendante et fonctionnement en back scattering.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Laison descendante		tag ==> base station						
Tag	Phase de non-modulation							
	Surface radar RCS équivalente du tag (surface structurale)		se_structural		cm²	128,00		
	Impédance de la charge Z_l = Z_ic							
	résistance		R_l		ohm	35,00		
	réactance		X_l		ohm	-720,00		
	Coefficient de qualité de la charge IC		Q			20,57		
	Tension présente à l'entrée du circuit intégré		Q x V_eff		V			
	γ							
	Puissance re-rayonnée par le tag	pendant la porteuse pure (tuned)	P_structural		µW	50,00	16,99	dBm
	Phase de modulation							
	Impédance de la charge pendant la modulation		R_l mod		ohm	0, court circuit		
	Rapport de désadaptation des résistances R_l/R_ant		a					
	Surface radar RCS pendant la modulation		s_s_mod		cm²	512,00		
	γ				W		########	dBm
	Facteur de mérite de la modulation	delta RCS	delta s		cm²	384,00		
	Puissance re-rayonnée par le tag	pendant la modulation du tag	P_s		mW			
	ΔP_s				W		########	dBm
	Densité surfacique de puissance re-rayonnée		s_back		W/m²			
Médium								
	Atténuation de l'air @ et f@r		Att			21145,45	43,25	dB
Base station réception								
	Densité surfacique de puissance reçue par la base station		se_bs		W/m²			
	Gain d'antenne de la base station		G_bs'			4,00	6,02	dB
	Surface effective de l'antenne de réception de la base station				cm²			
	Puissance reçue à la base station		P_back_bs		mW	0,00	-50,00	dBm
		non modulée			nW	10,00	-50,05	dBm
		modulée				40,00		
Global								
	Bilan de la liaison global		P_back/P_EIRP			83000000,00	79,19	dB

Figure 10.1 – Résumé des liaisons montante et descendante et fonctionnement en back scattering. (suite)

Conclusions de l'exemple 1a

Cet exemple indique et souligne que pour satisfaire correctement l'application envisagée, 4 m en champ libre :

– le tag ne doit pas consommer plus de 63 μW (pour information, en UHF, la quasi-majorité des consommations de tags du commerce se situe entre 10 et 50 μW) ;
– le niveau de retour du signal est de −50 dBm, ce qui est très confortable et ne pose pas de problème majeur au niveau de la conception de l'électronique de la base station (voir chapitre 19 entièrement dédié à ce sujet).

10.3.2 Exemple 1b

Indépendamment de savoir si le signal de retour sera ou pourra être détecté ou non par l'électronique de la base station, calculons la puissance EIRP que doit développer la base station pour réussir à télé-alimenter correctement le tag.
Bien évidemment ce problème ne peut s'envisager – et donc être résolu – qu'en ayant préalablement connaissance de la tension d'alimentation nécessaire au bon fonctionnement du circuit intègre qui sera implémenté sur le tag ainsi que la valeur de sa consommation (puissance et/ou courant).

Conversion du champ RF en tension d'alimentation continue

La *figure 10.2* indique l'une des façons habituelles dont est réalisé un montage apte à récupérer une tension continue à partir de la réception d'un champ électromagnétique radiofréquence. Ce montage – constitué d'une capacité et de deux diodes assurant le redressement de la tension alternative V_{ac} à l'aide d'un montage « doubleur » de tension – est utilisé ici de façon à récupérer une tension continue, filtrée V_{dc} suffisante pour alimenter la charge continue que représente(nt) le(s) circuit(s) intégré(s) du tag. Bien évidemment, si ce n'est pas le cas, nous vous demandons d'adapter la suite des paragraphes à votre cas spécifique, ce qui ne devrait pas vous poser de grands problèmes.

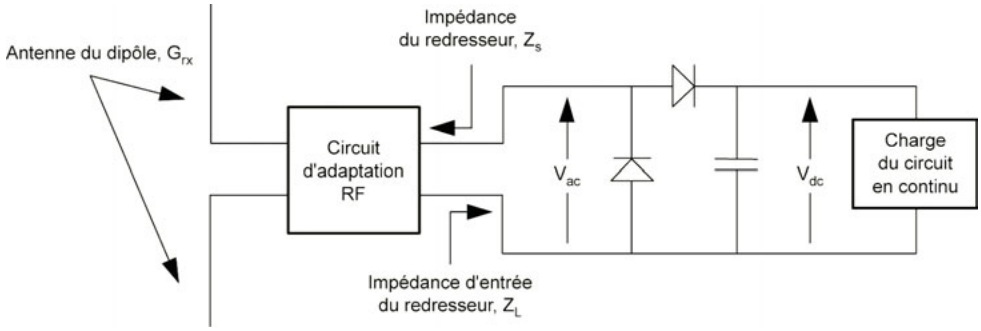


Figure 10.2 – Schéma électrique équivalent du tag.

Le dipôle de l'antenne, de gain $G_{ant\,t}$, récolte la puissance RF reçue et la délivre au travers d'un circuit d'adaptation d'impédance (supposé sans perte active, donc purement réactif) de façon à maximaliser l'apport de puissance RF au circuit de redressement en optimisant la valeur alternative V_{ac}, présente aux bornes du circuit de redressement.
Comme nous l'avons indiqué maintes fois, ce maximum de puissance se produit lorsque la valeur de l'impédance de source Z_s du circuit d'adaptation a pour valeur la valeur conjuguée complexe de l'impédance complexe d'entrée du circuit de redressement Z_l soit $Z_s = Z_l^*$, c'est-à-dire au moment où l'impédance globale est purement réelle et que l'on récupère le maximum de puissance wattée dans la charge utile.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Remarques importantes

Les calculs ci-dessous sont indépendants de la valeur de l'impédance complexe de l'antenne du tag puisque l'on suppose par hypothèse que le circuit d'adaptation d'impédance (*matching circuit*) adapte parfaitement l'impédance de l'antenne à l'impédance que représente le circuit de redressement doubleur de tension.

On suppose également que le (circuit intégré du) tag cesse de fonctionner lorsque la tension continue qui lui est appliquée descend au-dessous d'une tension de seuil V_{th}, soit $V_{\text{dc}} < V_{\text{th}}$, ce qui correspond par ailleurs à une puissance reçue minimum $P_{\text{th alim}}$.

Calcul de la puissance rayonnée EIRP minimale nécessaire de la base station

Afin d'effectuer ces calculs, posons tout d'abord :

- λ longueur d'onde,
- r distance entre la base station et le tag,
- $P_{\text{cond bs}}$ puissance de l'émetteur de la base station,
- $G_{\text{ant bs}}$ gain de l'antenne de la base station,
- P_t puissance RF reçue par l'antenne du tag (récepteur),
- $G_{\text{ant t}}$ gain de l'antenne du tag,
- Z_s impédance complexe du circuit de redressement,
- Z_l impédance d'entrée complexe du circuit doubleur de tension,
- R_l partie réelle de l'impédance d'entrée du circuit doubleur de tension,
- $V_{\text{ac eff}}$ tension alternative efficace appliquée au circuit de redressement,
- $V_{\text{ac crête}}$ tension alternative crête appliquée au circuit de redressement,
- V_{dc} tension continue obtenue après redressement,
- V_{on} tension directe de la diode de redressement,
- V_{th} tension continue de seuil de fonctionnement du tag.

En supposant que l'antenne du tag soit parfaitement alignée avec l'antenne de la base station, la puissance reçue par le tag, P_t, est égale à (voir équation de Friis au chapitre 6) :

$$P_t = G_t\, G_{\text{bs}}\, P_{\text{bs}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \tag{10.1}$$

Comme nous l'avons indiqué un peu plus haut, la tension maximale se développant aux bornes de la charge Z_l (que constitue l'impédance d'entrée du circuit doubleur de tension) se produit lorsque le circuit d'adaptation (purement réactif, donc non dissipatif) fournit une source dont la valeur de l'impédance est le « conjugué » du circuit de charge et que la puissance reçue disponible, P_t, est dissipée dans la partie réelle de la charge du doubleur de tension. Dans ce cas optimal, le courant dans la charge est :

$$I_l = \sqrt{\frac{P_t}{R_l}}$$

$$P_t = R_l I_l^2$$

L'amplitude de la tension efficace présente aux bornes de la charge, V_{ACAMP}, est égale au produit du courant par la valeur de l'impédance que représente le circuit doubleur :

$$V_{ACRMS} = |Z_l| \sqrt{\frac{P_t}{R_l}}$$

L'amplitude crête $V_{\text{ac crête}}$ de la tension alternative est reliée à la valeur efficace par la relation bien connue :

$$V_{ACAMP} = \sqrt{2}\, V_{ACRMS} = |Z_l| \sqrt{\frac{2P_t}{R_l}} \tag{10.2}$$

et, compte tenu des chutes de tensions directes des diodes, la tension redressée, continue, en sortie du doubleur sera :

$$V_{dc} = 2\,(V_{ACAMP} - V_{\text{on}})$$

Cette équation montre que la tension continue dépend de l'amplitude du signal radiofréquence (donc de la distance de fonctionnement au travers de la valeur de P_{rx}, voir équation 10.1) et des chutes de tensions directes des diodes de redressement.

Pour que le tag puisse fonctionner correctement, il faut que cette tension continue soit égale ou supérieure au seuil de tension V_{th} à partir duquel le tag commence à être correctement alimenté et donc apte à fonctionner :

$$V_{th} = 2\,(V_{ACAMP} - V_{\text{on}}) \Rightarrow V_{ACAMP} = \frac{V_{\text{th}}}{2} + V_{\text{on}}$$

En reportant les valeurs trouvées précédemment (équations 10.1 et 10.2) dans cette dernière équation, nous obtenons :

$$\sqrt{2}\ |Z_l|\ \sqrt{\frac{G_t\,G_{\text{bs}}\ P_{\text{bs}}}{R_l}}\ \frac{\lambda}{4\pi r} = \frac{V_{\text{th}}}{2} + V_{\text{on}}$$

d'où la puissance conduite minimale $P_{\text{cond bs}}$ que doit être capable de fournir la base station :

$$P_{\text{cond bs}} = \frac{R_l}{2G_t G_{\text{bs}}}\left(\frac{V_{\text{th}}}{2} + V_{\text{on}}\right)^2 \left(\frac{4\pi r}{\lambda\,|Z_l|}\right)^2$$

ou, encore :

$$P_{\text{eirp bs}} = P_{\text{cond bs}}\,G_{\text{bs}} = \frac{R_l}{2G_t}\left(\frac{V_{\text{th}}}{2} + V_{\text{on}}\right)^2 \left(\frac{4\pi r}{\lambda\,|Z_l|}\right)^2 \qquad (10.3)$$

Hypothèses prises en considérations pour l'exemple 1b

Estimons la valeur minimale de la puissance EIRP que doit fournir une base station fonctionnant à 2,45 GHz pour télé-alimenter un tag devant fonctionner à 1 m de distance, avec :

- $r = 1$ m
- $f = 2{,}45$ MHz
- $\lambda = 12{,}4$ cm @ 2,45 GHz
- $G_{\text{ant bs}} = 4$ (antenne directive) ou encore = 6 dB
- $G_{\text{ant t}} = 1{,}64$ (antenne de type dipôle) = 2,14 dB
- $Z_s = (20 + \text{j}180)\ \Omega$ (à 2,45 GHz cela fait une inductance $L = 11{,}7$ nH)
- $Z_l = (20 - \text{j}180)\ \Omega$ (à 2,45 GHz cela fait une capacité $C = x$ fF)
- $R_l = 20\ \Omega$
- $V_{\text{on}} = 0{,}49$ V
- $V_{\text{th}} = 2{,}2$ V continu

Résultats

Nous obtenons une puissance minimum de la base station $P_{\text{EIRP bs}}$ nécessaire de :

$$P_{\text{eirp bs}} = \frac{20}{2 \times 1{,}64}\,(1{,}1 + 0{,}49)^2\,\frac{(4 \times 3{,}14 \times 1)^2}{\left(0{,}124 \times \left(20^2 + 180^2\right)^{\frac{1}{2}}\right)^2}$$

$$= 4{,}85 \text{ W EIRP} = 36{,}85 \text{ dBm}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Remarque

Nous montrerons au chapitre consacré aux normes et régulations que l'exemple tel que nous l'avons défini ci-dessus ne peut être viable (à ce jour, sans licence) du simple fait que la valeur maximale de puissance EIRP autorisée aux États-Unis (*indoor/outdoor* rapport cyclique 100 %) est de 4 W maximum (avec une puissance conduite maximale de 1 W) et encore moins en Europe ($P_{\text{EIRP}} = 500$ mW indoor rapport cyclique 15 %). De plus, ceci n'indique en rien que le signal de retour (*back scattering*) sera ou non détectable, démodulable par la base station. La seule indication que l'on peut en tirer est que le tag sera au moins télé-alimenté. Pour information, sachant que :

$$P_t = G_t\, G_{\text{bs}}\, P_{\text{bs}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2$$

la valeur de la puissance P_t reçue par le tag serait de :

$$P_t = 1{,}64 \times (4 \times 1{,}218) \left(\frac{0{,}124}{4 \times 3{,}14 \times 1}\right)^2$$

soit :

$$P_t = 778\ \mu\text{W}$$

Pour information, cette puissance représente une consommation d'environ 350 µA sous 2,2 V d'alimentation. À ce jour, en 2007, à 2,45 GHz, les tags présents sur le marché consomment environ de 80 à 150 µW.

□ Autres vues

Afin de vous indiquer une autre démarche possible examinons le même problème sous l'aspect « dBm ».

a) Exprimons la valeur de la puissance reçue au niveau du tag en dBm :

$$P_t = 10 \times (\log 0{,}778) \text{ en dBm}$$

$$P_t = 10 \times \log(7{,}78 \times 10^{-1}) = -10 + 10 \times (0{,}89)$$

$$P_t = -1{,}1 \text{ dBm}$$

ou encore, en travaillant directement en dBm :

$$P_t = G_t\, G_{\text{bs}}\, P_{\text{bs}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2$$

soit, dans l'ordre d'entrée en scène des facteurs :

$$P_t = (2{,}14) + (6 + 30{,}85) + 10\log(9{,}710^{-5})$$

$$P_t = 2{,}14 + (6 + 30{,}85) + (-50 + 9{,}87)$$

$$P_t = -1{,}14 \text{ dBm... aux arrondis près}$$

b) Nous avons montré au chapitre 6 qu'à 1 m et à 2,45 GHz, l'atténuation du signal émis par la base station était de :

$$\text{att à 1 m @ 2,45 GHz} = 40{,}3 + 20\log 1 = 40{,}3 + 20 \times 0 = 40{,}3 \text{ dB}$$

Sachant que :

$$P_{\text{bs EIRP}} = P_{\text{cond bs}} G_{\text{ant bs}} = 36{,}85 \text{ dBm}$$

à 1 m, au niveau de l'antenne du tag, le niveau de puissance totale disponible ($P_t - G_{\text{ant t}}$) sera de :

$$P_{\text{bs EIRP}} - \text{atténuation @ 1 m} = 36{,}85 - 40{,}3 = -3{,}45 \text{ dBm}$$

Par ailleurs, l'équation (toujours la même !) :

$$P_t = G_t\, G_{\text{bs}}\, P_{\text{bs}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2$$

indique que la puissance que nous venons de chiffrer, exprimée en dBm, est égale à la différence ($P_t - G_{\text{ant t}}$), d'où, exprimé en dBm :

$$P_t - G_{\text{ant t}} = P_{\text{bs EIRP}} - \text{atténuation @ 1 m}$$

$$-1{,}28 - 2{,}14 = 36{,}85 - 40{,}3$$

$$-3{,}42 = -3{,}45 \text{ dBm... aux arrondis près !}$$

À vous de choisir votre méthode de calculs !

10.4 Exemple 2 : application à « tag passif - *battery assisted* »

Passons maintenant à la deuxième série d'exemples. Mettons-nous dans le cas où le tag est localement alimenté par des piles ou des accumulateurs. C'est notamment le cas des applications dans lesquelles on cherche une « très » grande distance de communication (la dizaine à la centaine de mètres) telles que les applications de télé-péages, d'identification d'objets très volumineux (containers maritimes, etc.).

La *figure 10.3* indique le schéma bloc fonctionnel classique d'un système RFID à tag passif-*battery assisted* conventionnellement utilisé en UHF et SHF.

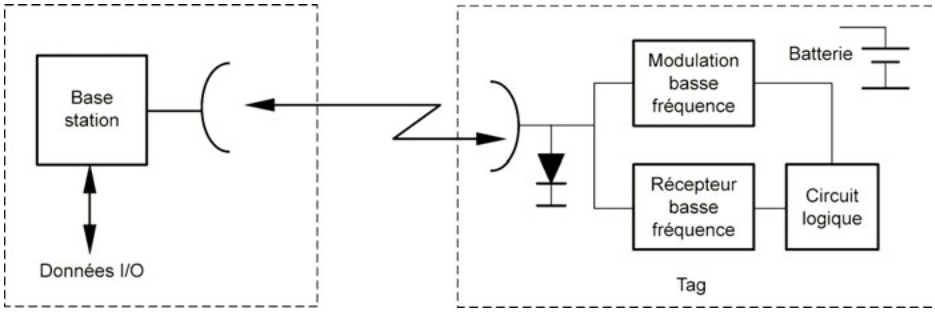


Figure 10.3 – Schéma bloc fonctionnel d'un système RFID à tag passif ET *battery assisted* conventionnellement utilisé en UHF et SHF.

De façon à réaliser des tags simples et de faibles coûts (utilisant seulement deux composants, l'antenne et la diode incluse dans le circuit intégré), la communication entre tag et base station n'utilise pas d'émetteur/récepteur et reste donc en mode de communication « passive » (*back scattering*).

La diode assure les fonctions de :

– détection/démodulation du signal provenant de la base station ;
– élément servant au re-rayonnement du signal incident vers la base station (*backscatter tag*).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

10.4.1 Budget de liaison pour un système à tag passif - *battery assisted*

Dans le cas de l'utilisation d'un tag passif - *battery assisted*, l'analyse du budget de la liaison se simplifie car nous n'avons plus à nous préoccuper de la télé-alimentation du tag mais uniquement du fait :

– d'une part, que le tag doit être capable de comprendre les informations provenant de la base station. Pour cela, la puissance du signal reçu au niveau du tag doit être telle qu'elle dépasse le niveau du seuil de puissance de fonctionnement du tag – $P_{\text{t min}}$. Ce seuil correspond d'une part au plus petit niveau détectable par le tag et d'autre part bien évidemment à une certaine valeur minimum de puissance $P_{\text{bs th}}$ que la base station devra émettre pour qu'à la distance souhaitée, r, pour le fonctionnement, la puissance reçue $P_{\text{th}}(r)$ soit au moins égale à $P_{\text{t min}}$;

> **Attention ! Remarques importantes**
> À noter que cette puissance $P_{\text{t min}}$ est bien plus faible que celle que consomme la totalité du tag pour assurer la globalité de sa fonctionnalité, car la puissance $P_{\text{t min}}$ ne comprend que la puissance nécessaire au bon fonctionnement du réveil de l'étage d'entrée signalant ainsi au tag la présence d'un signal incident provenant de la base station (ordre de grandeur quelques nW). Souvent, la détection de ce signal incident sert également d'information de réveil et de mise en marche de toutes les autres fonctions du tag dont les consommations sont issues directement de la batterie qui se trouve à bord de celui-ci.
> Attention donc aux erreurs d'interprétation et/ou de compréhension entre $P_{\text{t min}}$ des prochains paragraphes et la valeur P_t des exemples précédents qui, elle, indiquait la puissance globale à fournir au tag (ordre de grandeur 30 à 80 µW)... vu que celui-ci ne disposait pas de batterie à son bord.
> Attention également à ne pas vous laisser abuser par de charmantes sirènes commerciales faisant exprès de créer la confusion entre ces deux valeurs de puissance pour ne faire miroiter que la meilleure des deux (la plus faible bien sûr) ! C'est beau les rêves parfois... mais alors les réveils sont souvent très difficiles !

– d'autre part, il faut que la sensibilité du démodulateur de la base station soit suffisante pour pouvoir traiter le signal re-rayonné/réfléchi provenant du tag.

Pour cela, il sera nécessaire de chiffrer en détail le total du traditionnel budget de la liaison correspondant au chemin existant entre la base station et le tag et au chemin de la portion d'onde re-rayonnée/réfléchie par le tag vers le récepteur de la base station... ceci en tenant compte bien sûr d'une une certaine marge de sécurité !

■ Puissance minimum rayonnée par la base station $P_{\text{bs th}}$ pour atteindre le seuil de fonctionnement du tag

Commençons par examiner le problème consistant à savoir quelle est la puissance EIRP minimale que doit délivrer la base station pour pouvoir réussir à dépasser le seuil de fonctionnement du tag, ceci à la distance r où l'on souhaite le faire fonctionner, c'est-à-dire qu'à cette distance le tag sera capable de comprendre (au moins détectera) les commandes provenant de la base station et pourra s'activer pour y répondre. Pour cela, avant de s'aventurer dans les calculs ci-dessous, il est nécessaire de connaître certaines caractéristiques électriques spécifiques au tag, notamment :

– $G_{\text{ant t}}$: le gain de l'antenne du tag,
– tag_{sens} : la plus petite puissance, en dBm, détectable par le détecteur (la diode) du tag,
– S/N_{tag} : le rapport signal à bruit (en dB) pour un taux d'erreur bit déterminé, par exemple un *Bit Error Rate*, BER = 10^{-6} (sous-étendu compte tenu d'un protocole donné, CRC connu, etc.).

Ces paramètres permettent de déterminer quelle est la valeur de puissance minimale $P_{\text{t min}}$ nécessaire au bon fonctionnement du tag, soit, en dBm :

$$P_{\text{tagmin}} = \text{tag}_{\text{sens}} + \frac{S}{N_{\text{tag}}}$$

Maintenant que celle-ci est connue, nous pouvons remonter au niveau du minimum de seuil de puissance rayonnée EIRP, $P_{\text{bs th}}$ (en dBm), que la base station doit délivrer pour réussir à faire fonctionner le tag à une distance r :

$$P_{\text{bs th}} = P_{\text{tag min}} + \text{Att}(r) - G_{\text{tag}}$$

avec Att(r) en dB le coefficient d'atténuation du milieu entre base station et tag en fonction de r : $\text{Att}(r) = 32{,}5 + 20\log f + 20\log r$ (avec f en GHz et r en m).
En reportant les valeurs des équations ci-dessus les unes dans les autres il vient, en dBm :

$$P_{\text{bs th}} = \text{tag}_{\text{sens}} + \frac{S}{N_{\text{tag}}} + (32{,}5 + 20\log f + 20\log r) - G_{\text{tag}} = f(r)$$

Bien évidemment ces calculs peuvent être menés dans l'autre sens.

Hypothèses prises en considérations pour l'exemple 2

Conformément aux paragraphes précédents et à l'aide des valeurs spécifiques propres à un tag particulier, calculons maintenant par exemple, pour une fréquence donnée, la puissance $P_{\text{bs th}}$ correspondant au seuil de fonctionnement de ce tag en fonction de la distance désirée de fonctionnement r (en m).
Prenons pour hypothèses :

- fréquence de fonctionnement = 2,54 GHz,
- sensibilité intrinsèque du tag, $\text{tag}_{\text{sens}} = -50$ dBm (10 nW),
- tag minimum signal/noise ratio, $S/N = 17$ dB,
- gain de l'antenne du tag, $G_{\text{TAG}} = 2$ dB.

Résultats

Dans le cas d'une application fonctionnant à $f = 2{,}45$ GHz, la dernière équation devient (en dBm) :

$$P_{\text{bs th}} = \text{tag}_{\text{sens}} + \frac{S}{N_{\text{tag}}} + (40{,}2 + 20\log r) - G_{\text{tag}}$$

Dans ce cas spécifique, la courbe représentative de $P_{\text{bs th}} = f(r)$ est présentée en **trait plein** sur la *figure 10.4*.

Remarque

Dans l'exemple ci-dessus, si la sensibilité intrinsèque du tag est de $\text{tag}_{\text{sens}} = -50$ dBm, si $10\log P$ (en mW) = − 50 dBm, alors P = 10 nW.
Pour information, sur une impédance $Z = 50\ \Omega$, cette puissance correspond à une ddp de :

$$P = \frac{U^2}{R} \quad \text{d'où} \quad U = \sqrt{PR}$$

$$U = \sqrt{50 \times 10^{-8}} = 710\ \mu\text{V}$$

et la puissance

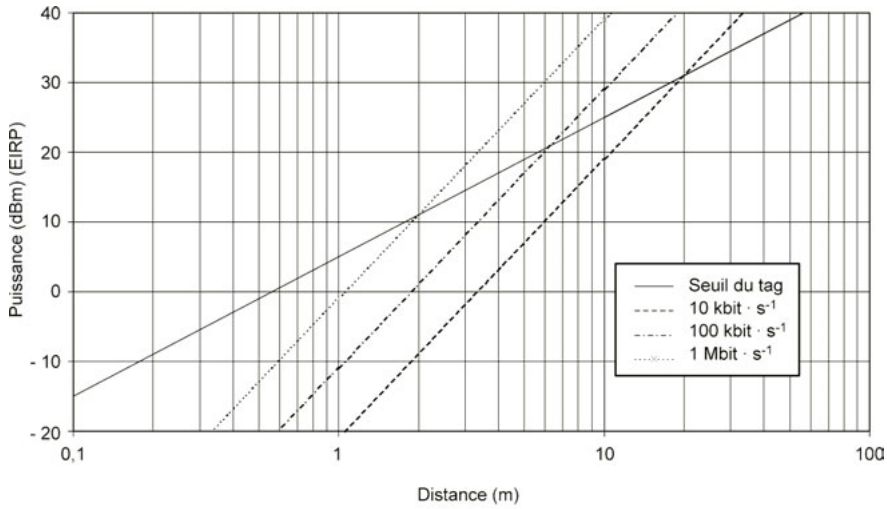
$$P_{\text{tag min}} = \text{tag}_{\text{sens}} + \frac{S}{N_{\text{tag}}}\ \text{dBm}$$

$$P_{\text{tag min}} = -50\ \text{dBm} + 17\ \text{dB} = -33\ \text{dBm} = 10\log(0{,}5 \times 10^{-3})\ \text{dBm}$$

soit, traduit en watts,

$$P_{\text{tag min}} = 500\ \text{nW}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit



La courbe en trait plein indique la puissance de seuil de fontionnement du tag.
Les courbes en pointillés indiquent le budget de liaison de la seconde partie.

Figure 10.4 – Courbes représentatives des variations de $P_{\text{bs th}} = f(r)$.

■ Bilan global de la liaison aller/retour

Étant maintenant dans le cas où le tag possède la faculté de pouvoir comprendre les messages incidents de la liaison montante, examinons à présent le bilan global de la liaison aller/retour de l'onde réfléchie.

□ Puissance rayonnée minimum $P_{RAD}(r)$

Afin de déterminer la valeur de la puissance rayonnée minimum $P_{bs\text{EIRP min}}(r)$ (en dBm) que doit délivrer la base station en fonction de la distance de fonctionnement souhaitée r, posons tout d'abord :

- $P_{rx\ \min}$ puissance minimale du signal à fournir au récepteur incluant une marge pour obtenir un BER égal à 10^{-6},
- Att(r) coefficient d'atténuation du chemin existant (r) entre la base station et le tag,
- G_{tag} gain de l'antenne du tag,
- CL_{tag} perte de conversion du tag (*conversion loose*) (voir note ci-dessous),
- G_{rx} gain de l'antenne (de réception) de la base station.

Note

Le paramètre CL_{tag} représente la « perte de conversion » du tag, c'est-à-dire le rapport (exprimé en dB) existant entre la puissance incidente provenant de la base station et la puissance réfléchie/re-rayonnée par *back scattering* par le tag (ordre de grandeur « – 7 dB », soit un rapport d'environ 4,5) (revoir au besoin la partie 4 du chapitre 5 donnant la relation entre la puissance incidente et la variation de puissance re-rayonnée liée à la valeur du gain de l'antenne du tag... c'est-à-dire la perte de conversion du tag).

La valeur, en dBm, de la puissance rayonnée minimale que la base station doit être apte à délivrer est déterminée par (pour les sceptiques, revoir le chapitre précédent pour la démonstration) :

$$P_{\text{bs eirp min}}(r) = P_{\text{rw}-\min} + 2Att(r) - 2G_{tag} + CL_{tag} - G_{rx}$$

$$P_{\text{bs eirp min}}(r) = f(r)$$

Comme l'indique le facteur multiplicatif « 2 » de l'atténuation, cette équation tient compte des pertes aller ET retour dues au principe de *back scattering* déjà maintes fois évoqué !

□ Valeur minimale de puissance du signal $P_{RC\text{-}MIN}$

Afin de terminer notre calcul, nous devons estimer la valeur minimale de puissance du signal $P_{rx\,\min}$ que l'on doit appliquer à l'entrée du récepteur de la base station pour que le système puisse fonctionner correctement. Son expression est :

$$P_{\text{rx min}} = (\text{k}T + BW_{dr}) + NF + \frac{S}{N} + LBM \text{ en dBm}$$

Dans cette équation, la somme $\text{k}T + \text{BW}_{\text{dr}}$ exprimée en dBm représente sous sa forme « déguisée » logarithmique le classique produit $\text{k}T\text{BW}_{\text{dr}}$ représentatif de la sempiternelle « puissance de bruit » (donc en W ou dBm) présente à l'entrée d'un amplificateur. Autrement écrit :

$$10\log(P \text{ bruit entrée}) \text{ en dBm} = 10\log(\text{k}T\text{BW}_{\text{dr}}) \text{ en dBm} = 10\log(\text{k}T) + 10\log B\text{W}_{\text{dr}}$$

avec :

- k constante de Boltzmann, $\text{k} = 1{,}38 \times 10^{-23}$ J.K^{-1}
- T température absolue en degré Kelvin à T (°C) = 17 °C
- T(K) = 273 + 17 = 290 K
- kT à 17 °C = $4{,}002 \times 10^{-21}$ J qui, exprimé en dB, donne $10\log(kT) = -210 + 10\log(4) = -204$ dB, et, exprimé en dBm de Joule, donne $-204 + 30 = -174$ dBm.
- BW_{dr} représente la valeur de la bande passante (*bandwidth*) du récepteur, en Hz. Sa valeur est déterminée par la relation :

$$\text{BW}_{\text{dr}} = C \cdot DR \text{ en Hz}$$

- dans laquelle C représente l'efficacité spectrale du codage bit utilisé, en Hz/(bit·s^{-1}). C'est le rapport de la bande passante occupée (en Hz) au débit numérique de la communication (en bit·s^{-1}).
- DR : débit binaire des données transmises, en bit·s^{-1}, soit :

$$\text{BW}_{DR} = 10\log(C \cdot DR) \text{ dBHz}$$

> **Remarque**
> L'unité physique du produit (kTBW) est le joule·Hz = joule par seconde = puissance en watts.
> L'unité du produit (kT) est donc le joule (J= W·Hz^{-1}) qui, exprimée en dB devient dB·Hz^{-1} ou encore, lorsque l'expression de la puissance est ramenée en mW, devient des dBm·Hz^{-1}...
> ... donc à 17 °C, pour 1 Hz → kT = – 174 dBm·Hz^{-1}

- NF : facteur de bruit de l'étage de réception, en dB
- S/N : rapport signal à bruit du récepteur en dB pour un taux d'erreur bit donné, dans l'exemple ci-dessus pour un BER = 10^{-6}
- LBM : marge de sécurité – *Link Budget Margin* (tolérances, etc.) du budget de liaison, en dB

En introduisant toutes ces dernières valeurs dans l'équation précédente, nous obtenons :

$$P_{\text{rx min}} = \left(\text{k}T + 10\log(C \cdot DR)\right) + NF + \frac{S}{N} + \text{LBM}$$

Nous pouvons (enfin) établir la relation liant le seuil de puissance $P_{\text{bs eirp min}}$ de la base station en fonction de la distance et des débits binaires utilisés en remplaçant $P_{\text{rx min}}$ par sa valeur dans :

$$P_{\text{bs eirp min}}(r) = P_{\text{rx min}} + 2Att(r) - 2G_{\text{tag}} + CL_{\text{tag}} - G_{\text{rx}}$$

soit, l'équation (à rallonges) suivante :

$$P_{\text{bs eirp min}}(r, DR) = \left(\text{k}T + 10\log(C \cdot DR)\right) + NF + \frac{S}{N} + \text{LBM} + 2Att(r) - 2G_{\text{tag}} + CL_{\text{tag}} - G_{\text{rx}}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

ou encore, en raccourci :

$$P_{\text{bs EIRP min}} = f(r, DR)$$

Hypothèses prises en considérations pour l'exemple 2 – suite

À une fréquence de fonctionnement de 2,45 GHz, et en prenant les valeurs (réalistes) suivantes pour les paramètres évoqués précédemment :

- kT (à 17 °C) = -174dBm·Hz^{-1}
- $G_{\text{ant t}}$ (gain de l'antenne du tag) = 2 dB
- CL_{tag} (pertes de conversion du tag) = 7 dB
- Att(r) (atténuation dans l'air @ 2,45 GHz) = 40,2 + 20 log r
- DR (débit numérique (*data rate*) non codé) = 10, 100, 1 000 kbit·s^{-1}
- C (efficacité du codage, codage Manchester) = 2
- NF (facteur de bruit du récepteur) = 10
- S/N (rapport signal à bruit du récepteur [BER = 10^{-6}]) = 17 dB
- $G_{\text{ant bs rx}}$ (gain de l'antenne du récepteur de la base station) = 6 dB
- LBM (marge du bilan de liaison) = 6 dB

Exemple : pour un débit de DR = 100 kbits·s^{-1} la dernière équation donne :

$$P_{\text{bs EIRP min}}\ \text{dBm} = [-174 + 10\log(2 \times 100 \times 10^3) + 10 + 17 + 6 + (2 \times (40{,}2 + 20\log r))] - (2 \times 2) + 7 - 6$$

$$P_{\text{bs EIRP min}}\ \text{dBm} = -174 + 3 + 50 + 10 + 17 + 6 + 80{,}4 + 40\log r - 4 + 7 - 6 = -10{,}6 + 40\log r$$

(Exemples : r @ 1 m, $P = -10{,}6$ dBm ; r @ 10 m, $P = +29{,}4$ dBm voir *figure 10.4* courbe en **trait d'axe**.)

Résultats – suite

Les courbes représentatives de l'équation $P_{\text{bs eirp min}} = f(r, \text{DR})$, paramétrée en fonction des débits numériques DR de 10, 100 kbit·s^{-1} et 1 Mbit·s^{-1}, sont indiquées en pointillés sur la *figure 10.4* pour des distances variant de 10 cm à 100 m.

Conclusions de l'exemple 2

Avec les valeurs des paramètres choisis et utilisés dans les exemples ci-dessus (si ces valeurs ne vous plaisent pas, utilisez les vôtres car nous avons pris le temps de démontrer toutes les équations afin que vous puissiez les adapter à vos applications spécifiques !), les courbes présentées à la *figure 10.4* indiquent la puissance EIRP minimum que la base station doit rayonner afin d'avoir un bon fonctionnement de l'ensemble.

Ces courbes doivent s'entrevoir sous deux aspects différents :

- tout d'abord, la puissance EIRP dépend uniquement de la puissance de seuil du tag pour des systèmes fonctionnant à des distances inférieures à approximativement 15 m ET pour des applications RFID dont les débits numériques sont inférieurs à 20 kbit·s^{-1} ;
- ensuite, à partir de cette distance, pour utiliser des débits plus élevés, c'est le budget global de la liaison qui est le facteur déterminant de la valeur de la puissance EIRP minimum (supérieure) requise pour la base station.

Par exemple, une puissance EIRP de +27 dBm donnera, pour un tag passif (*battery assisted*), une distance de fonctionnement de l'ordre de 8 m pour un débit numérique de 100 kbits·s^{-1}.

Étant donné que les régulations (FCC, ERC 70-03, ETSI...) indiquent clairement des valeurs EIRP à ne pas dépasser, les « messes seront vite dites » pour savoir si le « tag passif » doit être *battery assisted* ou non (télé-alimenté) dans les applications envisagées.

Pour terminer, donnons un dernier exemple dans le cadre d'une autre application, celle de la norme ISO 10 374 mondialement utilisée pour l'identification des containers (19 pieds), qui préconise d'utiliser une puissance de 500 mW EIRP (+27 dBm), une distance de fonctionnement de 13 m et un débit numérique de l'ordre 65 kbit·s^{-1}. Ces systèmes fonctionnent avec un BER (*Bit Error Rate,* taux d'erreur bit) meilleur que 10^{-6}. La sécurité importante afférente aux données n'est obtenue qu'à l'aide de multiples interrogations successives. Cependant, ces systèmes fonctionnent avec un gain d'antenne élevé et en mode *read only*.
De plus, il est à noter que l'ensemble des calculs présentés ci-dessus sont un peu « optimistes » car ils ont été établis dans le cas d'applications utilisant le modèle de propagation en espace libre (*free space*), ce qui n'est jamais concrètement le cas. En pratique, les plages de fonctionnement seront légèrement inférieures du fait des nombreuses réflexions dues à l'environnement.

10.4.2 Conclusions générales de ces exemples

Nous venons de montrer que trois conditions régissent le fonctionnement du tag passif en fonctionnement *back scattering* :

1) condition de puissance de seuil pour que le tag soit apte à interpréter les commandes en provenance de la base station ;
2) condition de puissance transmise au tag pour réussir à le télé-alimenter correctement ;
3) condition de satisfaction du budget de la liaison (aller et retour de l'onde émise) en fonction du seuil minimal de détection de la partie réception de la base station.

Selon que l'on sait satisfaire simultanément les conditions 1 et 3 ci-dessus, on pourra songer à fonctionner en mode « tag passif - *battery assisted* ». Si, en fonction des régulations locales, on est capable de faire mieux, c'est-à-dire satisfaire également la condition 2, on pourra envisager de fonctionner en mode de « tag passif - télé-alimenté » !
Et maintenant que vous voici parfaitement au fait de l'histoire, chacun pour soi... et bon vent !

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

C

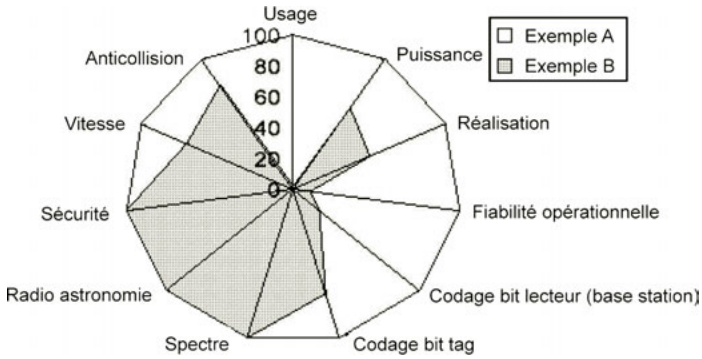
Communication et transmission, signaux en bande de base, modulation de porteuses et imbrications

Tout d'abord signalons que les chapitres 11 à 14 constituent la troisième partie de cet ouvrage et à nouveau représentent un tout. Ils ne se veulent surtout pas un cours de télécommunication (et nous renvoyons directement le lecteur à tous les ouvrages dignes de ce nom) mais juste un rappel des choses essentielles qu'il est nécessaire d'avoir en mémoire lorsque l'on envisage de réaliser des applications RFID. À ce sujet, rappelons une fois de plus que dans les bandes de fréquences UHF et SHF, un système RFID fonctionne en mode de « rayonnement/propagation » et non en mode de « couplage inductif/magnétique » comme cela est le cas à 125 kHz et 13,56 MHz, et qu'il est donc nécessaire de tenir compte des phénomènes classiques de propagations, c'est-à-dire de s'intéresser et tenir compte des problèmes liés aux rapports S/N faibles, aux trajets multiples, échos, réflexions, absorptions, bruit, interférences, brouilleurs, etc.

Lors des précédents chapitres, nous avons donné de nombreux exemples d'applications RFID possibles. Chacune d'entre elles apporte de sévères contraintes qui entraînent des choix techniques spécifiques. Le but de ces chapitres est de sensibiliser fortement le lecteur aux principaux paramètres et éléments à prendre également en compte lors de l'élaboration d'un projet, de façon à pouvoir l'aider à effectuer son choix dans le dédale des solutions techniques possibles en fonction des problèmes posés et applications envisagées.

La *figure* suivante illustre un exemple de représentation particulière – dite en *spider graph* – reflétant sous forme de graphe de surface le résultat obtenu de la recherche optimale des performances globales d'un système spécifique.

Tout en restant uniquement dans le domaine RFID des UHF et SHF, au cours des paragraphes suivants nous allons examiner pourquoi choisir/utiliser telles ou telles solutions selon les applications envisagées dans lesquelles, contrairement à ce que beaucoup de gens pensent, le choix de la fréquence porteuse ne représente en fait qu'un fragment de la solution du problème.



Représentation *Spider graph* des performances de systèmes RFID.

En ce qui concerne les réponses techniques, malgré la pléthore et la prolifération de solutions techniques proposées et utilisables, sans dévoiler des grands secrets, vous découvrirez rapidement que trois grandes voies se tracent toutes seules, la première concernant les applications industrielles à débits numériques faibles ou moyens, la deuxième pour des applications de courtes distances, à débits numériques élevés, et enfin une troisième concernant les applications longues distances avec leurs problèmes de pollution électromagnétique, faible rapport *S*/*N*, gestions de collisions et *weak collisions*, etc.

Ça se complique donc sérieusement. Nous ne sommes pas au bout de nos peines. En effet, maintenant que nous avons rappelé le « strict nécessaire » à la compréhension des phénomènes de propagation, de réflexion et de *back scattering* des signaux des porteuses qui nous occuperont en RFID en UHF et SHF, il devient grand temps d'examiner les données, leurs codages, leurs structures, leurs spectres occupés en bande de base (c'est-à-dire avant de moduler une porteuse), puis d'examiner les types de modulations dont nous allons pouvoir affubler ces porteuses afin d'obtenir les meilleures performances de propagation du signal, de sa réception et de sa démodulation. Au passage, nous aurons l'occasion d'expliquer comment fonctionnent les techniques de sauts de fréquences (FHSS) et d'étalement de spectre (DSSS), puisqu'elles sont fréquemment utilisées, au moins aux États-Unis, et certaines techniques d'agilité de fréquences (LBT) puisqu'elles sont autorisées dans la plupart des pays européens, à certaines fréquences UHF réservées aux applications RFID.

Pour faciliter l'approche des points évoqués ci-dessus, nous avons divisé cette partie en quatre chapitres qui ont pour buts principaux d'expliquer et comprendre les raisons des choix à appliquer au niveau :

– des parties numériques de la communication en termes de codages bit et signaux en bande de base ;
– des différents types de modulation de porteuses ;
– des techniques de sauts, agilité de fréquences et étalement de spectres ;
– de leurs conséquences et imbrications mutuelles.

Comme vous pouvez le constater, le problème est donc très vaste.

11 • ASPECT NUMÉRIQUE : CODAGES BITS ET SIGNAUX EN BANDE DE BASE

De très nombreux ouvrages traitent du sujet des aspects numériques de la communication. Nous n'avons ni la prétention de commenter ni celle de résumer ces derniers. Notre propos se situera uniquement dans le cadre des applications d'identification sans contact RFID en UHF et SHF et de leurs contraintes particulières, c'est-à-dire devant assurer l'optimisation du transfert d'énergie, la rapidité de communication, les sécurités et fiabilités de la transaction et satisfaire les normes et régulations en vigueur en ce qui concerne les niveaux des signaux rayonnés autorisés ainsi que la conformité de leurs spectres associés.
L'essentiel des paragraphes qui suivent va développer, éclaircir, compléter ces sujets. Il s'agit donc de codage bit, de modulation de porteuse et de contenu spectral.

11.1 Codage bit

Intéressons-nous tout d'abord aux signaux formant le contenu numérique, au niveau du bit, du message constituant ainsi le signal de transmission dit en « bande de base ».

11.1.1 Un peu de vocabulaire et quelques définitions

■ Bit

Quelle que soit sa présentation physique (électrique, optique, pneumatique, etc.), le bit représente une valeur binaire logique : tout/rien ; ouvert/fermé ; 1/0 ; oui/non ; – 1/+ 1 ; + 90°/– 90°...
On peut traduire une donnée en valeurs binaires, exemple :

– « toto » traduit en binaire selon le codage ASCII (sur 7 bits + 1), avec t = 01110100, o = 0110 1111, donne, écrit en notation hexadécimale, 7 4 – 6 F – 7 4 – 6 F ;
– 253 traduit en binaire pur donne 1111 1101, et traduit en binaire à l'aide de mots binaires codés sur quatre bits donne 0010 0101 0011.

■ *Bit rate* (débit binaire)

Le *bit rate* ou encore *débit binaire* et également, par abus de langage, « vitesse » représente le nombre de bits logiques par seconde transmis entre l'émetteur et le récepteur, dans notre cas entre la base station et le tag pour la liaison montante et du tag vers la base station pour la liaison descendante. Les unités classiquement utilisées sont le bit par seconde, le kbit·s^{-1} et autres multiples de la famille.

■ Baud

Le baud est l'unité de « vitesse de modulation » d'une communication. La vitesse de modulation est égale au « nombre d'éléments de signal par seconde » dans lesquels tous ces éléments sont de longueur égale et chaque élément représente un ou plusieurs bits.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Pour de nombreux modems fonctionnant à ou au-dessus de 1 200 bit·s^{-1}, la « vitesse de modulation », exprimée en bauds, est habituellement plus faible que le *bit rate* car plus d'un bit est convoyé par élément de signal.

■ *Baud rate*

Le *baud rate* est l'unité représentant le nombre d'éléments de signal par seconde.
Lorsque l'élément de signal est un simple bit, la représentation d'un état binaire, le baud est équivalent au *bit rate*.

11.1.2 Les données

■ *Data* (données)

Par le terme *data* (données) on dénomme un paramètre, une valeur, par exemple « toto », « 235 », « 1001101 ».

■ *Data rate*

Le *data rate* représente le débit (souvent appelé également « vitesse ») auquel les données sont transmises entre l'émetteur et le récepteur, dans notre cas entre la base station et le tag pour la liaison montante et du tag vers la base station pour la liaison descendante. Selon que les données sont constituées d'un bit, d'un octet, d'un symbole, etc., selon un format quelconque, les unités classiquement utilisées sont les bits par seconde, les bytes par seconde, les octets par seconde, les mots par seconde, les symboles par seconde. Profitons-en pour faire en passant une petite remarque (en accord avec les normes ISO) :

– 1 ko · s^{-1} = 1 000 octets par seconde → k = facteur multiplicatif par 1 000 ;
– 1 Ko · s^{-1} = 1 024 octets par seconde → K = facteur multiplicatif par 1 024.

Note de l'auteur
Évidemment, pour le commun des mortels, il n'y a qu'un petit 2,4 % d'écart, ce qui n'est pas énorme... mais, toujours la même remarque, sur un bulletin de paye ça se voit toujours ! Attention donc entre k et K. Toujours sur ce sujet, pour redevenir technique, sachez que lors de l'optimisation d'un code pour un microcontrôleur, lorsque l'on rentre les derniers octets au « chausse-pied » dans son espace mémoire, on est toujours très content de trouver à la fin les fameux 24 octets d'écart en 1 ko et 1 Ko ! Tous les professionnels m'auront compris !

Passons maintenant aux différents codages bit.

11.1.3 Codage bit et représentation physique du bit

Comme dans la plupart des dispositifs de communication numérique, le principe du codage du bit est fondamental et revêt une très grande importance dans les systèmes sans contact. Le but des paragraphes qui suivent n'est pas de faire un cours sur les avantages ou inconvénients comparés de tel ou tel codage bit et, afin de rester modeste, il doit être bien clair pour chacun d'entre vous que nous ne prétendons pas à nouveau détenir la science infuse et ne voulons pas traiter tous les recoins scientifiques de chacun des codages que nous allons évoquer (... donc, de nombreuses remarques peuvent être effectuées par des puristes...) mais, dans le cadre des systèmes RFID qui nous intéressent, il est vrai qu'il est nécessaire d'examiner plus en profondeur les performances intrinsèques de certains d'entre eux afin de savoir s'ils sont les mieux adaptés aux différentes phases de fonctionnement (liaisons montantes ou descendantes) du couple base station – tag, comme nous allons l'expliquer maintenant.
En RFID, le choix du principe de codage du bit a des incidences très importantes aussi bien sur la qualité du transfert d'énergie que sur la récupération du signal (synchronisation, etc.), que sur la conformité aux normes de rayonnement/pollution RF, aux régulations locales *via* la valeur du

débit numérique, du choix du principe de modulation de la porteuse, du type de gestion des collisions utilisé et par conséquent du spectre résultant. Nous détaillerons ce vaste sujet un peu plus loin dans ce chapitre.

Commençons à présent par examiner ce que l'on est techniquement en droit d'attendre du choix d'un codage bit particulier lors d'une liaison montante ou descendante, ou encore, pendant la phase de gestion des collisions.

Performances attendues du codage bit d'une liaison montante (base station vers tag)

Dans le cas de la transmission de données de la base station vers le tag, les performances attendues du codage bit d'une liaison montante doivent être telles :

- qu'après modulation de la fréquence porteuse le signal rayonné soit présent le plus longtemps possible afin d'assurer le transport et la fourniture de l'énergie (pour la télé-alimentation) les plus efficients possibles, c'est-à-dire qu'à même puissance rayonnée par la base station les distances de télé-alimentation et de communication soient les plus élevées possibles, ou encore, que pour une distance donnée on puisse réduire la puissance émise et les rayonnements à leurs valeurs minimales ;
- que le signal rayonné par la base station comporte le maximum de transitions possibles (de 1 à...) de façon que le tag puisse, si nécessaire, extraire des éléments pour assurer la synchronisation de la partie électronique de décodage numérique ;
- qu'il soit possible d'assurer une qualité bonne/raisonnable de rapport signal à bruit (ceci est aussi à rapprocher des types de modulation que nous allons examiner un peu plus loin dans ce chapitre) ;
- que de longues périodes de temps de travail soient créées/offertes au tag pour qu'il puisse simultanément facilement gérer le protocole de communication et travailler à sa propre tache ;
- qu'après modulation, le spectre rayonné par la porteuse consécutif/associé à ce codage bit soit le plus adapté en efficacité/énergie spectrale et rentre le mieux possible dans les gabarits en vigueur des régulations locales ;
- etc.

Passons maintenant à la liaison descendante.

Performances attendues du codage bit d'une liaison descendante (tag vers base station)

Pendant cette phase de fonctionnement, la base station est à l'écoute du signal provenant du tag et, si celui-ci est à une distance importante, le signal reçu est généralement fortement bruité, ce qui rend d'autant plus difficiles son extraction du bruit et son interprétation. Dans ce cas, les performances attendues du codage bit d'une liaison descendante – tag vers base station – sont telles qu'il est nécessaire d'envisager des codages bit tels :

- qu'ils comprennent ici aussi le maximum de transitions pendant la durée du bit (exemple : Manchester codé sous-porteuse, BPSK, FM0...) afin que la base station puisse repérer, extraire et détecter facilement celui-ci même en présence de bruit ;
- qu'après modulation de charge du tag, le spectre re-rayonné par ce dernier rentre le mieux possible dans les gabarits en vigueur des régulations locales (principalement lorsque le tag est très près de la base station et que les signaux re-rayonnés sont importants) ;
- qu'ils minimisent la consommation globale du tag pendant sa phase de réponse ;
- qu'il soit facile de détecter la présence de plusieurs tags simultanément présents dans le champ électromagnétique afin de pouvoir procéder par la suite à gestion des collisions efficiente en temps, etc.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

□ **Pendant la phase de test de présence de tags multiples et de gestion des collisions**
Lors de la présence simultanée de plusieurs tags dans le champ électromagnétique évoqué ci-dessus, il est aussi nécessaire de les distinguer, ou au moins de signaler à la base station (aveugle) qu'il y en a plusieurs. Pour cela, il est pratique que pendant cette phase de communication (... qui est également souvent dans le bruit !) le codage du bit (en plus des transitions citées aux paragraphes précédents) puisse si possible permettre également de signaler qu'une ou des collisions viennent de se produire. Ceci amène fréquemment à introduire au sein du bit lui-même un « sous-codage » qui, au niveau de la modulation de porteuse de transport, entraînera l'apparition d'un nouveau signal, par exemple sous forme d'une (de) nouvelle(s) autre(s) fréquence(s) nommée(s) généralement sous-porteuse(s). D'autres techniques sont également appliquées telles que le *time slot*. Nous donnerons un peu plus loin dans ce chapitre des indications plus détaillées à ce sujet.

11.2 Les différents types de codage bit utilisables en RFID UHF et SHF

Par codage bit (ou *bit coding*), on entend la définition théorique (sur le papier) de la forme représentative du signal (en bande de base) correspondant aux valeurs logiques du bit. Par la suite, basé sur la définition de ce codage, on définit sa représentation physique (électrique, optique, pneumatique, signaux de fumée...), ce qui, pour nous électroniciens, établit la relation qui existe entre les valeurs théoriques représentatives du codage bit et les signaux électriques physiques (niveaux électriques, tensions, courants, champs électriques, champs magnétiques, etc.) correspondants.
En plus des remarques et commentaires évoqués lors des paragraphes précédents, il est nécessaire d'ajouter une remarque en ce qui concerne globalement le codage du bit. Il est bien connu de tous que le terme « bit » signifie *binary information*, et qui dit binaire dit « deux ». Eh bien, sachez que souvent dans des applications *contactless* bien conçues (par exemple les cartes à puces sans contact, sœurs jumelles des tags de la RFID), qui dit binaire dit « quatre » ! En effet, souvent on souhaite disposer d'un codage « bit » plus performant tel que l'on puisse reconnaître bien évidemment un « 0 » d'un « 1 » mais aussi la présence d'une « collision » entre un « 0 » et un « 1 », et enfin un autre signalant la « non-présence d'information ».
Maintenant que voici planté le décor, passons en revue les principaux codages bit proposés/employés pour les applications sans contact en RFID UHF et SHF, et examinons les spécificités de leurs spectres associés en bande de base. À la fin de ce chapitre, nous effectuerons un court résumé des différentes performances des codages bit et nous indiquerons leurs applications préférentielles.

Attention
Afin de ne pas alourdir cet ouvrage, déjà suffisamment volumineux, nous ne décrirons dans les pages qui suivent que les principaux codages bit utilisés en RFID en UHF et SHF. Il existe de nombreux autres codages bit utilisés en RFID, par exemple aux fréquences < 135 kHz et 13,56 MHz. Pour ceux qui sont intéressés par ces codages spécifiques, nous leur conseillons de se référer aux ouvrages du même auteur (références 1 et 2).

11.2.1 Pour la liaison montante

■ Famille de codage bit à durées bit « 0 » et « 1 » identiques

□ **NRZ (*No Return to Zero*) et NRZI (*No Return to Zero Inverted*)**
Comme l'indique son nom anglo-saxon, NRZ (*No Return to Zero*), le niveau électrique représentant la valeur du bit reste constant pendant toute sa durée. L'illustration graphique de ce codage bit est indiquée à la *figure 11.1.*

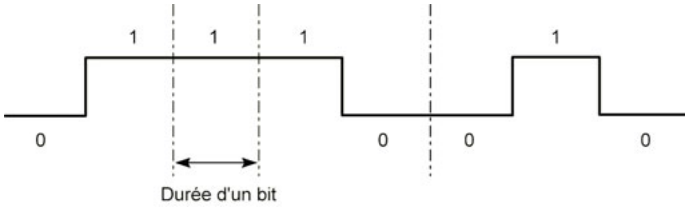


Figure 11.1 – Codage bit de type NRZ.

Ce codage, le plus simple possible, est réputé pour son asynchronisme notoire du fait du manque de transition lors de la transmission d'une suite de bit de même valeur et par conséquent de l'obligation de transmettre par principe la composante continue et tôt ou tard de la retrouver dans le spectre rayonné.
L'utilisation de ce type de codage en technique sans contact est souvent liée à certains types de modulations RF (FSK, ASK 100 % ou ASK 10 %). En effet, dans certains cas, pour la liaison montante – de la base station vers le tag –, son efficacité (statistique moyenne) énergétique est considérée comme « correcte à assez correcte » :

Exemples
FSK f_1 = « 0 » ; f_2 = « 1 ».
La porteuse – de même amplitude – est présente en permanence.
ASK 100 % en moyenne, statistiquement un bit à « 1 » est présent 50 % du temps donc, « sur le papier », moyennement efficient en ce qui concerne la qualité de la télé-alimentation. Remarque : il faut savoir qu'avec quelques astuces technologiques, il est assez simple de se libérer de cette contrainte.
ASK 10 % acceptable.

□ RZ (*Return to Zero*) et RZI (*Return to Zero Inverted*)

Principe de ce codage :

– La valeur correspondante à la valeur binaire « 0 » reste constante pendant toute la durée du bit.
– La valeur correspondante à la valeur binaire « 1 » passe la moitié de la durée du bit au niveau 1 puis revient (d'où son nom) à zéro pendant l'autre moitié du bit.

Sans autre commentaire, passons directement à une variante de ce type de codage permettant d'améliorer ses performances en utilisation sans contact.

□ RZI *coded pulse*

Ce type de codage fait partie de la famille précédente (RZ), mais la durée du changement d'état pendant la valeur binaire « 1 » est plus faible, d'où le nom de *RZI coded pulse*.

– L'état logique « 1 » reste au repos.
– L'état logique « 0 » comporte une brève impulsion en début (ou fin) de bit, puis on revient à l'état de repos.

La *figure 11.2* illustre le principe de ce codage. Nous avons représenté volontairement des valeurs inverses des bits présentés aux paragraphes RZ. La raison est la suivante : comme nous le montrerons plus loin, généralement le niveau du bit « 1 » correspond à la non-modulation de porteuse et, le temps que dure l'impulsion, à la modulation de la fréquence porteuse.
Lors d'une transmission utilisant ce type de codage, il est nécessaire de concevoir un bit de *start* (*figure 11.2d*) de façon à différencier le début de la transmission d'un « 1 » logique au cas où la transmission commencerait par la valeur binaire « 1 ». Le bit de *start* laisse la porteuse non modulée pendant sa première moitié et module celle-ci pendant l'autre moitié de la durée du bit.
En ce qui concerne les applications RFID, ce type de codage bit possède les propriétés suivantes :

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

– le débit de communication est constant ;
– il autorise des débits élevés (une très grande partie de la durée bit peut être réservée au calcul) ;
– il est très efficient pour le transport de l'énergie (brèves interruptions de la porteuse) ;
– il confère une grande insensibilité aux mouvements des transpondeurs ;
– il permet l'emploi des facteurs de qualité élevés pour les antennes des bases stations ;
– il est facile à décoder du côté transpondeur (petite surface de cristal) ;
– il est facile à coder du côté base station ;
– il induit un temps constant des modulations (à l'exception du bit de *start*) ;
– la détection du bit de *start* est facile.

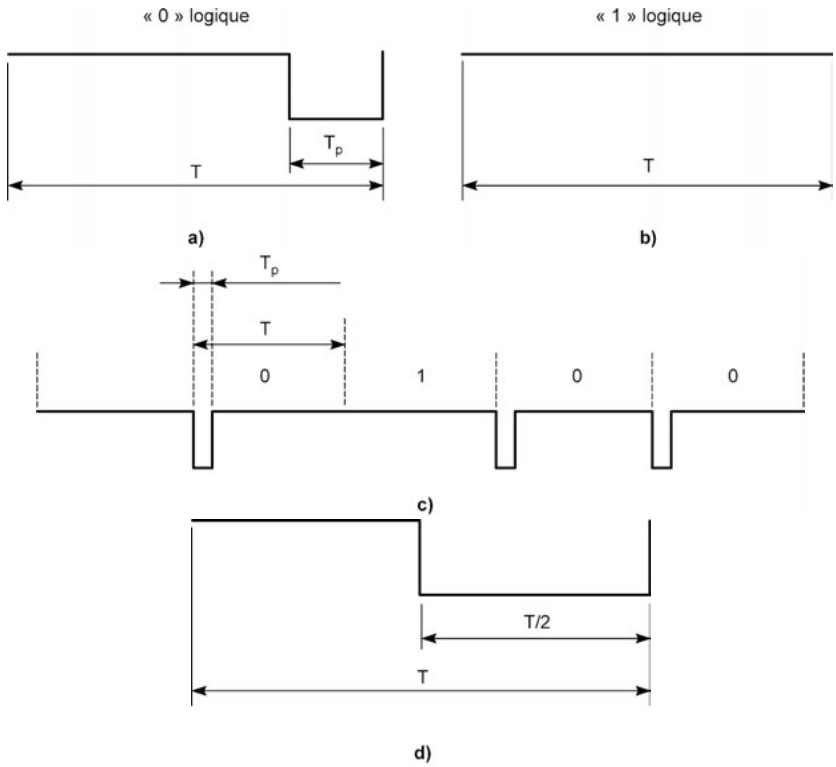


Figure 11.2 – Codage bit de type *RZI coded pulse* : (a) « 0 » logique ; (b) « 1 » logique ; (c) exemple de suites binaires ; (d) bit de start.

■ Famille de codage bit à durées bit « 0 » et « 1 » différentes

□ *Binary Pulse Length Modulation* (BPLM) ou codage de largeur ou de répétition

Le codage *Binary Pulse Length Modulation* (BPLM) est créé à partir d'une impulsion de durée constante et dont le cycle de répétition est différent selon que le signal représente un « 0 » ou un « 1 » logique. Généralement, chaque bit a une durée qui est un multiple entier d'une période d'horloge.

Bien évidemment, le débit instantané de la communication (en kbit·s^{-1}) dépend du contenu binaire réel présent dans l'échange. On peut simplement soit définir un débit le plus défavorable dit *worst case* (uniquement en présence d'un message ne contenant que les bits les plus longs temporellement, dans notre exemple les « 1 »), soit indiquer un débit moyen dit « équiprobable » (c'est-à-dire comprenant statistiquement dans l'échange autant de « 0 » que de « 1 » logiques en prenant pour durée du bit la durée moyenne du bit [(« 0 » + « 1 »)/2]).

Il est à remarquer que ce codage bit, différent de ceux de la famille NRZ, RZ, etc., permet de créer facilement un troisième état correspondant à l'absence de bit et de rendre possible la création aisée d'une condition de stop différente du « 0 » ou du « 1 ».
Les membres de type codage de cette famille BPLM (PIE, PIE inversé, etc. décrits dans les prochains paragraphes) permettent :

– de rendre variable la durée du bit et possible l'ajustement de sa valeur temporelle en fonction des spectres permis selon les régulations locales ;
– de détecter aisément la présence des bits à cause des transitions dues aux nombreuses impulsions ;
– de laisser, pendant les tranches de temps durant lesquelles il ne se passe rien, beaucoup de temps libre pour télé-alimenter et effectuer des calculs.

Ce type de codage est souvent utilisé pour assurer la liaison montante entre la base station et le transpondeur de nombreux systèmes RFID présents sur le marché, car il permet un bon transfert d'énergie vers le tag du fait d'un temps de charge moyen plus long que d'autres codages et donc, tout étant égal par ailleurs, une distance de communication potentiellement plus importante.

□ Codage *Pulse Interval Encoding* (PIE)

Le codage bit baptisé *Pulse Interval Encoding* (PIE), faisant partie intégrante de la famille de BPLM, est créé à l'aide d'impulsions de durée constante *Pw*, espacées par des intervalles de temps variables créant ainsi ce que l'on a coutume d'appeler des « symboles ». Ces symboles sont quantifiés par rapport à des multiples entiers d'un intervalle de temps baptisé « Tari » (pour de sombres raisons historiques liées à la norme ISO 18 000-6 partie A). La *figure 11.3a* présente ce codage bit.
Afin de démarrer une trame de communication et de l'arrêter, il est nécessaire de définir de nouveaux symboles différents des symboles « 0 » et « 1 » ci-dessus, afin de les repérer facilement à l'aide de systèmes effectuant ce que l'on a coutume d'appeler des détections de violation de codes.

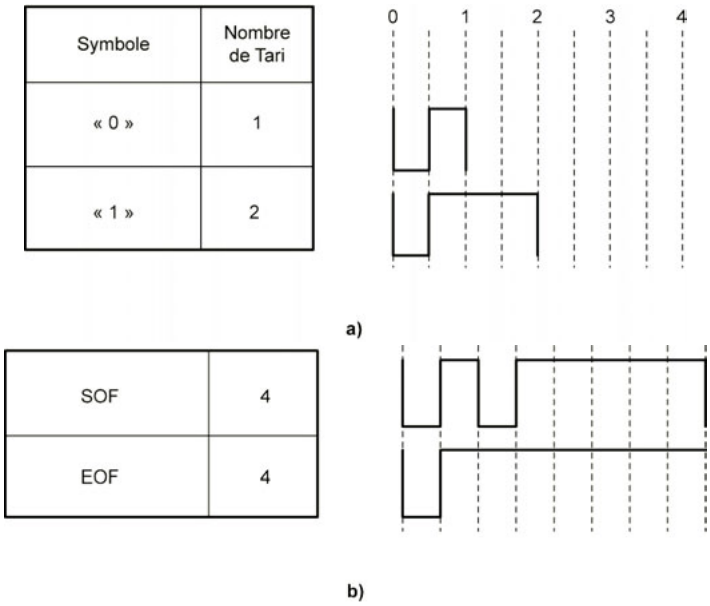


Figure 11.3 – (a) Codage bit de type PIE. (b) Symboles PIE retenus pour les *Start Of Frame* (SOF) et *End Of Frame* (EOF).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

La *figure 11.3b* indique les symboles PIE retenus pour les *Start Of Frame* (SOF) et *End Of Frame* (EOF).

Afin de déterminer la nature des symboles transmis, le tag mesure le temps inter-pulse entre les transitions de « haut à bas » des impulsions présentées sur ces figures.

Ce codage est souvent utilisé en liaison montante (base station vers tag) pour les mêmes raisons que celles évoquées aux paragraphes précédents.

□ **Codage *Pulse Interval Encoding* (PIE) inversé**

Le même... vu de dos (*figure 11.4*).

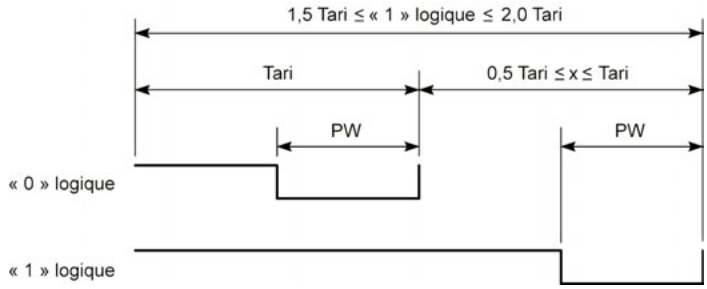


Figure 11.4 – Codage bit de type PIE inversé.

□ **Codage de position par nombre d'impulsions**

Principe de ce codage :

– un « 1 » logique est représenté par une impulsion ;
– un « 0 » logique est représenté par deux impulsions proches l'une de l'autre temporellement parlant ;
– une longue période de temps sépare chaque bit de donnée.

Il est bien évidemment nécessaire que la période de temps séparant les bits soit plus grande que la durée du « 0 » logique afin de pouvoir les différencier, ce qui peut ralentir le débit mais offre la possibilité de moduler, si cela est nécessaire, cette période de temps de façon à adapter le débit numérique ou la forme du spectre engendré.

□ **Codages par modulation de position d'impulsion (PPM – *Pulse Position Modulation)***

Rappelons qu'en RFID bien d'autres codages sont utilisés pour assurer la liaison montante, pour mémoire citons :

– codage d'octet par position *fast mode* ;
– codage de position « 1 parmi 256 » ;
– codage de position « 1 parmi 4 » ;
– codage de position « 1 parmi 16 ».

Pour plus amples détails, nous vous renvoyons à l'un de nos précédents ouvrages (référence 1).

11.2.2 Pour la liaison descendante

■ La famille Miller

À l'aide de nombreuses astuces techniques, le codage bit initial dit « de Miller » a créé une grande famille dont les applications des dérivés sont très nombreuses.

□ Miller

Commençons par la version originale ! Le principe de base du codage bit « Miller » est représenté en *figure 11.5a*. Ce codage bit, dont les durées des « 1 » et « 0 » sont identiques, possède :

– une transition au milieu du bit logique « 1 » ;
– aucune transition en milieu de bit logique « 0 » ;
– une transition à la fin du bit pour un « 0 » si le bit suivant est également un « 0 ».

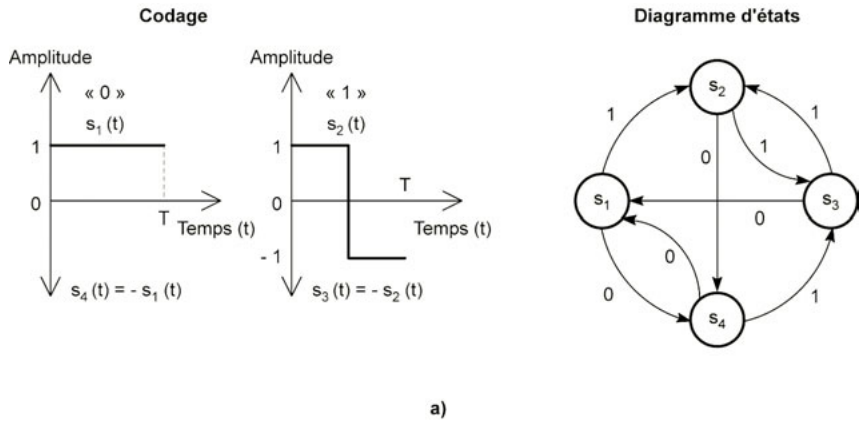


Figure 11.5 – (a) Codage bit de type Miller.

Ce codage bit présente l'avantage d'avoir un spectre en bande de base dont l'énergie est limitée à $1{,}5f_0$ (f_0 étant la fréquence du signal d'horloge bit).

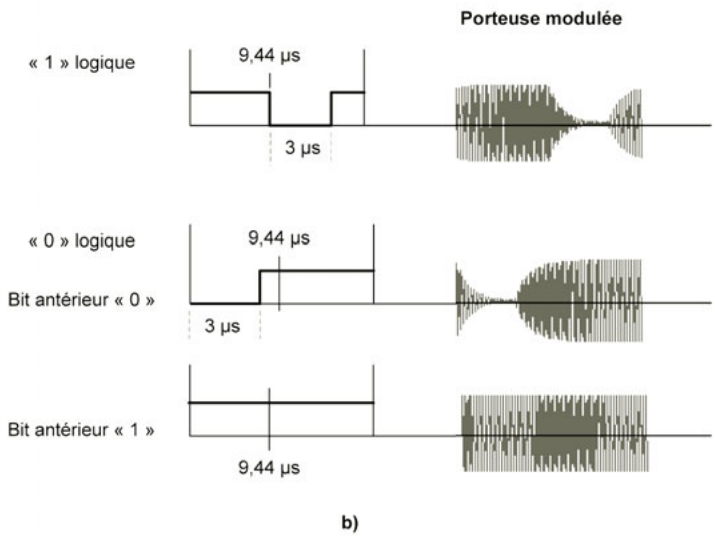


Figure 11.5 – (b) Codage bit de type Miller modifié.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Remarque importante
Ce spectre plus étroit que la plupart de ses prédécesseurs est mieux adapté :
– à des transmissions réalisées sur des supports dont la bande passante est limitée, ce qui est généralement le cas en RFID du fait des bandes passantes étroites des canaux de transmissions autorisés ;
– à la réalisation électronique des deux circuits électroniques mis en jeu dans les bases stations et les tags.

Il existe également un codage bit dit Miller modifié (*figure 11.5b*).
Afin d'illustrer le principe de codage de ce bit, la *figure 11.5c* donne quelques exemples de séquences de bits.

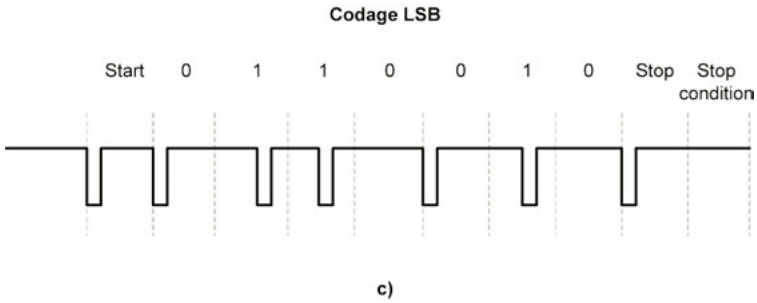


Figure 11.5 – (c) Exemples de séquences de bits.

□ Miller codé sous-porteuse

De façon à avoir davantage de transitions dans le signal transmis (surtout lorsque celui-ci représente le signal re-rayonné provenant du tag et dont la valeur est très faible et fréquemment noyée dans le bruit), on utilise souvent l'artifice d'introduire au sein du codage bit Miller initial décrit au paragraphe précédent un signal supplémentaire dont la fréquence est un sur-multiple entier de valeur M de celle du bit. Ceci crée dans le spectre du signal en bande de base la présence d'une fréquence baptisée sous-porteuse, dont la valeur dépendante de M sera par la suite très utile, d'une part pour pouvoir adapter la largeur du spectre rayonné aux différentes régulations locales, et d'autre part pour aller à la pêche au signal reçu en présence ou non de bruit. La *figure 11.6* présente des exemples de ce type de codage bit lorsque les valeurs de M sont égales à 2, 4 et 8.
Ce codage bit dit « Miller codé sous-porteuse » peut être utilisé en RFID dans le sens tag vers la base station (en liaison descendante) afin de commander la modulation d'impédance de l'antenne du tag lors de la phase de *back scattering*, car ce codage bit possède de nombreux avantages :

– il est excellent pour obtenir un très bon rapport S/N (et donc un BER, *Bit Error Rate*, faible) du fait des nombreuses transitions présentes dans le bit et de la modulation de l'impédance de l'antenne du tag équivalente à une modulation BPSK/DPSK ;
– il offre une plus grande insensibilité aux mouvements des tags dans le champ ;
– il permet une détection aisée des collisions au niveau bit ;
– au travers des valeurs possibles de M, il permet d'obtenir une souplesse importante du choix des débits de communication de la liaison de retour, tag vers base station, et, de cette façon de pouvoir adapter/optimiser facilement ce dernier, en fonction des régulations locales et/ou dans des environnements difficiles (bruit, réflexions, etc.). Nous reviendrons un peu loin sur ces différents points ;
– du fait de la présence de « sous-porteuse », il permet une plus grande facilité de filtrage et traitement provenant du tag et de son décodage (*hardware* de la base station indépendant du débit désiré) ;
– il est facile à générer sur le transpondeur ;
– une implémentation facile de débits différents du côté transpondeur ;

– la consommation du tag est pratiquement indépendante de la fréquence de la sous-porteuse (valeur faible par rapport à la valeur de l'onde incidente) et n'est pas affectée pendant la phase de modulation d'impédance du tag. Ceci, à même distance d'utilisation, permet de réduire fortement la valeur de la capacité de filtrage présente sur le transpondeur et de réduire sa surface et donc son coût).

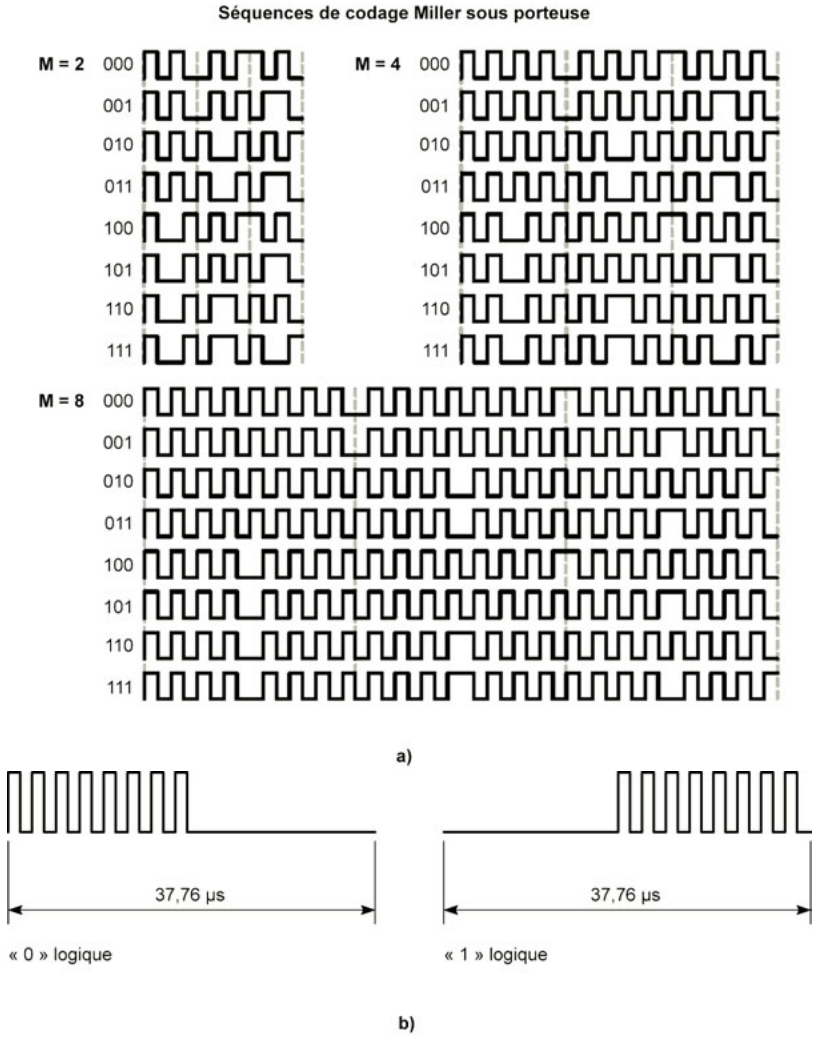


Figure 11.6 – (a) Codage bit de type Miller codé sous-porteuse.
(b) Exemples de codage bit à sous-porteuse.

La famille nombreuse des codages bit *bi-phase* ou *split-phase*

Les codages bits de cette famille générique dite « *bi-phase xxx* » font parties de ceux dans lesquels l'état physique du bit peut changer au début, à la fin ou au milieu de la période bit. Trois formes principales existent :

– *bi-phase level* ;
– *bi-phase mark* ;
– *bi-phase space*.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Ces trois codages bits partagent des allures spectrales similaires ne comprenant pas de composante continue. De plus, afin d'aider à la compréhension des données, une information temporelle peut être extraite des codes *bi-phase* transmis, et cela même en présence d'une suite de bits de mêmes valeurs.
Le codage bit *bi-phase* requiert une bande passante plus importante que le codage NRZ.

□ ***Bi-phase level* ou encore Manchester**

Le plus connu d'entre eux est le *bi-phase level* encore fréquemment appelé simplement code *bi-phase* ou encore Manchester. Dans ce codage bit, l'état du signal pendant la première moitié du bit indique la valeur de la donnée (par exemple « 0 » si *high* ; « 1 » si *low*). Au milieu de la période bit, une transition se produit et fait passer le niveau à la valeur électrique opposée et agit comme un signal de temporel.
Pour coder un bit selon le codage Manchester, il est nécessaire d'effectuer un OU exclusif (XOR) entre un signal d'horloge et celui des données :

– le « 0 » a toujours la même forme avec une transition négative au milieu du bit ;
– le « 1 » a toujours la même forme avec une transition positive au milieu du bit.

La *figure 11.7* présente l'aspect de ce codage.

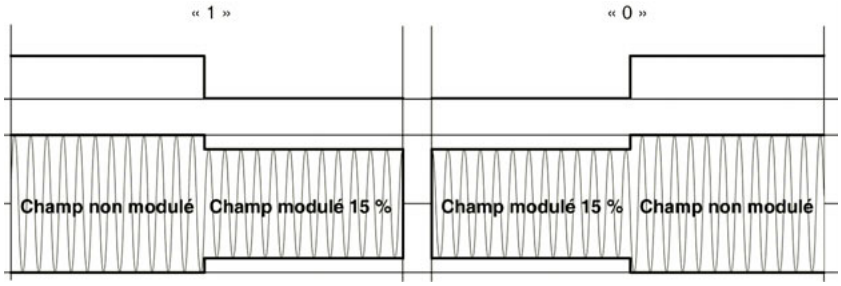


Figure 11.7 – Codage bit de type Manchester.

Le codage Manchester a l'avantage de posséder une transition systématique au milieu de chaque bit (quelle que soit sa valeur), ce qui, au niveau du récepteur, permet d'assurer un synchronisme et rend sa détection plus aisée dans le bruit. Cette dernière qualité permet d'envisager son emploi dans la liaison descendante, du tag vers la base station.

□ ***Differential Biphase Coding* (DBP), Biphase différentiel & *Conditioned Diphase Procedure* (CDP)**

Le codage DBP ou encore CDP est lui aussi bien connu. La procédure de ce codage bit est la suivante :

– un signal d'horloge sert de référence pour le cadencement des données ;
– indépendamment de la valeur du bit de donnée à coder, une transition se produit au début de chaque bit ;
– un « 0 » logique comporte toujours une transition au milieu du bit ;
– un « 1 » logique ne comporte jamais de transition pendant la durée du bit ;
– une séquence de transmission commence toujours par un bit de donnée « 0 ».

Ce codage bit permet de toujours disposer de transitions pendant la durée du bit « 0 », contrairement à ce qui se passe pendant la transmission d'un « 1 ». En d'autres termes, le signal du « 1 » logique a le même rythme que l'horloge bit, et le signal du « 0 » logique a un rythme double de celui du bit.
Ce type de codage peut être employé pour transmettre du transpondeur vers la base station, car de nombreuses transitions sont présentes et le contenu énergétique spectral est très intéressant.

□ *Bi-phase space* encore appelé FM0

La technique de codage bit *bi-phase space* est connue également sous le nom de FM0. Le principe de ce codage présente les propriétés suivantes (*figure 11.8a*) :

– un « 0 » logique possède trois transitions, une au début, une au milieu de la période bit ;
– un « 1 » logique possède une transition au début de la période bit.

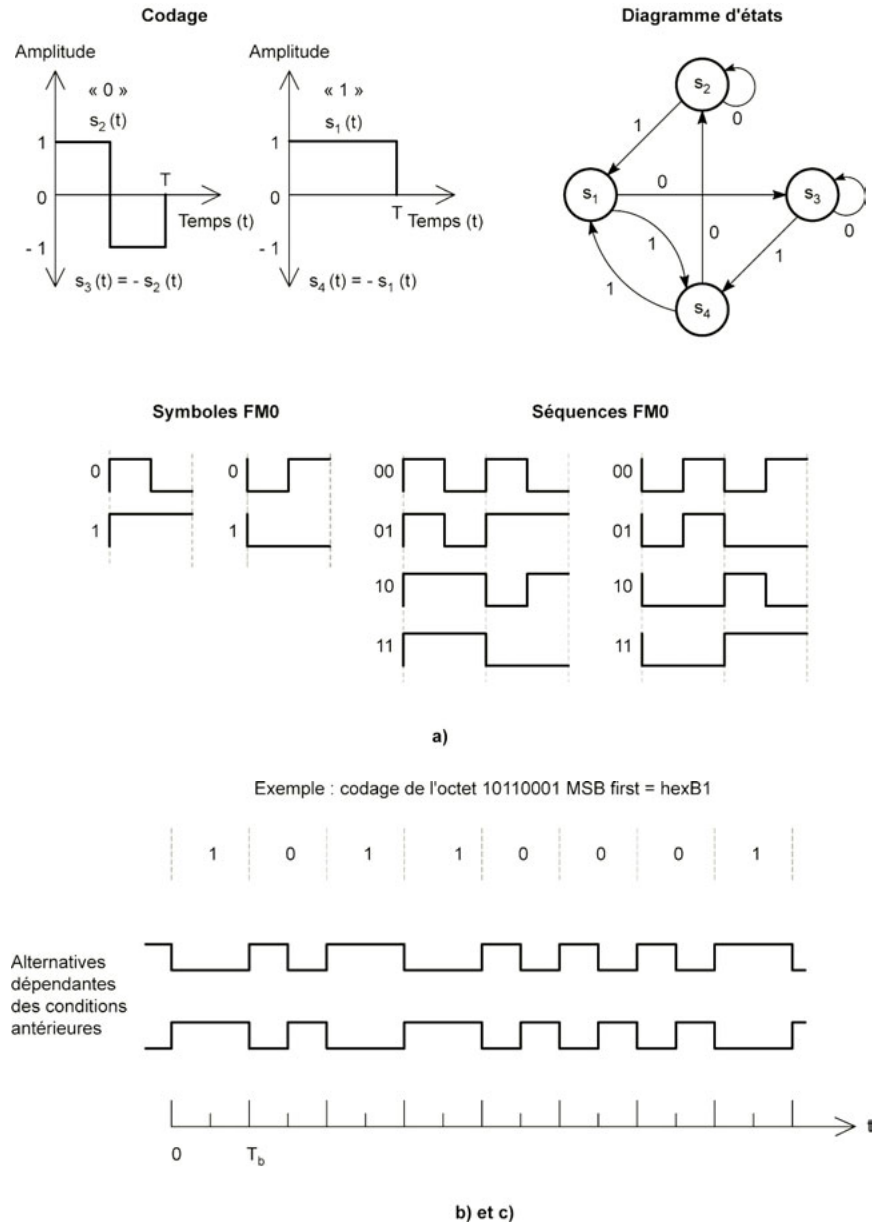


Figure 11.8 – (a) Codage bit de type FM0. (b & c) Exemples de séquences de codage.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Donc, en application des lignes précédentes, des transitions se produisent systématiquement à tous les débuts de bit et donnent selon les conditions antérieures des séquences binaires différentes pour une même valeur de donnée transmise. Les *figures 11.8b et c* présentent des exemples de séquences de codage. Notez que les figures représentent deux possibilités de codage FM0... car elles dépendent par principe des conditions antérieures.
Ce codage est très souvent utilisé pour la liaison descendante du tag vers la base station.

□ ***Bi-phase mark***
Un « 1 » logique possède une transition au début, au milieu et à la fin de la période bit.
Un « 0 » logique possède une transition au début et à la fin de la période bit.

□ ***Binary Phase Shift Keying* (BPSK)**
Dans le cadre des applications RFID, ce type codage constitue en fait un sous-codage bit.
Il utilise un codage bit initial de type NRZ, Manchester, etc. codant par saut, selon la valeur instantanée du bit, la phase (0° et 180°) d'une fréquence sous-porteuse issue généralement par division de la fréquence porteuse ou encore étant un multiple entier de la fréquence bit dans le cas où sa durée ne serait pas liée à la fréquence porteuse.
Afin de mieux nous faire comprendre, examinons deux exemples :
– Exemple de codage BPSK-NRZ dans lequel le changement de phase a lieu à chaque changement de valeur binaire du bit (*figure 11.9a*).
– Exemple de codage BPSK cette fois-ci codé Manchester dans lequel un changement de phase se produit à l'intérieur du bit lui-même (*figure 11.9b*).

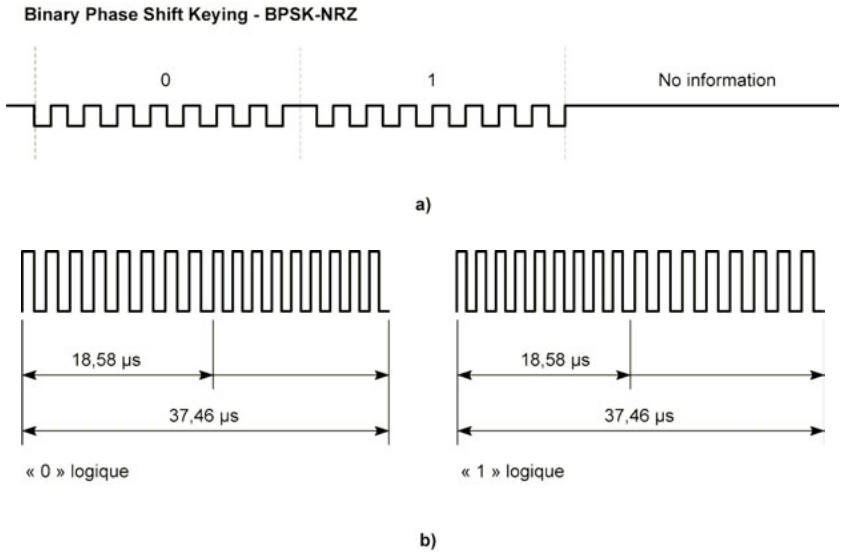


Figure 11.9 – (a) Exemple de codage bit de type BPSK-NRZ. (b) Exemple de codage bit de type BPSK codé Manchester.

Ce type de codage bit est utilisé pour assurer la liaison descendante (tag vers base station) mais, contrairement au codage Manchester codé sous-porteuse, il ne permet pas de détecter facilement une collision bit au niveau de la base station, ce qui oblige d'élaborer d'autres stratégies de détection (*via* des vérifications de valeurs de CRC par exemple) et gestion (*via* des techniques de *time slots* par exemple) des possibles collisions en cas de présence multiple de tags dans le volume du champ électromagnétique.

11.3 Résumé des différents types de codage bits

Faisant suite à toutes les remarques ci-dessus, le *tableau 11.1* indique les principaux choix retenus – au niveau de la normalisation ISO – pour les liaisons montantes et descendantes utilisées en RFID en UHF et SHF.

Tableau 11.1

Bandes de fréquences	Normes	Liaison	
		montante codage bit	**descendante codage bit**
433 MHz	ISO 18 000-7	Manchester	Manchester
860-960 MHz	ISO 18 000-6 A	PIE	FM0
	ISO 18 000-6 B	Manchester	FM0
	ISO 18 000-6 C (EPC C1G2)	PIE (inverse)	FM0
			Miller SC
2 450 MHz	ISO 18 000-4 mode 1	Manchester	FM0
	ISO 18 000-4 mode 2	Non applicable	Non applicable

Passons maintenant à l'examen du choix de la technique modulation de la porteuse et de ses conséquences.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

12 • ASPECT ANALOGIQUE : TECHNIQUES DE MODULATION DE PORTEUSE

12.1 Type de modulation

Au cours de ce chapitre nous allons examiner quels sont les types de modulations de porteuses possibles et utilisés en RFID en UHF et SHF. Mais avant cela, revenons quelques instants sur les fréquences et bandes de fréquences autorisées et possibles

12.1.1 Fréquences et largeurs de canaux possibles et autorisées

Dans le monde entier, il existe peu de bandes de fréquences libres en UHF et SHF dans lesquelles on peut imaginer faire fonctionner des applications RFID dignes de ce nom. On est donc souvent obligé de se réfugier dans celles qui sont classifiées pour de « *vulgarus* » applications dites SRD (*Short Range Devices*), « non spécifique » (*NS*) et rarement dans celles qui sont purement dédiées à la RFID. Parmi toutes celles-ci, dans les systèmes d'identification sans contact, quelques-unes sont principalement utilisées. Il s'agit des fréquences UHF 433 MHz, certaines comprises de la bande de 860 à 960 MHz et SHF 2,45-5,8 et 24 GHz. Pour des raisons historiques, en plus des UHF, les États-Unis utilisent plus fréquemment celles situées dans les GHz que les Européens car les niveaux d'émission autorisés sont (largement) supérieurs de l'autre côté de l'océan Atlantique. Autour de ces fréquences porteuses nominales, une bande passante (« un delta f ») est autorisée et le choix du type de codage bit, débit numérique, modulation sera crucial afin que le spectre du signal rayonné rentre dans le canal autorisé. Nous reviendrons en détail sur tout cela lors du chapitre 16.

12.1.2 Choix des types de modulation de porteuse

Une porteuse toute nue s'ennuie si elle n'a pas une modulation, et qui dit modulation dit spectre associé au signal modulant (forme, fréquence), et au type de modulation utilisé. En ce qui nous concerne nous avons deux éléments – base station et tag – dont les vies techniques sont complètement différentes.

■ De la base station vers le transpondeur – liaison montante

La mission de la base station est d'émettre son propre signal et de recevoir des informations provenant du tag.
Lors de la phase d'émission, en liaison montante, la porteuse est modulée et le spectre rayonné dépend du type de codage bit, du débit binaire, de la bande passante du signal modulant en bande de base, du type de modulation, des techniques d'étalement de spectre utilisées, de la bande passante de l'antenne, du niveau émis, etc., et le tout devra être conforme aux normes et régulations en vigueur.

■ Du transpondeur vers la base station – liaison descendante

Comme nous l'avons indiqué précédemment, pendant la phase de communication du tag vers la base station, nous sommes en présence d'une modulation d'impédance d'antenne effectuée par

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

le circuit intégré du tag selon un codage bit particulier et entraîne le re-rayonnement de l'onde (*back scattering*).

12.1.3 Normes et régulations à respecter

Dès que l'on émet une onde radioélectrique, il est nécessaire de se plier aux exigences des législations, régulations et normes concernant les perturbations que cela peut engendrer. Celles-ci touchent les valeurs des niveaux d'émission autorisés selon les bandes de fréquences dans lesquelles elles sont produites et dépendent fortement des pays où elles sont appliquées. Il en est de même en ce qui concerne les normes et limites des niveaux radioélectriques se rapportant à la sécurité et à la santé des individus.

Nous vous renvoyons aux chapitres 15 et 16 pour tous les détails concernant ce volet de l'identification sans contact, mais sachez que nous allons tenir compte de ces valeurs tout au long de ce chapitre.

12.1.4 Incidence des types de modulation/codage bit/débit/normes/protocole/régulations

Nous avons situé au début de cet ouvrage les contraintes particulières des applications sans contact RFID, et ce sont elles qui vont nous guider dans les principes possibles à utiliser.

12.2 Types de modulation de porteuse assurant la liaison montante base station vers tag

Toujours dans le strict cadre des applications RFID, pour la liaison montante, base station vers tag, il est possible d'utiliser de très nombreux types de modulation de porteuse afin de transmettre un flot binaire, citons par exemple des modulations *Amplitude Shift Keying* (ASK) – 100 %, *x* %, DSB, SSB, PR, etc. –, *Frequency Shift Keying* (FSK), *Phase Shift Keying* (PSK), *Binary Phase Shift Keying* (BPSK), *Quadratic Amplitude Modulation* (QAM), *Quadratic Phase Shift Keying* (QPSK), etc.

Bien que quelques systèmes exploitent la technique de modulation FSK, la plupart des applications RFID utilisent la modulation de porteuse de type ASK, et le spectre des signaux modulants présent en bande de base se trouve transposé entièrement ou partiellement par la modulation en RF (*figure 12.1*), particularité dont nous allons tenir compte dans la suite de l'exposé.

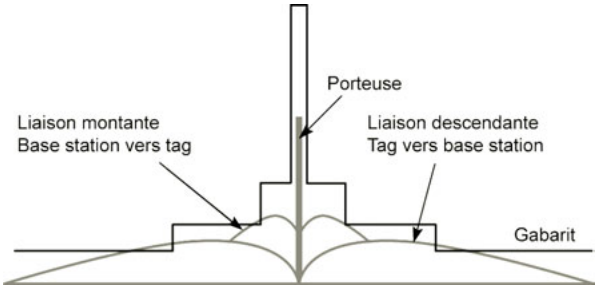


Figure 12.1 – Spectres des liaisons montantes et descendantes.

Commençons par la modulation d'amplitude.

12.3 Modulation d'amplitude

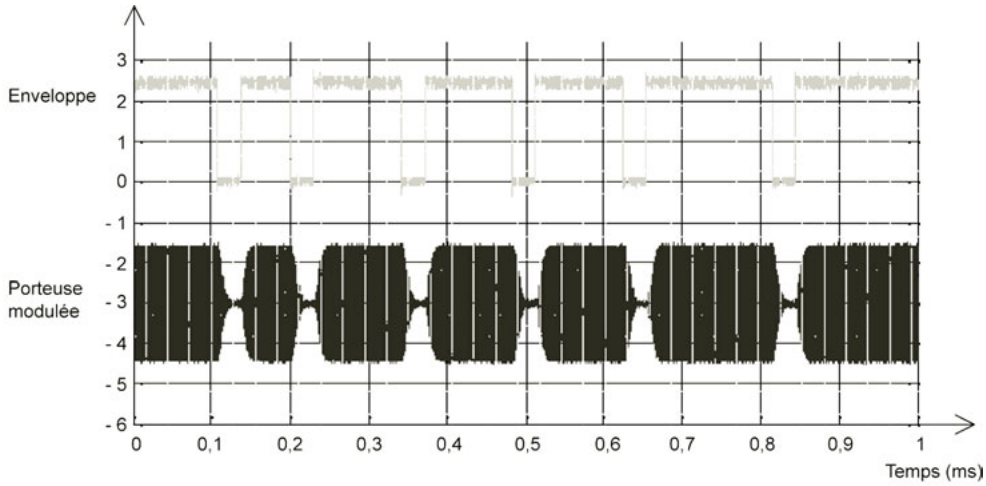
Il existe plusieurs variantes de modulations dites d'amplitudes, en abrégé, AM.
Si l'onde modulante est de type analogique, on garde l'appellation AM. Par contre si le signal modulant varie par niveaux discrets, donc par sauts d'amplitudes successifs, on dit que l'on a affaire à une modulation de type ASK (*Amplitude Shift Keying*). Plusieurs sous-variantes à l'ASK existent en fonction de l'index de modulation de la porteuse (ou encore selon la profondeur de modulation de l'onde). Si celle-ci comporte uniquement deux niveaux discrets, sans autre forme de procès, on dit généralement que l'on a affaire à une modulation de type ASK OOK, pour *ON OFF Keying* qui, sur le principe, est indépendante de la valeur de l'index de modulation utilisé. Il existe différents OOK : l'ASK OOK 100 % et l'ASK OOK m %. Par abus de langage, très souvent l'ASK OOK sous-entend un index de modulation de 100 %.
Examinons tout cela un peu plus en détail dans le cadre des applications RFID.

12.3.1 Modulation ASK (*Amplitude Shift Keying*)

Comme nous venons de l'annoncer, la modulation de type ASK (*Amplitude Shift Keying*) est une technique de modulation d'amplitude d'une fréquence porteuse par saut d'amplitude. Les bandes latérales sont bien connues et reflètent le spectre du signal modulant obtenu en bande de base et donc, si le signal a un spectre étroit en bande de base, il restera étroit transposé en HF. Par ailleurs, l'indice (« index ») ou parfois « profondeur » ou encore « taux » de modulation augmentant, le niveau (en dB) des bandes latérales augmente proportionnellement.
En technique sans contact, on distingue habituellement deux techniques de modulation ASK, d'une part « l'ASK 100 % » et d'autre part l'« ASK quelques % » (pour information ASK 30 à 100 % en ISO 18 000-6 type A, ASK 18 à 100 % en ISO 18 000-6 type B, ASK 100 et 10 % en ISO 18 000-3 fonctionnant à 13,56 MHz), et plusieurs sous-variantes DSB, SSB, PR pour des raisons bien précises que nous allons expliquer dans les paragraphes suivants.

■ Modulation ASK 100 %

Après modulation, la forme du signal obtenu a l'allure de la courbe présentée *figure 12.2a*.



a)

Figure 12.2 – (a) Exemple de modulation ASK 100 % (avec un codage bit de type « Miller modifié »).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

À chaque fois que la porteuse est modulée à 100 %, on observe une absence ou « pause » de la porteuse.

Pour de nombreuses raisons (temps de coupure de la porteuse, temps de montée, de mise en œuvre de cette technique), cette pause est rarement parfaite. De plus la *figure 12.2b* indique la façon dont la norme ISO 18 000-6 on caractérise temporellement habituellement le temps d'établissement – le *power up* – et le temps de coupure/extinction – le *power down* – de la porteuse dans le cas de systèmes fonctionnant selon des techniques d'étalement de fréquences conçues selon des sauts de fréquences (FHSS voir plus loin).

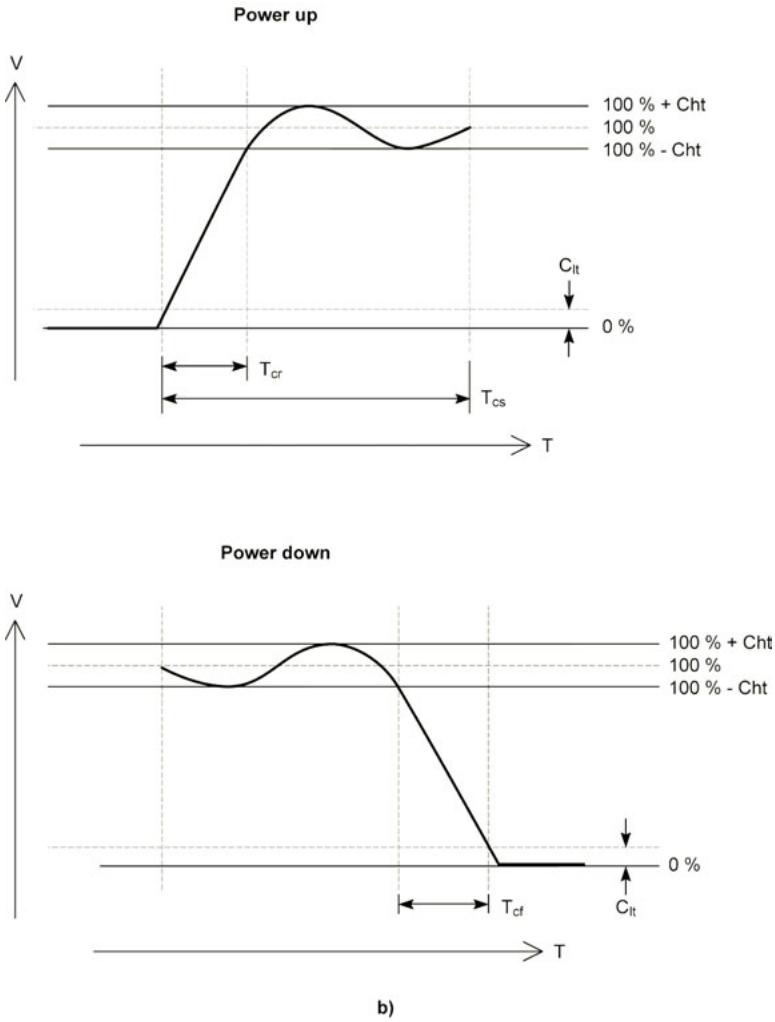
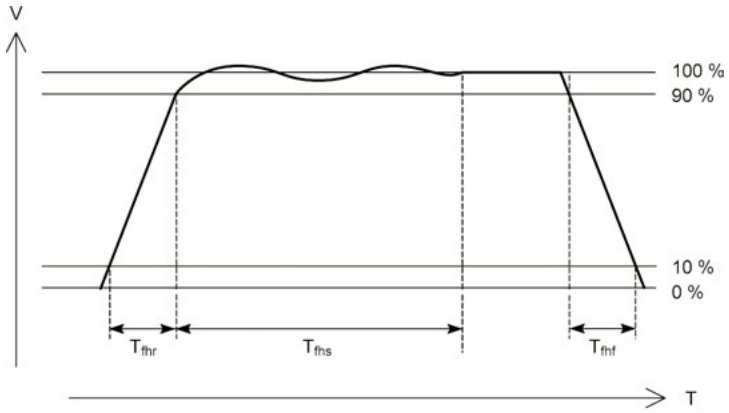


Figure 12.2 – (b) Phase de *power up* et *power down* de la porteuse.

Un exemple est donné en *figure 12.2c* lors de l'emploi de systèmes fonctionnant par sauts de fréquences (FHSS, LBT, etc.).

Tableau 12.1

	Paramètres	min.	max.
Établissement	T_{cs}		1 500 µs
	T_{cr}	1	500 µs
	C_{ht}		10 %
	C_{lt}		1 %
Coupure	T_{cf}	1	500 µs
	C_{ht}		± 5 %
	C_{lt}		1 %



Paramètre	Min	Max
T_{fhr}		30 µs
T_{fhs}	400 µs	
T_{fhf}		30 µs

c)

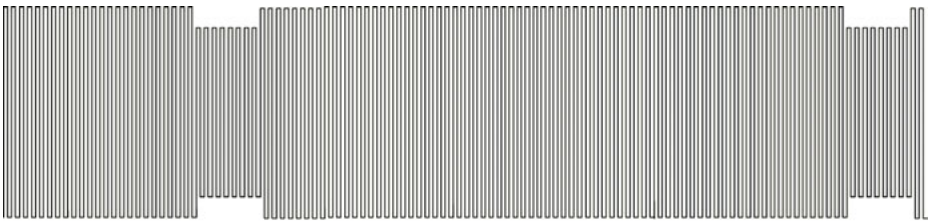
Figure 12.2 – (c) Applications de *power up* et *power down* dans le cas des systèmes à sauts de fréquences FHSS.

Modulation ASK à « *x* % »

Au lieu de moduler la porteuse à 100 % – en « tout ou rien » –, on peut pratiquer une modulation partielle de celle-ci, de tant de %. La *figure 12.3a* donne l'exemple d'une porteuse modulée en ASK « *x* % ».

Afin de quantifier le *x* % de cette modulation partielle, habituellement on définit plusieurs manières d'en parler qui, souvent par abus de langage ou méconnaissance, jettent de nombreuses confusions. Afin d'appeler un chat un chat, commençons par rappeler celle qui est utilisée à l'ISO en RFID (normes ISO 18 000-*x*).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit



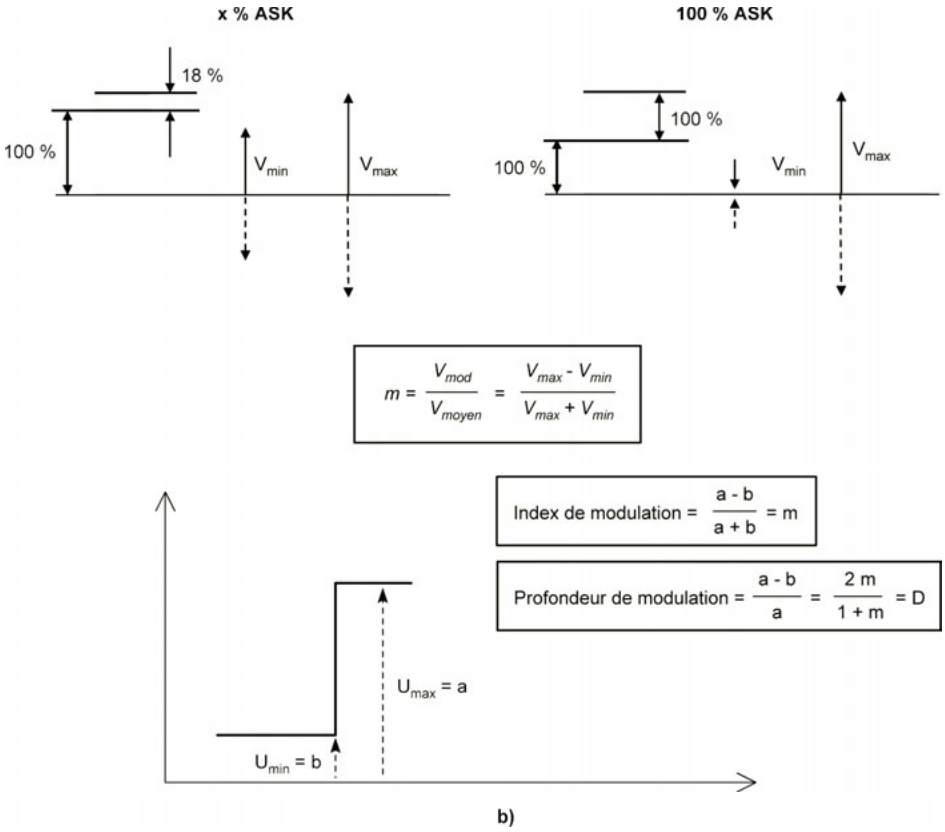
a)

Figure 12.3 – (a) Exemple d'une porteuse modulée en ASK à *x* %.

□ **Indice ou *index* de modulation**

En posant, $V_{\max} = a$ la tension présente avant modulation de la porteuse, $V_{\min} = b$ la tension présente pendant la modulation (*figure 12.3b*), la valeur de l'indice ou encore en anglais « *index* » de modulation m [%]est définie par l'équation suivante :

$$m = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}} = \frac{a - b}{a + b} = \text{index de modulation [\%]}$$



b)

Figure 12.3 – (b) Index de modulation et profondeur de modulation en ASK *x* %.

□ Taux de modulation

Bien sûr, il est facile de passer de la valeur de l'indice de modulation m à celle du taux de modulation, *taux* = $V_{\min}/V_{\max}$ [%] :

$$m = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}} = \frac{1 - \dfrac{V_{\min}}{V_{\max}}}{1 + \dfrac{V_{\min}}{V_{\max}}}$$

soit :

$$m\left(1 + \frac{V_{\min}}{V_{\max}}\right) = 1 - \frac{V_{\min}}{V_{\max}}$$

$$\text{taux} = \frac{V_{\min}}{V_{\max}} = \frac{1 - m}{1 + m} = \frac{b}{a} = \text{taux de modulation [\%]}$$

Par exemple :

– Si $m = 10$ %, $b/a = 81{,}8$ %... et pas 90 % comme beaucoup de personne le croient !
– Si $m = 14$ %, $b/a = 75{,}4$ %.

Dans la terminologie employée pour le sans contact et la RFID, seule la valeur m – indice de modulation – a été retenue pour qualifier le type de modulation ASK m % et non le « taux de modulation » ci-dessus.

□ Profondeur de modulation

Parfois, on définit aussi une profondeur de modulation D (D comme *modulation Depth*, profondeur de modulation), dont la valeur est définie par :

$$D = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max}} = 1 - \text{taux} = \text{profondeur de modulation [\%]}$$

$$D = \frac{a - b}{a} = 1 - \frac{b}{a} \text{ exprimé en \%}$$

En remplaçant b/a par sa valeur, il vient immédiatement :

$$D = 1 - \frac{1 - m}{1 + m}$$

soit, en définitive :

$$D = \frac{2m}{1 + m} = \text{profondeur de modulation [\%]}$$

ou encore :

$$D(m + 1) = 2m$$

$$D = 2m - Dm = m(2 - D)$$

$$m = \frac{D}{2 - D}$$

□ Exemple

La norme ISO 18 000-6 type A (RFID en UHF de 860 à 960 MHz), afin de se distinguer, alors que toutes les autres normes indiquent des valeurs d'index de modulation, donne (*figure 12.3c*) une valeur de profondeur de modulation $D = 27$ % min soit 0,27, d'où :

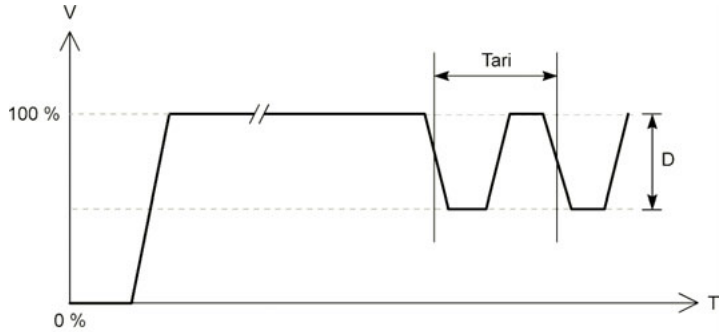
$$m = \frac{0{,}27}{2 - 0{,}27} = 15{,}6\ \%$$

qui en fait est légèrement plus faible que celui de l'ISO 18 000-6 type B, qui, lui, est donné directement avec pour valeur $m = 18$ % min ! Pour information, la même version ISO 18 000-6

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

type B, vue de dos, donnerait avec $m_{\min} = 18\ \% = 0{,}18$ une valeur de :

$$D = \frac{2 \times 0{,}18}{1 + 0{,}18} = \frac{0{,}36}{1{,}18} = 0{,}305 \quad \text{soit} \quad D = 30{,}5\ \%$$

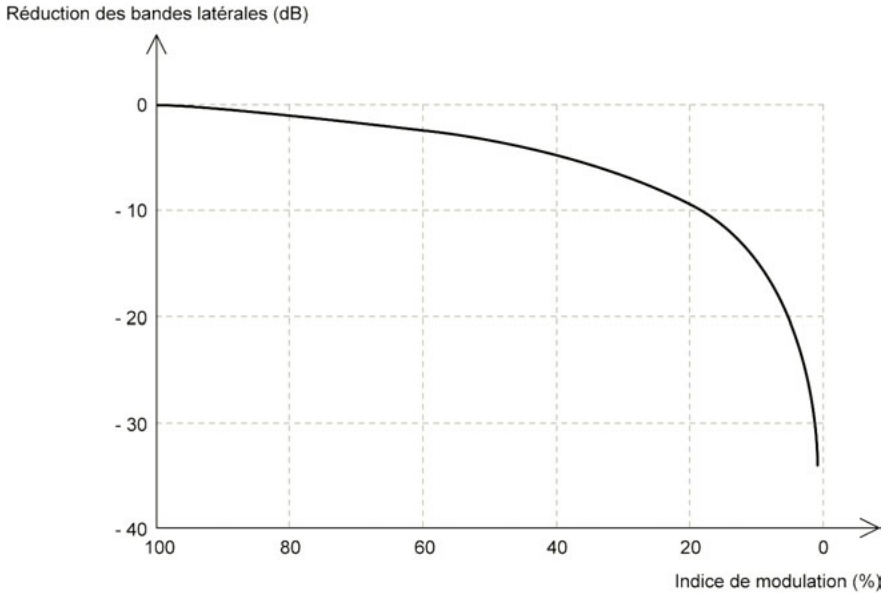


c)

Figure 12.3 – (c) Exemple de profondeur de modulation.

■ Répercussions de la valeur de l'indice de modulation choisi sur le spectre rayonné

En ce qui concerne la modulation de type « ASK *m* % », indépendamment de la fréquence de la porteuse, la *figure 12.4a* indique de façon générale l'évolution de la réduction (en dB) du niveau des bandes latérales du signal modulé en fonction de l'indice de modulation de celui-ci.



a)

Figure 12.4 – (a) Répercussion de l'indice de modulation sur le niveau des bandes latérales.

À titre d'exemple, tout étant égal par ailleurs, la *figure 12.4b* présente (en RFID l'ISO 18 000-3a à 13,56 MHz est techniquement identique à l'ISO 15 693 des cartes à puces) le corollaire de l'équation ci-dessus en donnant la relation qui existe entre la distance d'écriture/lecture et l'indice de modulation maximale si l'on ne désire pas excéder le niveau maximum de bandes latérales défini par le gabarit de la norme de pollution ETSI 300-330. En UHF, la courbe aurait une allure similaire dans le cas des limites ETSI 300 220.

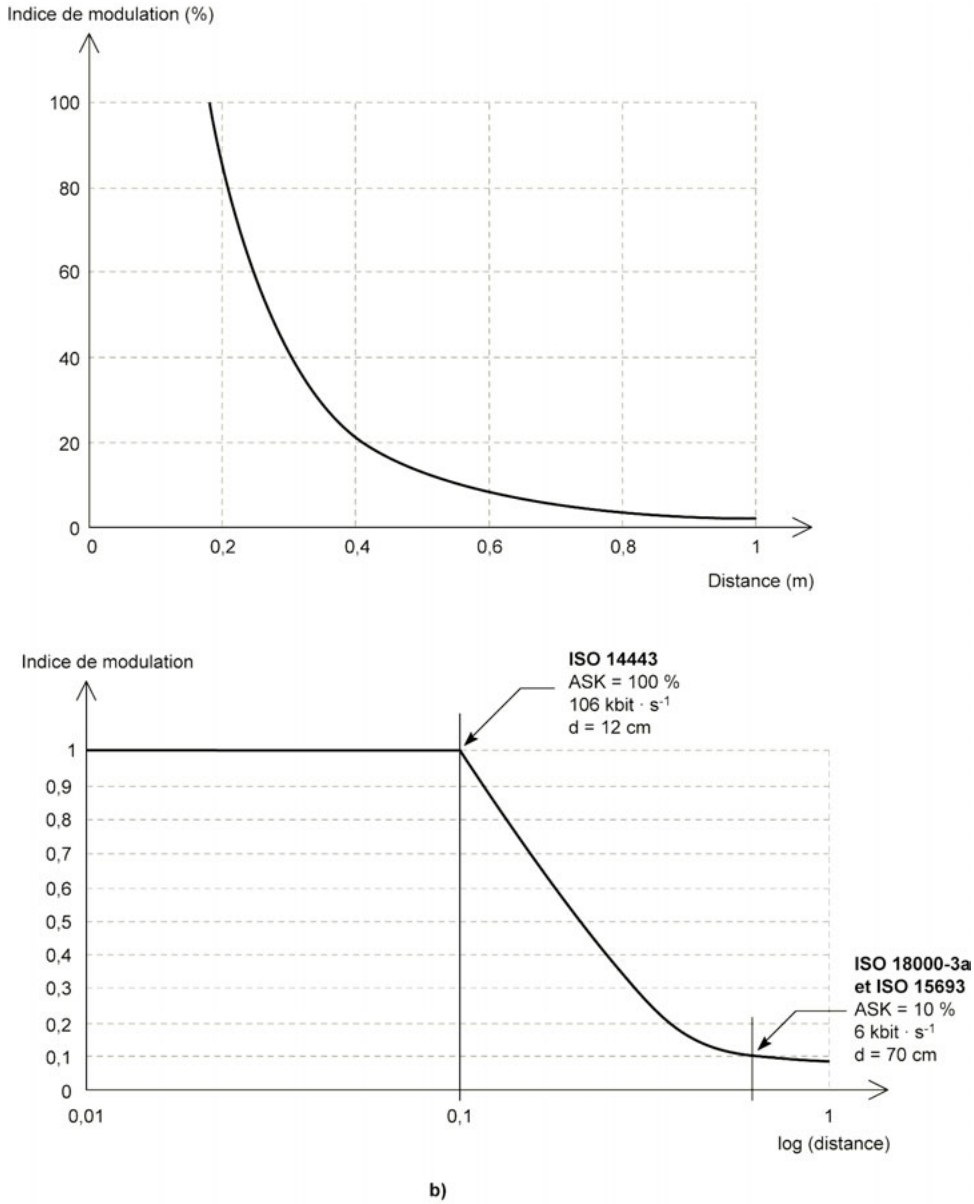


Figure 12.4 – (b) Valeur optimale de l'index de modulation pour le meilleur rapport signal/bruit tout en respectant le gabarit.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

12.3.2 Les dérivés de l'ASK

Une fois la modulation d'amplitude AM conventionnelle effectuée par un signal analogique ou numérique, au niveau de l'étage de puissance de la base station il est alors possible par filtrage ou non de conserver tout ou partie du signal résultant.

■ *Double Side Band* – ASK (DSB – ASK)

C'est le résultat le plus classique dû à la modulation ASK dans laquelle on garde les deux bandes latérales (DSB) faisant suite à la modulation de porteuse par le signal modulant (*figure 12.5a*).

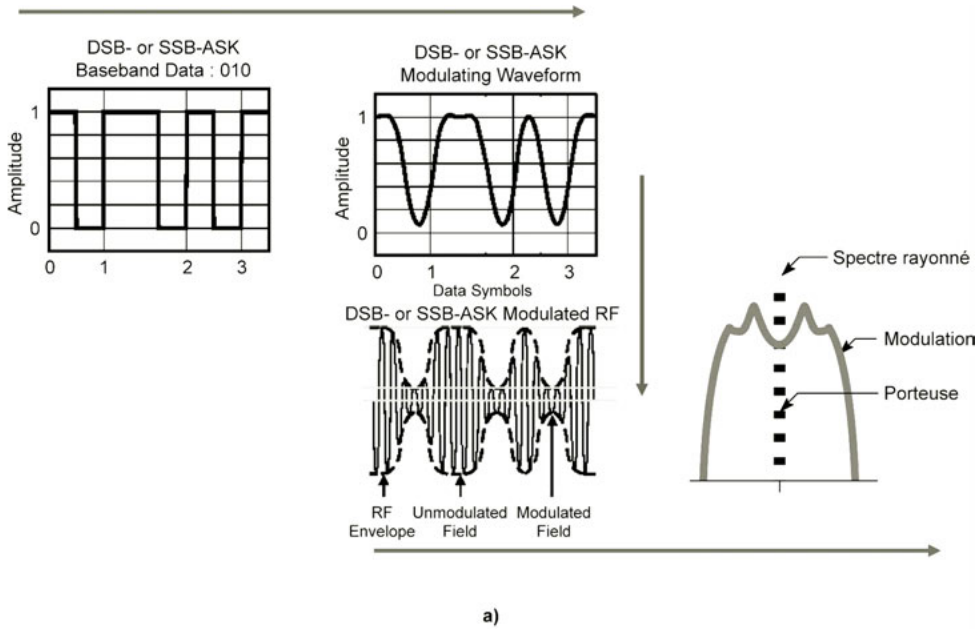


Figure 12.5 – (a) Exemple de modulation DSB – ASK.

■ *Single Side Band* – ASK (SSB – ASK)

Afin de limiter la largeur du spectre occupé par le rayonnement de l'antenne de la base station après modulation, il arrive parfois que l'on utilise la modulation de type SSB – ASK dans laquelle, lors de la phase finale, avant émission, on a supprimé/éliminé par un filtrage approprié l'une des deux bandes latérales initiales (*figure 12.5b*).

■ *Phase Reversal* (PR – ASK)

La modulation baptisée *Phase Reversal* (PR – ASK) est très proche d'un doux mélange simultané de modulation de type BPSK et de modulation d'amplitude conventionnelle. On dit souvent qu'un bon dessin (*figure 12.5c*) vaut mieux qu'une longue explication. On voit clairement dans la figure la brusque variation de phase (inversion totale) – d'où le nom PR – de l'onde modulée à chaque transition de valeur binaire du signal incident modulant ainsi que la modulation ASK simultanée.

À noter que les dérivés de la modulation ASK conventionnelle que nous venons d'évoquer ci-dessus permettent de réaliser une adaptation plus aisée aux différentes largeurs de canaux qui sont décrites dans les régulations locales de chaque pays (FCC, ETSI, ARIB, etc.).

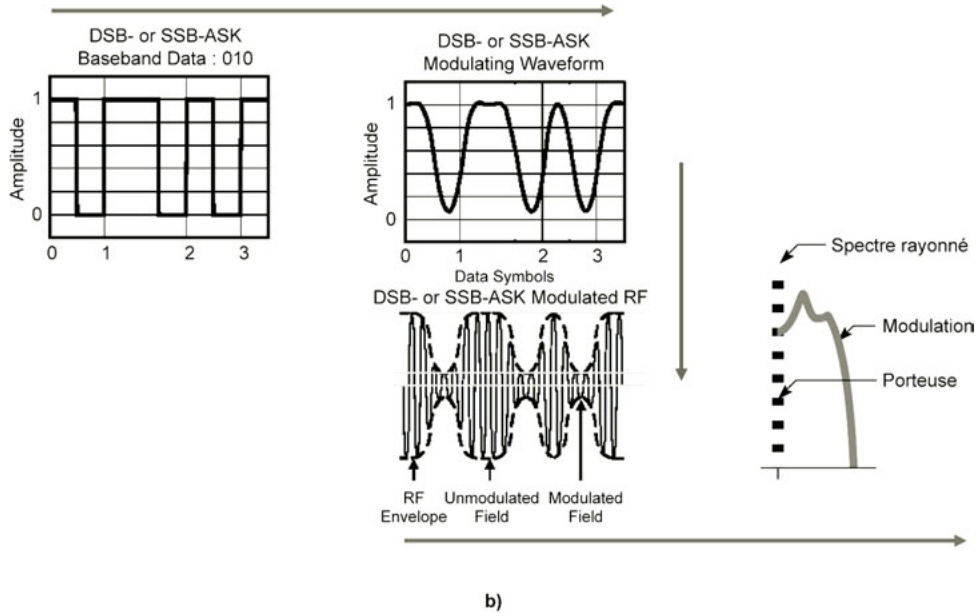


Figure 12.5 – (b) Exemple de modulation SSB – ASK.

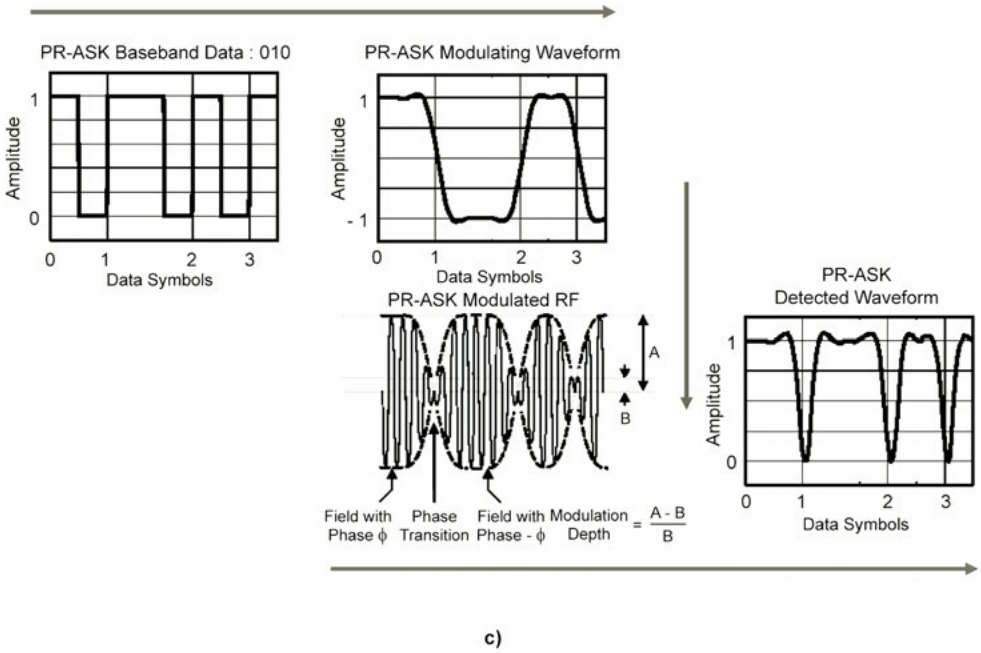


Figure 12.5 – (c) Exemple de modulation/démodulation PR – ASK.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

12.4 Modulation de fréquence et modulation de phase

Il existe de nombreuses méthodes de modulation de fréquence, FM, FSK, etc. et de phase, PM, PS, BPSK, etc. (*figure 12.6*).

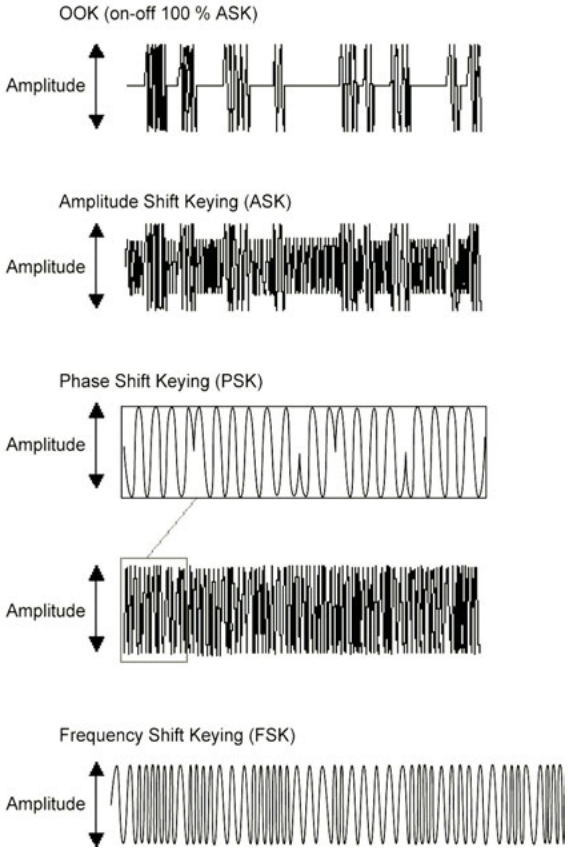


Figure 12.6 – Exemples de modulation.

En technique RFID UHF et SHF, ces modulations de porteuses sont rarement utilisées. Quelques solutions fonctionnent en modulation de porteuse FSK, mais la grande majorité utilisent l'ASK *m* %.

Nous entrevoyons de nombreuses personnes bondir sur leurs chaises à la lecture de la phrase précédente car souvent, en technique sans contact, on parle de FSK, BPSK. Hélas, au risque de vous décevoir, dans ces cas on parle de la technique de modulation (de la sous-porteuse) interne du codage bit servant à réaliser la modulation de charge de la liaison descendante et non de la modulation de la porteuse issue de la base station, qui, elle, reste toujours modulée en ASK 100 % ou *x* %. *Please, don't confuse !*

12.4.1 Modulation de fréquence

La modulation (analogique) de la porteuse en FM conventionnelle n'est pratiquement jamais utilisée. En revanche, son équivalent numérique en « tout ou rien », c'est-à-dire en mode OOK (*On Off Keying*), l'est parfois. Il s'agit bien évidemment du FSK (*Frequency Shift Keying*).

■ *Frequency Shift Keying* (FSK)

La modulation FSK est à la modulation FM ce que l'ASK OOK est à la modulation AM, c'est-à-dire une modulation en tout ou rien de la valeur de la fréquence selon les deux valeurs binaires du bit.

12.4.2 Modulation de phase

Depuis l'avènement de la télévision numérique diffusée par câbles et satellites et de la téléphonie mobile, la modulation de phase PM et ses variantes BPSK, QPSK, QAM, etc. sont très en vogue. De nombreuses variantes de la modulation de phase conventionnelle PM sont, à ce jour, utilisées dans de nombreux domaines y compris en RFID. Il s'agit des PSK, BPSK, DPSK.

■ *Phase Shift Keying* (PSK)

C'est la forme numérique la plus simple de la modulation de phase modulée en tout ou rien, OOK. La représentation des états binaires 0 et 1 est réalisée à l'aide de changements discrets de phases de la fréquence porteuse selon un nombre prédéterminé de valeurs.

■ *Binary Phase Shift Keying* (BPSK)

La modulation BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) utilise un diagramme de constellation ne comportant que deux points, par exemple 0° et 90° ou 0° et 180°, etc.

■ *Differential Binary Phase Shift Keying* (DBPSK)

Avant d'effectuer une modulation de type BPSK, les données sont prétraitées en différentiel.

■ QPSK, xPSK et xQAM

Les modulations QPSK, *x*PSK et *x*QAM sont des types de modulations de porteuses bien connues et largement utilisés pour les transmissions de signaux numériques de type téléphonie mobile et télévision numériques DVBT *via* satellites, câblées et terrestres. Les constellations représentatives de ces modulations comportent de nombreux points 2, 4, 32, 64, 128, 256... et les symboles numériques transportés sont formés de 2, 4, 8... bits selon les types de modulation.

■ *Minimum Shift Keying* (MSK)

La modulation MSK (*Minimum Shift Keying*) est une forme particulière de la modulation de phase de type FSK. Dans cette modulation, la différence entre la fréquence d'un « 0 » logique et celle d'un « 1 » logique (ce qui correspond à la déviation crête de phase) est toujours égale à la moitié du débit des données, lequel est l'écart minimum de fréquence pour deux signaux FSK. De ce fait, pour la modulation MSK l'index de modulation est de 0,5. Ce type de modulation utilise un schéma de modulation de phase continue dans laquelle les changements de fréquences se produisent au passage à zéro de la porteuse sans inversion de phase.

■ *Gaussian Minimum Shift Keying* (GMSK)

La modulation GMSK est un dérivé de la modulation MSK décrit au paragraphe précédent dans laquelle le signal incident a été préliminairement mis en forme à l'aide d'un filtrage de forme gaussienne. En effet, l'un des principaux problèmes de la modulation MSK lors de ses applications à hauts débits est que, généralement, le signal résultant de cette modulation n'est pas assez compact pour rentrer dans les bandes passantes disponibles. Pour rendre cette modulation plus efficiente, il est nécessaire de réduire l'énergie présente dans les bandes latérales à l'aide de filtres passe-bas. Pour cela, on utilise un filtre de Gauss (dont la réponse est une distribution gaussienne en forme de « cloche » – courbe de Gauss) afin d'obtenir une fréquence de coupure telle que la réponse à des impulsions donne très peu de suroscillations (*overshoots*). La modulation

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK) permet d'obtenir une utilisation de la bande passante et de la puissance transmise beaucoup plus efficiente que le MSK du fait que le contenu harmonique et la bande passante transmis sont plus faibles.
Pour de plus amples informations, nous vous renvoyons à tous les bons ouvrages[1] concernant de traitement du signal.

12.5 Conclusion

En conclusion, très souvent, le type de modulation ASK représente un bon compromis entre la simplicité des circuits de détection du côté du transpondeur, un bon rapport S/N, des valeurs et niveaux adaptables des bandes latérales en fonction des régulations locales de type FCC, ETSI et ARIB et la conservation d'un bon débit de transmission.

[1] Concernant ces divers types de modulation, citons par exemple l'ouvrage *Électronique appliquée aux hautes fréquences* de François de Dieuleveult (Dunod) dans lequel vous trouverez tout le support théorique et pratique nécessaire à la compréhension et la bonne utilisation de ces techniques.

13 • TECHNIQUES D'ÉTALEMENT DE SPECTRE

13.1 Systèmes à sauts, à agilité de fréquences et techniques d'étalement de spectre

Comme nous venons de le montrer, la modulation de porteuse est une opération touchant à la couche physique du modèle OSI qui conditionne le signal utile à transmettre (dans notre cas digital) de façon à pouvoir le transmettre sur des ondes radiofréquences. Parfois, les techniques que nous avons évoquées lors des précédents paragraphes ne sont pas suffisantes pour satisfaire les performances souhaitées pour les applications, et il est nécessaire d'envisager d'autres techniques complémentaires. Pour cela, certains dispositifs sans contact – RFID fonctionnant en UHF (433 et 860-960 MHz) et SHF (2,45-5,8-24 GHz) – utilisent des techniques de sauts de fréquence (*Frequency Hopping*, FH), agilité de fréquences (*Listen Before Talk*, LBT), étalement direct de spectre (à l'aide d'une séquence directe de modulation de phase, dite DSSS), baptisées globalement, et souvent un peu à tort, de *spread spectrum* (SS).

Remarque
Il est à noter que ces techniques sont fréquemment utilisées en RFID aux États-Unis pour des tags fonctionnant en UHF et SHF du fait que les régulations locales (FCC) offrent beaucoup plus de facilité d'emploi de ces techniques qu'en Europe (CEPT, ERC, ETSI).

Au cours des paragraphes suivants, nous allons expliciter plus en détail le contenu de ces techniques et plus particulièrement examiner les allures et formes des spectres rayonnées par le signal émis par la base station (l'interrogateur) et leurs conséquences.
Nous allons décomposer notre exposé en deux grandes branches :

– d'une part, les types et principes de systèmes à sauts ou à agilité de fréquences étalant le spectre rayonné de porteuses modulées par des modulations dites « bandes étroites » (*narrow band*)... baptisés ainsi par opposition à l'autre branche ;
– d'autre part, les systèmes qui utilisent des techniques d'étalement de spectre directe que l'on a coutume d'appeler ainsi non par opposition à bandes larges (*wide band*) mais à « spectre étalé » (*spread spectrum*).

Pour rester très concret, nous décrirons dans le premier cas les systèmes FHSS et LBT, et dans le second, le DSSS, qui sont tous largement utilisés en RFID UHF et SHF.
À noter que dans la branche professionnelle RFID, on commence également à évoquer l'emploi, à terme, de dispositifs UWB (*Ultra Wide Band*) qui, sous certaines conditions bien spécifiques, peuvent occuper une très large bande de fréquences... voire parfois toute la bande de fréquences autorisée et participer à créer de niveaux dispositifs de géolocalisation basés sur la RFID.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

13.2 Techniques d'étalement de spectre (*Spread Spectrum Modulation*, SS)

Parfois, pour certaines applications, les principes conventionnels de modulation AM, FM, PM et de leurs dérivés respectifs (ASK, ASK OOK, QAM, FSK, BPSK, DPSK, QPSK, MSK, GMSK) dont nous avons rappelé les fonctionnements dans la partie précédente ne sont plus satisfaisants. En effet, dans tous ces modes de modulation, le signal en bande de base (représentant les données numériques à envoyer) module une porteuse de valeur déterminée et le spectre rayonné est le résultat direct de cette opération. Le spectre résultant de cette modulation est « plus ou moins » large mais ne couvre pas une étendue phénoménale (centaines de kilohertz au mégahertz). On dit que l'on fonctionne en « bande étroite »[1].

Comme dans tout système fonctionnant à l'aide de propagation d'ondes rayonnées, celles-ci sont sujettes à des problèmes dus à des chemins/parcours multiples, à la présence de bruits, de parasites, d'interférences, de brouilleurs, etc., et ceci est d'autant plus notable que les fréquences sont élevées, ce qui est notre cas en RFID UHF et SHF.

Certaines techniques complémentaires telles que celles que nous allons décrire ci-dessous offrent des qualités spécifiques qui permettent d'améliorer fortement les performances de communication d'un ensemble dans de telles conditions quotidiennes de fonctionnement. Parmi celles-ci, les techniques dites de *spread spectrum* (« d'étalement de spectre ») sont très utilisées en identification radiofréquences.

■ Techniques de *spread spectrum* (étalement de spectre)

Au-delà des purs procédés de modulations d'amplitude bande étroite AM, ou de fréquence FM, ou de phase PSK QPSK, etc., de la fréquence porteuse évoquée précédemment, il peut être intéressant de procéder à un « étalement » de spectre du signal rayonné.

Ces techniques ont pour buts de « distribuer » ou « disperser » ou « éparpiller » ou encore « étaler » (en anglais, *to spread*) le plus uniformément possible dans le temps le contenu spectral et énergétique de l'information des données en transportant le signal sur une plage de fréquences considérablement plus large que celle requise pour des communications classiques « *narrow band* – bande étroite » (AM, FM, etc.) permettant ainsi à ces données de pouvoir être récupérables sous des conditions très défavorables d'interférences et/ou de bruit, comme nous allons le voir.

Les techniques « d'étalement de spectre » ne sont pas à proprement parler des techniques de modulation de porteuse mais elles permettent de prendre un flot de données utiles – les données (data) à transmettre – constituant un signal électrique, donc le spectre en bande de base est connu, et de trouver des techniques de transmission telles que le spectre du signal final rayonné soit bien plus large que celui du signal du flot de données initial.

Ce sont donc des formes de « surmodulation » ou de « surcodage » (termes simples mais impropres que nous continuerons à employer par moments... faute de trouver mieux) – voir ci-dessous les explications détaillées – grâce auxquelles la densité spectrale moyenne de puissance émise est « dispersée » ou encore « étalée » de façon aléatoire ou quasi aléatoire (c'est-à-dire n'étant pas ou faiblement corrélée avec le signal de donnée) sur une bande de fréquences dont la largeur (bande passante) est bien plus importante que celle strictement nécessaire au spectre fréquentiel de l'information utile qui doit être transmise.

■ Petite note musicale historique

Aussi surprenant que cela puisse paraître (*figure 13.1*), le principe d'étalement de spectre le plus connu (effectué par sauts de fréquences, baptisé plus tard FHSS, voir plus loin) a été inventé et

[1] Pour de plus amples explications, nous vous renvoyons à la partie précédente et à des ouvrages spécialisés tel que celui de François de Dieuleveult, *Électronique appliquée aux hautes fréquences*, chez le même éditeur.

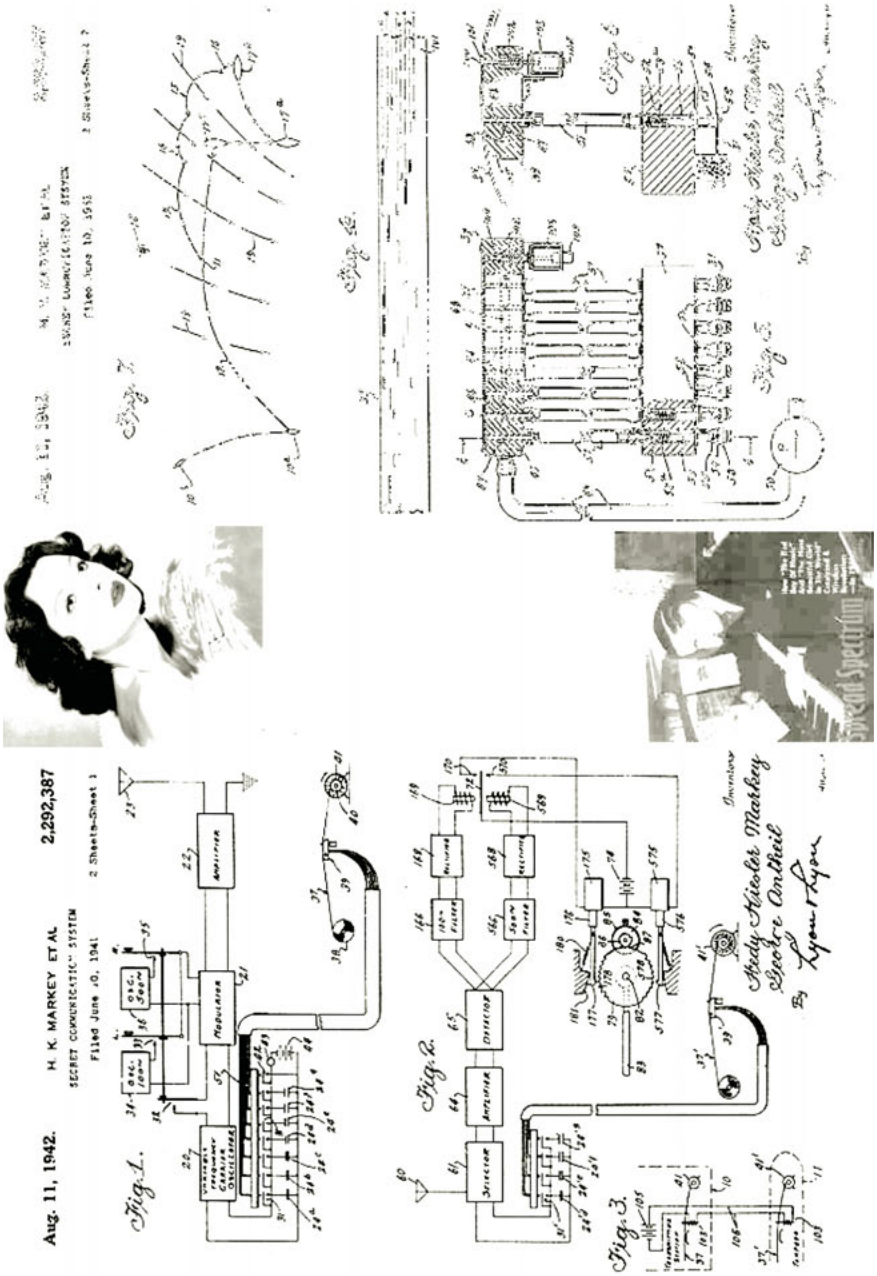


Figure 13.1 – Hedy Lamarr et George Antheil et les premiers brevets historiques de FHSS.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

breveté à l'époque de la Seconde Guerre mondiale par une chanteuse (de chansons populaires et de jazz) et actrice de cinéma américaine d'origine autrichienne, Hedy Lamarr, avec l'aide de son pianiste compositeur, George Antheil.
À l'origine, pendant la Seconde Guerre mondiale, ce système servit à éviter les brouillages des signaux de guidages des torpilles lancées par les sous-marins. À titre documentaire, la séquence qui définissait l'étalement de spectre était la succession de notes issues d'une mélodie musicale – presque aléatoire en cas d'improvisation jazzy du fameux pianiste et de la chanteuse – transcrites sur le rouleau à musique des pianos mécaniques de l'époque.
Peu de temps après, l'US Navy a acheté tous les brevets et les a classés « secret défense » et a utilisé ces techniques d'étalement de spectre jusque dans les années soixante pour garder leurs communications secrètes. Ces techniques ne sont devenues publiques que récemment et ont fortement participé à l'explosion des systèmes Wireless LAN, GSM, IEEE 802.11 *and Co*... et maintenant en RFID ! La musique et l'improvisation musicale mènent à tout, qui l'eût cru, n'est ce pas ? (Pour information, sachez que l'auteur de cet ouvrage a même écrit, il y a plusieurs années, un traité d'harmonie musicale. Vous vous rendez compte maintenant jusqu'à quel point cela peut déformer les gens !)

Propriétés et avantages généraux des techniques de *Spread Spectrum*

En présentant le SS tel que nous venons de le faire dans les paragraphes précédents, vous pourriez croire qu'il n'apporte pas grand-chose, et même, qu'il présente un défaut majeur, celui d'occuper – pour un même signal utile transporté – une bande passante très largement supérieure à celle d'une transmission en bande étroite. Cela, pris séparément, est vrai, mais il faut retirer rapidement ses œillères pour s'apercevoir de toutes les qualités que cache ce « défaut ». En effet, ces techniques présentent de nombreux avantages. Du fait que la séquence d'étalement est aléatoire (ou quasi aléatoire, ou faiblement corrélée) et unique pour chaque utilisateur :

– seul le récepteur ou utilisateur connaissant le code de la séquence de l'étalement de spectre de l'émetteur est apte à sélectionner le canal de transmission désiré et à décoder correctement les informations ;

> **Remarque**
> Comme nous le montrerons plus loin, en technique de fonctionnement RFID de *back scattering* entre base station et transpondeur, par principe, le récepteur connaît toujours cette séquence de changement de fréquences... puisque l'onde de retour est une partie réfléchie de l'onde incidente !

– du fait de l'unicité de la séquence d'étalement propre à chaque émetteur, plusieurs émetteurs peuvent fonctionner en même temps à l'intérieur d'une même bande de fréquences, la probabilité d'émettre strictement au même instant identiquement sur la même fréquence est quasi-nulle ;
– ceci revient à dire que, bien que la bande occupée par un émetteur soit beaucoup plus large que dans le cas des modulations de types *narrow band*, dans une même largeur de bande on peut disposer simultanément une infinité d'émetteurs (... ou presque, bien sûr !) ;
– cette technique est donc par construction « anti-brouilleurs » ou « anti-émetteurs hostiles », qu'ils soient de type bande étroite ou bande large (*figures 13.2a, b et c*), et du fait de leurs fortes sécurités de transmissions, ces techniques sont fortement utilisées dans des applications militaires. Depuis de nombreuses années, elles sont de plus en plus utilisées pour des applications civiles de masse telles que téléphonie mobile GSM, BlueTooth, famille IEEE 802.11x, Wi Fi, etc. ;
– elles sont utilisées dans les systèmes de type *Code Division Multiple Access* (CDMA) dans lesquels tous les utilisateurs partagent simultanément la même bande passante et peuvent démarrer leurs transmissions à n'importe quel moment sans avoir à réaliser des procédures spécifiques d'accès au médium ;

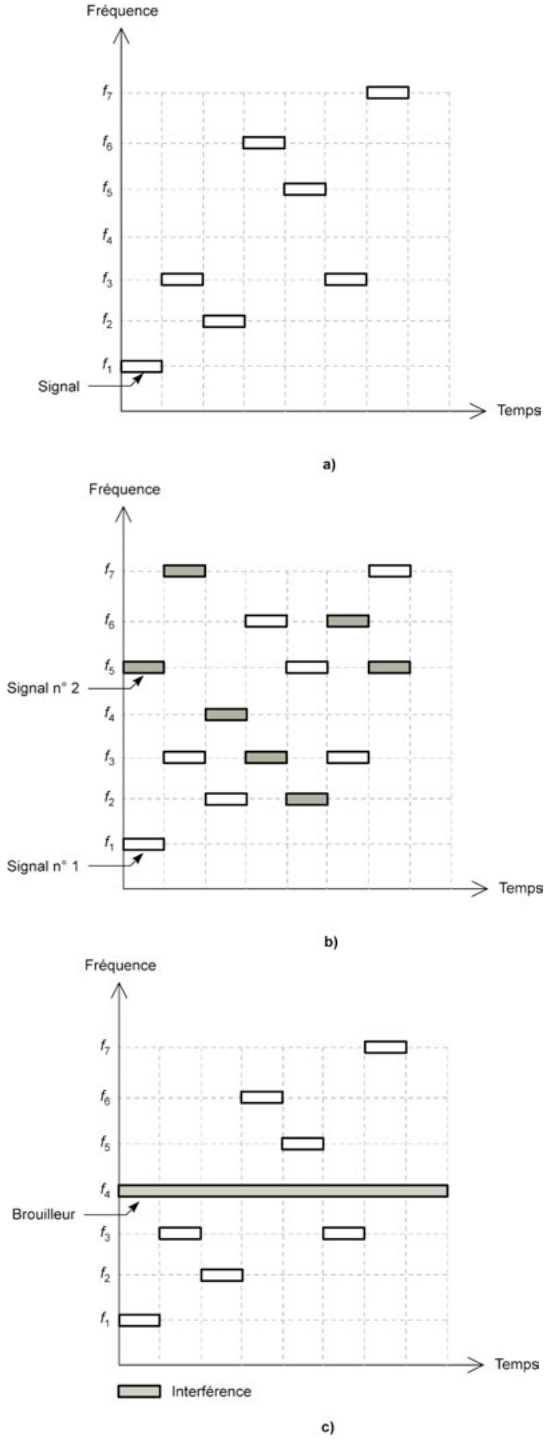


Figure 13.2 – Exemples de problèmes résolus par les systèmes à étalement de spectre : (a) principe de sauts de fréquences ; (b) multiplicité d'émetteurs dans une même bande ; (c) brouillage.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

– du fait de l'étalement de spectre et du nombre important de fréquences contenues dans le signal rayonné, ces techniques permettent de fournir de multiples chemins d'accès (en terme de propagation) à la communication, ce qui a pour résultat statistique d'accroître l'immunité du signal aux phénomènes de bruit, d'échos et d'interférences donc d'améliorer tôt ou tard le rapport signal à bruit et le BER ;
– étant donné que le signal est dispersé sur une large bande de fréquences, la densité spectrale de puissance est très réduite, ce qui fait que d'autres systèmes de communications fonctionnant en mode bande étroite dans la même bande de fréquences ne souffrent pas de la présence simultanée de ce type de communications. En revanche, du fait de la largeur de bande occupée, le bruit Gaussien est plus important ;
– pour terminer ce premier égrainage de propriétés des systèmes SS, plus la bande de transmission est large, plus il est possible d'augmenter le débit des données transmises.

Ici aussi, pour un plus large approfondissement théorique de ces techniques, nous renvoyons le lecteur vers des ouvrages spécialisés.
Il est à noter que depuis quelques années, ces techniques sont fréquemment utilisées aux États-Unis pour des tags RFID ou des dispositifs industriels fonctionnant sur les bandes de fréquences porteuses UHF (902 à 928 MHz) ou SHF (2,45 et 5,8 GHz) du fait que les valeurs de puissances autorisées à l'émission sont beaucoup plus importantes qu'en Europe. En effet, contrairement à l'Europe, dès 1985, pour stimuler la production et l'usage des produits et réseaux Wireless (réseaux sans fil), l'organisme de régulation américain FCC a modifié la partie 15 du Titre 47 des régulations du spectre radiofréquence qui régissait les produits utilisant la technique *Spread Spectrum* pour que des applications de *Wireless Networks* puissent fonctionner sans licence (évidemment sous certaines conditions de puissances maximales) dans les bandes ISM de fréquences, de 902-928 MHz, 2,4-2,4835 GHz et 5,725-5,850 GHz.
En plus des performances techniques supplémentaires offertes, cette dérégulation du spectre de fréquences a eu pour effet de supprimer l'obligation de passer du temps (à des organismes spécialisés) et dépenser de l'argent pour planifier les allocations de fréquences pour coordonner les installations radiofréquences ainsi que les possibles interférences résiduelles. De plus, lors de changement de site géographique de l'implantation physique de la base station RFID, il n'est plus nécessaire de demander un nouvel agrément ou licence pour installer le produit dans son nouveau lieu de fonctionnement (exemple : chronométrages d'événements sportifs annuels de villes en villes tels que marathons, triathlons, à l'aide de dossards électroniques en RFID).

Exemple
La fréquence porteuse choisie, par exemple 2,450 GHz, sera modulée (réellement modulée) conventionnellement en amplitude, par exemple en ASK 100 % (modulation de porteuse dite OOK) en bande étroite puis, par tranche de temps, par exemple toutes les demi-secondes elle sautera à d'autres valeurs, par exemple 2,455 puis 2,470, puis 2,425, etc. Pendant toute la durée de 0,5 s, la fréquence porteuse sera modulée en ASK 100 % au débit des données à transmettre (par exemple à 40 kbit·s^{-1}). Afin d'éviter toutes confusions, nous dirons que ce saut de fréquence correspond à une « surmodulation » de la fréquence porteuse et entraîne un étalement global du spectre rayonné.

■ Quelques définitions et termes propres aux familles SS et assimilés

Avant d'entrer dans le détail de ces techniques, en SS et systèmes assimilés, il est nécessaire de définir quelques nouveaux termes génériques.

□ *Processing gain*

Le *processing gain* ou, littéralement, gain de traitement, est l'un des principaux paramètres des systèmes SS. Il est également défini comme étant la valeur du « rapport de dispersion » du spectre :

$$\mathrm{PG} = \frac{\text{Valeur de la bande passante étalée}}{\text{Valeur de la bande passante du signal en bande de base}}$$

Quelle que soit la technique de SS employée, plus ce rapport sera élevé, plus la largeur de bande du canal de communication sera élevée, plus le spectre sera étalé, meilleures seront les performances d'étalement de l'ensemble. Par voies de conséquences, ce paramètre participe à déterminer le nombre maximum d'utilisateurs admissible par le système, la qualité de l'effet de réduction des parcours multiples, la résistance aux brouillages, la qualité de détection des signaux, etc. D'où son importance !

□ **Spectre et largeur de bande d'un canal en SS**

Dans le cas des systèmes à étalement de spectre que nous venons d'évoquer, on définit souvent sous le vocable de « bande passante », la largeur de bande qu'occupe le signal étalé dans un canal spécifié.

Cette largeur de bande peut être ou non équivalente à la distance qui sépare deux canaux adjacents, quoique la distance entre canaux puisse égaler, mais ne doit excéder la largeur bande qu'occupe le canal.

■ Les différents types de techniques de SS et assimilés

Pour conclure sur les généralités des techniques SS, sachez qu'en RFID UHF et SHF, on utilise fréquemment différentes solutions permettant de procéder à l'étalement du spectre d'un signal rayonné dont les principales sont :

– soit par sauts de fréquences : *Frequency Hopping* (FH) dit FHSS, *Time Hopping* (TH), *Multi-Carrier* CDMA ;
– soit par modulation spécifique effectuée à l'aide d'une séquence directe (DS, *direct sequence*) dit DSSS ;
– soit par agilité de fréquences, après écoute de la présence ou non d'un autre émetteur dans le canal d'émission souhaité *Listen Before Talk* (LBT).

Il est également possible de créer des combinaisons entre ces différentes techniques qui en font alors des systèmes dits « hybrides »... que nous allons maintenant passer en revue par le détail.

13.3 Systèmes à sauts ou agilité de fréquences étalant le spectre rayonné de porteuses modulées en bandes étroites (*narrow band*)

Dans les paragraphes qui suivent, nous allons décrire en détail deux systèmes, le premier à sauts de fréquences, le FHSS, le second à agilité de fréquences, le LBT. Ces deux systèmes, largement employés en RFID UHF et SHF, utilisent des porteuses dont les modulations de types bandes étroites sont des plus conventionnelles et que tout le monde connaît bien, du type modulation d'amplitude (AM), de fréquence (FM) ou de phase (PM), et leurs dérivés.

13.3.1 *Frequency Hopping Spread Spectrum* (FHSS)

■ Principe de fonctionnement du FHSS

Le *Frequency Hopping* fonctionne presque comme son nom l'indique (*figure 13.3a et b*) !

La technique FHSS réside dans le fait que la valeur de la fréquence porteuse RF est modifiée (« saute ») automatiquement à de courts intervalles de temps. La sélection de sa valeur est effectuée d'une manière pseudo-aléatoire parmi un jeu de fréquences couvrant une bande de fréquences beaucoup plus grande que la bande passante requise pour transmettre le signal contenant lui-même les informations/données utiles.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

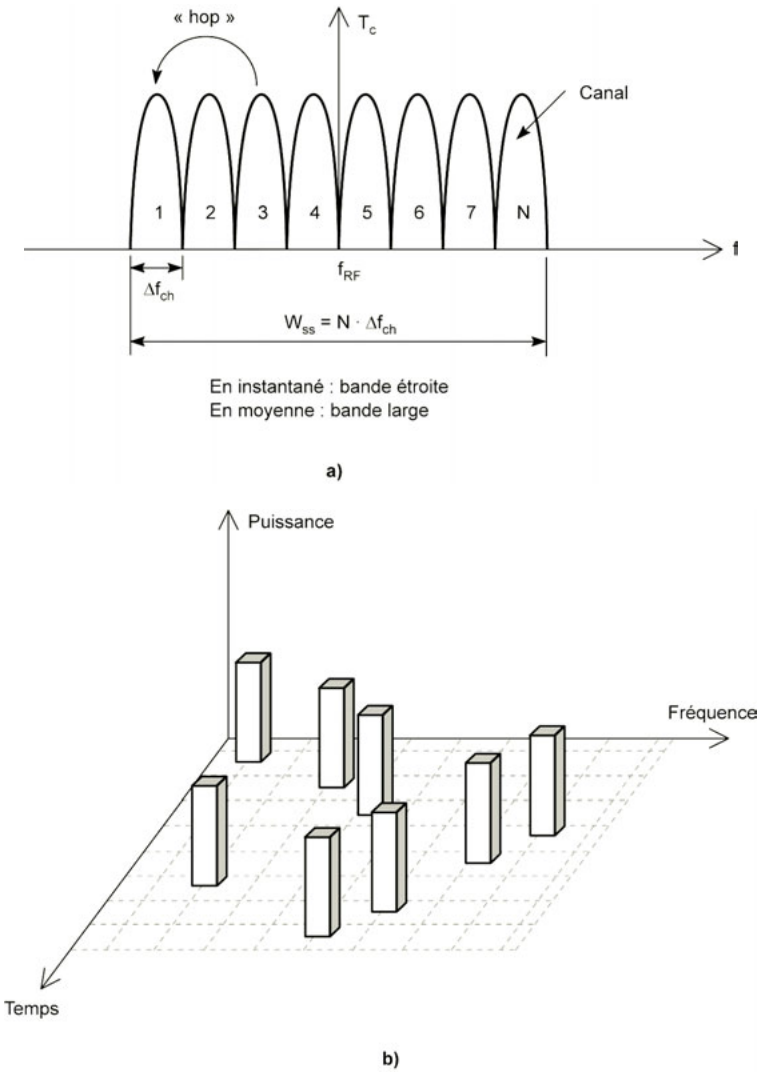
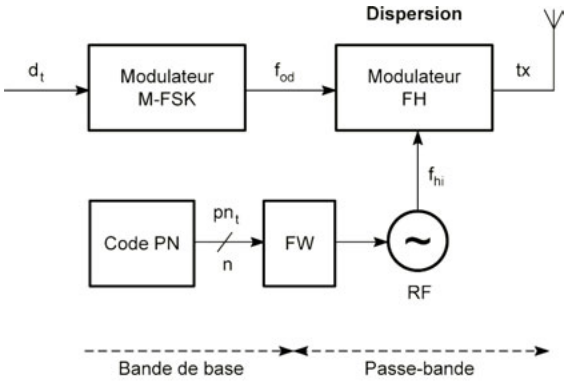


Figure 13.3 – Technique FHSS : (a) principe ; (b) représentation en 3D du principe.

Note
Sur le principe, la rapidité à laquelle est modifiée la valeur de la fréquence de la porteuse peut être plus rapide ou plus lente que le débit (*bit rate*) du signal d'information.

Cette technique d'étalement de spectre d'un signal sur une large bande de fréquences est principalement définie, d'une part, par la fréquence à la laquelle on effectue, périodiquement, en fonction du temps des sauts de fréquence (*frequency hop rate*) autour d'une fréquence porteuse prédéfinie, et d'autre part, par l'ordre ou la façon (séquences déterministes, aléatoires, pseudo-aléatoires, *pseudo-random binary sequence* [PRBS], etc.) dont on effectue les sauts (*frequency hop sequence*). Une définition plus détaillée de ces termes sera donnée dans les paragraphes qui suivent.
Par principe même, cette technique réduit énormément les interférences, puisqu'un qu'un signal provenant d'un système *narrow band* n'affectera le signal SS que si l'un et l'autre sont transmis en

même temps sur la même fréquence... c'est-à-dire très rarement, pour ne pas dire pratiquement jamais. Le taux d'interférences sera donc très faible et le taux d'erreur bit – BER – sera donc très faible voire nul. La *figure 13.3c* indique le principe de réalisation d'un émetteur fonctionnant en technique FHSS.



c)

Figure 13.3 – (c) Principe de réalisation d'un émetteur fonctionnant en technique FHSS.

À titre d'exemple, aux États-Unis, les régulations FCC demandent aux fabricants d'équipements fonctionnant à 2,45 GHz d'utiliser au moins 75 fréquences par canal de transmission avec un *dwell time* (temps d'occupation) maximal de 400 ms. Avec cette technique, on peut obtenir un débit de données d'environ 2 Mbit·s^{-1}. Des débits plus rapides sont susceptibles d'être entachées de nombreuses erreurs.
Pour décrire cette technique d'étalement de spectre FHSS il est nécessaire de définir à nouveau quelques termes spécifiques.

□ En émission

Frequency hop sequence ou hop code

La *frequency hop sequence* ou encore *hopping code* définit :
– d'une part, le nombre *n* (ou encore la longueur) des valeurs de fréquences choisies ;
– d'autre part, l'ordre temporel dans lequel on désire que les fréquences porteuses se succèdent.

Cette séquence est généralement déterminée par une liste/table de valeurs pseudo-aléatoires de fréquences utilisées par l'émetteur FHSS pour sélectionner un canal FHSS particulier de communication dans une bande déterminée (voir exemple plus bas).

Dwell time

Ce paramètre représente le laps de temps pendant lequel l'une des fréquences de la séquence définie ci-dessus est occupée... d'où son nom « temps d'occupation » (*to dwell* = habiter, occuper). Ce paramètre est fréquemment exprimé en millisecondes, par exemple 400 ms.

Frequency hop rate

Le *frequency hop rate* ou encore, en raccourci, *hop rate* est la fréquence à laquelle le système *Frequency Hopping Spread Sspectrum* (FHSS) change de fréquences porteuses de transmission.
Par définition, le *frequency hop rate* est donc égal à l'inverse de la valeur du *dwell time* à l'une des fréquences centrales du FHSS. Il est donc exprimé en « hop·s^{-1} », par exemple, pour un *dwell time* de 400 ms comme indiqué ci-dessus, le *hop rate* est égal à 2,5 hop·s^{-1}.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Jeux de hopping code « orthogonaux »

En supposant que chacun des usagers utilise une séquence de *hopping* différente, il est possible de faire fonctionner simultanément des systèmes SS dans la même bande de fréquences sans qu'ils interfèrent. Pendant qu'un système utilise une fréquence, les autres utilisent d'autres fréquences de la même bande. À ce sujet, la FFC demande que le nombre de fréquences de transmissions utilisées en FHSS permette d'avoir beaucoup de canaux sans interférence. Dans un canal, un « jeu de *hopping code* » qui n'utilise jamais la même fréquence au même moment est dit « orthogonal ».

□ **Exemple détaillé de séquence de *frequency hopping* utilisé en RFID à 2,45 GHz**

Comme nous venons de l'indiquer ci-dessus, de manière à minimiser les interférences et éviter de longues périodes de collisions avec des systèmes co-situés dans les mêmes bandes de fréquences (par exemple les Wireless LAN, Wi Fi, etc.), les bases stations RFID fonctionnant selon le principe de *back scattering* FHSS utilisent habituellement la séquence de *frequency hopping* préconisée par la FCC pour le standard Wireless LAN – IEEE 802.11D, indiquée ci-dessous.

Une trame/canevas (en anglais, *pattern*) de *frequency hopping*, *Fx*, consiste en une permutation de toutes les fréquences des canaux définis par une table (exemple présenté en *tableau 13.1* avec 79 canaux) dans laquelle le centre de chaque canal est espacé de son voisin le plus proche selon un pas séquentiel de 0,5 MHz, la bande commençant à 2,4225 GHz et finissant à 2,4615 GHz.

Tableau 13.1 – Exemple de table de *frequency hopping* de IEEE 802.11.

Numéro du canal	Fréquence en MHz	Séquence de *hopping*	
		i	***b*(*i*)**
0	2 422,5	1	0
1	2 423	2	23
2	2 423,5	3	62
3	2 424	4	8
4	2 424,5	5	43
5	2 425	6	16
6	2 425,5	7	71
7	2 426	8	47
8	2 426,5	9	19
9	2 427	10	61
10	2 427,5	11	76
11	2 428	12	29
12	2 428,5	13	59
13	2 429	14	22
14	2 429,5	15	52
15	2 430	16	63
16	2 430,5	17	26
17	2 431	18	77
18	2 431,5	19	31
19	2 432	20	2
20	2 432,5	21	18

Tableau 13.1 – Exemple de table de *frequency hopping* de IEEE 802.11 (suite).

Numéro du canal	Fréquence en MHz	Séquence de *hopping*	
		i	***b*(*i*)**
21	2 433	22	11
22	2 433,5	23	36
23	2 434	24	72
24	2 434,5	25	54
25	2 435	26	69
26	2 435,5	27	21
27	2 436	28	3
28	2 436,5	29	37
29	2 437	30	10
30	2 437,5	31	34
31	2 438	32	66
32	2 438,5	33	7
33	2 439	34	68
34	2 439,5	35	75
35	2 440	36	4
36	2 440,5	37	60
37	2 441	38	27
38	2 441,5	39	12
39	2 442	40	24
40	2 442,5	41	14
41	2 443	42	57
42	2 443,5	43	41
43	2 444	44	74
44	2 444,5	45	32
45	2 445	46	70
46	2 445,5	47	9
47	2 446	48	58
48	2 446,5	49	78
49	2 447	50	45
50	2 447,5	51	20
51	2 448	52	73
52	2 448,5	53	64
53	2 449	54	39
54	2 449,5	55	13
55	2 450	56	33

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Tableau 13.1 – Exemple de table de *frequency hopping* de IEEE 802.11 (suite).

Numéro du canal	Fréquence en MHz	Séquence de *hopping*	
		i	***b*(*i*)**
56	2 450,5	57	65
57	2 451	58	50
58	2 451,5	59	56
59	2 452	60	42
60	2 452,5	61	48
61	2 453	62	15
62	2 453,5	63	5
63	2 454	64	17
64	2 454,5	65	6
65	2 455	66	67
66	2 455,5	67	49
67	2 456	68	40
68	2 456,5	69	1
69	2 457	70	28
70	2 457,5	71	55
71	2 458	72	35
72	2 458,5	73	53
73	2 459	74	24
74	2 459,5	75	44
75	2 460	76	51
76	2 460,5	77	38
77	2 461	78	3
78	2 461,5	79	46

Les séquences IEEE de *frequency hopping* sont alors utilisées pour créer une trame de hopping « pseudo-aléatoire » uniforme utilisant l'intégralité la bande de fréquences retenues.

Pour un nombre donné de trames, x, la séquence de hopping peut être écrite comme :

$$Fx = \{fx(1), fx(2), \ldots, fx(i) \ldots fx(p)\}$$

expression dans laquelle, $fx(i)$ est le numéro du canal pour la i^e fréquence dans la xe trame de hopping et p le nombre de canaux présents dans la trame de hopping (79 dans notre cas de RFID FHSS *backscatter*).

Étant donné le numéro x de la trame de hopping et l'index i de la prochaine fréquence (dans la plage de 1 à p), le numéro du canal est alors défini par :

$$fx(i) = [(b(i) + x] \quad \text{mod } (79)$$

où $b(i)$ est défini dans le *tableau 13.1*. La base station utilise alors le second jeu indiqué dans le standard IEEE 802.11D où la valeur de x est définie comme :

$$x = \{1, 4, 7, 10, 13, 16, 19, 22, 24, 28, 31, 34, 37, 40, 43, 46, 49, 52, 55, 58, 61, 64, 67, 70, 73, 76\}$$

Ce jeu très singulier de valeurs a été conçu afin d'éviter que de longues périodes de collisions puissent se produire entre différentes séquences de *frequency hopping* dans un jeu. À titre d'exemple, la séquence des canaux de *frequency hopping* créée en utilisant $x = 1$ est donnée ci-dessous :

$$F_1 = \{1, 24, 63, 9, 44, 17, 72, 48, 20, 62, 77, 30, 60, 23, 53, 64, 27, 78, 32, 3, 19, 12, 37, 73, 55, 70, 22, 4, 38, 11, 35, 67, 8, 69, 76, 5, 61, 28, 13, 26, 15, 58, 42, 75, 33, 71, 10, 59, 0, 46, 21, 74, 65, 40, 14, 34, 66, 51, 57, 43, 49, 16, 6, 18, 7, 68, 50, 41, 2, 29, 56, 36, 54, 24, 45, 52, 39, 31, 47\}$$

La base station démarre et exécute son programme de fonctionnement normal puis, recevant un signal de déclenchement de saut de fréquence, elle sélectionne de façon aléatoire une séquence de *frequency hopping Fj* à partir du jeu décrit ci-dessus. Elle commande alors le module RF pour sauter constamment vers le canal décrit par la table de *hopping sequence* sélectionnée et y rester un temps maximal de 400 ms en accord avec les FCC. Une fois cette opération terminée, la base station cesse de transmettre, démarre un « timer » pour compter le temps pendant lequel elle ne va pas transmettre et mémorise le canal $fj(i)$ qu'elle était en train d'utiliser. Si un nouveau signal de déclenchement arrive en moins de 30 s, la base station continue dans la même séquence *Fj* et passe au canal suivant $fj(i + 1)$. Dans le cas contraire (temps supérieur à 30 s), la base station sélectionne de façon aléatoire une nouvelle séquence de *frequency hopping Fk* et recommence la suite de l'opération comme décrit précédemment. Cette procédure permet d'assurer des sauts de fréquence pseudo-aléatoires sur toute l'étendue des canaux de la bande et, en valeur moyenne, un emploi identique de toutes les fréquences de celle-ci.

Cette explication vous a peut-être paru longue et rébarbative, mais imaginez simplement une plate-forme de dégroupement d'une grande enseigne de distribution de produits de grande consommation ou bien encore celle d'une très grande entreprise de transport dans laquelle vous avez plus de 100 portes de déchargement à la queue leu leu, chacune d'entre elles équipée d'une base station munie de 4 antennes fonctionnant en mode multiplexé et tout ce beau monde causant joyeusement en même temps et gérant chaque ordre de la centaine de tag en même temps. C'est à cet instant que l'on apprécie l'intérêt des tables ci-dessus et leurs modes de fonctionnement à leurs justes valeurs !

□ Spectre et largeur de bande d'un canal FHSS

Un exemple de spectre du signal rayonné obtenu par une telle technique d'étalement de spectre est donné *figure 13.4*. Bien évidemment, ce spectre occupe une certaine largeur de bande qui dépend :

- d'une part de la largeur initiale du canal (bande étroite) élémentaire ;
- d'autre part de la distance (en hertz) qui existe entre deux canaux adjacents, en tenant compte du fait que ceux-ci peuvent être disposés :
- sans espace de garde,
- avec espace de garde,
- avec un certain recouvrement (*overlap*) possible entre canaux.

La bande passante qu'occupe le signal en bande de base dans le canal où il est transmis peut être plus étroite que la distance entre canaux afin de permettre des tolérances de fréquences ou encore de fournir des talons et des bandes de garde nécessaires pour déployer des moyens de communications fiables.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Figure 13.4 – Spectre du signal rayonné obtenu par une technique d'étalement de spectre FHSS.

Pour les systèmes FHSS et ceux qui fonctionnent en bande étroite, la largeur de bande qu'occupe le canal devra être la bande passante maximum autorisée (mesurée en Hz) du signal modulé présent dans le canal occupé. Par exemple, dans le cas de l'emploi d'une séquence unique de *frequency hopping* égale à n, si les canaux sont adjacents sans recouvrement, la largeur de bande totale du signal étalé sera donc égale à (n + 1) fois la valeur de la bande passante du canal élémentaire. Par définition même, cette valeur (n + 1) sera également la valeur du *processing gain* de ce type de FHSS à canaux adjacents sans recouvrement.
Pour les systèmes FHSS, la distance autorisée entre canaux adjacents est définie par les autorités de régulations nationales appropriées (par exemple, en France l'ARCEP, ex-ART – Autorité de régulations des télécommunications – et aux États-Unis la FCC). Par exemple, aux États-Unis le document FCC, partie 15, section 15.247, stipule que la distance entre canaux adjacents doit être plus grande ou égale à celle de la bande passante du signal mesurée à – 20 dB et, de plus, doit se situer dans les limites de 25 kHz et 1 MHz.

□ **En réception**
Secret oblige, pour recevoir correctement le signal, le récepteur doit connaître et utiliser le même *hopping code* que l'émetteur et écouter le signal incident au bon moment, sur la bonne fréquence... et c'est du sport ! Ça, c'est la théorie générale.
Si vous nous avez bien suivi, vous avez certainement noté qu'en RFID UHF et SHF l'ensemble « base station-tag » fonctionne en mode « transpondeur » et utilise la technique de *back scattering* (re-rayonnement). Étant donné que le récepteur (la base station) du signal re-rayonné par *back scattering* du tag (ce dernier étant à tout instant à la même fréquence que l'émission) est très souvent physiquement co-situées dans la même enceinte que celui de l'émetteur (la base station), (en effet, 99 % des systèmes sont de type mono-statiques ou bien seules les antennes sont bi-statiques) la connaissance du *hopping code* est donc triviale et ne coûte pas un sou ! Le tour est joué, et l'usage de la technique FHSS se trouve donc tout indiqué en RFID.
Attention, hormis la résistance supérieure aux brouilleurs et le fait d'aider à résoudre les problèmes de trajets multiples des ondes, le *back scattering* fonctionne également très bien en *narrow band* qui, en fait, apparaît maintenant comme un cas dégradé du FHSS !

13.3.2 *Listen Before Talk* (LBT)

La technique LBT (*Listen Before Tal*k) (en français, « écouter avant de parler ») s'inscrit elle aussi dans le cadre général des techniques dites « de systèmes à agilité de fréquence » et, sous de nombreux aspects, s'apparente à un petit FHSS. De plus, comme nous l'expliquerons en détail aux chapitres des normes et régulations, les principes FHSS et DSSS ne sont pas ou mal applicables en RFID en Europe... dont la France. Pour pallier en partie à ce manque de possibilités, en

Europe, il est possible d'utiliser la technique LBT dont nous allons expliquer ci-dessous le mode de fonctionnement. Depuis septembre 2004, les documents ETSI EN 302 208-1 & 2 décrivent comment utiliser en Europe cette technique en UHF dans une bande de 2 MHz de large (de 865,6 à 867,6 MHz) réservée exclusivement à la RFID, sous une puissance rayonnée maximale de 2 W ERP (3,28 W EIRP) lors de l'interrogation des tags par les bases stations, rebaptisées pour l'occasion interrogateurs.

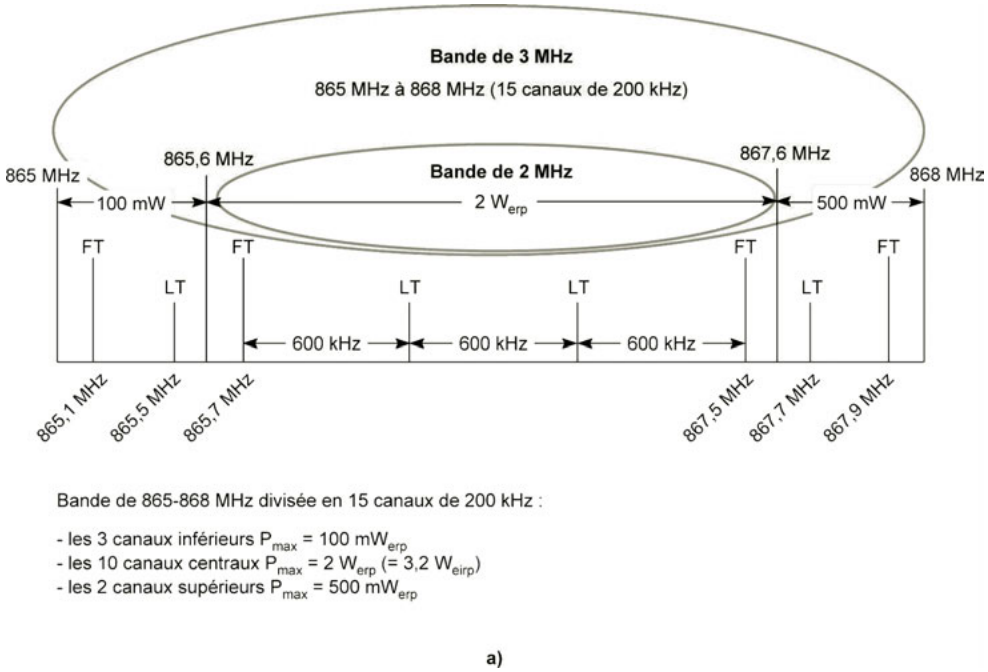


Figure 13.5 – (a) Bande réservée aux LBT en UHF.

Principe de fonctionnement du LBT

Différemment du principe utilisé pour le FHSS qui, lui, peut sautiller joyeusement partout dans la bande de fréquences qui lui est allouée sans se préoccuper de l'occupation ou non du canal dans lequel il va émettre, afin de minimiser les interférences avec d'autres utilisateurs potentiels, les récepteurs des interrogateurs (base stations) de systèmes LBT doivent être à même de détecter les émissions provenant d'autres appareils RF présents dans la bande de fréquences utilisée, en suivant les critères suivants :

– lorsque le récepteur d'un interrogateur détecte qu'un canal est occupé par un autre participant, l'interrogateur doit immédiatement changer de canal avant d'émettre ;
– dans les cas où le récepteur de l'interrogateur détecte que tous les canaux de la bande de fréquences autorisée sont occupés par d'autres participants, l'interrogateur doit rester en mode d'attente (*idle mode*). L'interrogateur ne doit pas transmettre avant que son récepteur n'ait détecté un canal inutilisé.

Fonctionnement de la base station en LBT

Afin de s'assurer que l'interrogateur détecte la présence d'autres appareils avec lesquels il pourrait interférer, le récepteur de l'interrogateur doit tout d'abord passer en mode d'écoute de la bande.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

□ **En mode d'écoute**

Immédiatement avant chaque transmission le récepteur de l'interrogateur (base station), doit se positionner en mode d'écoute et examiner le canal sélectionné pendant une période de temps minimum de 5 ms additionnée d'une valeur aléatoire (selon 11 *steps* possibles) comprise entre 0 et 5 ms afin de détecter la présence éventuelle d'un signal provenant d'un autre participant. Lors de ce mode d'écoute, la sensibilité du récepteur de l'interrogateur doit être ajustée de façon à permettre la détection d'un seuil minimum qui est fonction de la puissance maximale transmise autorisée dans la bande utilisée (*tableau 13.2*).

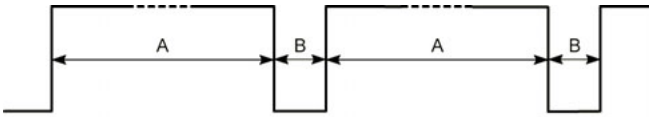
Tableau 13.2

Puissance maximale ERP de transmission de l'interrogateur	Seuil de détection en dBm signalant l'occupation d'un canal
Jusqu'à 100 mW	– 83
De 101 à 500 mW	– 90
De 501 mW à 2 W	– 96

Tout signal détecté par le récepteur de l'interrogateur dont la valeur se situe au-dessus du seuil minimum indique sur le principe qu'un autre équipement occupe déjà le canal. Dans ce cas, l'interrogateur ne doit pas transmettre mais peut parcourir la bande, à l'écoute d'autres canaux, pendant au moins 1 ms chacun, jusqu'à ce qu'il en détecte un canal dans lequel le signal reçu soit en dessous du niveau de seuil minimum requis.

□ **En mode d'émission**

Un interrogateur (base station) détectant qu'un canal est inoccupé peut alors se positionner en mode d'émission et est alors autorisé à émettre (de façon continue) dans ce canal pendant un laps de temps de 4 s au maximum. Dans le cas où un interrogateur ayant engagé un dialogue avec un tag est sujet à une interférence, il peut se (re)positionner sur un autre canal, pourvu qu'il ait à nouveau déterminé que ce canal était inoccupé pendant au moins 100 ms.



b)

Figure 13.5 – (b) Temps d'occupation maximal de la porteuse.

Afin de laisser certaines chances d'accéder au médium de transmission à ses congénères, à la fin de la transmission, l'interrogateur ne doit pas transmettre à nouveau sur le même canal pendant au moins 100 ms. Parallèlement, l'interrogateur peut écouter immédiatement chacun des autres canaux de la bande utilisée pendant une période d'au moins 1 ms afin de localiser un canal inoccupé. Si l'interrogateur détermine qu'un autre canal est vacant, il peut transmettre à nouveau en continu pendant moins de 4 s. Il n'y a pas de limite au nombre de fois où ce processus peut être répété.

Afin de ne pas saturer inutilement le canal de transmission, l'interrogateur doit être paramétré afin d'assurer que la durée de la transmission ne soit pas plus longue que celle requise pour lire les tags présents dans le champ et pour vérifier qu'il n'y a pas de tag supplémentaire présent dans le champ rayonné par la base station.

Pour conclure, l'ensemble du système LBT est par principe « probabiliste » quant à l'accès au médium et il est donc difficile de définir de façon « déterministe » l'instant précis auquel on va être sûr de commencer à communiquer avec les tags et la façon temporelle précise dont la gestion des collisions va être assurée.

Exemples

Afin d'illustrer tout cela, donnons rapidement quelques exemples. Tout d'abord, il est nécessaire de faire une hypothèse – pas toujours vérifiée, ne serait-ce que pour des raisons de coût de la base station – qui consiste à admettre que la base station est techniquement bien conçue et qu'elle sait :

– soit, après avoir émis, passer en mode d'écoute, écouter, détecter, au besoin changer de canal de réception, réécouter, détecter, etc. et enfin passer en mode d'émission en rétablissant la porteuse pour commencer à émettre dans le canal libre ;
– soit, pendant qu'elle émet sur un canal déterminé, savoir écouter simultanément sur d'autres canaux afin de pouvoir rapidement (après 1 ms) réémettre sur un canal libre, ce qui technologiquement n'est pas si aussi simple à réaliser que de l'écrire dans un ouvrage !

Ceci étant, comme nous l'avons indiqué ci-dessus, l'ETSI indique :

– que le temps minimum d'écoute sur un canal ne doit pas être inférieur à 1 ms ;
– que l'on ne doit pas recommencer à transmettre sur le même canal avant 100 ms ;
– qu'un interrogateur détectant un canal inoccupé est autorisé à émettre sur ce canal pendant un laps de temps de 4 s au maximum.

Le fonctionnement du système étant structurellement « probabiliste », afin de borner ses limites, examinons rapidement ses deux cas extrêmes.

Le **meilleur des cas** est le suivant :

– la base station communique sur le canal A depuis x secondes, avec $x < 4$ s ;
– si la base station n'est pas réellement de type LBT mais souhaite simplement profiter de l'aubaine de pouvoir émettre 2 W ERP max. dans la bande considérée et ne sait émettre que sur le canal A, à la fin des 4 secondes maximum, sur le principe, elle doit alors s'arrêter, pour 100 ms minimum... ce qui lui paraît long et peut-être plus si le canal A devient occupé par quelqu'un d'autre ;
– si la base station est de type LBT et dotée d'un software astucieux et d'une électronique adaptée, elle commence à explorer de façon systématique, structurée, aléatoire, pseudo aléatoire, etc. à chaque étape pendant 1 ms (ou moins si elle détecte en un temps inférieur que le nouveau canal visité est déjà occupé) la bande dans laquelle l'application souhaite fonctionner ;
– généralement, coup de chance, dans un système bien fait (base station unique... mais elle ne le savait pas ! isolée, en champ libre... donc pas de réflexion, etc.), la séquence changement de canal de réception, écoute, détection, etc. rétablissement de porteuse sur un nouveau canal est de l'ordre de 5 à 10 ms. Prenons un exemple. Le premier canal exploré B est libre, donc au bout d'environ 7 à 8 ms typ. elle peut recommencer à transmettre. Dans ce cas le rapport cyclique maximal global de fonctionnement « *on*/(période complète) » devient donc $\dfrac{4\,000}{4\,000 + 7} = 99,83\ \%$.

Bref, pour une fois ne chipotons pas, du 100 % !

Le **pire des cas** consiste en :

– la base station communique sur le canal A depuis x secondes, $x < 4$ s ;
– un coup de malchance, et ça arrive souvent...

La base station est installée sur un quai de déchargement d'une plate-forme de distribution/éclatement/dégroupement d'une grande enseigne (plusieurs bases stations par porte et de

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

nombreuses portes en cascade alignées sur une grande distance et dont les surfaces des sols sont réfléchissantes, etc., le tout étant très officiellement baptisés en fonction des niveaux quantitatifs de bases stations présentes, un **environnement multiple** ou un **environnement dense**).

Le premier canal exploré B est occupé, donc au bout d'environ 1 ms max. (afin de se convaincre que même pendant cette fameuse milliseconde max. personne ne s'est arrêté de transmettre), ayant compris que ce canal était occupé, on va à la pioche et on recommence à en chercher un autre, etc. Changement de fréquence d'écoute (compter quelques millisecondes de temps d'établissement), réécoute pendant 1 ms max. Bref, au bout d'environ 50 à 60 ms, on aura exploré toute la bande (les 10 canaux de 200 kHz dans la bande de 2 MHz – voir chapitre spécifique sur les Régulations). Pendant le même laps de temps, toutes les autres bases stations présentes sur le site auront agi de même en modifiant également leurs valeurs de porteuses en faisant ainsi du cache-cache avec vous. Si l'on suppose que les bases stations utilisent un tirage aléatoire ou des codages de types pseudo-aléatoires orthogonaux (comme ceux utilisés en techniques FHSS et DSSS... mais c'est moins facile car il n'y a que dix canaux de disponible) pour définir les valeurs des fréquences d'émissions des uns et les fréquences d'écoutes des autres, et pour peu que les bases stations soient nombreuses et qu'il y ait de nombreuses réflexions, cela peut prendre un moment (de l'ordre de la demi seconde à la seconde) avant de trouver un canal de libre, de démarrer et d'espérer qu'aucune autre base station n'ait eu la même idée au même moment (collisions de porteuses), ce qui aurait pour résultat d'altérer vos données (collisions de données)... vous pourrez espérer avoir un rapport cyclique d'environ $\frac{4}{4 + 0{,}5}$ = 88,8 %, soit 11,2 % de pertes ce qui, traduit en valeurs temporelles, amène à conclure qu'une base station sera aveugle pendant environ 7 min/h.

Par ailleurs, des expériences dans ces conditions ont montré que selon les lecteurs utilisés (soft astucieux ou non) et la gestion des étiquettes envisagées (gestion des collisions, lecture de données de différentes dimensions, etc.), on pouvait espérer s'occuper de 30 à 100 étiquettes en « une » seconde. Au delà, c'est du rêve ! (Pour rappel, un fenwick roulant à 6 km·h^{-1} parcourt en une seconde 6 000/3 600 = 1,66 m.)

Pour conclure sur ce sujet, comme vous avez dû le remarquer, le but de la technologie LBT consiste à faire changer continuellement le lecteur de canal, au moins toutes les 4 secondes et à être ainsi, sans le dire, un petit frère européen au FHSS, cette dernière technique étant mal ou non utilisable du fait des régulations locales présentes sous les latitudes européennes.

13.4 Systèmes à étalement de spectre étalant le spectre rayonné de porteuses modulées en bandes larges (*wide band*)

13.4.1 Système à étalement direct de spectre dit *Direct Sequence Spread Spectrum* (DSSS)

La technique d'étalement de spectre DSSS consiste en une méthode spécifique par laquelle le spectre des signaux RF rayonnés est dispersé lors de la modulation de porteuse du fait de la présence d'une « séquence de dispersion » incluse dans le signal modulant.

En quelques mots, en technique DSSS le signal modulant (en phase) la porteuse RF rayonnée est habituellement obtenu en « multipliant » le signal d'information initial (les données/*data* utiles à transmettre) par un signal digital pseudo aléatoire (dit *chip sequence*, voir plus loin) dont la fréquence *chip rate* est plusieurs fois égale à celle du débit binaire des données (*bit rate*). Cette technique a pour résultat que le spectre du signal rayonné sur une porteuse de valeur

constante (contrairement au FHSS) possède un spectre bien plus large que celui du signal initial représentant les données (*figure 13.6*).

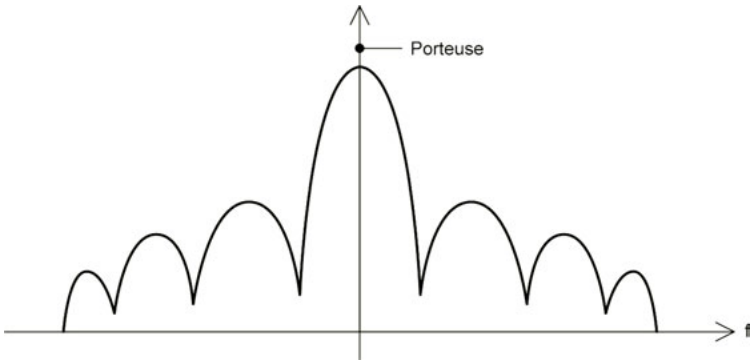


Figure 13.6 – Spectre rayonné en DSSS.

À noter : qui dit modulation de phase sous-entend quelque part PSK, QPSK, xQAM, donc nombre d'états, et donc notions de symboles et de relations entre débits binaires, débits symboles, et « randomisation » de l'énergie avec une séquence de dispersion d'énergie à l'aide d'une séquence pseudo-aléatoire particulière comme cela est habituellement le cas en transmission DVB (*Digital Video Broadcast*) du MPEG2.
Donnons quelques explications concernant certains termes spécifiques à ces techniques de modulation.

■ *Chip* (en terme de radio communication numérique)

La technique DSSS utilise un dispositif préparatoire à l'étalement de spectre du signal rayonné dont l'un des maillons principaux est le *chip*.
Le *chip* représente le plus petit élément servant au codage (*coding data element*) d'étalement de spectre des données à émettre. La *figure 13.7* présente la notion de *chip*. Le *chip* est défini par sa valeur, sa durée et son débit :

– sa valeur : un *chip* peut prendre deux valeurs : $-1/+1$, en notation polaire ou 0/1, en notation binaire ;
– sa durée (t_{chip}) est généralement exprimée en µs : ce signal possède bien évidemment une durée t_{chip} qui lui est propre. Bien que cela ne soit pas du tout obligatoire, celle-ci est généralement un sous-multiple entier de la durée du bit de donnée ;
– son débit (voir ci-dessous « *Chip rate* »).

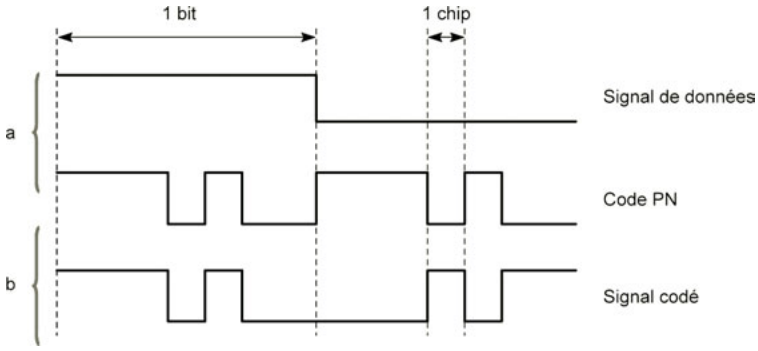


Figure 13.7 – Exemples de *chip*.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

■ *Chip rate*, R_c

Qui dit durée, dit débit. Par définition la valeur de ce débit R_c, exprimé en chip·s^{-1}, est nommée le *chip rate* et correspond à la valeur inverse de t_{chip}.

■ *Processing gain* DSSS

En DSSS, ce paramètre est défini comme le rapport :

$$\text{Processing gain DSSS} = t_{\text{bit}}/t_{\text{chip}}$$

À nouveau, plus ce rapport est élevé, plus la largeur de bande du canal de communication sera élevée, plus le spectre sera étalé, meilleures seront les performances de l'ensemble.
Pour information :

- l'organisme de régulation américain FCC n'autorise pas de valeurs inférieures à 10 ;
- le *Working Group* de l'IEEE 802.11 (Wi Fi) impose un *processing gain* de 11 ;
- la plupart des systèmes commerciaux fonctionnent avec une valeur de l'ordre de 20.

Tout étant égal par ailleurs, par comparaison avec le FHSS, le DSSS permet d'obtenir des débits numériques beaucoup plus élevés que 2 Mbit·s^{-1}.

■ *Spreading sequence*

La séquence de dispersion, *spreading sequence*, est la séquence pseudo-aléatoire (basée sur un *Pseudo Random Noise Code*, voir paragraphe suivant) des éléments de codage de données (*chips*) utilisée pour coder chaque bit de donnée logique. Pour bien comprendre son fonctionnement, examinons la constitution de son contenu.

□ Nombre de chips *n* (ou encore longueur) de la séquence

Sur le principe ce nombre n est libre. En fait, tout étant égal par ailleurs, plus la longueur de la séquence sera longue, plus l'effet souhaité de dispersion de spectre sera important.

□ Sa durée

La durée de la séquence de dispersion est bien évidemment liée d'une part au nombre n de chips présents dans la séquence et à la durée t_{chip} de chacun d'entre eux : durée = nt_{chip}. Remarque : le débit de la séquence est égal à celui du *chip rate*.
Le hic, car il y a un hic, provient simplement du fait que, généralement (pour de nombreuses raisons que vous découvrirez plus tard dans ce chapitre), on souhaite d'une part que cette durée soit égale à la durée du bit de donnée, et d'autre part que la valeur de n soit élevée, ce qui, pour des débits élevés de données (*bit rate* important) met les enchères assez hautes en termes de durée de t_{chip} !

□ Sa valeur

Du fait de sa propre fonction, la valeur que doit avoir cette séquence de dispersion n'est pas innocente du tout. En effet, il faut que grâce à elle, le résultat obtenu lors du traitement du signal fasse en sorte que le spectre du signal résultant soit dispersé... mais pas n'importe comment !
Pour bien faire, c'est-à-dire réaliser un système résistant aux brouillages, aux détections espionnes, etc., il faut que le spectre obtenu soit le plus proche de celui d'un bruit blanc de façon à ce que toutes les composantes du spectre soient représentées et que l'étalement/dispersion soit le plus parfait possible. Pour cela, il faut s'intéresser au mode de création de sa structure.

□ Structure de sa valeur

Pour réussir à ce que la *spreading sequence* composée de chips ayant pour valeurs $-1/+1$ (en valeurs polaires) ou 0/1 (en valeurs binaires) ait des propriétés semblables à celle du bruit (de préférence blanc), il faut qu'il y ait une très faible corrélation entre les codes de la séquence et que ceux-ci soient des *Pseudo Random Noise Codes*, en abrégé PNcodes.

□ ***Pseudo-random Noise Codes (PNcodes)***

Pour être utilisable pour des applications DSSS, un PNcode doit satisfaire aux exigences suivantes :

– la séquence doit être construite à l'aide de nombre à deux niveaux (ce qui est le cas... ouf on l'a échappé belle !) ;
– les codes doivent avoir une faible valeur d'intercorrélation (*cross-correlation*). Plus elle est faible, plus le nombre d'utilisateurs potentiels dans une même bande pourra être élevé. Ceci doit être vrai pour tout ou parties du PNcode. Cette dernière remarque tient à ce que, dans la plupart des applications RFID, les tags rentrent aléatoirement n'importe quand dans le champ électromagnétique et que deux ou plusieurs PNcodes peuvent se chevaucher n'importe quand et n'importe comment, pouvant gêner ainsi la gestion dynamique des collisions ;
– les PNcodes doivent être « équilibrés », c'est-à-dire que la différence entre le nombre de « 1 » et de « 0 » soit égale à 1, ceci afin d'assurer un étalement uniforme de la densité spectrale sur l'étendue globale de la bande de fréquence ;
– les PNcodes doivent avoir une auto corrélation précise (de la largeur d'un chip) pour valider la synchronisation du code.

En pratique, pour des applications DSSS, les PNcodes sont issus des codes de « Walsh-Hadamard », de « M-sequences », de « Gold-codes » ou encore de « Kasami-codes ». D'un point de vue mathématique..., et vus de très loin seulement, ces jeux de codes peuvent être divisés en deux classes, les codes orthogonaux et les non orthogonaux. Les codes dits orthogonaux sont des codes tels qu'il n'y ait pas d'interaction entre les résultats obtenus (*figure 13.8*).

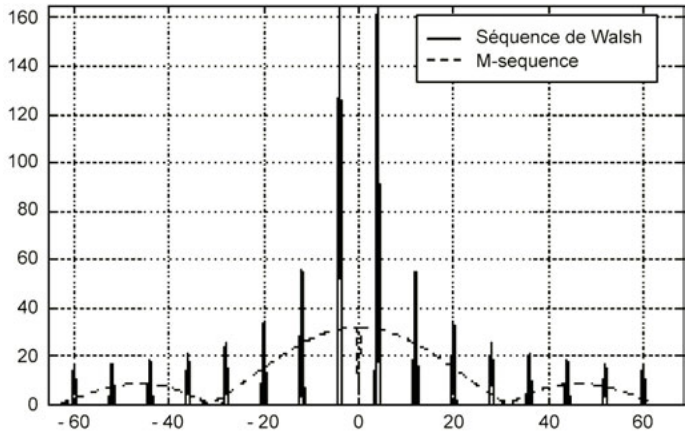


Figure 13.8 – Séquences de Walsh et *M-sequence*.

Les séquences de Walsh font parties de la première catégorie tandis que les autres font parties des séquences obtenues à l'aide de registres à décalages (*shift-registers*) bien connus. Les séquences PNcodes sont donc faciles à créer.

Dans les systèmes DSSS, lorsque la longueur du registre à décalage est *n*, on peut dire que la période des familles de codes cités plus haut est telle que la longueur du code est la même que celle du facteur de *spreading-factor*. Dans ce cas, si l'on combine chaque symbole « *data symbol* » avec un PNcode complet, le *DS processing gain* est égal à la longueur du code et, pour toutes les raisons évoquées ci-dessus, il est facile d'obtenir des *DS processing-gain* élevés.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

□ **Exemple de *spreading sequence***

En guise de résumé, un exemple de séquence de dispersion :

– DSSS envoie une chaîne spécifique de bits pour chaque bit de donnée devant être émis.
– Un *chipping code* est attribué pour représenter les bits de données logiques 1 et 0.
– Au fur et à mesure que le flot de données logiques est transmis, le code correspondant est transmis.

Par exemple, la séquence 00010011100 physiquement émise sera le reflet de la transmission d'un bit de donnée logique égal à 1.

Le *chip rate* est la fréquence à laquelle la « séquence de dispersion » module la fréquence porteuse.

■ Principe de fonctionnement du DSSS

Le DSSS fait partie des techniques de SS les plus largement utilisées. Son principe de réalisation est indiqué en *figure 13.9*.

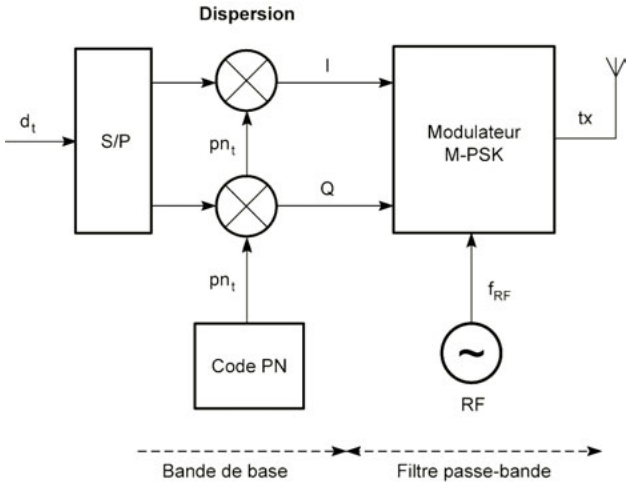


Figure 13.9 – Principe de fonctionnement du DSSS.

Le système comprend plusieurs centres nerveux :

– tout d'abord, arrivée des données logiques utiles à transmettre avec leur propre débit « *data bit rate* » (*figure 13.10*) ;
– on effectue alors le codage bit proprement dit. Pour ne pas alourdir inconsidérément les explications, nous considérerons le codage bit choisi le plus simple, c'est-à-dire de type NRZ. Le spectre associé au signal électrique représentant ces données logiques codées selon le codage bit considéré est dit, spectre en bande de base ;
– vient ensuite la création d'un *Pseudo Random Noise code*, PNcode, à l'aide de registre à décalage, fournissant une séquence composée d'un nombre *n* de chips, chacun d'entre eux de durée définie et ayant donc un *chip rate* spécifique. Cette séquence a donc une durée globale bien précise nt_{chip}. En général cette durée est égale à la durée du bit de donnée $nt_{\text{chip}} = t_{\text{data}}$;
– un multiplicateur ayant pour mission de multiplier la valeur instantanée du bit de donnée par la valeur instantanée du PNcode. Le signal issu de ce multiplicateur possède un débit égal au plus rapide des deux, c'est-à-dire à celui du *chip rate*. Son spectre en bande de base est donc plus important que celui des données logiques utiles initiales ;

– vient ensuite un modulateur HF (AM, BPSK, QPSK, xQAM, etc.) qui reçoit le signal issu du multiplicateur afin de « fabriquer » le signal à spectre « étalé » DSSS dit *PN modulated information signal*.

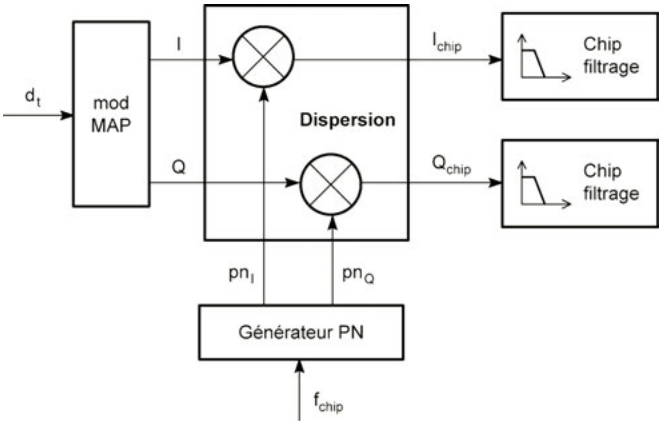


Figure 13.10 – Entrée du codage et signal.

Remarque

Le choix du type de modulation servant à moduler l'onde finale émise a aussi une grande importance. L'une des possibilités offertes à la technique DSSS réside dans le fait que parmi tous les types de modulations de porteuses, il est possible d'utiliser la modulation de phase :

– la modulation conventionnelle BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) à 2 états de phases, chacun correspondant à la valeur binaire du signal incident ;

– la modulation QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) à 4 états de phases, dans laquelle deux éléments binaires successifs des données forment ce que l'on nomme un « symbole » (*figure 13.11*).

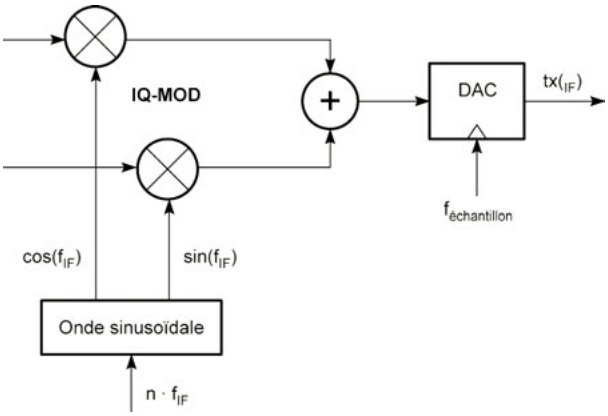


Figure 13.11 – Étage de modulation.

En transportant 2 bits par symbole, cette modulation permet donc d'accroître le *data rate* réel d'un facteur 2. La bande passante du signal des données est maintenant multipliée par un facteur 2. Le contenu de puissance quant à lui reste le même mais avec pour résultat que la densité de puissance spectrale est réduite. Par contre, cela provoque bien évidemment une réduction équivalente du *processing gain* disponible. Le *processing gain* est réduit parce que, pour un *chip rate* donné, la bande passante (qui permet de définir le *processing gain*) est divisée par deux du fait de l'accroissement du transfert de l'information.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

En conclusion de cette remarque, ce que nous venons d'indiquer ci-dessus montre que cette modulation (QPDK) est donc recommandée/conseillée lorsque l'on souhaite disposer d'un débit binaire élevé et que l'environnement dans lequel le système RFID est implémenté n'est pas trop parasité, sinon la perte de symboles (*via* des erreurs de démodulation de la constellation des symboles reçus) peut devenir catastrophique.

– et pour terminer, un double mélangeur équilibré est utilisé pour multiplier la porteuse RF par le *PN modulated information signal*, ce qui a pour finalité de transposer le spectre de ce dernier en RF.

Ce traitement du signal (DSSS) effectué à l'aide des PNcodes a pour conséquence que le signal RF transmis occupe une très large bande passante et que, d'une part son spectre fréquentiel est sensiblement équivalent à celui d'un signal de bruit, et d'autre part, sa densité spectrale de puissance passe en dessous du bruit sans pertes d'information.
Afin d'imager tout cela, à titre d'exemple, la *figure 13.12* présente le contenu spectral rayonné d'un signal DSSS dans le cas où le signal subit une modulation de phase conventionnelle de type BPSK. La forme de ce spectre est donc de type $(\sin x/x)^2 = \text{sinc}^2\, x$.

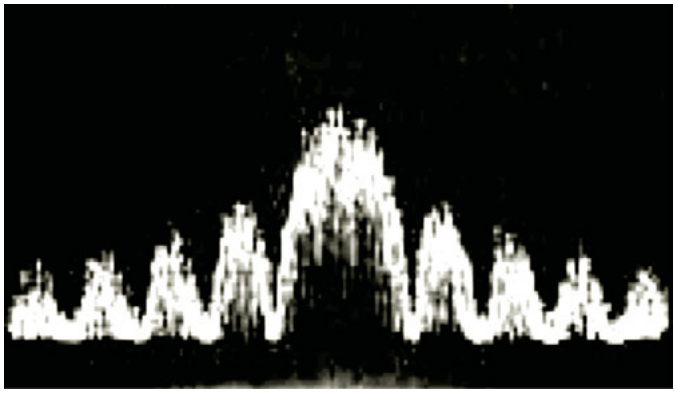


Figure 13.12 – Spectre réel DSSS.

Pour conclure, en résumé :
– le DSSS utilise le PNcode pour diviser/découper en tranches les données à transmettre de « bits » en « chips » ;
– le *chip rate* est généralement de l'ordre du, ou supérieur au, signal des donnés ;
– les chips sont alors modulés et transmis ;
– le rôle du PNcode est de rendre le spectre du signal plus large ;– la dispersion du signal rayonné est de type $\text{sinc}^2 x$.

Toutes les notions évoquées ci-dessus amènent à définir de nouveaux paramètres.

Largeur de bande d'un canal DSSS

Pour les systèmes fonctionnant en DSSS, en général on définit la largeur de bande qu'occupe un canal étalé comme la valeur de la bande de fréquence comprise à l'intérieur des deux « zéros » limitant le lobe principal de la densité spectrale rayonnée (*null-to-null band* ou encore *Frequency difference between the main lobe nulls*) du signal DSSS dans le canal occupé, indiqué comme $2R_c$ sur les *figures 13.13a et b*.

Récepteur

À la réception, l'opération inverse de « désétalement » est la même que celle qui a servi à l'étalement de spectre. Le signal reçu est multiplié à nouveau avec le même (synchronisé) PNcode.

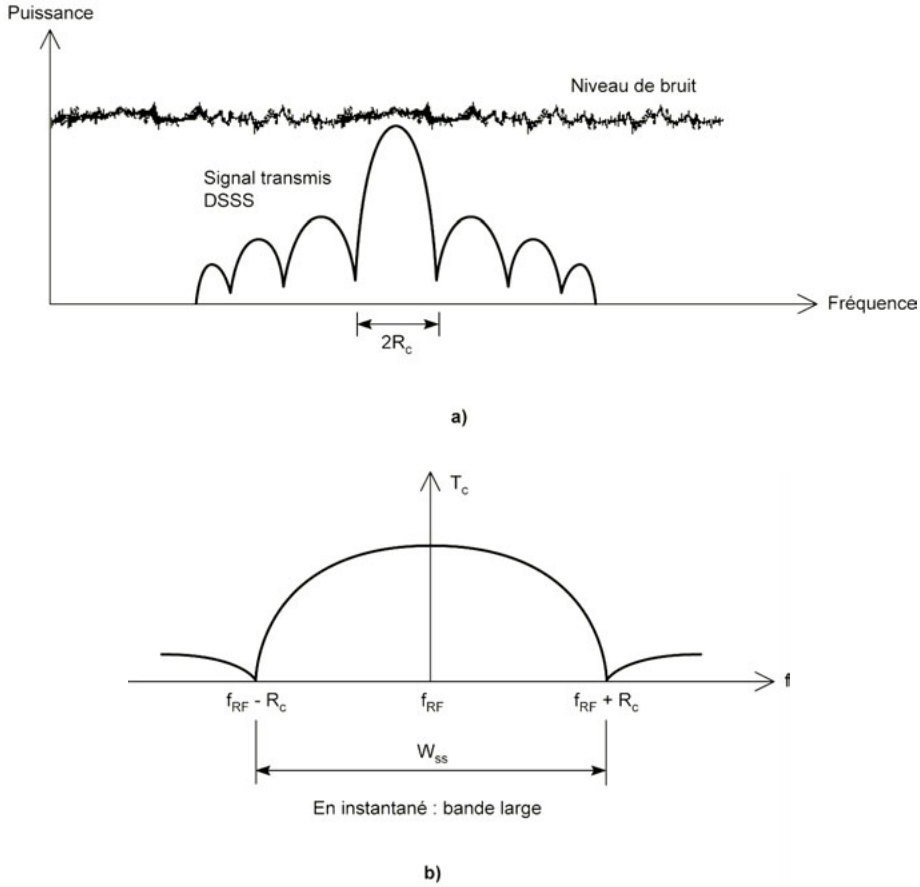


Figure 13.13 – (a) Occupation du canal DSSS. (b) Largeur de bande instantanée du canal DSSS.

Puisque cette opération est basée sur des $+1$ et des -1, ceci retire complètement le codage du signal reçu et permet de récupérer le signal original. Cela a pour conséquence qu'un signal radio brouilleur présent dans le canal sera dispersé avant la détection des données, et de ce fait que les effets de brouillage seront réduits.

Par exemple, dans le cas d'une modulation RF de type BPSK, la démodulation est effectuée en mélangeant/multipliant la même porteuse modulée PN avec le signal incident. À la sortie de cette opération on obtient un signal qui est maximal lorsque les deux signaux sont strictement égaux ou lorsqu'ils sont corrélés. Le signal corrélé est alors filtré et envoyé au démodulateur BPSK.

■ Bande passante minimale du récepteur

C'est la plage minimum des fréquences (toutes ou unique) que le récepteur doit être capable de recevoir.

Afin de déterminer en première approche sa valeur, on peut noter également que la puissance contenue dans le lobe principal (égal à $2R_c$) du signal rayonné est sensiblement égale à 90 % de la puissance totale. De plus, il est à remarquer que la bande passante dans laquelle est comprise la moitié de la puissance du lobe principal est égale à $1{,}2R_c$ (R_c = *chip rate*), soit 45 % de la puissance totale. Si cette dernière valeur est estimée suffisante, cette remarque permet de réaliser

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

des récepteurs dont la bande passante d'entrée est plus petite que tout le spectre rayonné et ayant simplement pour effets dans le domaine temporel d'entraîner un léger arrondissement des flancs de montée et de descente des signaux.

13.4.2 Comparaison FHSS/DSSS

À titre de résumé de toutes ces longues lignes, le *tableau 13.2* présente les principales différences structurelles de systèmes utilisant soit des systèmes FHSS soit des DSSS.

Tableau 13.3

	FHSS	DSSS
Obtention d'un *processing-gain* élevé	Difficile	Facile
Possibilité de *data rate* élevé	Moyenne	Élevée
Tolérance aux signaux perturbateurs	Très bonne	Bonne
Présence d'émetteurs perturbateurs (très) proches (*near/far effect*)	Très peu dépendant	Gêne importante
Facilité d'intégration sur des systèmes existants	Facile	Compliquée
Plage/distance de fonctionnement	Bonne	Meilleure
Nécessité d'un PLL rapide pour la *hop sequence*	Oui	n.a.
Meilleur compromis pour des débits	< 2 Mbits·s^{-1}	> 2 Mbits·s^{-1}
Coût	Faible	Élevé
Consommation	Faible	Élevée

13.5 Étalement de spectre dit « hybride » – DSSS et FHSS

Évidemment, on peut toujours mélanger tout avec tout en espérant que cela donne quelque chose d'intelligent ! Afin de bénéficier simultanément de certains bons côtés de la FHSS et de la DSSS, parfois on effectue des mélanges, des mariages, bref on fabrique des hybrides.
La technique d'étalement de spectre de type DS/FH *Spread Spectrum* est une combinaison des FHSS et DSSS.
Un bit de données est réparti sur plusieurs canaux de *frequency hop* (fréquences porteuses). Dans chaque canal *frequency hop*, un PNcode de longueur entière est multiplié avec le signal de donnée (*figures 13.14a et b*).
Comme la séquence de FH et les codes PN sont couplés, une adresse est une combinaison unique des séquences FH et des codes PN. Afin de réduire au minimum la probabilité de collision (probabilité que deux utilisateurs partagent la même fréquence au même instant), les séquences de *frequency hopping* sont choisies de telle sorte que les deux émetteurs ayant différentes séquences de FH partagent au maximum deux fréquences en même temps Souvent, cette technique est baptisée *time-shift random*.

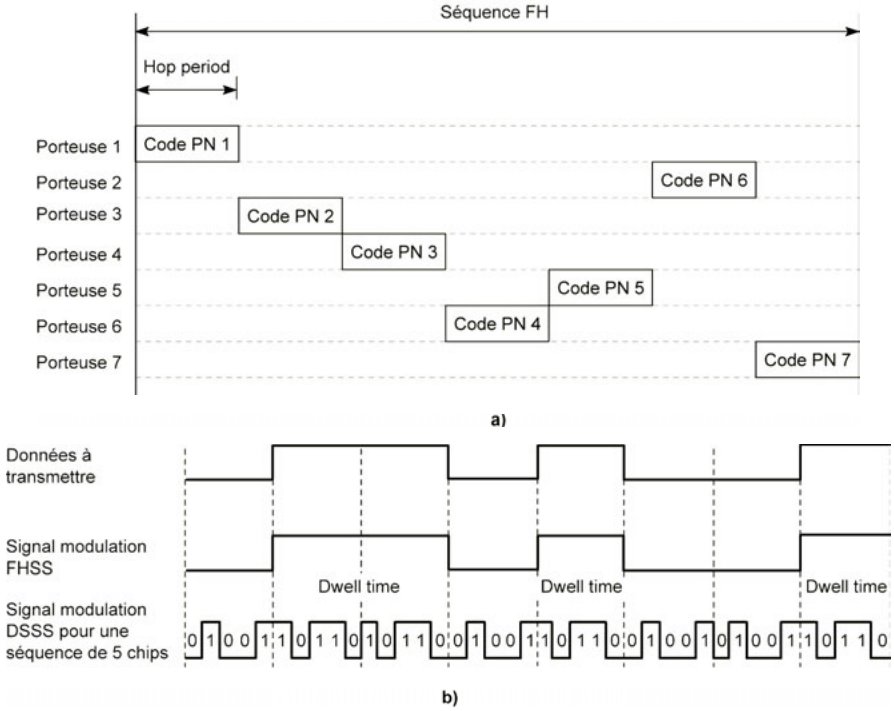


Figure 13.14 – (a) Multiplexage temporel des codes PN. (b) Obtention des signaux à transmettre.

13.6 Retour vers le futur

En fonction des fréquences utilisées et des champs d'application RFID visés, le *tableau 13.3* résume les choix effectués par les experts du SC 31 – WG 4 – SG 3 de l'ISO (c'est-à-dire du sous-groupe RFID Air Interface) pour la famille de normes ISO 18 000-*x* concernant la standardisation de la couche *air interface* de la RFID pour le traitement RFID des objets.

Tableau 13.4

18 000-*x*	Fréquences		*Narrow band*	*Spread spectrum*		
				DSSS	FHSS	LBT
18 000-2	< 135 kHz		x	N.a.	N.a.	N.a.
18 000-3	13,56 MHz	Mode 1	x	N.a.	N.a.	N.a.
		Mode 2				
18 000-4	2,45 GHz	Mode 1	x	Option US	Option US/Europe	N.a.
		Mode 2				
18 000-5	5,8 GHz	On ice !				
18 000-6	860 à 960 MHz	Mode A	x	N.a.	Option US	Option Europe
		Mode B	x	N.a.	US	Europe
		Mode C	x		US	Europe
18 000-7	433 MHz			N.a.	N.a.	N.a.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Remarque
Les fonctionnements de la couche physique et les protocoles de communication du mode 1 de l'ISO 18 000-4 (à 2,45 GHz) et du mode B de l'ISO 18 000-6 (de 860 à 960 MHz) sont très semblables, ce qui permet de pouvoir utiliser exactement le même silicium indépendamment de la fréquence de fonctionnement, et la voie de retour de type *back scattering* permet elle aussi de se libérer des techniques ou non (*narrow band*) de dispersions (FHSS ou DSSS ou hybride) utilisées pour assurer les voies montantes... et par conséquent descendantes !

Nous vous proposons maintenant quelques exemples concrets de solutions fréquemment rencontrées sur le marché.

13.7 Exemples en SHF

13.7.1 Exemple détaillé n° 1 – FHSS – ISO 18 000-4 mode 1 (et 18 000-6 mode B)

Liaison montante (*forward link*) de la base station vers le tag

Codage bit	Manchester
Rapport cyclique	50 %
Débit numérique des données transmises	20-40 kbit·s^{-1}
Fréquence porteuse nominale	2,45 GHz
Type de modulation de la porteuse	ASK 100 % dit OOK (*On Off Keying*)
Rapport cyclique du On/Off	50 % (dû au codage bit à Manchester à 50 %)
Rapport des niveaux de porteuse On/Off	40 dBc
Dispersion de la porteuse	Oui
Type de dispersion	FHSS
Canalisation de la dispersion	Oui, en 79 canaux dont les positions centrales vont de 2 422,5 à 2 461,5 avec un pas incrémental de 0,5 MHz
Hop rate	Par principe il dépend des régulations selon chaque pays, pour les États-Unis (FCC partie 15 section 15.247) = 400 ms
Frequency hop sequence	La table de *hopping sequence* pseudo-aléatoire est indiquée *tableau 13.1*
Table	*Hopping sequence* IEEE 802.11
Occupation spectrale du canal	Bande passante à – 20 dB = 0,5 MHz (valeur en accord avec FCC, part. 15)
Puissance EIRP max	36 dBm répartie en : – niveau de sortie max. de l'ampli : 30 dBm – gain de l'antenne base station : 6 dB

Liaison descendante (*return link*) du tag vers la base station (en mode *back scattering*)

Fréquence porteuse montante	2,45 GHz, non modulée
Dispersion de porteuse	Oui
Type de dispersion	FHSS – pour les détails voir au-dessus
Modulation de l'impédance d'antenne	OOK (*On Off Keying*) le *back scattering* est assuré *via* une modulation d'impédance de l'antenne tag
Codage bit des données (présentation du signal en bande de base)	FM0 (modulation de fréquence) également connue sous le nom de *Bi-Phase Space*
Rapport cyclique du codage bit FM0	50 %
Débit numérique des données transmises	20-40 kbits·s^{-1}

13.7.2 Exemple détaillé n° 2 - hybride : liaison montante DSSS, descendante FHSS (exemple : solution Intermec)

■ Liaison montante (*forward link*) de la base station vers le tag

Codage bit des données	Manchester (50 %)
Débit numérique des données transmises	307,7 kbits·s^{-1}
Fréquence porteuse nominale	2,442 GHz (fréquence fixe)
Type de modulation de la porteuse	ASK 100 % dit OOK (*On Off Keying*)
Rapport des niveaux de porteuse On/Off	40 dBc
Rapport cyclique du On/Off	50 % (dû au codage bit à Manchester à 50 %)
Dispersion de la porteuse	Oui
Type de dispersion	DSSS
Spreading sequence	31 chips *Maximal Length Pseudo Noise (PN) Sequence* 001 1010 0100 0010 1011 1011 0001 1111 Un bit logique « 1 » est un cycle complet du PN non inversé Un bit logique « 0 » est un cycle complet du PN inversé
Chip rate	9,54 MHz (= 31 × 307,7 kbits·s^{-1})
Puissance EIRP max	36 dBm répartie en : – niveau de sortie max. de l'ampli 30 dBm – gain de l'antenne base station 6 dB

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

■ Liaison descendante (*return link*) du tag vers la base station (en mode *back scattering*)

Fréquence porteuse montante centrale	2,45 GHz, non modulée par l'interrogateur
Dispersion de porteuse	Oui
Type de dispersion	FHSS
Canalisation de la dispersion	75 canaux en trois bandes de 25 dont les positions centrales sont 2 442, 2 418 et 2 465 avec *channel spacing* de 0,4 MHz
Hop rate	Par principe il dépend des régulations selon chaque pays Pour les États-Unis (FCC, part. 15) = 0,4 s
Frequency hop sequence	Hopping pseudo-aléatoire
Table	
Occupation spectrale du canal	Bande passante à – 20 dB = 0,5 MHz (valeur en accord avec FCC part 15)
Codage bit (signal en bande de base)	NRZ - Space (NRZ*, invert on zero*)
Débit numérique des données transmises	149 kbits·s^{-1}
Modulation de la porteuse	Multiplication d'une sous-porteuse modulée avec la porteuse
Fréquence de la sous-porteuse	597 kHz = 4 × *data rate* = 4 × 149 kbits·s^{-1}
Modulation de la sous-porteuse	BPSK

13.8 FHSS, LBT, DSSS... et RFID

Bien évidemment, quoique la valeur de l'atténuation due au médium varie en $1/r^2$, que le signal reçu en longue distance en $1/r^4$ et que sa valeur soit souvent au niveau du bruit ambiant industriel toutes ces techniques sont utilisées en RFID en UHF et SHF du fait que les distances de communication sont importantes.

Bien sûr, comme nous l'avons déjà souligné, il semble complexe que le tag puisse suivre les sauts de fréquences de l'émetteur car l'électronique à son bord ne connaît pas la séquence des sauts... mais dans les applications RFID cela n'a aucune importance car le système fonctionne en mode de *back scattering* et donc le tag réfléchit une partie de l'onde incidente, donc à la même fréquence que celle qui est arrivée vers lui. De plus, généralement le récepteur de la base station est physiquement co-situé dans la même entité que celle de l'émetteur (que les systèmes soit à antennes mono ou bi-statique) ; il lui est donc facile de connaître et de suivre à tout instant la même séquence à la réception... ou encore d'avoir un étage d'entrée à large bande, ce qui est moins bon pour le bruit, mais tellement plus simple pour la réalisation de l'électronique.

■ Dernière remarque

La question est souvent posée quant au temps que dure la présence de la fréquence porteuse relativement au temps de propagation de l'onde sur le trajet « aller et retour » base station - tag.

La vitesse de la lumière est de l'ordre de 300 km·s^{-1}, soit une constante de propagation d'environ 3,5 ns·m^{-1}, pour prendre une valeur ronde. Les distances maximales habituelles de fonctionnements RFID télé-alimentés sont de l'ordre de 10 m, soit un aller-retour de 20 m ou encore un temps de parcours associé de 75 ns. Si, dans les applications RFID, on suppose que ce temps de propagation doit être négligeable par rapport aux autres grandeurs similaires, c'est qu'il doit être au moins 10 fois moins important que la valeur maximale du temps le plus faible du système. Dans notre cas, ce temps serait de $75 \times 10 = 750$ ns. Ceci permet donc d'envisager l'usage de systèmes dont l'élément temporel le plus court signifiant la présence d'une fréquence serait de l'ordre de la microseconde (µs), soit des sauts de fréquences à un rythme de hop fréquence = 1 MHz. Comme vous l'avez vu dans les exemples précédents, les valeurs pratiques sont largement supérieures !

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

14 • IMBRICATIONS ET CONCLUSION

14.1 Relations, imbrications, performances dues au choix des codages bits et aux types de modulation utilisés

Le choix du codage bit, et par conséquent de son décodage, doit toujours être effectué en gardant à l'esprit qu'il doit être à tous niveaux très efficient mais également le plus simple possible afin que la surface de silicium et la consommation du tag et de la base station (qui peut être un lecteur portable) soient les plus faibles possibles.

Ceci étant, ce choix en conjonction avec les débits désirés, principes de modulations de porteuses, puissances nécessaires (liées elles aussi aux codages bits, voir plus haut), a des incidences directes sur les bandes latérales présentes du spectre du signal émis et donc dans la satisfaction ou non aux normes de conformités de rayonnement et régulations en vigueur et susceptibilités (FCC, ETSI, etc.) – voir chapitre 16.

14.1.1 Répercussions du choix des codages bits et types de modulation

Les paragraphes suivants donnent quelques commentaires concernant les répercussions et conséquences dues aux choix adoptés selon les modes de codages bits et les types de modulations de porteuses utilisés. Ces commentaires résultent de longues expériences tant théoriques (études des protocoles, études spectrales...) que pratiques sur le terrain en ce qui concerne par exemple les types de bruits, de parasites dus aux environnements industriels. La phrase précédente s'adresse plus particulièrement aux nouveaux venus dans ce domaine car souvent, lors de leurs choix, ne se basant sur des principes généralistes, les solutions retenues s'avèrent souvent catastrophiques sur le terrain.

Insistons une fois de plus sur le fait qu'en communication sans contact RFID la solution technique retenue doit être homogène dans tous les compartiments, principe/type de modulation/protocole/gestion des collisions/sensibilité à la présence de bruit/débit net/codage bit/puissance émise permise/portée/largeur et niveau des bandes latérales/normes de rayonnement, et bien d'autres choses encore !

Au cours des prochains paragraphes nous allons examiner en détail les points suivants :

- efficacité de la source d'alimentation ;
- immunité au bruit ;
- problèmes de comptage bit et d'erreur bit ;
- problèmes de synchronisation de trame et d'erreurs de format.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

14.1.2 Liaison montante

■ Efficience de la source énergie et efficacité énergétique

Examinons le point concernant l'efficacité énergétique en fonction du type de modulation.

□ En ASK 100 % ou OOK

Le principe de modulation ASK 100 % ou encore OOK est un cas très particulier du type de modulation ASK car, en fonction du codage bit (Manchester par exemple), la porteuse est complètement (ou presque) interrompue par de courtes périodes de temps appelées pauses (*figure 14.1a*).

De ce fait, pendant la liaison montante, on peut distinguer deux phases de fonctionnement :

– phase 1 : pendant la présence de la porteuse. Pendant cette phase, le lecteur envoie la pleine énergie au tag qui a tout loisir de l'utiliser ;
– phase 2 : pendant la durée de la pause et absence de la porteuse.

Du fait que la quasi-totalité du marché des circuits intégrés constituant les tags est à ce jour réalisée en technologie CMOS, technologie dite « statique », quels que soient leurs modes de fonctionnements (soit en synchronisme avec la présence de la porteuse, soit le plus souvent en UHF et SHF en asynchronisme avec celle-ci pour de simples raisons de consommation des diviseurs HF), lorsque celle-ci est coupée (pendant la pause) le signal d'horloge n'est plus fourni aux circuits logiques (logique câblée ou micro-contrôlée, mémoires) et donc, faute d'horloge, ceux-ci s'arrêtent momentanément de fonctionner et passent en mode Idle.

Les circuits logiques du tag ne consommant plus d'énergie, la capacité de filtrage et d'alimentation présente à bord du circuit intégré du transpondeur reste chargée à son niveau maximum permettant ainsi d'effectuer, si nécessaire, d'autres activités analogiques très peu consommatrices d'énergie utiles aux bons fonctionnements de la communication et sécurités/protections internes. Dans ce cas, ce type de modulation est, au niveau énergétique, aussi efficient que la modulation FSK puisque l'on réussit à délivrer 100 % d'énergie uniquement lorsque l'on en a besoin, et ceci indépendamment du contenu binaire du bit.

De plus, cette coupure de porteuse (« pause ») faisant partie intégrante du signal représentant l'information bit n'entraîne aucune répercussion sur le temps de la transaction. Bien évidemment, tout étant égal par ailleurs (qualité de synchronisation, pertes de trames, etc.), plus le temps de coupure de la porteuse est faible par rapport à la durée du bit, plus il y aura de possibilités d'établir de hauts débits de communication.

Pour résumer ces deux phases, on peut dire que la base station offre l'intégralité de l'énergie lorsque le tag en a besoin, qu'elle n'offre pas d'énergie quand on n'en a pas besoin et que le tag peut utiliser le maximum de la puissance disponible pour s'alimenter ou bien tout étant égal par ailleurs de pouvoir disposer d'une distance de fonctionnement plus importante.

□ En ASK *x* % (indice de modulation *m* = *x* %)

Ce type de modulation de porteuse et le codage bit associé participent tous deux à la fourniture et à la qualité de la source d'énergie disponible à bord du tag.

En modulation ASK *x* %, (*figure 14.1b*) et en RFID LF et HF dans lesquelles le tag fonctionne en synchronisme de la porteuse, du fait de la présence permanente de la porteuse (donc de l'horloge), le circuit intégré du tag consomme constamment et, lorsque la porteuse de la base station est modulée en ASK *x* % par les données (à même capacité de redressement/filtrage et même consommation du tag), la puissance disponible pour le fonctionnement du tag est réduite proportionnellement au carré à l'indice de modulation, ce qui réduit donc la valeur moyenne de l'énergie disponible pour alimenter le transpondeur.

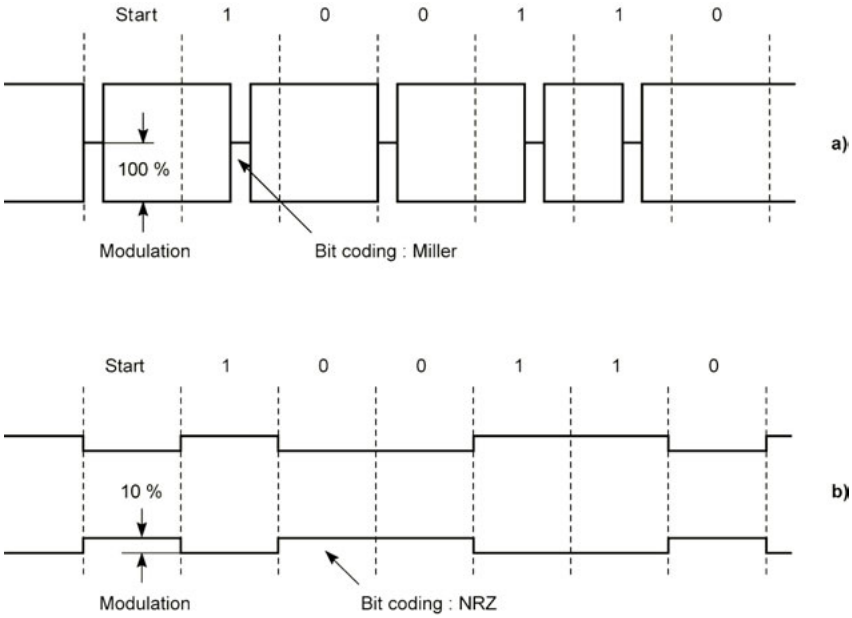


Figure 14.1 – (a) Modulation ASK 100 % et codage bit Miller. (b) Modulation ASK *x* % et codage NRZ.

Contrairement au paragraphe précédent, en utilisant une modulation d'amplitude ASK *x* %, la magnifique exception due à la pause que nous venons de décrire n'est plus applicable, et le codage bit a une influence directe sur le temps pendant lequel l'amplitude de la porteuse est réduite pour transmettre l'information. Plus la durée du bit est courte, plus l'énergie est disponible au niveau du transpondeur.

Examinons rapidement les répercussions de ceci à l'aide de deux exemples de codage bit utilisable.

Avec un codage bit NRZ

Prenons un exemple générique utilisé en technique sans contact RFID que chacun pourra adapter par la suite aux parties UHF de l'ISO 18 000-6 A, B et C. Donc, en ASK 10 % (indice de modulation nominal de $m = 10\ \% \rightarrow V_{\min}/V_{\max} = 81,8\ \%$ voir paragraphes définissant l'index de modulation un peu plus haut) et en utilisant un codage bit de type NRZ, un « 0 » signifie une réduction de l'amplitude de porteuse de 18,2 %, et sachant que l'indice de modulation est souvent défini de 8 à 14 %, cela donne au pire une réduction de l'amplitude de porteuse maximale de 24,5 % ($m = 14\ \% \rightarrow V_{\min}/V_{\max} = 75,4\ \%$) pendant la durée entière du bit « 0 » ou pire encore pendant une longue série de « 0 » (*figure 14.2*). Or, pendant ce temps-là, le circuit intégré, sous-alimenté par la présence d'une porteuse réduite, continue de fonctionner et donc consomme comme pendant la présence d'un « 1 ». De plus, la puissance transmise, donc la distance possible de fonctionnement, varie non pas directement en fonction de la tension récupérée mais en fonction de son carré (V^2/R), c'est-à-dire, tout étant égal par ailleurs, que la distance utile de fonctionnement correcte se trouve réduite de $0{,}754 \times 0{,}754 = 56,8\ \%$, valeur limitée par la sous-alimentation du transpondeur pouvant se produire pendant la transmission (bien nécessaire et toujours possible) de suites momentanées de « 0 ».

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

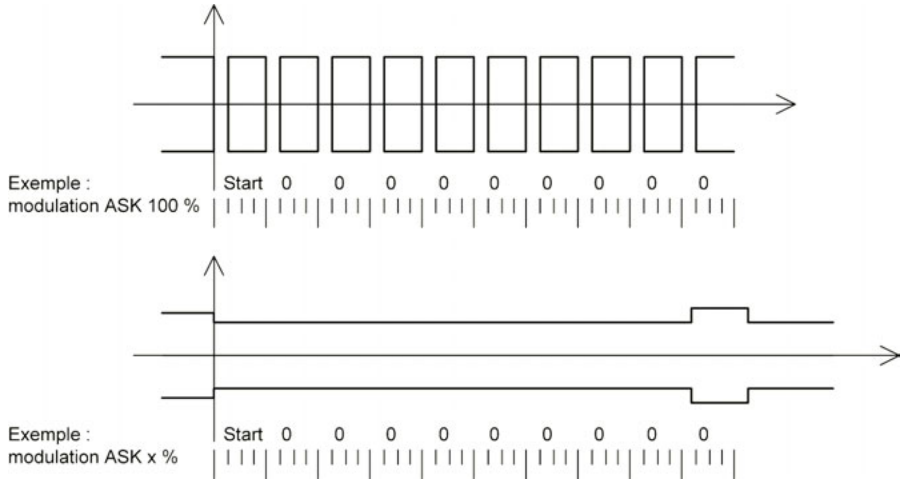


Figure 14.2 – *Worst case* de la télé-alimentation du tag en ASK *x* %.

Avec un codage bit Manchester ou Miller

L'utilisation du codage Manchester ne réduit l'amplitude de la porteuse que pendant la moitié de la durée du bit, et cela, quelle que soit la valeur du bit, et par principe moyennerait statistiquement l'efficacité de l'apport d'énergie. Un codage bit Miller ou Miller modifié serait une solution beaucoup plus optimisée pour minimiser la réduction possible de porteuse tout en conservant le côté « auto-clockant » du codage Manchester.

□ **En conclusion**

Pour la liaison montante (base station vers tag), l'efficacité énergétique de la modulation ASK 100 % est meilleure que celle de la modulation ASK 10 % et, à condition que les régulations locales le permettent, se traduit concrètement par une plus grande souplesse d'emploi :

– soit par une distance de transaction plus importante ;
– soit par une possibilité de puissance de traitement plus importante à distance égale ;
– soit par une base station de moindre puissance pour une même distance.

Par contre, bien entendu, au point de vue encombrement spectral, il faut bien garder en mémoire que le niveau des bandes latérales est supérieur en ASK 100 % qu'en ASK *x* %.

■ Fiabilité de la communication, immunité au bruit, rapport signal à bruit et détection du signal incident

La fiabilité de la communication et l'immunité au bruit sont des facteurs importants pour le bon fonctionnement d'un système, spécialement dans le cas d'environnements électromagnétiques difficiles dans lesquels sont amenés à fonctionner la plupart des dispositifs RFID longues distances, donc UHF. Plus l'énergie contenue dans le signal représentant l'information utile est élevée, plus la fiabilité de la communication et l'immunité au bruit sont bonnes.

D'évidence (*figure 14.3*) comparativement à la modulation ASK *x* %, la modulation ASK 100 % est :

– plus énergétique (les bandes latérales du spectre sont plus élevées) ;
– donc plus fiable ;
– moins perturbée par la présence de bruit.

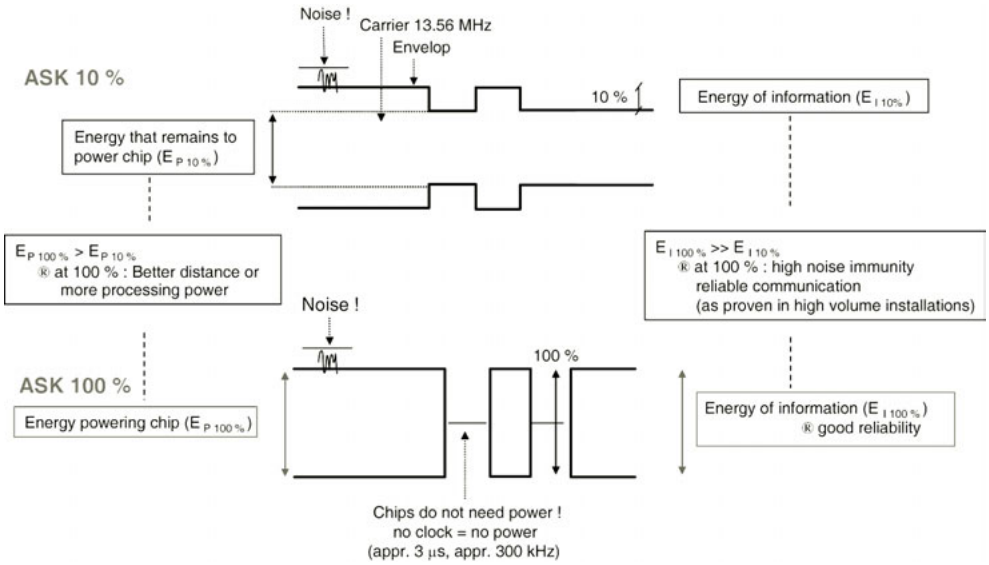


Figure 14.3 – Exemple de comparaison d'immunité au bruit.

□ Tags en mouvement

De plus, du fait que pendant son utilisation le tag est généralement en mouvement, même de faible amplitude par rapport à la base station, cela crée des variations de d.d.p. reçues aux bornes de l'antenne du tag. Ces d.d.p. sont de même nature qu'une modulation de la porteuse créée intentionnellement par la base station le ferait et peuvent nuire à la bonne détection du signal incident.

Du fait que le tag ne puisse pas concrètement reconnaître qu'un signal non intentionnel soit superposé au signal intentionnel, il en résulte une réduction significative du rapport S/N tolérable. Ceci est d'autant plus notable sur des signaux modulés en ASK x % déjà plus petits en comparaison de ceux modulé en ASK 100 %. La *figure 14.4* illustre parfaitement les problèmes pouvant se produire.

□ Incidence du type de codage bit de la liaison montante

Afin d'être très clair, dans les communications effectuées à l'aide de radiofréquences, les seuls effets détectables de façon réellement fiable sont les changements/variations volontaires de signal et dont les variations d'amplitudes sont d'autant plus significatives.

NRZ

Avec un signal codé NRZ, lors de séquences de « 0 » ou « 1 » consécutifs, il ne se produit aucune transition dans le signal émis et reçu. Une variation d'amplitude de niveau de référence (due au mouvement du tag par exemple) entraîne par conséquent une réduction importante du rapport S/N.

Manchester ou Miller et Miller modifié

Lors de l'emploi d'un codage bit Manchester ou Miller et Miller modifié, des changements d'états ont lieu régulièrement, ce qui rend facile la possibilité de rafraîchir les niveaux de référence en conséquence.

À ce niveau, on peut conclure que « le pire est le couple ASK x %-NRZ » et « le meilleur est le couple ASK 100 %-Manchester ou Miller modifié ».

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

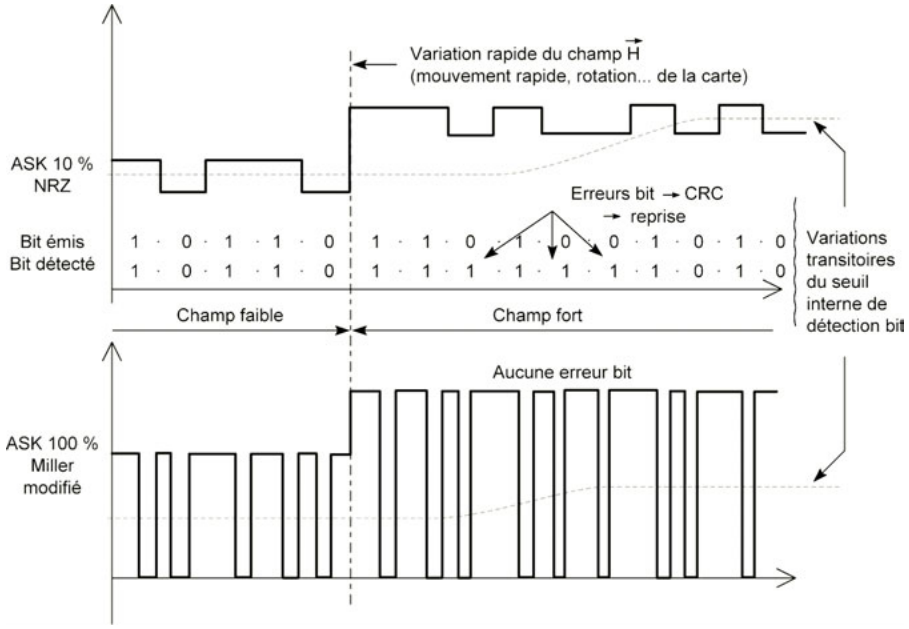


Figure 14.4 – Incidence des mouvements du tag sur la qualité de la liaison.

□ Comptage bit, erreur bit

NRZ

Comme nous l'avons précédemment montré, le codage bit NRZ n'offre pas la possibilité de disposer de plusieurs états logiques tels que « 0 », « 1 », « pas d'information »... De ce fait, il est difficile, au niveau des couches basses, de détecter de façon fiable une fin de trame de transmission.

Manchester ou Miller et Miller modifié

Au contraire, un codage Miller, ou Miller modifié, ou Manchester permettant de coder des « 0 », « 1 » et « pas d'information » permet au niveau du tag de procéder par comptage à la vérification et à la conformité du nombre de bits contenus dans la trame reçue. Ceci permet d'identifier rapidement des erreurs possibles de format de transmission sans avoir recours à des bits de parité ou de CRC gros consommateurs de bits supplémentaires et donc de temps de communication. L'avantage principal de ces types de codages bit est le fait d'accroître fortement la probabilité de détection d'erreur au niveau des couches basses, ce qui entraîne des possibilités de recouvrements d'erreurs plus rapides et plus fiables.

Au niveau du protocole de communication (couches hautes du modèle OSI), cela signifie qu'il est nécessaire d'implémenter un dispositif qui retransmet la (les) donnée(s) si le récepteur détecte une erreur. Les premières détections d'erreurs doivent être effectuées avec une très haute probabilité de façon à éviter leurs détections à plus haut niveau et des problèmes plus graves. L'utilisation de parité, CRC, comptage bit... décrits ci-dessus permettent de garantir cela au prix d'une réduction du débit net ou augmentation inutile ou non justifiée du débit. Une fois que ces erreurs ont été détectées, le protocole de communication se charge de la retransmission qui, par principe, ralentit la vitesse effective de transaction entre base station et tag. De ce fait, le choix du codage bit qui doit être utilisé doit être tel qu'il ne réduise pas (... ou le moins possible) le débit, ce qui est le cas du Manchester ou du Miller ou Miller modifié contrairement au codage NRZ.

□ **Synchronisation de trame et erreurs de format**

Ne pas avoir d'erreur de comptage bit pendant une trame est bien, à condition d'avoir aussi réussi à bien repérer le début d'une trame ; de plus, ne pas perdre de temps à la détection du début de celle-ci est un must.

NRZ

Le codage bit NRZ suppose une synchronisation correcte sur le bit de départ ayant pour résultat d'avoir une forte probabilité de mauvaise synchronisation dans un environnement où le bruit est important. Ceci amène à concevoir un protocole de communication des couches hautes devant posséder un *overhead* (en-tête, préambule, etc.) afin d'assurer les retransmissions et les protocoles de resynchronisation qui accroissent fortement les temps de gestion des transactions.

Manchester ou Miller

Les codages bit Miller et Manchester effectuent la synchronisation sur un bit de départ, mais aussi, du fait du codage bit auto-clockant, la redondance de synchronisation permet la synchronisation correcte de trame y compris dans des environnements où le bruit électronique est important, par exemple en moyennant les coups d'horloge bit pour obtenir une synchronisation finale. L'efficacité de ce codage rend même possible le fait d'envoyer des trames (de données, de commandes, etc.) en s'affranchissant des bits de départ (*start bit*) et d'arrêt (*stop bit*). Pour des commandes ne comportant qu'un octet (8 bits), cela revient à gagner 20 % du temps (par rapport aux caractères de 10 bits = bit de *start* + 8 bits de données + bit de *stop*) et à avoir un débit net effectif beaucoup plus rapide.

14.1.3 Liaison descendante

■ Efficacité énergétique du codage bit

La *figure 14.5* indique à nouveau les deux types de codage bit pouvant servir à assurer la liaison descendante, du tag vers la base station, et fonctionnant à l'aide du principe de modulation de charge. Il s'agit des codages Manchester ou Miller codés sous-porteuse et BPSK.

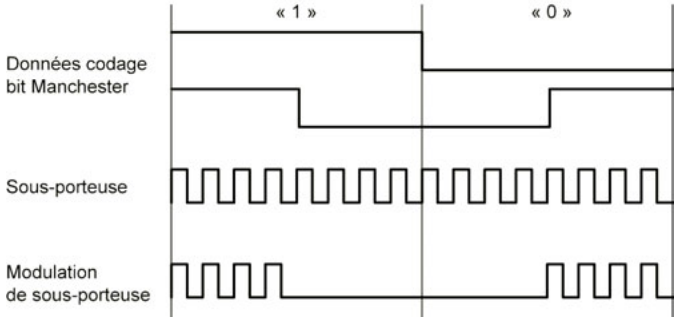


Figure 14.5 – Codage bit incluant la présence d'une sous-porteuse.

En ce qui concerne leurs aptitudes à résister au bruit, tous deux possèdent de nombreuses transitions et sont donc tout à fait recommandables.

Comme nous l'avons déjà signalé quelques paragraphes plus haut, pour de simples raisons de synchronisation, la plupart du temps le codage BPSK implique l'emploi d'une séquence de *clock run in* et la présence d'un « PLL » au niveau de l'ensemble de réception de la base station mais, au-delà de cela, tout étant égal par ailleurs, la portée de fonctionnement d'un système équipé d'un codage BPSK est, par principe, plus réduite que celle d'un système équipé de codages Manchester ou Miller codés sous-porteuse.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

En effet, comme le montre la *figure 14.5*, dans le codage bit Manchester codé sous-porteuse, il existe un laps de temps supérieur (75 %) à celui présent pour le BPSK (50 %) pendant lequel la capacité d'alimentation présente à bord du transpondeur peut se recharger pendant que le transpondeur communique, ce qui offre donc des possibilités de communication à plus longue distance.

14.1.4 En conclusion des codages bits et types de modulations

Comme nous venons de le montrer, l'emploi de codage bit comportant des transitions telles que Manchester ou Miller et Miller modifié permet de récupérer l'horloge bit et améliore le débit effectif en comparaison au NRZ et donne de bien meilleurs résultats en terme de temps de transaction dans un environnement dans lequel le bruit a une grande importance.

■ En liaison montante, de la base station vers le tag

Un codage bit Manchester ou Miller modifié a pour avantages :

– d'avoir, au niveau synchronisation bit, de longues trames sans bit de start et de stop, donc un débit plus rapide ;
– d'avoir une différence entre « information » et « non information » permettant des possibilités de comptage bit ;
– de posséder des changements d'état à chaque bit, donc d'avoir une meilleure immunité au bruit.

Une modulation d'amplitude ASK de 100 % offre :

– la plus grande énergie possible lorsque l'on en a besoin, donc une plus grande distance de communication ;
– aucune réduction de débit ;
– une plus grande immunité structurelle au bruit.

Exemple de choix : normes ISO 18 000-4 à 2,45 GHZ et 18 000-6 en UHF de 860 à 960 MHz.

■ En liaison descendante, du tag vers la base station

Dans le sens descendant, du tag vers la base station, lors de la modulation de charge, il est nécessaire que le type de codage de l'ensemble fasse en sorte que la modulation de charge ne tire pas trop sur l'alimentation et que le codage bit permette de le reconnaître facilement, rapidement, même en présence de bruit et que de plus que ce dernier contienne de façon intrinsèque une possibilité de repérer une (des) collision(s) possible(s) entre transpondeurs.
Exemple de choix : normes ISO 18 000-4 et -6. idem

14.1.5 Avec ou sans sous-porteuse ?

Que voici un titre de paragraphe bien étrange n'est-ce pas ? Qu'est-ce que cela vient faire dans les imbrications entre codage bit, type de modulation, qualité de transmissions, de démodulation, etc. ?
Eh bien, sachez que l'une des grandes clés des performances des systèmes RFID réside dans ce paragraphe et que par ailleurs les techniques de communication utilisant des fréquences dites « sous-porteuses » sont bien connues et très utilisées depuis de longues années dans de nombreuses applications (par exemple en télévision SECAM, PAL, etc.). Ce n'est donc pas un « scoop » d'importance planétaire... quoique !

■ Principe de fonctionnement

Rappelons rapidement les qualités intrinsèques de cette technique.

□ **Spectre d'un signal en bande de base avec et sans sous-porteuse**

En RFID, on effectue souvent une (des) variante(s) spécifique(s) au codage bit standard existant consistant à introduire dans celui-ci un sur-codage incluant un nouveau signal à fréquence plus élevée. De ce fait, le spectre en bande de base du codage bit initial se trouve modifié et transposé de part et d'autre de cette nouvelle fréquence.

□ **Spectre du signal composite transposé en RF**

Lors de la modulation de la porteuse RF servant au transport du signal rayonné (que ce soit au niveau de la base station ou du tag), la totalité du codage bit incluant sa sous-porteuse est transposée en RF. Un exemple global résumant l'ensemble des deux paragraphes précédents est donné en *figure 14.6*.

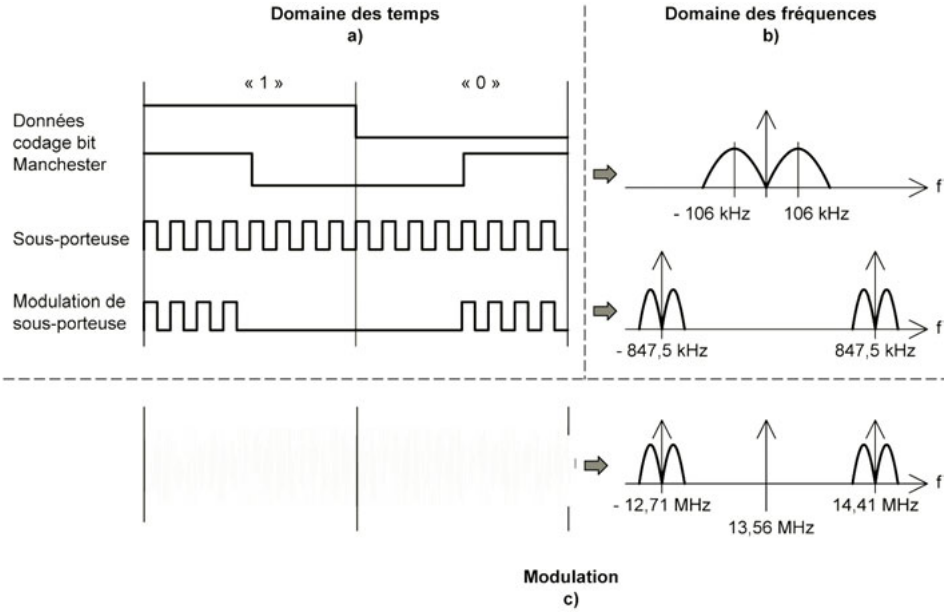


Figure 14.6 – (a) Signal dans le domaine des temps. (b) Signal dans le domaine des fréquences. (c) Signal RF ainsi formé.

Ce spectre occupe bien évidemment une bande passante qui dépend :

– de la valeur de la fréquence de sous-porteuse. Plus cette valeur sera élevée, plus les positions des bandes latérales comportant l'énergie due à la modulation seront éloignées de la porteuse principale ;
– du débit binaire initial des données à transmettre, lequel régit directement sur la largeur des bandes passantes des signaux se situant de part et d'autre des raies centrales relatives à la valeur de repos de la sous-porteuse.

Ces deux dépendances directes – mais indépendantes l'une de l'autre – permettent au besoin de jongler entre débits numériques de communication, largeurs de canaux de transmissions et qualité/facilité/souplesse de réception des signaux en provenance des tags, choix des vitesses de gestions des collisions, etc. Examinons rapidement ces derniers points.

Pendant la phase de liaison montante

La porteuse RF émise par la base station (la porteuse principale) assurant la liaison montante est modulée (par exemple en ASK ou autre) par un signal binaire codé simplement selon un codage bit standard dont le spectre se situe classiquement de part et d'autre de la fréquence porteuse.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Pendant la liaison descendante

La porteuse principale, toujours fournie par la base station, assure d'une part la télé-alimentation (... pour les tags télé-alimentés) et d'autre part un support physique au contenu du signal assurant la liaison de retour (signal de *back scattering via* la modulation de charge de l'antenne du tag).

Facilités et sélectivité de réception

Afin que la partie réception de la base station puisse récupérer, démoduler, interpréter plus facilement les très faibles signaux en provenance du tag, il est intéressant de pouvoir fournir à l'étage d'entrée de son récepteur un signal dans lequel il n'est pas trop difficile d'isoler la réponse spectrale utile. Ceci est facilement réalisable en créant, pour assurer la liaison de retour, un bit incluant une fréquence sous-porteuse. Il y a plusieurs avantages à cela :

– Si la fréquence de celle-ci est élevée, du fait de l'écart de fréquence résultant entre valeur de la fréquence porteuse et valeurs f_porteuse ± fréquence_sous-porteuse, il devient alors plus facile d'isoler le contenu (densité spectrale) de la partie correspondante à la modulation sans avoir affaire (ou beaucoup moins) à des dispositifs de réjection de porteuse principale conçus à l'aide d'éléments onéreux tels que circulateurs ou coupleurs bidirectionnels (voir le chapitre 19 concernant la technologies des bases stations) et de procéder plus aisément à leurs démodulations.
– En ayant la faculté de créer plusieurs valeurs possibles (multiples et/ou sous-multiples) de fréquences sous-porteuses, il est alors possible de satisfaire différentes largeurs de canaux de transmission dont les valeurs peuvent être ajustées de façon à être en adéquation avec les régulations locales et/ou mondiales en vigueur. Nous reviendrons en détail sur ces points importants aux chapitres 15 et 16 consacrés à l'étude des options du protocole ISO 18000-6C et des contraintes dues aux régulations RF. Il devient alors possible d'effectuer de nombreuses optimisations de largeurs et/ou nombre de canaux, débits numériques de communications de la liaison montante et de rapidité de traitements et gestions d'un nombre élevé de collisions pouvant se produire pendant la liaison de retour.
– Cela facilite la réception, l'extraction et la validation des signaux reçus en présence de bruit important du fait de la présence de nombreuses transitions dans le signal reçu.

14.2 Conclusion générale de la partie C

En conclusion générale à cette longue partie, nous voulons insister sur le fait qu'il est nécessaire de s'intéresser globalement à tous les paramètres en même temps et leurs nombreuses imbrications, ce qui ne simplifie franchement pas la tâche. Hélas, l'oubli de l'étude de l'un d'entre eux peut parfois amener à choisir de mauvais compromis ne permettant pas de satisfaire l'ensemble de l'application visée.

Tout cela amène, selon les types d'applications (débit lent/rapide, distance courte/longue, gestions des collisions...), à des conclusions qui sont souvent radicalement différentes mais dans lesquelles l'important de la liaison montante est d'assurer la télé-alimentation optimale pour une distance de fonctionnement déterminée, d'avoir le spectre le plus adapté à la régulation locale pour un débit de communication adapté à l'application visée et d'avoir à bord du tag un circuit de réception et de décodage le plus simple, le plus fiable et le moins consommant possible.

Il est à noter que dans certains cas il est possible d'envisager plusieurs compromis qui, bien que différents, permettent de fonctionner tout à fait correctement. Le choix de la solution finale s'effectue alors sur d'autres paramètres non encore évoqués tels que l'existence ou non de famille générique de composants, leurs interopérabilités, leurs coûts, etc.

D

Normes et régulations

Cette quatrième et avant-dernière partie est l'une des plus importante et fondamentale de cet ouvrage. Nous invitons le lecteur à la lire avec beaucoup d'attention car un système, en dehors du fait qu'il fonctionne correctement, doit satisfaire de nombreuses normes nationales ou internationales et régulations locales et autres avatars qui ne sont pas sans répercussion profonde sur les principes techniques choisis et/ou utilisés. Aussi, avant d'aller plus loin, afin de retirer toutes équivoques, faisons tout de suite le distinguo entre normes et régulations.

Une **norme** (ou *standard* dans sa version anglaise) correspond à un document ou une série de documents définissant des choix techniques réfléchis, cohérents permettant de concevoir des produits ayant un haut degré d'interopérabilité. De nombreuses instances et organismes nationaux (en France AFNOR, en Allemagne DIN, aux États-Unis ANSI, en Angleterre BSI, etc.) ou internationaux (ISO, CENELEC, ECMA, ETSI, etc.) sont habilités à élaborer des normes.

Sur le principe, le respect d'une norme n'est pas obligatoire de fait. Chacun peut décider de s'y conformer ou non. Chacun peut, si bon lui semble, demander à un fournisseur de lui délivrer des produits conformes à une norme particulière. D'une manière générale – car il y a de nombreuses exceptions –, une norme et son respect ne deviennent obligatoires que lorsqu'un État impose explicitement son application sous forme d'une loi, d'un arrêté ou plus généralement d'un décret d'application ministériel.

De son côté, une **régulation** consiste en un document/une contrainte officielle provenant d'un organisme directement rattaché à l'État ou une communauté d'États et dont le respect a été rendu obligatoire par voies de lois, d'arrêtés et ou de décrets.

Pour information, en ce qui concerne la RFID en France et à une date donnée, la *figure D.1* et le *tableau D.1* donnent quelques indications d'une part sur la position de la France dans l'ensemble normatif de l'Europe, et d'autre part sur l'articulation de l'État et ses organes de régulations.

Les personnes ayant déjà tâté de la RFID fonctionnant à des fréquences LF (inférieures à 135 kHz) et HF (à 13,56 MHz) et ayant déjà parcouru nos précédents ouvrages seront certainement surprises du fort accent mis dans le paragraphe précédent sur l'importance des régulations en général, et locales en particulier. La raison est bien simple. Comme vous allez le découvrir au cours de ce chapitre, autant les régulations sont à peu près harmonisées mondialement pour les fréquences inférieures à 135 kHz et 13,56 MHz, autant en UHF et SHF c'est loin d'être le cas, ce qui entraîne de longues réflexions techniques quant à l'élaboration des systèmes RFID selon leurs lieux géographiques de fonctionnement.

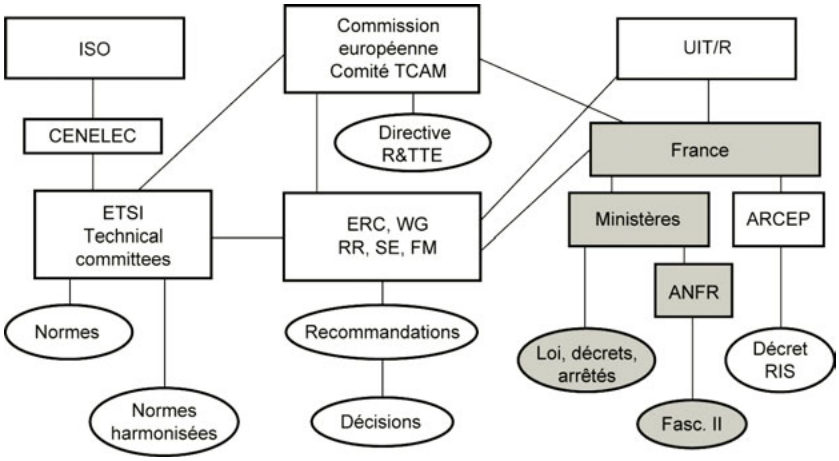


Figure D.1 – Organisation de l'ensemble normatif européen.

Tableau D.1 – Répartition des compétences ARCEP, ANFR et les ministères concernés.

Ministère chargé des télécommunications	**Autorité de régulation des télécommunications**	**Agence nationale des fréquences**
	ART*	**ANFR**
Pouvoir réglementaire général	Instruction des licences ARP	Planification et prospective du spectre
Homologation des décisions ART à portée générale	Instruction et délivrance des licences RI	Gestion de certains réseaux ART (convention)
Homologation tarifaire	Attribution des fréquences associées	Contrôle, coordination, traitement des brouillages
	Planification du spectre ART	
	Élaboration des conditions générales des autorisations	

* Le nouveau nom de l'ART est l'ARCEP (voir plus loin).

15 • NORMES DE LA RFID EN UHF ET SHF

15.1 Le but des normes

L'un des buts principaux des organismes de normalisation et des normes qui en sont issues est d'une part d'assurer l'interopérabilité des équipements et le confort aux utilisateurs, et d'autre part de faire décroître les coûts finaux des produits du fait de la normalisation et de lutter contre le protectionnisme, les solutions propriétaires, licences, brevets, etc.

Évidemment, cela donne plus d'effet sur les produits de grande diffusion tels que les étiquettes de type consommables qui, à plus ou moins courts termes, deviendront sans contact. Lorsque l'on connaît les avantages que présentent aujourd'hui les cartes à puces à contact, on est tenté de vouloir appliquer la même technologie « sans contact » à ces articles.

Comme pour ses prédécesseurs « cartes à puce sans contact », le vœu avoué des normes concernant la « gestion des articles » en RFID est le suivant :

– un tag conforme à la norme doit être lu par toutes les bases stations conformes à la norme ;
– une base station conforme à la norme doit lire tous les tags conformes à la norme.

Cela a au moins le mérite d'être clair !

15.2 Les demandeurs et protagonistes des normes

Les grands demandeurs de normes sont principalement les utilisateurs de systèmes fonctionnant en boucle ouverte utilisant des étiquettes électroniques, c'est-à-dire par exemple ceux du marché du *labelling* et du *Supply Chain Management* (SCM). Du fait de la circulation mondiale des produits, cette demande de normalisation, du même esprit que celle des codes à barres, est une nécessité fondamentale pour ces marchés.

En ce qui concerne le marché de l'identification industrielle de type suivi de produits tout le long d'une ligne de production locale à l'intérieur d'une usine, donc dite en boucle fermée, la grande majorité des applications sont spécifiques et, au besoin, peuvent se satisfaire, au besoin, des systèmes propriétaires, donc sans norme internationale réellement définie.

15.3 Les modèles ISO/OSI en couches

La *figure 15.1* présente l'ensemble du découpage du modèle OSI.

La façon de pratiquer un échange entre deux ou plusieurs éléments RFID, donc sans contact, s'articule comme nous l'avons déjà montré longuement autour d'un médium (l'air), d'un traitement du signal (codage bit, modulation de porteuse, etc.) mais aussi de structures de messages devant posséder des formats (codage de début et fin de trame, etc.) et de protocoles devant être respectés pour effectuer la bonne marche et la compréhension des messages échangés.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

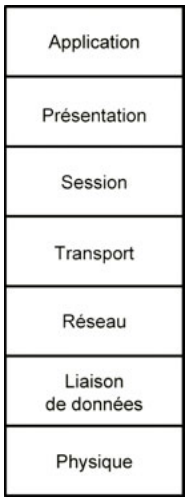


Figure 15.1 – Représentation conventionnelle du modèle OSI.

Souvent, il est bon de relier ces notions à un modèle de communication concret et structuré tel que celui décrit par l'ISO dans son document bien connu ISO 7498 de novembre 1984 décrivant le modèle de communication dit OSI (*Open Systems Interconnexions*). Sans rentrer dans les détails des couches du modèle OSI, il faut savoir que l'empilement de celles-ci a pour but de pouvoir scinder facilement l'édifice ainsi construit afin de pouvoir développer indépendamment chacune des couches. Par structure, chaque couche a pour obligation de ne communiquer qu'avec les couches immédiatement adjacentes, inférieure ou supérieure. La seule dérogation possible à cette règle réside dans le cas où la couche adjacente est absente.

La structure du modèle OSI est telle que plus on monte vers les couches supérieures, plus le niveau d'abstraction intellectuelle est élevé.

Pour rappel, voici en quelques mots leurs contenus et leurs relations avec les applications RFID.

■ Couche 0 – médium

Cette couche ne fait pas formellement partie de la norme ISO/OSI. La coutume et les habitudes de langage l'ont baptisée ainsi puisqu'elle définit des éléments de niveau inférieur à la couche 1.

Cette couche définit le médium sur lequel se passent concrètement la communication et les points connexes associés, c'est-à-dire :

- le médium, par exemple, en ce qui nous concerne en RFID, l'air, les liquides, les matériaux métalliques, etc. et leurs mélanges ;
- la topologie du réseau, par exemple, en bus, en étoile, en anneau, ou, pour nos applications RF en RFID en mode de diffusion (*broadcast*) ;
- les impédances de terminaison/adaptation des réseaux ;
- les types de prises retenues pour les connecteurs des éléments au réseau, etc.

Rien que du concret !

■ Couche 1 – physique, *Physical Layer* (PL)

Selon l'ISO/OSI, « la couche physique (PL) a pour mission de fournir les moyens mécaniques, électriques, fonctionnels et procéduraux nécessaires à l'activation, au maintien et à la désactivation des connexions physiques destinées à la transmission de bits entre entités de liaison de données ».

Cette couche définit la façon dont le signal est transmis et a pour rôle d'assurer le transfert physique des bits entre les différents nœuds en accord avec toutes les propriétés (électriques, optiques, radiofréquence...) du système. Il est évident qu'à l'intérieur d'un même et unique réseau (par exemple empilement de tags disposés sur une palette), la couche physique doit être la même pour chaque nœud (tag).
Cette couche s'occupe de décrire :

– la représentation du bit, c'est-à-dire le type de codage bit, ses propriétés temporelles (durée, position dans le temps...), c'est-à-dire dans le cas de la RFID les codages par exemple Miller, Miller modifié, NRZ, Manchester, Manchester codé sous-porteuses, BPSK, etc. ;
– la définition globale du type de support de transmission (par exemple simple fil, paire différentielle), dans notre cas, une onde RF par exemple UHF, SHF et leurs modulations respectives ;
– la définition des niveaux électriques, optiques, radiofréquence... des signaux, par exemple les valeurs minimales, maximales des champs électromagnétiques (E et H), etc. ;
– la synchronisation bit.

Pour aider à la définition de ces paramètres, la couche physique, *Physical Layer* (PL – couche 1), est divisée en plusieurs sous-couches (*sub-layers*) :

– *Physical Signalling sub-layer* (PLS) (codage du bit, timing du bit, synchronisation) ;
– *Physical Medium Attachment sub-layer* (PMA) (caractéristiques des étages de commande [drivers] et de réception) ;
– *Medium Dependent Interface sub-layer* (MDI) (connecteurs).

En résumé, au niveau de cette couche, seul le bit est défini, en type de codage (par exemple, NRZ, bi-phase, Manchester...), en durée... mais ne laisse rien transparaître de la façon dont les bits seront ou pourront être organisés et rattachés entre eux pour former octets, mots, trames...

■ Couche 2 – liaison de données, *Data Link Layer* (DLL)

Selon l'ISO, « la couche de liaison de données (DLL) a pour mission de fournir les moyens fonctionnels et les procédures nécessaires à l'établissement, au maintien et à la libération des connexions des liaisons de données entre entités de réseau, ainsi qu'au transfert des unités de données de liaison de données. Une connexion de liaison de données est réalisée à l'aide d'une ou plusieurs connexions physiques entre un même couple sans nœud intermédiaire ».
La couche 2 est l'une des plus importantes du modèle car son contenu permet, lorsqu'il est bien écrit, la conception physique d'automates logiques (*hardware* ou *software*). La *Data Link Layer* (couche 2 – DLL) est composée de deux sous-couches :

– *Logical Link Control sub-layer* (LLC) ;
– *Medium Access Control sub-layer* (MAC).

□ Sous-couche MAC

Toujours en remontant, du niveau le plus bas au niveau le plus haut, la sous-couche MAC a pour mission :

– en réception, d'accepter les messages devant être transmis vers la sous-couche LLC ;
– en émission, de présenter à la couche 1 les messages provenant de la couche LLC.

Ses tâches sont donc les suivantes :

– mise en trames du message, organisation des trains de bits, par exemple : sérialisation à l'émission, dé-sérialisation à la réception ;
– gestion de la prise d'accès à la couche physique (CSMA/CR, CMxx...) ;
– arbitrage de conflit (au niveau bit) (par exemple en RFID : gestion des collisions bit) ;
– acquittement de réception de message ;
– détection des erreurs de transmission (par exemple, CRC avec ou sans détection d'erreurs) ;
– signalisation des erreurs de transmission.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

□ **Sous-couche LLC**

Les tâches de la sous-couche LLC sont les suivantes :

– contrôle de l'intégrité du format des trames émises et reçues ;
– si possible, assurer les corrections d'erreurs de structure de trames (format...) ;
– procédure de recouvrement d'erreurs, reprise, etc. ;
– identification de la trame ;
– filtrage des messages, etc. ;
– notification de surcharge ;
– invitation à émettre ou recevoir.

En ce qui concerne la couche 2, en RFID, elle recouvre les codages de trames transmises incluant les bits de parités ou CRC, de gestion des collisions pour arbitrer les conflits, etc.

□ **Remarques concernant les couches 1 et 2**

Ces deux couches constituent ce que l'on a l'habitude d'appeler les couches « basses » ou « matérielles » du modèle car, de par les fonctionnalités fixées, figées et connues qu'elles représentent pour un protocole particulier, il est généralement aisé de réaliser concrètement les fonctionnalités qu'elles offrent à l'aide de silicium (circuits intégrés spécifiques ou encore microcontrôleurs dédiés). Il est à remarquer que ces dernières façons de régler leurs sorts sont très efficientes en temps consacré au traitement du signal et ne pénalisent que très peu la gestion globale temporelle du protocole.

> Au sein de l'ISO, de nombreux *working groups* (groupes de travail) s'occupent de ces couches, protocole par protocole. Les familles de normes « *contactless smart card* – cartes à puce sans contact » ISO 14443, 15693 et RFID 18000-*x* sont des exemples typiques de description des couches 1 et 2 et forment ce que l'on a coutume d'appeler l'*air interface*.

■ Couche 3 – réseau

Selon l'ISO, « la couche réseau a pour mission de fournir les moyens fonctionnels et procéduraux d'échanges d'unités de données de la couche réseau (par paquet) sur des connexions réseau entre entités de la couche supérieure (transport) ».

En termes moins savants, cela signifie que cette couche a pour mission d'assurer les commandes d'interconnexion, la recherche du chemin – c'est-à-dire le routage –, le tri des unités de données qui lui sont soumises. Le rôle de cette couche est d'envoyer sur les liaisons dont elle dispose les données vers la fonction réseau suivante jusqu'à atteindre la destination désirée. Sa mission réside donc principalement à assurer :

– le relais des paquets de données ;
– les routages des paquets et des circuits de données ;
– le multiplexage (des paquets de données...) ;
– le contrôle d'erreurs des fonctionnalités concernant cette couche ;
– le contrôle de flux (éviter les engorgements de la transmission).

Dans le cas de la RFID, une partie de la gestion des collisions et de la phase de sélection du tag avec qui nous souhaitons établir une liaison fait partie de la couche 3.

■ Couche 4 – transport

Selon l'ISO, « la couche transport a pour mission d'assurer un transfert de données transparent entre entités de session en les déchargeant complètement des détails d'exécution d'un transfert de données fiable et d'un bon rapport qualité/prix (transfert optimal). La couche transport optimise l'utilisation des services réseau disponibles afin d'assurer au moindre coût les performances requises pour chacune des entités de session ».

Cette couche assure l'interconnexion entre systèmes, et par conséquent :
– les contrôles de flux (vérification de non-surcharge des destinataires) ;
– la fragmentation et le ré assemblage des messages en paquets ;
– le contrôle d'erreurs (pertes ou duplications de paquets, modifications, altérations...) ;
– le séquencement des messages (livraison dans le même ordre que la soumission de ceux-ci) ;
– le contrôle de bout en bout ;
– l'optimisation de bout en bout du transport des données.

Souvent, dans le cas de la RFID, l'ensemble des couches 4, 5, 6 est appelé couche de transmission ou protocole de communication dans laquelle on retrouve les échanges de requête d'UID ou encore de type des normes ISO 18000-3 (HF) et -6 (UHF), les commandes de sélection, les commandes de choix de débits, etc.

Couche 5 – session

Selon l'ISO, « la couche session a pour mission de fournir aux entités de présentation coopérantes les moyens nécessaires pour organiser et synchroniser leurs dialogues et pour gérer leurs échanges de données. À cet effet, la couche session fournit les services nécessaires à l'établissement d'une connexion de session entre deux entités de présentation et à la prise en charge des interactions ordonnées des échanges de données ».
Cette couche réalise les fonctions qui sont nécessaires au support du dialogue entre processus, telles que l'initialisation, la synchronisation et la terminaison du dialogue, et elle rend également transparentes à l'utilisateur les contraintes et caractéristiques d'implémentations réalisées dans les couches inférieures. Par exemple, en RFID, après la gestion des collisions, la sélection d'un tag parmi d'autres fait partie des exemples de la couche 5.
Grâce à elle, les références aux différents systèmes se font par noms symboliques et non par adresses réseau. De plus, elle inclut des services de synchronisations élémentaires et la reprise lors d'un échange.
Pour illustrer cela, disons qu'à la fin de la procédure de gestion des collisions (instant auquel on connaît tous les UID des différents tags présents dans le champ électromagnétique), on choisit d'établir un lien particulier avec un ou plusieurs d'entre eux, on vient alors d'établir une session particulière permettant de « fournir... pour gérer leurs échanges de données ». Ici aussi, certaines parties des protocoles d'initialisation, gestion des collisions et parfois du protocole de communication font partie de la couche 5.

Couche 6 – présentation

Selon l'ISO, « la couche présentation a pour mission de se charger de la représentation des informations que des entités d'application se communiquent, ou auxquelles elles se réfèrent au cours de leurs dialogues ».
Cette couche permet dans un environnement hétérogène de décrire les données de manière cohérente et de les coder sous forme unique pour les transferts *via* le réseau (pour la RFID : l'air). Le service rendu relève du transcodage, assurant une indépendance des processus d'application par rapport à la représentation des données transmises. Cette couche prend en charge les problèmes associés à la représentation des informations que les applications désirent échanger ou manipuler. En d'autres termes, cette couche s'occupe de la syntaxe des données échangées permettant ainsi aux entités d'application de ne se préoccuper que des aspects sémantiques des informations.

Note
Afin d'éviter quelques problèmes de compréhension, nous rappelons au passage à ceux qui l'auraient oublié deux petites définitions que donne le dictionnaire *Petit Larousse* :
– sémantique : n. f. Étude du sens des mots et de leurs variations ;
– syntaxe : n. f. Partie de la grammaire qui traite de l'arrangement des mots.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

■ Couche 7 – application

Selon l'ISO, « cette couche est la seule du modèle fournissant directement des services aux processus d'application. La couche application fournit nécessairement tous les services OSI directement utilisables par des processus d'application ».
Le niveau d'abstraction de cette couche est le plus élevé. Son but est de permettre de raisonner au niveau applicatif, en faisant abstraction du moyen utilisé pour assurer l'échange des données. Elle contient la sémantique de l'application. Cette couche peut offrir des services tels que :

– allocation de ressources ;
– synchronisations coopérantes ;
– interface vers l'utilisateur ;
– programme utilisateurs pour les services réseaux ;
– drivers spécifiques de communication pour les programmes utilisateurs, etc.

15.4 Les normes ISO du « sans contact »

Les normes globales du sans contact/RFID proposées par l'ISO (ISO 14443, 15693, famille 18000-*x*, etc.) décrivent principalement les couches OSI 1 (PL, *Physical Layer*) et 2 (DLL, *Data Link Layer*), c'est-à-dire ce que les professionnels appellent habituellement l'*air interface* ou encore les couches basses, et s'intéressent à l'organisation des données logiques contenues dans les champs mémoires.
À ce jour, la plupart des normes se rapportant directement à la RFID sont disponibles auprès de l'ISO/IEC (International Standards Organisation/International Electrotechnical Commission, à Genève) ou en France auprès de l'AFNOR (à Saint-Denis, près de Paris). Chacune d'entre elles a été longuement discutée, commentées et votées au sein de comités techniques (TC) ou comités techniques communs (*joints*) (JTC), de sous-comités (SC), de groupes de travail (WG pour *working group*) regroupant des experts (GE pour groupe d'experts) se rencontrant lors de *task forces* (TF) spécifiques, de sous-groupes (SG) ou encore de groupe '*Ad Hoc*, dans lesquels les contributions techniques sont répertoriées selon leur chronologie de dépôt sous des numéros *xxx*.
Les exemples ci-dessous illustrent la cascade de l'appellation d'un document :

– ISO/CEI (ou IEC) JTC 1/SC 17/WG 8/TF2/n° *xxx*
– ou encore ISO/CEI (ou IEC) JTC 1/SC 31/WG 4/SG3/n° *xxx*

Tous ces documents sont discutés (âprement !) dans les comités nationaux (*National Bodies*) tels que AFNOR (France), DIN (Allemagne), BSI (Angleterre), ANSI (États-Unis), etc. afin d'établir la succession obligatoire de documents (WD, *Working Draft*, CD, *Comittee Draft*, FCD, *Final Comittee Draft*, FDIS, *Final Draft International Standard*) de préparation avant d'arriver à l'ultime étape qu'est le document officiel de « IS – *International Standard* », le seul et unique faisant foi, bible de générations entières de concepteurs de systèmes RFID.

15.4.1 En RFID, qui fait quoi ?

Pour information, la *figure 15.2* indique l'organigramme sommaire des différentes entités de l'ISO effectuant des travaux basés sur des principes de fonctionnement sans contact/RFID, toutes applications confondues.
Au sein du JTC 1, deux grandes entités sont impliquées dans le « sans contact ». À l'intérieur du SC 17, l'une des branches s'intéresse à tout ce qui a trait aux « cartes à puces sans contact » et à « l'identification des personnes », tandis qu'à l'intérieur du SC 31 une branche est dédiée à tout ce qui touche la gestion d'articles *via* l'AIDC (*Automatic Identification Data Capture*), c'est-à-dire ce que l'ensemble de la profession appelle la RFID.

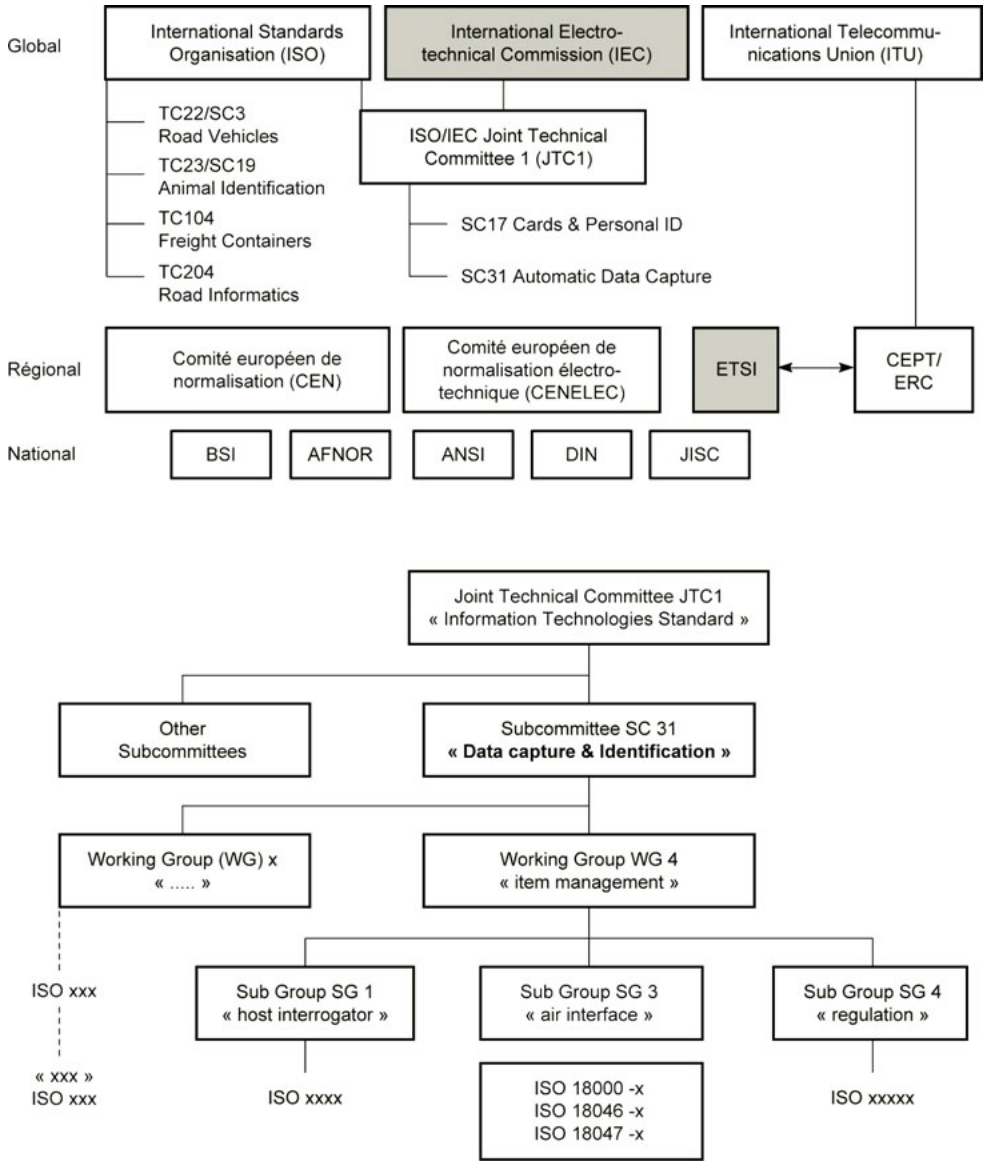


Figure 15.2 – Comités ISO de standardisation impliqués dans les applications RFID.

Pour information, en RFID également, le TC23/SC19/WG4 s'occupe « des méthodes d'identification électronique pour le monde animal et agricole », le TC104/SC4/WG2 « des étiquettes à distances des containers de fret » et le TC204/WG4 « aux équipements d'identification pour les véhicules automobiles ». Le reste est indiqué sur la figure.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

15.4.2 Distinguo entre applications carte à puce sans contact et labels

Afin d'éviter une grande confusion dans vos esprits, au stade où nous en sommes, effectuons le distinguo important entre plusieurs branches applicatives différentes.

■ JTC 1/SC 17 – *Cards and personal ID*

La première, gérée par le SC 17, est celle qui concerne les tags/transpondeurs dont le format physique et mécanique est celui de la carte à puce bien connue et ce, quelles que soient leurs applications. En ce qui concerne le « sans contact » au format carte à puce, le découpage normatif ISO réalisé à ce jour s'articule principalement autour des normes :

– ISO/IEC 10 536 – *close coupled cards*, pour les distances très proches ;
– ISO/IEC 14 443-*x* – *proximity cards*, pour les distances proches ;
– ISO/IEC 15 693-*x* – *vicinity cards*, pour les distances de voisinage ;

et de leurs bases stations associées. Ces applications fonctionnent à 13,56 MHz.

■ JTC 1/SC 31 – *Automatic Identification Data Capture*

La seconde branche applicative concerne celle de l'identification automatique (Auto ID) et les applications d'étiquetage à l'aide de radiofréquences (RFID). Dans ces applications, le format physique du transpondeur n'est pas obligatoirement le format classique de la carte à puce, ce peut être un porte-clés, une étiquette sur papier, un scellé... bref n'importe quelle forme simple ou biscornue et de dimensions petites, grandes, et cela, quelles que soient les distances de fonctionnement en lecture/écriture. Dans ce cadre, le sous-comité SC 31 s'occupe de la grande famille de normes ISO 18000-1 à *x* (à ce jour le *x* s'arrête à 7) et autres normes associées.
Ces quelques lignes ont pour mission de soulever et signaler le fait que, hors format mécanique d'une carte, certaines normes de voisinage telles que les ISO 15 693-*x* évoquées lors du paragraphe précédent peuvent très bien être également appliquées à des étiquettes si cela satisfait l'application envisagée !

■ TC 23/SC 19 – agriculture

La troisième concerne l'identification sans contact dédiée à l'identification animale (ovins, bovins, carnassiers domestiques, équidés, etc.). Il s'agit des normes ISO 11 784 et 785 et ISO 14 223-*x* fonctionnant principalement à 132,4 kHz.

Remarque générale concernant toutes ces normes
Pour de plus amples informations, nous vous renvoyons aux documents officiels disponibles en France à l'AFNOR.

15.4.3 Normes pour l'identification sans contact des « articles »

Le sous-comité SC 31 du JTC 1 de l'ISO/IEC – AIDC (*Automatic Identification and Data Capture techniques*) a délégué à son *working group* WG4 de s'intéresser au « RF item ID », quelles que soient les fréquences de fonctionnement. Ce groupe WG4 a eu pour mission de se baser sur des « preuves » (et non des élucubrations « papier » !) que d'autres experts ont pu examiner ainsi que les très nombreuses nouvelles « contributions techniques » (*working drafts*) fournies aux comités de normalisation.
Les très nombreuses applications des RF item ID (suivi de bagages, identification de produits de grandes surfaces, systèmes de traçabilité, inventaires de bibliothèques, de produits pharmaceutiques, etc.) ainsi que les intérêts économiques qui sont sous-tendus par ces normes (consommation prévue aux alentours des années 2008-2010 de plusieurs millions à dizaines de millions de pièces par jour !) ne simplifient pas la tache de l'équipe de normalisation. Il a donc été nécessaire d'établir plus d'une norme afin de satisfaire tous les champs d'applications. Afin d'illustrer cela,

les quelques lignes suivantes ont uniquement pour but d'indiquer au lecteur quelles sont les performances/requêtes minimales requises que doit posséder un tag pour satisfaire le style de cibles visées par ces applications :

– être programmable sans contact (au moins OTP) ;
– posséder des possibilités d'écriture et de lecture ;
– assurer une communication bidirectionnelle ;
– fonctionner à une distance minimum d'environ 60-70 cm ;
– posséder un dispositif de gestion des collisions et pouvant traiter plus de 100 tags ;
– avoir la possibilité de traiter au minimum environ 30 à 50 tags/s ;
– avoir un faible coût ;
– être le plus insensible possible à l'environnement ;
– être fiable.

Parallèlement à ses propres travaux, le WG4 a donné mission aux quatre sous-groupes suivants de s'occuper de :

– SG 1 : *data syntax*, syntaxes des données ;
– SG 2 : *unique ID for RF tags*, identification unique du tag ;
– SG 3 : *air interface/communication protocol* ;
– SG *regulatory issues* : liaisons avec et problèmes liés aux régulations.

Présentons à présent les résultats et conséquences des travaux réalisés par ces sous-groupes.

■ Pourquoi plusieurs normes, ou la dure réalité de la vie d'une « étiquette »

Les applications RFID ne sont pas si simples. Examinons rapidement les différentes étapes parcourues par le même et unique tag tout au long de sa vie à l'aide de l'exemple suivant.

a) Lors de sa production aux États-Unis, lors de son élaboration, un produit (un jean par exemple) est étiqueté à l'aide d'un tag. Tout le long de la chaîne de production, des lecteurs de courtes distances, à débits lents ou rapides, sont disposés selon les postes de travail pour suivre son périple de fabrication. En fin de ligne de production, il est conditionné dans un petit carton individuel sur lequel on appose un autre tag pour suivre son parcours logistique.

b) En bout de chaîne, ce carton est disposé avec ses frères dans un plus grand carton qui lui-même est disposé sur une palette. À la sortie de l'usine, l'ensemble du contenu de la palette est vérifié par un système lisant tous les tags de tous les (petits) paquets présents. Nous sommes ici en présence d'une lecture longue distance, avec dispositif devant être apte à gérer rapidement de nombreuses collisions.

c) La palette arrive à l'aéroport américain en vue d'exportation en Europe. Un petit coup de lecture longue distance (en accord avec les normes et régulations américaines FCC) dans un environnement bruité de toute la palette au départ par la compagnie aérienne pour assurer le suivi de sa destination et par les douanes afin de contrôler et éviter les contre façons et marchés parallèles). À l'arrivée en Europe, une petite rebelote de lecture longue distance (en accord ce coup-ci avec les normes et régulations européennes ETSI) pour les mêmes raisons. (Les normes ETSI sont bien sûr différentes des normes et régulations US, voir plus loin dans le chapitre, mais, tranquillisez-vous, les normes et régulations japonaises ARIB ne sont pas les mêmes non plus !)

d) Groupage, dégroupage, palettes, cartons, paquets, etc. et *Supply Chain Management* (SCM) sont les mamelles de la distribution avec tout leur lot de traçabilité de livraisons, réapprovisionnement, palettes hétérogènes, etc.

e) Dernière étape, avant de ramener enfin ce magnifique produit chez vous, la caissière de votre supermarché préféré effectue une dernière petite lecture de proximité ou de courte distance sans gestion des collisions à l'aide d'un lecteur manuel (douchette) en sortie de caisse (il était un peu trop gros pour passer sur le lecteur moyenne distance à gestion automatique des collisions placé sous le tapis caoutchouté !). Enfin, pour terminer, un petit coup de désactivation de tag pour

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

tenir compte de l'aspect privatif lié aux problèmes de liberté des individus (CNIL), et voilà... il ne reste plus qu'à le recycler et penser aux (petits hommes) Verts s'occupant de l'environnement, du tri automatique des déchets par RFID, et la boucle de vie de notre (pas) cher tag sera achevée ! Voilà, exposées brièvement, les nombreuses étapes de la vie d'un même et unique tag durant lesquelles vous avez noté que, selon les endroits, phases de vie, celui-ci était soumis à des lectures/écritures à distances courtes et longues, à des émissions de signaux puissantes ou non ou encore réduites, à des débits de communication rapides et lents, à des dispositifs de gestion des collisions, à des milieux bruités, à des normes américaines et européennes, etc., que tout ce beau monde alterne joyeusement et que le malheureux tag doit être apte à supporter, cela à n'importe quel moment de sa vie.

Remarque
Vous avez certainement remarqué le nombre très élevé de phases de la vie d'un produit pendant lesquelles on s'est servi du tag, en lecture et en écriture et le grand nombre de gens qui en ont profité. Si seulement on divisait son coût initial (déjà très faible) par ce grand nombre, vous vous rendriez rapidement compte que chaque opération élémentaire ne coûte pratiquement rien... et même, en poussant le raisonnement à l'extrême, que les utilisateurs devraient donner de l'argent aux fabricants de tags pour les remercier de cette aubaine applicative... (Après tant de pages techniques, on a quand même le droit de rêver un peu, non ?)

La famille de normes ISO 18000-*x* pour identification sans contact des articles

Comme nous l'avons précédemment annoncé, sous l'égide du SG3 du WG 4 cité plus haut, et après avoir effectué l'inventaire de l'existant, un groupe de normes ISO 18000-*x* générique des *RFID for Item Management – Air Interface* – a été élaboré en fonction des fréquences possibles/autorisées de travail, c'est-à-dire celles inférieures à 135 kHz, 13,56 MHz, 433 MHz, la bande de 860 à 960 MHz, 2,45 GHz, 5,8 GHz, chacune ayant ses vertus et mérites particuliers... mais aucune d'entre elles ne pouvant prétendre couvrir physiquement l'étendue complète des applications RFID sous-tendues.
Le champ applicatif que couvre la famille de normes ISO 18000-*x* est très bien défini par son titre générique : « *Information technology automatic identification and data capture technics – Radio frequency identification for item management – Part x : Parameters for air interface communications at xxx (frequencies)* », c'est-à-dire la technique de capture de données pour les articles identifiés à l'aide de radiofréquences.
Ne sachant et ne voulant surtout pas savoir quelle(s) fréquence(s) de fonctionnement serai(en)t la(les) meilleure(s), compte tenu des contraintes et spécificités environnementales des applications, au travers des différents « Part *x* », ce jeu de normes décrit tous les paramètres liés à la communication dans l'interface de communication *air* pour toutes les fréquences autorisées à travers le monde entier pour la RFID (voir plus loin le chapitre 16 sur les régulations). Du coup, le jeu de documents ISO 18000-*x* comprend sept parties (celles indiquées en gras ci-dessous sont celles concernées par cet ouvrage, et *en italiques* celles traitées dans les ouvrages précédents, références 1 et 2) :
Part 1[1] *– Generic parameters for air interface communications for globally accepted frequencies*
Part 2 – Parameters for air interface communications below 135 kHz
Part 3 – Parameters for air interface communications at 13,56 MHz

[1] Cette partie définit les paramètres et fonctions utilisés dans cette famille de normes et rappelle les caractéristiques physiques générales que doit supporter un tag conforme à la famille ISO 18000. Attention de ne pas confondre la norme ISO 18000-1 (ci-dessus) avec la norme ISO 18001 décrivant de manière générique toutes les applications possibles en *item management* RFID !

Part 4 – Parameters for air interface communications at 2,45 GHz
Part 5[1] – Parameters for air interface communications at 5,8 GHz
Part 6 – Parameters for air interface communications at 860-960 MHz
Part 7 – Parameters for an active air interface communications at 433 MHz

□ Contenu des normes ISO 18000-x

Globalement, ces normes décrivent les couches physiques et de liaisons de données (couches 1 & 2 de l'OSI).

Couche physique

- Les méthodes retenues de transfert de l'énergie/puissance entre la base station désignée « interrogateur » (vers le tag) réalisé à l'aide d'une onde radiofréquence ;
- les valeurs des fréquences porteuses f_c (*carrier frequency*) de fonctionnement retenues par la normalisation ;
- les signaux de communications devant être établis entre interrogateur (bases stations) et tag et, entre tags et interrogateurs : représentation et codage bit, débit binaire, type de modulation de la porteuse.

Couche DLL – communication de données

- Codage des données ;
- structures des trames et protocoles de communication entre interrogateur et tag ;
- méthodes de gestion des collisions ;
- organisation de la gestion des plans mémoires ;
- calcul de CRC, etc.

À noter que souvent plusieurs options de paramètres sont définies de façon à satisfaire les différentes normes et régulations radiofréquences locales en vigueur sur notre planète aussi bien que certaines spécificités liées aux applications.
Afin d'établir des communications entre interrogateurs et tags et de faciliter l'indépendance des protocoles, il a été choisi de structurer la communication entre base station et tags à l'aide de trames respectant la philosophie du modèle OSI (d'où la présentation initiale de ce modèle en début de chapitre). Celles-ci sont généralement délimitées par des *Start Of Frame* (SOF) et des *End Of Frame* (EOF), qui sont généralement implémentées en utilisant le principe des violations de codes.

□ Normes complémentaires à la famille ISO 18000-x

À ce jeu fondamental de normes « Information technology – Automatic identification and data capture technics » sont associées d'autres normes importantes qui se préoccupent :

- du **vocabulaire et des définitions de termes RFID** employées dans la famille de normes ISO 18000-*x* : ISO/IEC 19762-3 – RFID harmonized vocabulary ;
- des **méthodes de tests de « performances » et de « conformités »**. Il s'agit des :
  - ISO/IEC 18046 – de 1 à 3 – RFID device performance test methods,
  - ISO/IEC 18047-*x* – RFID device conformance test methods Le petit *x* ci-dessus est directement relié au petit *x* représentatif des fréquences utilisées dans les différentes parties de l'ISO 18000-*x* ;
- et enfin, de la **structure intrinsèque du numéro unique du tag** :
  - ISO/IEC 15962 – RFID for item management – Unique identification for RF tag,
  - ISO/IEC 15963 – RFID for item management – Unique identification for RF tag.

[1] À noter que « faute de combattant » la partie 5 a été retirée corps et bien en février 2003. Peut-être renaîtra-t-elle un jour de ses cendres mais pour l'instant, en 2008, paix à son âme !

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Étant donné la nature et la spécificité de cet ouvrage dédié aux principes et applications RFID fonctionnant en UHF et SHF, nous limiterons notre propos uniquement aux normes parties ISO 18000-4, -6, -7 se rapportant à ces fréquences. Pour les normes 18000-2 et 18000-3 se rapportant respectivement aux fréquences inférieures à 135 kHz et de 13,56 MHz, nous renvoyons le lecteur aux deux précédents ouvrages (références 1 et 2) dans lesquels nous avons abondamment détaillé la quasi-totalité de ces points.

15.4.4 Normes RFID ISO 18000-4, -6 et -7 dédiées aux UHF et SHF

Aussi étrange que cela puisse paraître, nous n'allons pas décrire ces normes selon l'ordre numérique des parties officielles mais dans l'ordre des -6, -4 et -7, c'est-à-dire tout d'abord la bande UHF 860-960 MHz, puis la bande 2,45 GHz, et enfin celle de 433 MHz. Les raisons qui se cachent derrière cela sont très simples :

– La bande de fréquences UHF 860-960 MHz est/sera la plus utilisée pour les tags peu chers fonctionnant en longue distance (de 1 à 10 m). C'est la raison principale pour laquelle l'ISO a commencé par la normaliser en priorité.
– Ensuite, afin d'assurer une interopérabilité ascendante des systèmes RFID, de compatibilité de puces et donc de réduction de coûts, il a été décidé de reprendre des pans entiers des protocoles ISO 18000-6 utilisés dans la bande UHF 860-960 MHz afin d'établir la norme ISO 18000-4 concernant la RFID en bande 2,45 GHz. À noter que l'un des modes de fonctionnement de cette fréquence est strictement identique à la norme ISO 18000-6 mode B de la bande 860-960 MHz.
– Enfin, pour terminer, des applications spécifiques et dédiées en 433 MHz sont venues se greffer un peu plus tard.

Voilà terminé l'introduction historique de l'ordre successif de présentation de ces normes.

■ ISO 18000-6 – bande de fréquences de 860 à 960 MHz

De façon à harmoniser différents projets, propositions émanant de différentes sociétés, et technologies provenant des principaux fondeurs de silicium (par ordre alphabétique, NXP/Philips Semiconductors, STμe, TI, et quelques autres), l'ISO a élaboré la norme ISO 18000-6. À ce jour cette norme spécifie trois types, le A, le B, et un troisième, plus spécifique, le C qui diffèrent principalement dans la manière de communiquer et sélectionner les tags.

– Le type A porté principalement par Texas Instruments, Bistar et RAFSEC, procède à la gestion des collisions à l'aide d'une méthode basée sur des *time slots* de type *slotted* ALOHA.
– Le type B, poussé par NXP/Philips Semiconductors, Intermec et TAGSYS, procède à la gestion des collisions et à la sélection des tags à l'aide d'un « arbre binaire de sélection ».
– Un amendement à la norme initiale, dit Amd1, introduisant un type C admettant l'emploi possible de produits de la famille dite EPC C1 G2 provenant de EPCglobal que nous évoquerons plus loin dans ce chapitre.

La *figure 15.3* indique succinctement les architectures structurelles des trois options A, B et C.

À noter dès maintenant que les solutions 18000-6 type B (860-960 MHz) et 18000-4 mode 1 (2,45 GHz) sont similaires au niveau des protocoles de communication et de gestion des collisions et peuvent être supportées technologiquement, facilement, par exemple, à l'aide d'une même et unique puce.

□ Liaison montante

Examinons à présent rapidement les spécificités de la couche physique de la liaison montante des options A et B de cette norme.

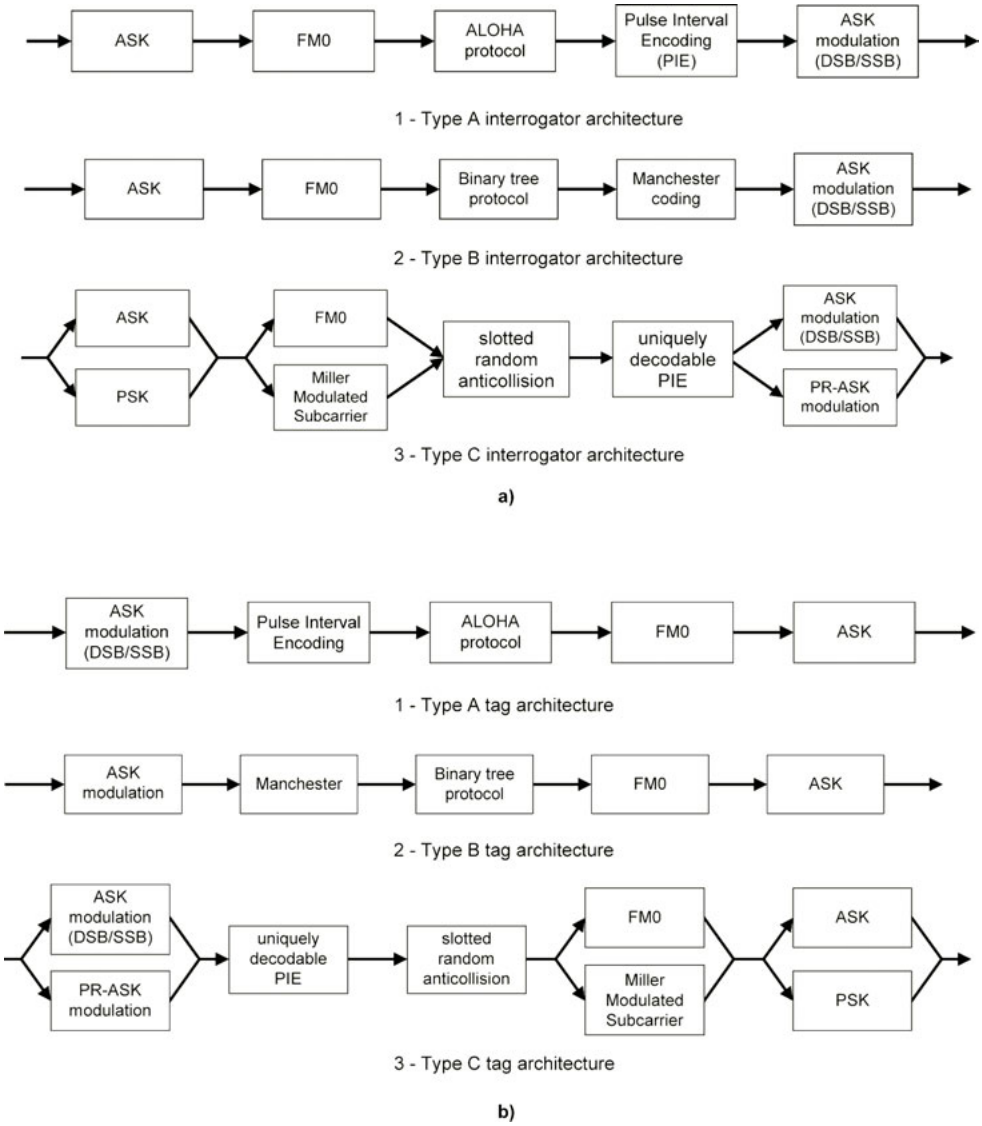


Figure 15.3 – Architectures structurelles des trois types A, B et C : (a) base stations ; (b) tags.

ISO 18000-6 type A

Codage bit : le codage bit de type A est assuré selon le procédé baptisé PIE (*Pulse Interval Encoding*), dont le principe a déjà été présenté en détail au chapitre 11. Nous n'y reviendrons pas.

Modulation de porteuse : avant de moduler la porteuse, les signaux électriques représentant les symboles PIE sont préalablement mis en forme à l'aide d'un filtrage dit de *negative-going raised cosine* (*figure 15.4*).

La modulation de la porteuse est effectuée selon le procédé de modulation ASK dont la valeur de profondeur de modulation *D* a été définie au chapitre 12. La *figure 15.5* représente à nouveau cette modulation et le *tableau 15.1*, les valeurs s'y rapportant.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

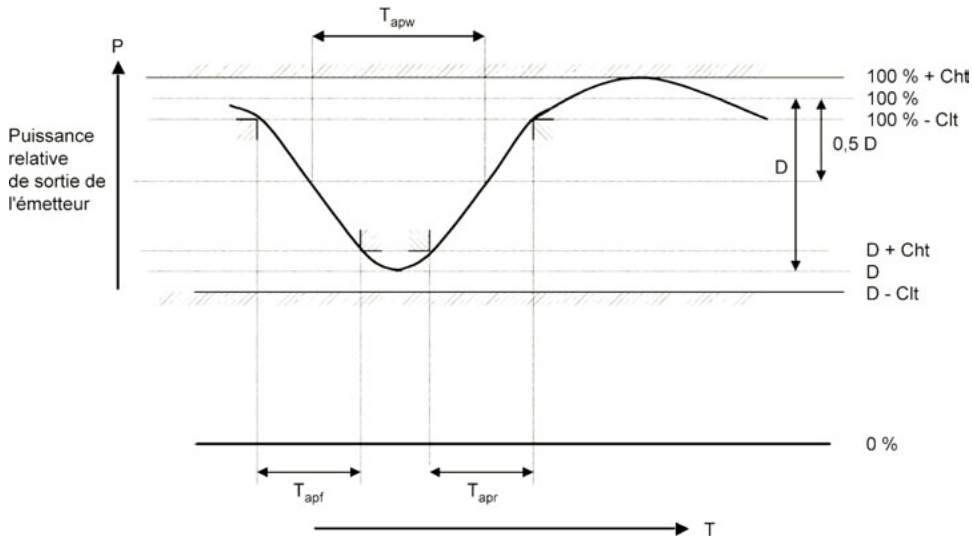


Figure 15.4 – Mise en forme du signal PIE.

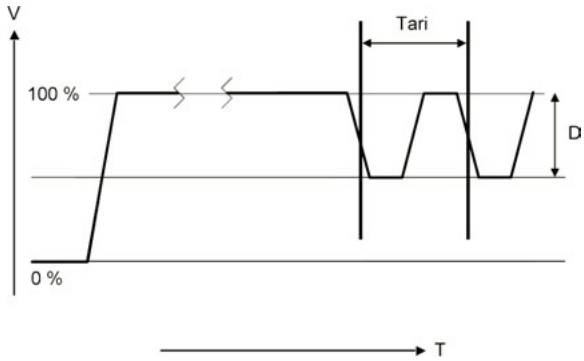


Figure 15.5 – Profondeur de modulation.

Tableau 15.1 – Paramètres de modulation

Paramètres	Min.	Nominal	Max.
Tapw		10 µs	
D	27 %		
Tapf		4 µs	
Tapr		4 µs	
Cht			0,1 *D*
Clt			0,1 *D*

ISO 18000-6 type B

Examinons à présent la couche physique de type B.

Codage bit : le codage bit de type B est assuré selon le codage Manchester conventionnel et n'appelle aucun commentaire supplémentaire.

Modulation de porteuse : la porteuse est, elle aussi, modulée selon le procédé de modulation ASK. De façon à ce que les applications RFID envisagées puissent satisfaire les différentes régulations locales présentes dans le monde, la modulation de porteuse supporte deux options de valeurs d'index de modulation $m = (A - B)/(A + B)$ différents, soit 15 % nom. (de 18 à 20 %), soit de 90 à 100 %. La *figure 15.6* présente les enveloppes de ces deux modulations.

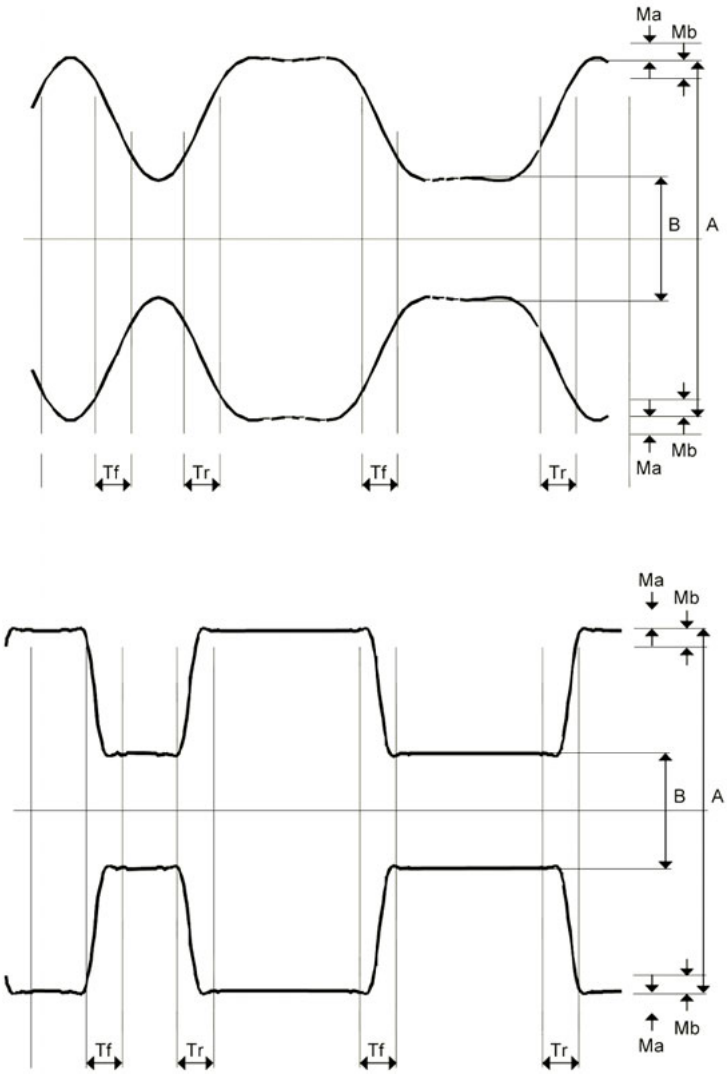


Figure 15.6 – Enveloppes de modulation.

Au niveau de la base station, les données codées Manchester modulent la porteuse comme l'indique la *figure 15.7*.

Indépendamment du type A ou B utilisé, lorsque l'emploi de techniques de type FHSS est autorisé par les régulations locales (principalement aux États-Unis et Canada), il est obligatoire d'interrompre la porteuse pour passer/sauter d'une valeur de fréquence à l'autre. Afin de limiter les perturbations transitoires du spectre rayonné, la norme ISO 18000-6 indique d'une part les

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

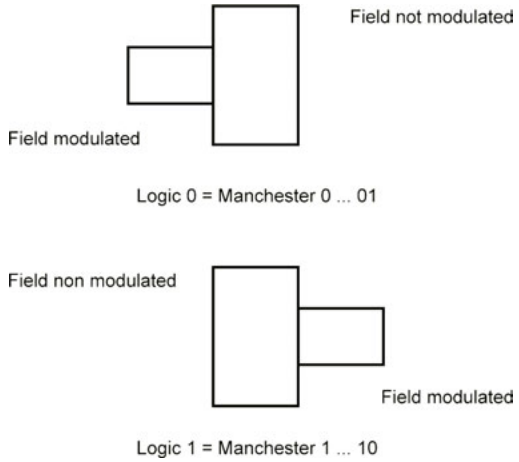


Figure 15.7 – Exemple de modulation de la porteuse par un codage bit Manchester.

temps des coupures et d'établissement de la porteuse, et d'autre part le temps minimum pendant lequel la porteuse doit être présente. La *figure 15.8* indique les formes respectives de ces signaux.

□ **Liaison descendante (commune aux) types A et B**

Les procédures régissant les signaux de la liaison descendante sont communes aux types A et B.

Couche physique

Lors de la phase de liaison descendante, les tags de types A et B transmettent les informations vers la base station en re-rayonnant une partie de l'énergie incidente vers la base station selon la technique de *back scattering* longuement expliquée tout au long de cet ouvrage. Pour réaliser cela, le tag commute la valeur de sa « réflectivité » (... *via* la fameuse valeur de ΔRCS) entre deux états dits de basse et haute réflectivités. À remarquer que la norme se moque complètement de la façon dont technologiquement cette variation de réflectivité est réalisée. La *figure 15.9* indique simplement l'état physique du signal re-rayonné dans le médium utilisé :

– l'état *space* (ou encore état dit non modulé) représente la condition normale pendant laquelle le tag est (télé-)alimenté par la base station et capable de recevoir et décoder les informations de la liaison montante (dans 99 % des applications, cela correspond à l'état de basse réflectivité du tag) ;
– l'état *mark* (ou encore état dit modulé) représente l'autre condition créée par le changement de configuration de charge/adaptation de l'antenne du tag pendant la phase de *back scattering* (comme nous l'avons indiqué lors des chapitres précédents, dans 99,9 % des applications, cela correspond à l'état de haute réflectivité du tag).

Codage bit : lors de la liaison descendante – tag vers interrogateur –, la norme ISO 18000-6 spécifie l'utilisation du codage de type FM0 (*Bi-Phase Space*) déjà décrit au chapitre 11. De plus, il a été choisi de transmettre le bit de poids fort en tête (*MSB first*). À noter que ce codage bit a été choisi afin de faciliter sa démodulation lors de son arrivée dans la base station.

Débit numérique : le débit numérique de la liaison de retour est égal à 40 kbit·s^{-1}, ± 15 % (donc de période égale à environ 25 μs). La tolérance de la durée du débit est due au fait que, pour des raisons technologiques évidentes, l'horloge interne du tag est locale et asynchrone de l'onde incidente (pas de diviseur interne fonctionnant en UHF et consommateur d'énergie, plages de fréquences incidentes très larges, 860 à 960 MHz, etc.).

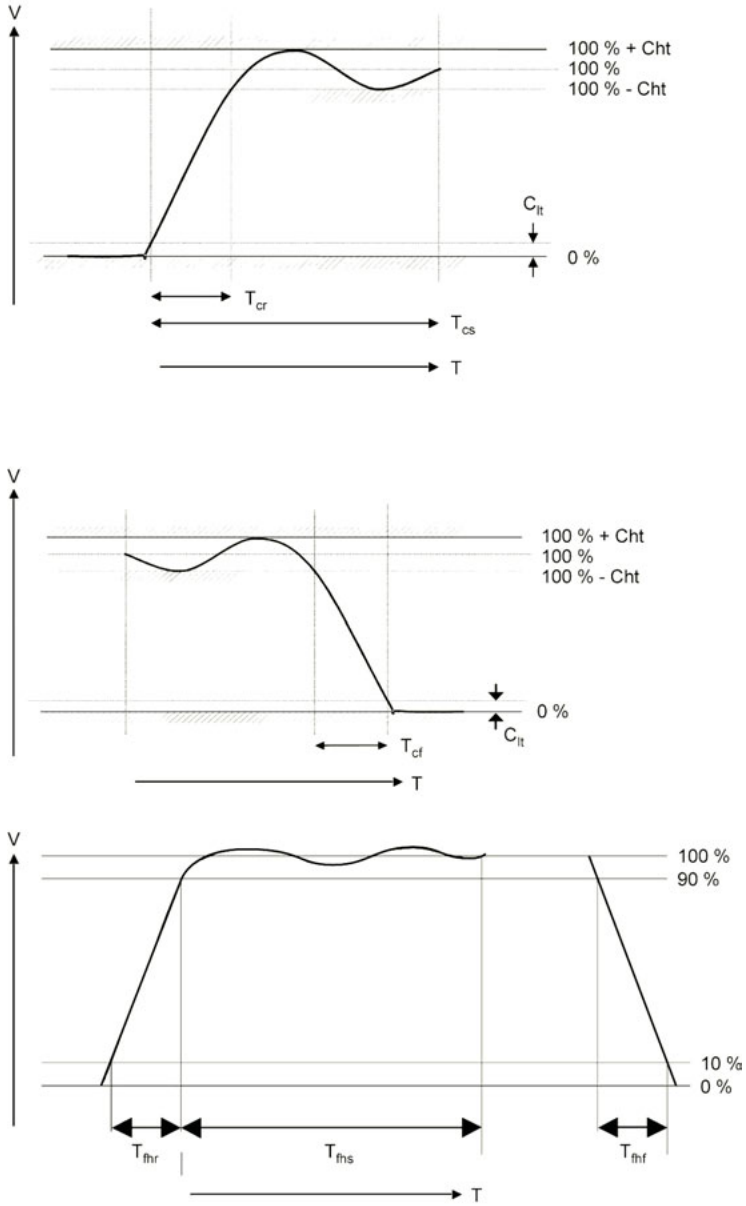


Figure 15.8 – Formes des temps d'établissement et de coupure en FHSS.

Tableau 15.2 – FHSS temps de montée et de descente de la porteuse.

Paramètres	Min	Max
T_{fhr}		30 µs
T_{fhs}	400 µs	
T_{fhf}		30 µs

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

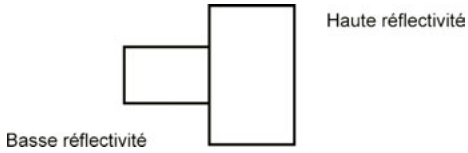


Figure 15.9 – Exemple d'états de réflectivité des tags pendant les deux phases de *back scattering*.

Couche DLL

Afin de ne pas recopier inutilement la partie protocolaire du document normatif – que tôt ou tard vous serez obligés de consulter pour développer vos propres applications –, nous vous renvoyons directement à celui-ci pour examiner les structures des trames des liaisons montantes et descendantes ainsi que les méthodes de gestions de collisions dont nous avons déjà expliqué en détail les principes de fonctionnement dans les précédents ouvrages. Nous allons juste signaler ci-dessous une petite particularité due à l'asynchronisme quasi obligatoire de la liaison descendante, du tag vers la base station.

Format du message : le message de la liaison descendante est constitué de *n* bits de données, précédés d'un préambule *Preamble*. Ensuite, les bits de données sont envoyés MSB (bit de poids fort) en tête. Pourquoi donc ce préambule ?

Préambule de liaison descendante

Comme l'indique la *figure 15.10*, le préambule de la liaison descendante est constitué de 16 bits dans lesquels on peut observer de multiples violations de codes afférents aux règles du codage FM0 qui ont pour mission d'agir en tant que marqueur/délimiteur de trame et d'assurer la transition entre la fin du préambule de liaison de retour et le commencement des données utiles transmises. Cela, c'est la version officielle de la norme ! En fait, pour les *x* raisons déjà évoquées de consommation du tag, donc d'horloge asynchrone de l'onde incidente, l'un de ses buts principaux est surtout de permettre à l'électronique de la base station de se verrouiller sur l'horloge (asynchrone) des données provenant du tag et de commencer à décoder le message. Voilà comment apprendre à lire entre les lignes d'une norme !

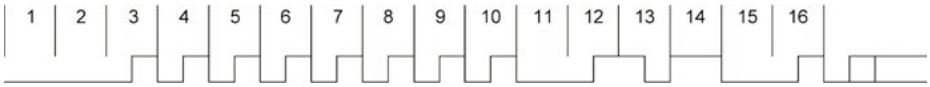


Figure 15.10 – Format du préambule de la liaison descendante.

Dans cette figure, lors de la durée du bit, l'état bas du codage représente l'état de basse réflectivité du tag, et l'état haut, celui de la réflectivité la plus haute comme déjà indiqué à la *figure 15.9*.

À vous maintenant d'aller « à la chasse » de toutes les subtilités cachées dans les protocoles/documents officiels de l'ISO.

À titre de courte récréation, faisons maintenant un point sur les systèmes propriétaires, hors normes ISO, conçus pour fonctionner dans la même bande de fréquences 860-960 MHz, et, comme le dit cette phrase que l'on trouve dans beaucoup de guides gastronomiques à propos de certains restaurants, ce sujet « mérite que l'on fasse un large détour »... mais il n'est jamais précisé si c'est pour les éviter ou pour en être satisfaits...

Les systèmes propriétaires... hors normes ISO

Afin d'être très franc au sujet des systèmes de communication dans l'air utilisés en RFID dans la bande UHF 860-960 MHz, il faut signaler qu'il existe bien d'autres dispositifs qui ne fonctionnent pas en accord avec les normes ISO 18000-6A et B que nous venons de décrire dans les paragraphes ci-dessus. Cela peut sembler choquant ou, au moins, surprenant. Afin de ne pas vous laisser sur votre faim, nous allons donner rapidement les principales raisons de cet état de fait. Nous les avons disposés en quatre classes dont les intitulés des titres sont volontairement exagérés mais très représentatifs de la situation.

□ Les précurseurs et les antécédents

Évidemment les normes ne sont pas apparues juste après le déluge et, avant qu'elles n'existent, depuis quelques années, certaines sociétés avaient réalisé des systèmes RFID fonctionnant déjà en UHF et SHF, jouant ainsi les précurseurs de ce marché et permettant à ce marché d'éclore et de nécessiter l'élaboration de normes pour ne pas être (ou être moins) anarchique. Certaines de ces sociétés sont établies depuis longtemps, ont souvent des marchés bien délimités et n'ont pas éprouvé le besoin de caler leurs catalogues sur des produits « à la norme ».

□ Les évincés

Tout le monde, sans restriction, peut venir participer de son plein gré à la normalisation à l'ISO *via* son organisation nationale (exemple l'AFNOR pour la France) pour contribuer à l'établissement des documents officiels. Évidemment, les contributions émanent de sociétés privées ou publiques, d'organismes d'État, d'Universités, de Laboratoires de Recherches, etc. ayant émis le souhait de participer, et participant réellement, sont discutées au sein des entités nationales afin d'être supportées ou non par leur pays, ce qui fait un premier filtrage de solutions. Viennent ensuite les phases de votes au niveau mondial au sein de l'ISO, accompagnés de commentaires, de résolutions de commentaires (les fameux *Ballot Resolution Meetings*, BRM) à l'aide de consensus... ce qui fait un deuxième ménage. Évidemment, il y a des solutions techniques retenues en l'état ou légèrement/profondément modifiées... et celles qui ne le sont pas. Il y a donc des évincés... pour ne pas dire perdants, et qui dit perdants dit bons perdants ou mauvais perdants.

Les « bons » sont ceux qui, admettant que leurs propositions/solutions techniques ne soient pas retenues en l'état, se remettent à l'ouvrage et développent des composants ou des systèmes conformes aux normes établies et participent ainsi au rayonnement du marché, à son agrandissement dû à l'effet de la normalisation, d'interopérabilité... et, par voie de conséquence, en tirent profit également.

Les « mauvais », parfois dépités ou jaloux, sont ceux qui persévèrent à défendre à grands bruits que leurs solutions sont techniquement ou économiquement excellentes, voire les meilleures (ce qui est parfois vrai !) et qui ensuite ne font souvent que semer le doute et ralentir le déploiement du marché.

□ Les irréductibles

Les irréductibles sont ceux qui n'ont rien à faire des normes, ni avant, ni pendant, ni après. Ils ne participent pas au processus de normalisation et ne s'en préoccupent pas et sont donc totalement en marge de celles-ci. Ces sociétés visent en général des marchés dits de boucles fermées ou encore des marchés de niches qui ne nécessitent pas spécifiquement de normes et supportent facilement des systèmes propriétaires.

□ Le syndrome du *not invented here*

Ce syndrome du « du moment que ce n'est pas moi qui l'ai inventé... » ou encore « il n'y a que nous qui sommes les meilleurs, les autres sont nuls », ou encore « réinventons donc l'eau tiède », et de nombreuses autres variantes, existe bel et bien.

Les champions dans cette discipline sont sans conteste nos chers amis d'Outre-Atlantique, suivis de près par de nombreux pays extrêmes orientaux. Bref, il faut faire avec. Dans le domaine

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

de la RFID, nos collègues et néanmoins amis et concurrents d'Outre-Atlantique ont mis du temps à démarrer sur le sujet, puis, s'apercevant vers 1998-1999 du retard qu'ils prenaient sur les Européens, ont tout d'abord passé du temps à ralentir et retarder l'avancement des travaux de l'ISO afin de pouvoir avoir le temps de combler leurs retards, et ensuite ont diversifié les solutions selon l'adage du *not invented here* pour proposer, à quelques broutilles techniques près, la même chose... mais vue de chez eux. Après ces propos que certains pourraient juger politiquement incorrects mais qui ne sont en fait que le reflet historique (pour les sceptiques ou autres grincheux nous avons des dates et des documents à l'appui de ce qui s'est concrètement déroulé...), passons maintenant à la suite de l'histoire.

Toujours dans le même esprit, parmi les avatars survenus dans la famille RFID lors des années 2002-2004, il faut classer l'imbroglio créé par les MIT (Massachusetts Institute of Technology), AutoID Center, EPC, EAN, UCC GenCode (devenu depuis GS1), EPCglobal... Donc, en essayant de résumer, à la demande des donneurs d'ordre de la grande consommation américaine (fournisseurs et distributeurs), le 1er octobre 1999, le MIT bien connu a commencé à travailler sur les nouveaux débouchés (ô miracle) liés à l'utilisation de la RFID. Le MIT donc, avec l'Uniform Code Council, The Gillette Company et Procter and Gamble, a alors donné naissance à un centre dédié et doté de ressources techniques et financières importantes baptisé l'AutoID Center (identification automatique) ayant pour mission de développer le système Electronic Product Code (EPC). Les spécifications EPC produites par l'AutoID Center associent la technologie RFID à une architecture informatique spécifique qui permet de stocker et d'accéder aux informations (historique, caractéristiques, etc.) d'un « produit » *via* un réseau (Internet).

□ EPCglobal et AutoID Labs

L'AutoID Center américain ayant développé le système EPC ci-dessus a pris pied sur d'autres continents avec la volonté de réunir (lobbying, encore lobbying, toujours lobbying...) toujours plus d'utilisateurs et d'experts afin de faire évoluer le système sur la base des besoins des marchés. C'est ainsi qu'en juin 2003, UCC-EAN International (le champion mondial du code-barres classique) a décidé de se rapprocher de l'AutoID pour « adapter » la codification du code à barre de grande diffusion de l'EPC à la codification EAN/UPC existante sur le support code à barres. Ce rapprochement AutoID Center/UCC – EAN International a été officialisé avec la création des réseaux EPCglobal et Auto-ID Labs en en spécifiant les fonctions de chacun, *dixit*, « Les AutoID Labs implantés sur les différents continents poursuivront le développement technologique des solutions. EPCglobal valide et commercialise sous la forme de standards techniques les spécifications développées par les AutoID Labs. Pour ce faire, cette structure devra rassembler, former et informer la communauté des utilisateurs et appuiera les mises en œuvre sur le terrain ». La *figure 15.11* donne l'organigramme de la structure EPCglobal.

Le but visé des spécifications de l'AutoID Center/EPCglobal couvre :

- code unique pour chaque produit EPC ;
- système ouvert, multisectoriel, global ;
- architecture informatique spécifique ;
- base de donnée plus large ;
- tags simples et peu coûteux ;

ce qui ressemble étrangement à tout ce que nous vous avons décrit précédemment à propos de l'ISO 18000-*x*... sauf au niveau du code unique par objet identifié ! Afin d'être plus clair, donnons rapidement les principales différences entre la solution envisagée EPC et la solution ISO déjà évoquée.

ISO 18000-x

La famille de normes ISO 18000-*x* et notamment la norme 18000-6 est basée sur le fait que le circuit intégré du tag possède à son bord un *Unique identifier* (UID). L'ISO 18000-*x* définit

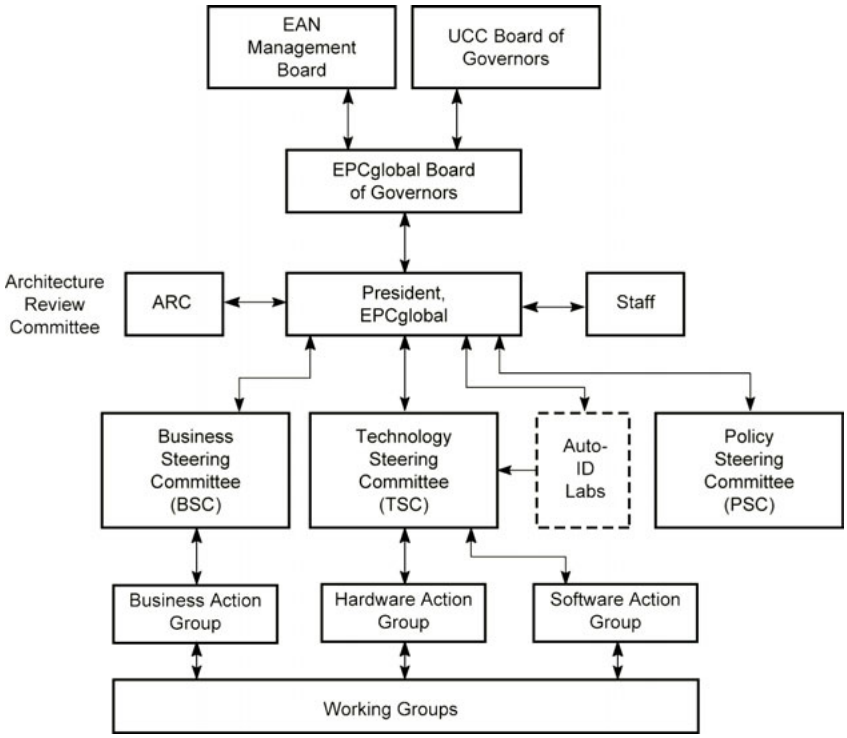


Figure 15.11 – Organigramme de la structure EPCglobal.

la taille binaire de celui-ci à 40 ou 64 bits (pour information, un UID de 64 bits correspond à (seulement) 18 milliards de milliards de combinaisons). Cet UID, directement gravé sur le silicium par le fondeur de circuit intégré – qui en garantit l'unicité – n'est accessible, par principe, qu'en lecture. Par structure, ce numéro unique UID n'est pas lié directement à l'article physique (le produit, l'objet) auquel il est rattaché mais au numéro du circuit intégré que contient le tag.

Il est à noter que tout ce qui touche à l'article, l'objet lui-même (son type, sa référence propre, son numéro individuel, sa traçabilité, etc.) peut être facilement disposé dans une partie mémoire E2PROM embarquée du circuit intégré du tag et son contenu peut être lu sans avoir nécessairement accès à une base de données spécifique, évitant ainsi tout temps de communication inutile.

Dernier point, par principe, l'algorithme servant à effectuer la gestion des collisions et l'inventaire des tags présents à un instant donné dans le champ électromagnétique rayonné par la base station est directement lié à l'UID du silicium ci-dessus et à sa taille.

EPC

Le système EPC (*Electronic Product Code*) réside dans un schéma de numérotation ayant pour mission de fournir/d'attribuer un numéro unique d'identification à chacun des objets physiques, des ensembles et des systèmes. L'information correspondante à ce qu'est concrètement l'objet n'est pas stockée directement dans le code EPC, le code EPC servant plutôt d'élément de référence (ou une adresse, un chemin) permettant d'accéder à une information que l'on doit aller chercher/atteindre *via* un réseau de type Internet... lorsque l'accès à celui-ci fonctionne bien, ce qui n'est pas toujours le cas. En d'autres mots, un peu comme un code à barres, le code

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

EPC est une adresse indiquant à un ordinateur déporté où celui-ci devrait trouver l'information correspondante à l'objet dans une base de donnée *via* un accès Internet.

Le code EPC est attribué par un organisme de référence. Par définition applicative, celui-ci ne peut être (ou encore ne devrait être) programmé/marqué/inscrit dans le circuit intégré du tag que par le fabricant ou l'utilisateur de l'objet lors de l'initialisation finale de l'étiquette électronique (programmation sur la chaîne de production de l'objet, et cela sous son entière responsabilité pénale, comme le code-barres). De ce fait, ce code EPC représente une donnée dite utilisateur et non plus l'UID du circuit intégré du tag comme en ISO 18000-6A et B. Dans la plus simple des propositions du système EPC (voir ci-dessous après les différentes classes), seul ce numéro sera gravé/stocké définitivement dans (la mémoire PROM/WORM de) l'étiquette.

Parallèlement, si l'on souhaite pouvoir utiliser le code EPC pour assurer la gestion des collisions (par exemple lors de la lecture de multiples objets dans une unité d'emballage), cela implique forcément que l'unicité du code EPC émis soit garantie par un organisme spécifique. Ceci constitue un critère important de différentiation entre un code-barres (dont la valeur est identique pour toute une même famille de produits) et les applications RFID EPC. En effet, l'utilisation actuelle du code-barres implique une technologie d'identification « objet après objet » alors que la technique RFID offre la possibilité d'identifier beaucoup d'objets en même temps grâce aux dispositifs de gestion des collisions.

□ Les différentes *Classes* de l'EPC

Indépendamment des fréquences de fonctionnement retenues par EPCglobal (13,56 MHz en HF, et la bande 860 à 960 MHz en UHF) et des contraintes de régulations locales en vigueur, EPCglobal a défini des classes de produits dépendantes des fonctionnalités envisagées pour ceux-ci. À la manière des poupées russes bien connues, la *figure 15.12* résume ces différentes classes.

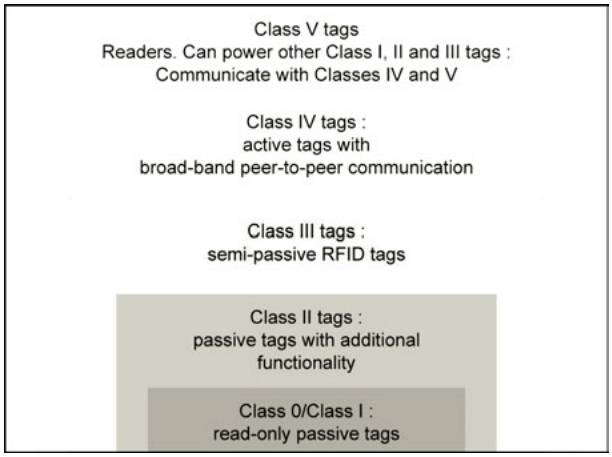


Figure 15.12 – Classes des familles de produits EPCglobal.

Afin d'être un peu plus explicite, dressons rapidement l'inventaire de ces classes.

Class 0

Les tags de Class 0 sont de type télé-alimentés dont le code EPC comporte 64 bits. À l'origine, la Class 0 a été fortement promue par la société Matrics avec un composant de type à lecture seule (*read only*).

Class 1 identity tag

Les tags de Class 1 (première version), également de type télé-alimentés, en plus des caractéristiques de la Class 0 doivent supporter les fonctionnalités minimales suivantes :

– le code EPC est codé sur 96 bits. À noter que la seconde génération dite Class 1 G2 (voir ci-dessous) permet d'envisager un OID (*object identifier*) sur 128/256 bits ;
– une mémoire lecture seule (*read only*) ou, ce qui revient au même dans le cas présent, le *write once* (mémoire de type PROM fusible) ;
– la présence d'un OID ;
– un dispositif pour rendre au besoin le tag inopérant, *kill feature*.

À l'origine, cette classe a été fortement promue par la société Alien Technology Corporation en utilisant une WORM (*Write Once Read Memory*).

Contenu technique de la Class 1 V1, en quelques mots

Pour la liaison montante, de l'interrogateur vers le tag :

– un codage bit Manchester comme celui de l'ISO 18000-6B dont le débit est ajustable de 40, 80, 160 kbit·s^{-1},
– une modulation de porteuse ASK.

Pour la liaison descendante, du tag vers l'interrogateur (celle-ci fonctionne bien évidemment selon le principe de re-rayonnement [*back scattering*] évoqué maintes fois dans cet ouvrage) :

– deux types de codages bit peuvent être utilisés : soit le codage bit de type FM0 comme dans l'ISO 18000-6, soit le codage Miller codé sous-porteuse,
– le débit peut être ajusté de 40, 80, 160, 320, 640 kbit·s^{-1} grâce à l'utilisation des options possibles des valeurs de sous-porteuses.

Une fois le bit codé, la variation de surface effective de l'antenne du tag (la fameuse valeur ΔRCS) est commandée et il s'ensuit alors une modulation de puissance de porteuse re-rayonnée de type ASK et/ou PSK. Attention, dans ce dernier cas, il faut tenir compte non pas uniquement de la valeur réelle scalaire de RCS mais de sa valeur complexe, module et phase (revoir au besoin le début du chapitre 9).

Dernier point important, par principe, les EPC Class 0 et Class 1 V1 (pas de vraie mémoire *write* à bord) ne peuvent être gérés qu'au travers d'un réseau informatique pour assurer le lien entre le OID du tag et la signification et les spécificités particulières de l'objet. Pour être très clair, pas de réseau (incident, rupture, grève, etc.)... plus rien !

Class 1 generation 2 (et naissance de la norme ISO 18000-6 type C)

Au début de l'année 2003, pour des raisons bien différentes, l'U.S. Department of Defense (US DoD) et la chaîne Wal-Mart – la plus grande enseigne de distribution grand public mondiale – ont expressément demandé à leurs fournisseurs de fournir des paquets, palettes et des caissettes équipés de tags RFID EPC incluant 256 bits de mémoire *read/write* (E2PROM) à partir du 1er janvier 2005. En effet, la structure des tags à mémoire de type read/write permet de se libérer des contraintes et remarques liées aux incidents de réseau indiquées aux paragraphes précédents en permettant la lecture locale des informations sans passer par un réseau informatique (par exemple avec un petit lecteur portable de type douchette RF) et permet également à l'utilisateur d'inscrire dans le tag, à son gré (donc sur le même support physique), des données (256 bits) qui lui sont propres. Ces deux derniers avantages donnent un poids énorme à cette nouvelle classe baptisée Class 1 G2 appelée à supplanter les Class 0 et 1 V1 ou, au moins, à prendre une très large suprématie sur celles-ci. De plus, le traitement de la couche physique (air interface) en UHF de la Class 1 G2 étant une forte émanation de l'ISO 18000-6 (pour la simple raison que ce sont les mêmes sociétés qui ont participé à l'élaboration des deux !), elle devient très proche

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

des spécifications de l'ISO 18000-6 et a été intégrée début 2006 (après les quelques discussions habituelles), sans trop de difficultés techniques, dans cette dernière en tant qu'Amendement 1 et dite partie C aux A et B déjà existantes. A noter qu'un très large consensus entre sociétés a été établi pour soutenir ce projet (TI, NXP/Philips SC, Intermec, ST, µEM, Alien Technology C°, Impinj, etc.).

Contenu technique de la Class 1 G2

Les spécificités techniques de la Class 1 G2 peuvent se résumer à avoir adopté les meilleures idées des protocoles RFID déjà existants, le tout additionné de quelques idées nouvelles.
Pour la liaison montante, de l'interrogateur vers le tag :

– un codage bit de type PIE comme celui de l'ISO 18000-6A... mais inversé, comme évoqué plus haut, et dont la durée peut être adaptée entre 6,25 et 25 µs afin de pouvoir satisfaire différentes régulations locales,
– une modulation de porteuse basée sur différents dérivés de la modulation ASK, c'est-à-dire la très classique *Double Side Band* (DSB ASK) ou encore *Single Side Band* (SSB ASK) et enfin *Phase Reversal* (PR ASK) toutes trois déjà présentées au chapitre 13.

Du fait que l'on ne peut savoir quelle sera la circulation du tag sur la planète, l'implémentation sur le tag de toutes ces options a été rendue obligatoire car elles permettent d'optimiser au mieux le spectre rayonné par la base station et le re-rayonnement du tag et donc de se conformer aux différentes régulations locales en vigueur de par le monde (FCC, ETSI, ARCEP, ARIB, etc.).
Pour la liaison descendante, du tag vers l'interrogateur (celle-ci fonctionne bien évidemment selon le principe de re-rayonnement, *back scattering*, évoqué maintes fois dans cet ouvrage). Deux types de codages bit peuvent être utilisés : soit le FM0 de l'ISO 18000-6, soit le codage bit Miller codé sous-porteuse (dans l'esprit de la norme ISO 14443 pour carte à puce) dont la valeur peut être adaptée entre 25 et 640 kbit·s^{-1}.
Une fois le bit codé, la variation de surface effective de l'antenne du tag (la fameuse ΔRCS) est commandée, et il s'ensuit une modulation de puissance de porteuse re-rayonnée de type ASK et/ou PSK.
Mêmes remarques qu'au paragraphe précédent... pour les mêmes raisons !
La *figure 15.13* résume l'éventail des solutions offertes par l'architecture ISO 18000-6C.

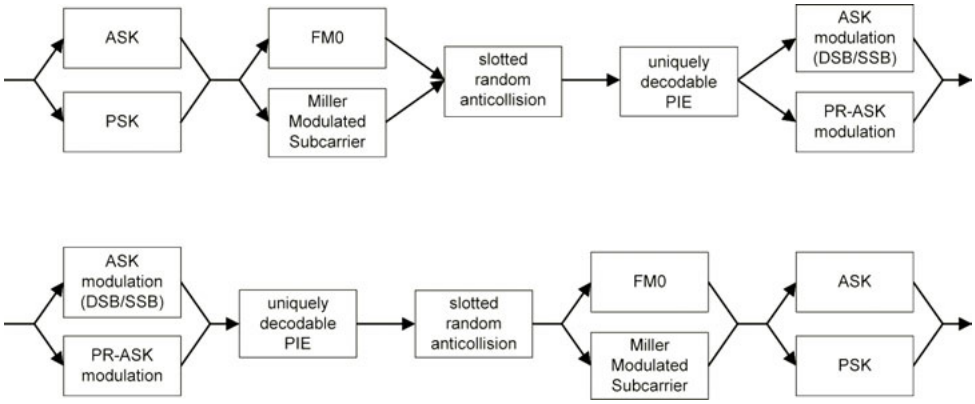


Figure 15.13 – Solutions techniques offertes par l'architecture ISO 18000-6C.

L'ensemble global de toutes ces possibilités permet de :

– réaliser des systèmes dont les débits et performances peuvent être optimisés en fonction des régulations locales ;

– gérer un nombre maximum théorique élevé de collisions par seconde selon un principe *time slot* probabiliste légèrement dérivé de celui déjà présenté (par exemple, sur le papier, jusqu'à 1 600 tags/s en Amérique du Nord et seulement (dixit EPCglobal) de 800 tags/s en Europe (2 W ERP LBT) du fait des limitations ETSI par rapport à la FCC) ;
– avoir des fonctionnements plus robustes et donc de pouvoir fonctionner dans des environnements à fort niveau de bruit et de pollutions radiofréquences ;
– mieux résoudre certains problèmes inhérents aux champs proches/lointains ;
– sous certaines réserves de régulations locales (FCC, ETSI, etc.), pouvoir disposer de nombreuses bases stations sur un même site (« environnement dense »). Nous reviendrons sur ce point un peu plus loin.

Résumé et comparaison des types ISO 18000 – A, B et C (adaptable/supportant EPC Class 1 G2)

Le *tableau 15.3* résume les principales propriétés des types A, B et C de l'ISO 18000-6.

Tableau 15.3 – ISO 18000-6A, B et C.

Paramètres	Type A	Type B	Type C
Liaison montante (base station vers tag)			
Codage bit	*Pulse Interval Encoding* PIE	Manchester	*Pulse Interval Encoding* PIE (inversé)
Type de modulation	ASK	ASK	ASK (DSB, SSB, PR)
Indice de modulation	15 à 100 %	18 ou 100 %	90 % nom
Profondeur de modulation	27 à 100 %	30,5 ou 100 %	80 à 100 %
Débit numérique	33 kbit·s^{-1} (moyen)	10 ou 40 kbit·s^{-1}	26,7 à 128 kbit·s^{-1}
	(de façon à être en accord plus facilement avec les régulations locales)		
Liaison descendante (tag vers base station)			
Codage bit	FM0	FM0	FM0
Sous-porteuse			Miller codé sous-porteuse 40 à 640 kHz
Modulation de surface radar (*back scattering*)	ASK	ASK	ASK ou PSK
Débit numérique	40 à 160 kbit·s^{-1}	40 à 160 kbit·s^{-1}	40 à 640 kbit·s^{-1}
UID Tag	64 bits (40 bits SUID)	64 bits	16 à 496 bits
Type de gestion des collisions	ALOHA (*time slotted*)	Arbre binaire (*binary tree*)	*Random slotted bit arbitration*
Linéarité de la procédure d'arbitrage des collisions	Jusqu'à 250 tags	Jusqu'à 2^{256}	Jusqu'à 2^{15}
Adressage mémoire	Blocs jusqu'à 256 bits	Blocs de bytes	1, 2, 3 or 4 byte writes
Détection d'erreurs de la liaison montante	5 bits CRC *for all commands* (avec un CRC de 16 bits pour toutes les commandes longues)	16 bits CRC	16 bits CRC
Détection d'erreurs de la liaison descendante	16 bits CRC	16 bits CRC	16 bits CRC

Class 2 higher functionality tag

En plus des éléments de la Class 1 décrits ci-dessus, les tags de la Class 2, toujours de type télé-alimentés, comportent :

– la présence d'un tag ID (TID) ;
– une mémoire utilisateur optionnelle de type *read/write* ;
– un protocole de communications « packetisées » optionnelles.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Class 3 semi passive tag

Comme la Class 2, donc fonctionnant toujours selon un mode de communication de type *back scattering* entre tag et base station, cette classe comporte une source d'énergie locale (pile, accus, etc.) à bord du tag afin d'alimenter ses fonctionnalités logiques... en d'autres termes un tag Class 3 est un tag Class 2 de type *battery assisted*. Cela permet d'imaginer des tags comportant à leur bord certains capteurs de grandeurs physiques (température, pression, accélération, acidité pH, etc.).

Class 4 active tag

Cette classe constitue le haut de gamme de la famille EPC. Elle doit permettre :

– d'avoir des communications actives (comme celles de l'ISO 18000-7, voir plus bas) ;
– de réaliser des communications directement de tag à tag ;
– d'avoir des possibilités de mise en réseau des tags entre eux.

Pour terminer, en ce qui toucha à EPC, pour information, vous trouverez en annexe de ce chapitre un examen rapide de la hiérarchie des différentes entités de EPC.

□ Les autres produits

On ne peut ignorer qu'il existe sur le marché de nombreux autres produits propriétaires qui se situent hors des normes ISO et qui possèdent leurs avantages et inconvénients associés. Globalement, on peut dire que l'un de leurs principaux avantages est qu'ils sont de conceptions simples (souvent appelés par certains ET pour *elementary tags*, ce qui est encore un autre concept différent) et par conséquent que leurs champs d'applications sont limités, en revanche que leurs prix sont/semblent souvent attractifs. En effet, le côté simple de leur conception entraîne évidemment la réduction de la taille de la puce de silicium. Cette simplicité est généralement due au fait d'utiliser des protocoles de communication simplifiés (par exemple, lecture seule, lecture automatique en boucle, de très peu de données, pas de possibilité de gestion de collisions, etc.), voire simplifiés à l'extrême, voire pas de protocole du tout... et c'est là que le bât blesse ! En effet, au niveau du tag, pour ne pas avoir de surface de silicium dédiée au protocole de communication à gérer, il suffit que, dès qu'il rentre dans le champ électromagnétique, il se télé-alimente, effectue correctement son reset et sans autre forme de procès envoie par *back scattering* son UID vers la base station. Cette technique bien connue depuis longtemps s'appelle TTF (*Tag Talk First*), c'est-à-dire que sans requête d'interrogation préalable du tag par la base station celui-ci se met à répondre, « parlant ainsi le premier » comme son nom l'indique ! À titre d'exemple, citons un des tags précurseur du marché de la RFID, la puce conçue initialement par la société sud-africaine IPICO puis reprise par la société µElectronique Marin. Mais, car il y a souvent un « mais » pour qu'un système fonctionne correctement en mode de TTF, cela entraîne deux commentaires importants :

– d'une part, lors de l'utilisation du système, il faut s'assurer qu'un seul tag à la fois est présent (ou sera toujours présent) dans le champ, sinon il est difficile pour ne pas dire pratiquement impossible de gérer les collisions des signaux renvoyés de façon complètement asynchrones par les tags ;
– d'autre part, si un ou d'autres tags (de même espèce ou d'espèces différentes) étaient déjà en cours de communications dans le champ, l'arrivée d'un tag de type TTF sème la zizanie sur la communication en cours. C'est l'une des principales raisons pour laquelle les commissions de l'ISO dédiées à la RFID n'ont normalisé que le mode RTF (*Reader Talk First*), afin de pouvoir assurer toutes les interopérabilités possibles et nécessaires aux solutions RFID industrielles, qu'elles soient de types boucles fermées ou ouvertes, quel que soit le nombre de tags présents simultanément dans le champ.

Un palliatif aux remarques concernant le TTF a été récemment proposé à ces critiques sous la forme d'un concept dit TOTAL (*Tag Only Talk After Listening*) où avant de parler le tag écoute si un autre tag est entrain de parler avant de commencer à communiquer de son propre chef.

Tous ces systèmes – TTF, TOTAL, etc. – ont pour but avoué de souhaiter réduire au minimum le prix du silicium en réduisant la taille de la puce. Hélas, comme nous le montrerons plus loin, les tailles actuelles des cristaux – même de type EPC C1 G2 – sont si petites (0,4 × 0,4 mm) qu'il devient déjà très difficile de les poser et les positionner correctement sur des antennes/*inlets* au rythme de plusieurs millions de pièces par jour avec une bonne reproductibilité permettant de signer des valeurs de rebus de quelques ppm... ou bien à quel prix !

Maintenant que vous voilà affranchis, libre à vous de choisir les solutions les mieux adaptées en fonction de vos applications.

■ ISO 18000-4 – RFID fonctionnant à 2,45 GHz

Nous présentons rapidement cette norme destinée à des tags passifs (pas d'émetteur à leurs bords donc utilisant une liaison descendante en *back scattering*) fonctionnant à 2,45 GHz juste après la norme 18000-6 car historiquement elle a été élaborée dans la foulée de cette dernière. Certes, il existe quelques écarts dus aux phénomènes physiques se produisant entre la bande de 860-960 et celle de 2 450 MHz, mais ils ne sont pas très/trop importants. De ce fait, il était aisé de reprendre des pans entiers de la norme 18000-6 pour bâtir la norme ISO 18000-4, ce qui fut fait !

La norme ISO 18000-4 comporte deux parties très distinctes qui correspondent à des modes de fonctionnement profondément différents :

– le mode 1 pour des tags fonctionnant en mode « passif – télé-alimentés » ;
– le mode 2 plus orienté vers des tags pouvant fonctionner en mode « passif – *battery assisted* ».

À noter que la première partie a été supportée principalement par les sociétés Intermec (USA) et NXP/Philips SC (Hollande/Autriche). La seconde a été soutenue principalement par les sociétés NEDAP (Hollande) et Siemens Automatisme (Allemagne et Autriche).

□ Mode 1

Le mode 1 ressemble comme un frère à l'ISO 18000-6 partie B pour de simples raisons de « copié-collé ». Nous ne reviendrons donc pas sur les détails techniques inclus dans cette partie de la norme. De ce fait, un circuit intégré conçu conformément à la norme ISO 18000-6 est tout à fait apte à fonctionner également à 2,45 GHz... à quelques remarques près :

– l'atténuation dans l'air est plus importante à 2,45 GHz qu'à 900 MHz (revoir chapitre 6), donc « tout étant égal par ailleurs » (... comprendre bien sûr, à même contraintes dues aux régulations), la distance de communication sera plus faible ;
– la consommation d'un circuit intégré CMOS conventionnel augmente avec la fréquence à laquelle il fonctionne, donc davantage à 2,45 GHz qu'à 900 MHz... et par voie de conséquence, dans les mêmes conditions, à nouveau, a une incidence directe sur la distance de communication ;
– les largeurs de la bande de fréquences autorisées autour de 2,45 GHz permettent généralement l'emploi des techniques d'étalement de spectre de type FHSS et DSSS.

Les deux premières remarques font que – tout étant égal par ailleurs – pour des tags télé-alimentés, les distances de fonctionnement à 2,45 GHz sont plus faibles qu'à 900 MHz. Leurs utilisations, par ailleurs justifiées, sont donc liées à d'autres paramètres, comme par hasard, les fameuses régulations locales !

Vous avez peut-être remarqué que dans certains pays asiatiques l'emploi des UHF (860-960 MHz) est mal aisé, voire interdit. Dans ce cas, une seule issue... le 2,45 GHz ! Évidemment le tout est alors accompagné de tout ce qu'il faut pour compenser les deux remarques énoncées aux paragraphes précédents, c'est-à-dire la possibilité de disposer de puissances EIRP plus élevées

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

et d'antennes à gains supérieurs (donc à directivités plus importantes). Tout cela étant, l'emploi du 2,45 GHz redevient « pensable » et « viable ».
La question qui pend aux lèvres de tout le monde est alors : « Et que fait-on si localement on ne dispose pas de puissance EIRP rayonnée plus importante ? » C'est bien simple, on passe au paragraphe suivant !

□ **Mode 2**

Du fait du manque de puissance émise par la base station, il est difficile d'assurer la télé-alimentation des tags. Afin de pallier à cela on dispose une batterie à bord des tags qui, tout en restant passifs deviennent « passifs – *battery assisted* ». C'est le mode 2 *Long Range High Data Rate RFID System* décrit dans la norme ISO 18000-4.
Dans ce mode de fonctionnement, le débit brut de la communication peut atteindre jusqu'à 384 kbit·s^{-1} dans le cas d'un tag *Read/Write* (R/W). Dans le cas d'un tag *Read Only* (R/O), le débit est de 76,8 kbit·s^{-1}. À noter que ce mode n'implique pas spécifiquement l'usage d'un tag *battery assisted*.
Globalement, le système consiste en une base station (*interrogator*) et au moins l'un des trois types de tags suivants :

– un tag R/W ayant des possibilités de lecture et d'écriture ;
– un tag R/O ayant des possibilités de lecture seule ;
– une version spéciale de tag R/O capable de comprendre un canal de notification afin d'être utilisée dans des applications à débits élevés.

De plus, la norme a été conçue de façon que la mixité des opérations avec les différents types de tags évoqués ci-dessus soit possible. Bien évidemment, la base station doit au moins fonctionner avec les tags R/O standard.
De façon à pouvoir faire fonctionner tous les tags ci-dessus en même temps, un concept *Tag Talk First* (TTF) est utilisé. De plus, tous les tags doivent re-rayonner (par *backscatter*) une séquence fixe dite de *notification sequence* démarrant avec une information de synchronisation et les données du tag (incluant le *usertag* ID).

Liaison montante

La *figure 15.14* indique le schéma bloc de l'ensemble proposé par l'ISO nécessaire pour réaliser la liaison montante.

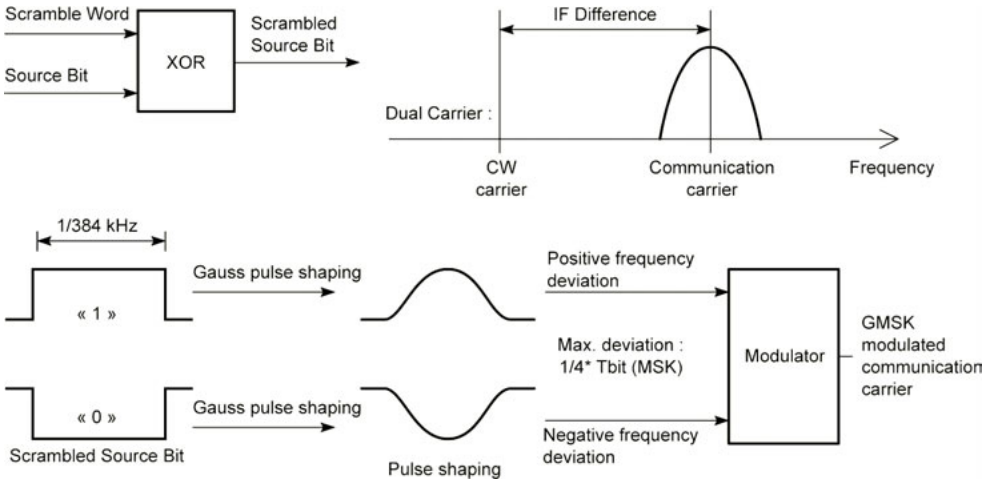


Figure 15.14 – Liaison montante – Schéma bloc de l'ensemble.

Liaison descendante

Comme nous l'avons énoncé quelques lignes plus haut, la réponse du tag fonctionne en mode TTF et en *back scattering* basée sur une modulation de charge de l'impédance de l'antenne incluant la présence d'une fréquence sous-porteuse dont la fréquence est de 153,6 kHz pendant la phase de notification et 384 kHz pendant la phase de communication ; et la modulation de la sous-porteuse est, pendant la séquence de notification :

– pour les tags R/W en DBPSK ;
– pour les tags R/O en DBPSK ou OOK ;
– pendant la communication (R/W seulement) en Manchester DBPSK.

La *figure 15.15* indique le schéma bloc de ces codages et modulations issu des documents ISO.

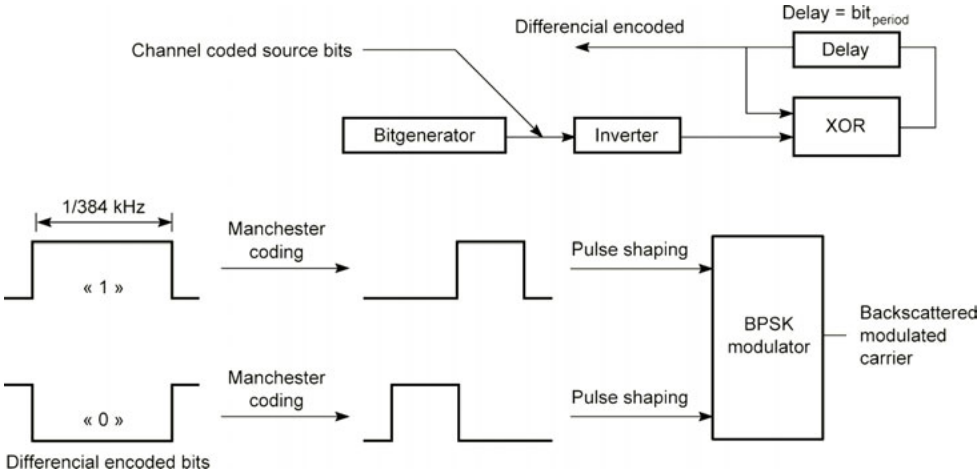


Figure 15.15 – Liaison descendante – Schéma bloc des codages et modulations.

Le *tableau 15.4* résume les principales différences entre les modes 1 et 2 de la norme ISO 18000-4.

Tableau 15.4

ISO 18000-4	**Mode 1**	**Mode 2**
Protocole	RTF	TTF
Caractéristiques	Passif – *back scatter*	Passif – *back scatter* *Battery assisted* Longue distance Débit élevé
Débit	40 kbit·s^{-1}	76,8 ou 384 kbit·s^{-1}
Gestion des collisions	Oui, définie par la base station pendant la séquence de gestion des collisions	Oui, définie lors de l'installation du système sur le tag

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

■ ISO 18000-7 (433 MHz)

Cette norme a été fortement poussée par nos confrères américains après les événements du 11 septembre 2001 de façon à pouvoir par exemple identifier/tracer plus facilement les itinéraires, contenus, etc. des conteneurs arrivant par voies maritimes sur leur territoire.
Cette norme, basée sur une proposition provenant de la société américaine SAVI fortement impliquée avec le DoD (Department of Defense), est fortement orientée autour de tags *battery assisted* et est conçue pour assurer des communications dans lesquelles la télé-alimentation est difficile et par conséquent principalement de « très » longues distances en employant également des méthodes de pure transmission radio (électronique d'émission et de réception de chaque côté, et bases stations et tags fonctionnant en vrais modes « actifs – *battery assisted* »).
La *figure 15.16* présente l'essentiel des raisons qui ont guidé le choix de la fréquence 433 MHz pour ces applications.

Band	303 MHz	315 MHz	418 MHz	433 MHz	868 MHz	915 MHz	2400 MHz
	302 - 305 MHz	314,7 - 315 MHz 42 dBuA/m @10 m	418,95 - 418,975 MHz 10 mW ERP	433,050 - 434,790 MHz 10 mW ERP 10 %	868 - 868,6 MHz 25 mW ERP 1 %	902 - 928 MHz	2400 - 2483,5 MHz
USA	✓	✓	✓	✓		✓	✓
Canada	✓	✓	✓	✓		✓	✓
Great Britain				✓	✓		✓
France				✓	✓		✓
Germany				✓	✓		✓
Netherlands				✓	✓		✓
Singapore		✓		✓	✓	✓	
Taiwan	✓	✓	✓	✓			✓
China/ Hong Kong		✓		In process		Limited	Limited
Australia				✓		Limited	Limited
Summary	**Limited acceptance**	**Limited acceptance**	**Limited acceptance**	Better Choice	**Limited duty cycle**	**Limited acceptance**	**Poor technical performance**

Figure 15.16 – Comparatif des différentes possibilités selon la société SAVI.

À noter qu'au cours des votes ISO, les membres de la délégation française se sont abstenus de voter son emploi en RFID car, en France, cette fréquence est déjà très fortement utilisée pour les télécommandes de contrôle d'accès, d'ouvrants des voitures, des portes de garages, des systèmes de mesure de pression des pneus (systèmes TPMS, voir l'ouvrage *Réseaux multiplexés pour systèmes embarqués*, du même auteur, chez le même éditeur), etc., qui sont en fortes progressions, et donc son utilisation en RFID ne ferait que créer un peu plus de perturbations radioélectriques à celles déjà existantes !

□ Quelques détails

Selon la norme ISO 18000-7, la communication RF entre l'interrogateur (la base station) et le tag utilise une bande étroite en UHF dont les caractéristiques sont les suivantes :

– fréquence porteuse : 433,92 MHz ± 20 ppm ;
– type de modulation : FSK ;
– déviation de fréquence : ± 35 kHz ;
– symbole *Low* : f_c – 35 kHz ;
– symbole *High* : f_c + 35 kHz ;

– débit numérique : 27,7 kHz ;
– signal de réveil : 30 kHz.

Le signal de réveil, constitué d'une sous-porteuse dite *tone* (fréquence constante) de 30 kHz, de durée de 2,5 à 2,7 s, est transmis de façon à réveiller tous les tags présents dans les zones de communication. En réponse à ce signal, les tags qui étaient endormis (d'un œil en *sleep mode/power down mode*) se réveillent et passent dans le mode *Ready state*, attendant une commande de l'interrogateur.
La communication entre interrogateur et tag est de type maître-esclave, dans laquelle l'interrogateur initialise toujours les communications puis ensuite écoute la réponse du tag. En cas de réponses multiples en provenance de plusieurs tags, celles-ci sont gérées par un algorithme particulier dit de « collection ».

15.4.5 Normes, mesures, tests de conformité et de performances

En ce qui concerne les normes, mesures, méthodes de tests de conformité et de performances, nous vous donnons rendez-vous au chapitre 20, car entre-temps nous vous aurons présenté aux chapitres 18 et 19 comment réaliser concrètement des tags et des bases stations. Un peu de patience donc !
Voilà terminée la présentation (presque) rapide des normes ayant trait directement aux systèmes sans contact de type RFID en UHF et SHF. Nous allons maintenant passer à l'examen d'autres documents, réglementations et normes généralistes associées.

15.5 Annexe 1 : hiérarchie et structure du système EPC

Bien qu'étant un peu hors sujet de cet ouvrage, indiquons en quelques mots la façon dont est structurée la hiérarchie de la chaîne EPC. Elle est constituée à deux niveaux d'entités *hardware* et *software* dont voici les définitions selon EPCglobal.

■ *Hardware*

Tags est l'ensemble physique « circuit intégré + son antenne » qui est attaché à un objet (boîte, palette, etc.), rassemblé sous le terme générique « item ». Il représente l'élément de transport de données numériques.
EPC est le numéro unique d'identité (le code « item ») afférant à cet objet. Il est programmé à l'intérieur de la mémoire du circuit intégré du tag. Globalement, cette valeur représente le pointeur unique servant à effectuer des enquêtes/investigations concernant l'article associé au code EPC.
Lecteur : le lecteur, ou mieux encore l'interrogateur/base station, est l'élément portable ou fixe dont la fonction est d'une part de détecter la présence d'un tag dans le volume de fonctionnement de l'ensemble, et d'autre part de capturer les données contenues dans le tag. Il est connecté à un réseau *via* des couches *software* de types EPC *middleware* ou EPCglobal *network*, que nous allons rapidement évoquer maintenant.

■ *Software*

EPC *middleware* est la couche logicielle intermédiaire entre le *hardware* et l'application. Elle est conçue pour traiter les flux de données provenant des tags ou des capteurs de données d'événements en provenance d'un ou plusieurs lecteurs. Elle a pour mission de filtrer, agréger, compter les données provenant des tags, et d'en réduire leurs quantités avant de les envoyer vers les couches applicatives de plus haut niveau.
Interface définit le protocole pour transférer les données de EPC *middleware* vers EPC IS (*Information Service*).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

EPC IS (connu précédemment sous le nom de PML Server) rend les données disponibles en XML sous un format PML aux autres services, tel que les tags *read data*, *data and object class-level data*. Son but est de conserver toutes les données concernant le code EPC concerné (valeur statique, les niveaux temporels et d'instances).

PML est le *Product Markup Language*, ou encore *Physical Markup Language* ; tel que le XML, avec une structure de requête XQL, il permet de questionner et d'établir des rapports structurés concernant les contrôles d'accès, les autorisations, et authentification des numéros EPC.

ONS est l'*Object Naming Service* constituant la ressource distribuée qui connaît l'endroit où sont entreposées les données EPC. Elle fournit un service global de recherche afin de traduire un code EPC en un ou plusieurs URL (*Internet Uniform Reference Locators*) dans le(s)quel(s) davantage d'informations concernant l'objet peuvent être obtenues sous conditions sécuritaires d'authentification/autorisation permettant d'obtenir structure des données, attributs, paramètres physiques, historique tout au long de la chaîne d'approvisionnement, etc.

SAVANT est le nom des serveurs qui agissent en tant que dépôts des informations EPC et paramètres associés et qui supportent des *middleware* sophistiqués et souples pour servir des demandes PLM.

15.6 Annexe 2 : structure du numéro EPC

Afin d'illustrer tous ces propos, donnons en quelques lignes la structure d'un numéro EPC. Il est composé de plusieurs champs de données (*figure 15.17*).

Element	Header	EPC Manager	Object Class	Serial Number
Bits	8	34	20	34
$Values_{10}$	0-256	0-17, 179, 869, 183	0-1, 048, 575	0-17, 179, 869, 183 (inc 0-9)

Class 0	64 bits
Class 1	96 bits
Class 1 G2	128/256 bits
Class 2	Class 1 with larger memory and read/write
Class 3	Class 2 with sensors (semi-passive)
Class 4	

EPC type	Header size	First bits	Domain manager	Object class	Serial number	Total
96 bit	8	00	28	24	36	96
64 bit type I	2	01	21	17	24	64
64 bit type II	2	10	15	13	34	64
64 bit type III	2	11	26	13	23	64

Figure 15.17 – Structure de la codification EPC 96.

Entête (*header*)

Le champ d'en-tête *Header* définit la globalité de ce qui va suivre, en l'occurrence :
- le nombre de bits présents dans le message de l'EPC (exemple 96) ;
- le type (class 2) ;
- la version (G2) ;
- la longueur des champs suivants ;
- et les autres informations de type : verrouillé, tué, caché, mot de passe.

EPC manager

Le champ *EPC manager* définit la compagnie ou l'entité responsable de l'affectation des codes (et de leur unicité) présents dans les champs suivants. Exemple : Coca-cola, Ricard, etc.

Object class

Le champ *Object class* définit l'article, c'est-à-dire le *Stock Keeping Unit* (SKU) ou l'unité consommateur. Exemple : canette de 25 cl, décaféiné, etc.

Serial number

Le champ *Serial number* définit le numéro unique attribué aux articles dans une classe donnée. Par exemple : numéro 123 456 789.

Exemple

La norme ISO 18000-6 C indique que la mémoire TID (*tag identifier*) réservée aux applications EPCglobal est structurée de la façon suivante :
- de 00_h à 07_h, la mémoire doit contenir la valeur $E2_h$ ($1110\ 0010_2$) afin d'indiquer que l'on a affaire à un code EPC ;
- de 08_h à 13_h, la mémoire doit contenir un *mask-designer identifier* codé sur 12 bits (que l'on obtient auprès de EPCglobal) ;
- de 14_h à $1F_h$, la mémoire doit contenir un nombre de 12 bits associé au vendeur du produit ;
- au-delà de $1F_h$, la mémoire peut contenir des données spécifiques au tag et/ou vendeur (par exemple, le numéro de série du tag, un code quelconque, la date, etc.).

15.7 Annexe 3 : quelques vérités concernant les performances quotidiennes de la norme ISO 18000-6 mode C – EPC C1 G2

L'EPC C1 G2 a été lancé à grands renforts de tambours et trompettes et de présentations (papiers, slides, présentations, conférences, etc.) par nos amis américains comme étant certainement « *the best of the best* » de la RFID. Certes, le concept possède de nombreuses qualités, principalement en ce qui concerne les nombreuses options de codages et sous-codages bit et de valeurs de sous-porteuses permettant de pouvoir s'adapter plus aisément aux différentes (normes de) régulations locales présentes dans chaque pays, mais, sans être défaitiste, il est parfois nécessaire de ramener les choses à leurs justes mesures. En quelques mots, ne pas confondre *hardware*, *software*, *paperware* et *slideware* !

Parmi tous les paramètres et termes utilisés afin d'assurer la promotion du concept EPC C1 G2, deux d'entre eux sont fréquemment revenus sur le tapis, il s'agit de « gestion de nombres élevés de collisions par seconde » et « opérations en environnement dense » que nous avons déjà évoqué au cours de ce chapitre.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Gestion de nombres élevés de collisions par seconde

Les meilleurs chiffres annoncés par EPCglobal furent de 1 600 tags/s (voir en haut à gauche de la *figure 15.18*).

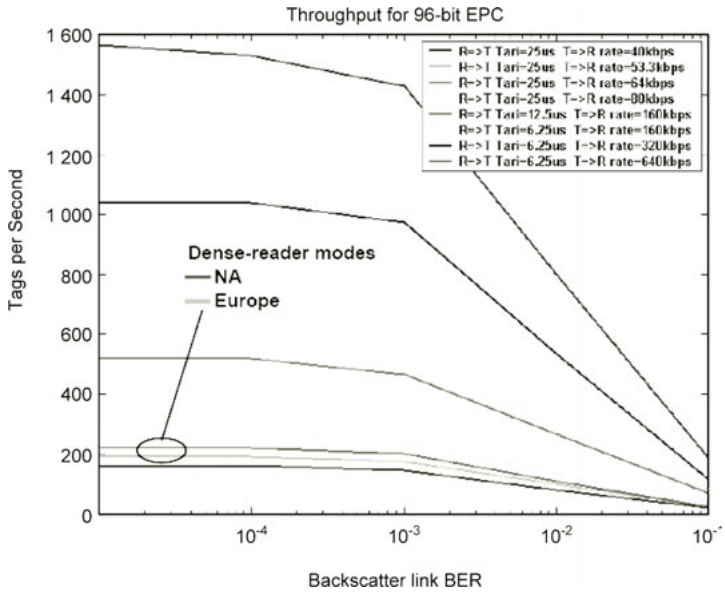


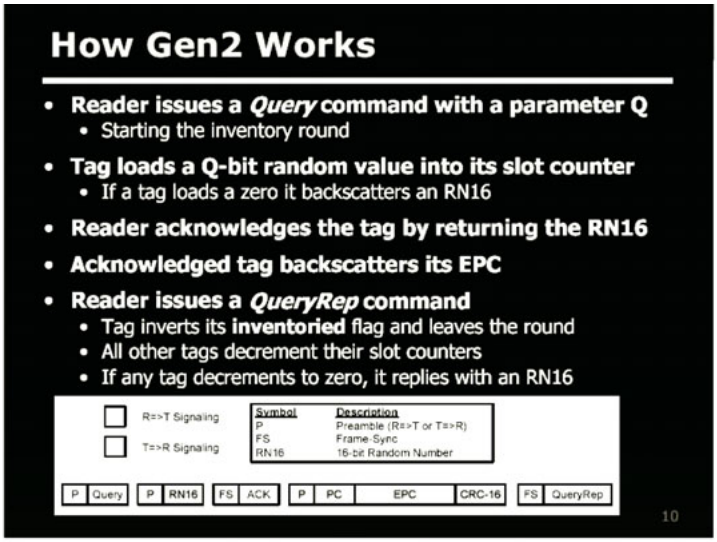
Figure 15.18 – *Tag read rate* selon les slides EPCglobal.

À la lueur, d'une part, des longueurs binaires des différentes commandes nécessaires à l'exécution de la procédure de gestion des collisions de type *random-slotted collision arbitration* – *Query* = 22 bits (incluant numéro de session, CRC, temps de retournement, etc.), ACK = 18 bits, etc. – et, d'autre part, des valeurs temporelles minimales de la durée moyenne du bit (autant de 0 que de 1 dans le message, soit une durée du bit d'environ 1,25 Tari) avec une valeur de Tari min. = 6,25 µs (soit $T_{\text{min bit moyen}}$ = 7,8 µs), il n'est pas faux que le temps minimum nécessaire requis par le protocole peut ne demander que 1/1 600 de seconde (soit de l'ordre de 625 µs, c'est-à-dire environ 80 bits échangés pendant la procédure) pour gérer la commande de gestion d'une collision... lorsqu'il n'y a qu'un seul tag dans le champ !

Par contre, lorsque plusieurs tags sont présents dans le champ, pour procéder à un cycle complet de gestion des collisions (*figure 15.19*), il faut effectuer une procédure en deux temps, d'abord un réveil (à l'aide de la commande *Query*), puis recommencer une lecture (à l'aide de la commande *Query Adjust*) ce qui entraîne 2 fois 1/1 600 de seconde, donc en fait un vrai maximum de 800 tags/s. C'est déjà pas mal... mais on a déjà divisé le chiffre annoncé par 2 ! Imaginez toujours l'effet sur votre bulletin de paye !

Un autre document original EPCglobal (*figure 15.20*) indique (et peut laisser supposer/rêver) que l'on sait lire facilement 240 boîtes disposées sur une palette de base de 1,2 m × 0,8 m et de 1 m de haut lors de son passage à une vitesse de 3,6 m/s au travers d'une porte de entrée/sortie de stock (*door dock*).

Le volume de la palette est de l'ordre du mètre cube, soit 1 000 litres. Si l'on suppose en bout de chaîne de production que les boîtes sont de dimensions identiques (palette dite homogène), cela fait des boîtes d'environ 1 000/250 = 4 litres, ou encore des cubes d'environ 16 cm d'arête. Si l'on dispose sur celles-ci des étiquettes UHF équipées d'antenne λ/2, donc de longueur sensiblement égale à 16 cm, cela veut dire que toutes les boîtes sont espacées d'environ λ/2 et que de très nom-



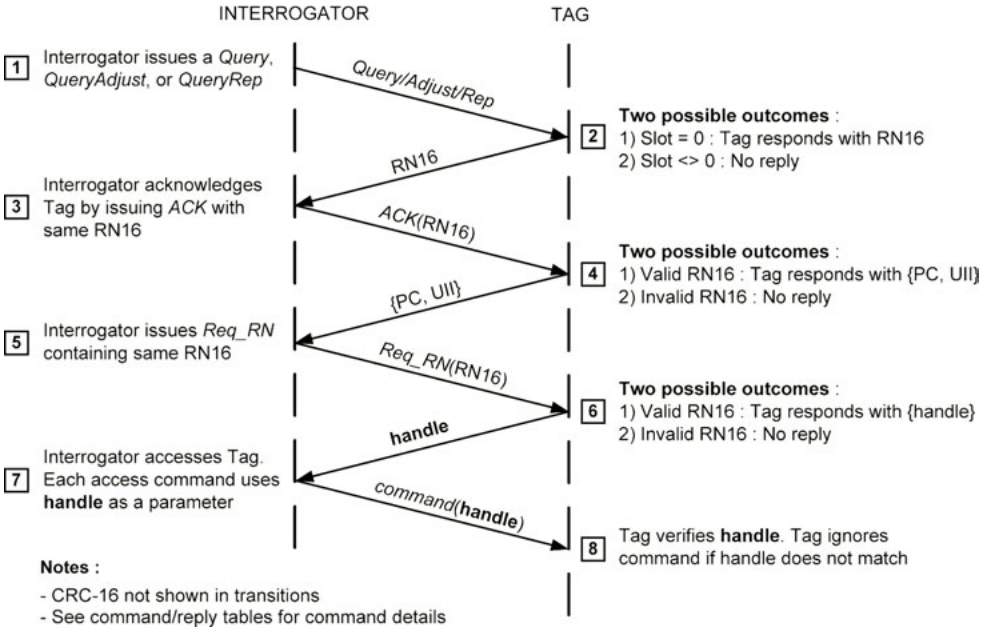


Figure 15.19 – « How Gen2 Works » selon EPCglobal.

breuses interférences vont se produire d'étiquette à étiquette par phénomènes de re-rayonnement, cachant/masquant ainsi par interférences destructives certaines d'entre elles à la lecture de la base station. Les chiffres annoncés ne sont donc que des résultats alléchants obtenus par simulation « papier » présenté sur des *slides* (pour information, le papier ne re-rayonne que rarement, sinon ça se saurait !) ne représentant et ne garantissant en rien l'aspect concret de la réalité quotidienne de lecture avec un taux élevé et connu de réussite de lecture de toutes les étiquettes. Vous pourrez toujours rétorquer que cela doit/pourrait être vrai puisque ces *slides* proviennent des États-Unis

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

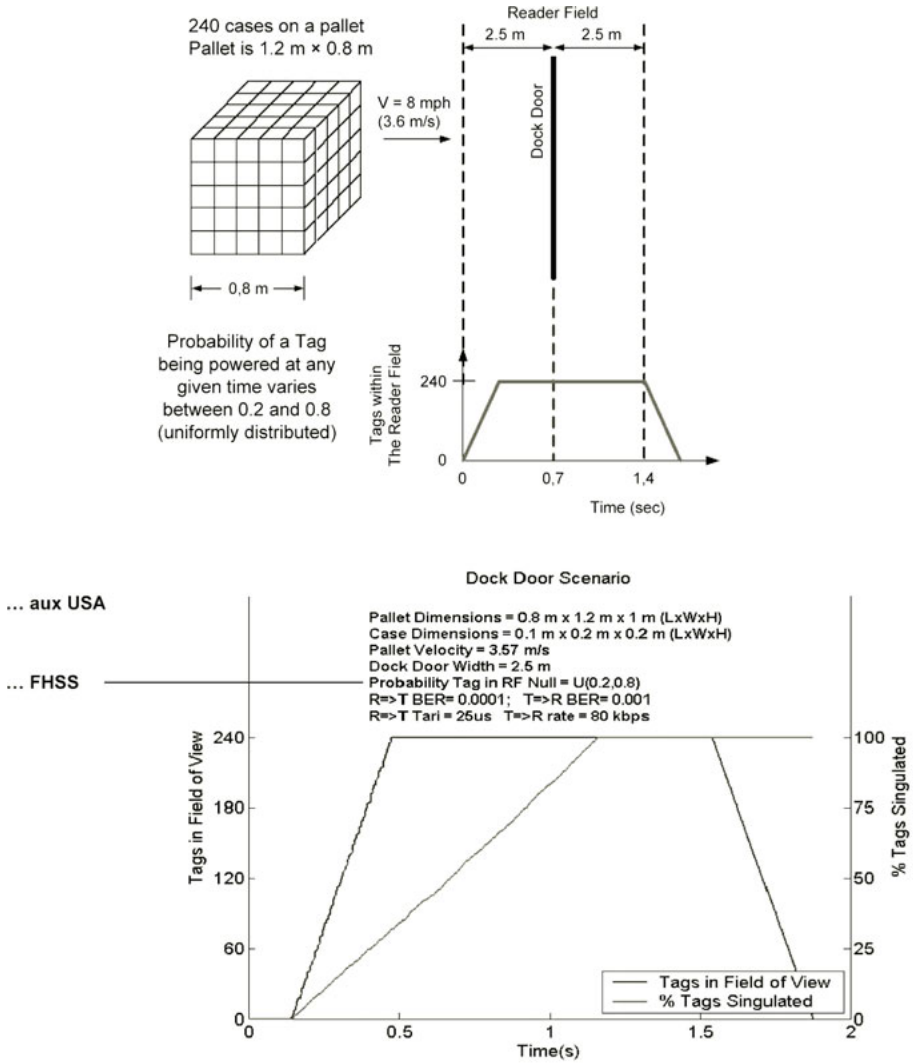


Figure 15.20 – *Door dock scenario* selon EPCglobal.

et que, de façon sous-entendue, l'usage de techniques par étalement de spectre de type FHSS est autorisé et que ça peut aider. Certes oui, mais ça ne fait pas tout (voir les nombreux commentaires à ce sujet à l'intérieur des chapitres 8 et 9), et nous, nous sommes en Europe ! Soyez donc vigilant dans vos applications.

■ Environnement dense

Nous avons déjà évoqué ce point dans ce chapitre en digressant longuement au sujet des possibilités offertes par la FCC 47 part 15 et l'ETSI 302 208. Toujours sur les slides originales (revoir *figure 15.18* en bas à gauche), en environnement dense (entre 10 et 50 bases stations sur un site), le nombre maximal théorique de collisions par seconde « simulées » chute beaucoup aux États-Unis et en Europe (ETSI 302 – 208), respectivement aux environs de 210 et 190.

La réalité, concrètement mesurée sur des palettes homogènes, avec un taux de lecture supérieur à 90-95 % ramène respectivement ces chiffres à environ 160 aux États-Unis (FCC 47 part 15 – 4 W EIRP – FHSS), 80-90 en Europe (ETSI 302 208 – 2 W ERP – LBT – base stations non synchronisées, antennes multiples multiplexées) et de l'ordre de 50 en France (en suivant les régulations ARCEPT en vigueur, monocanal de 250 kHz, 500 mW ERP... et encore sans tenir compte de l'influence néfaste d'une faible valeur autorisée du rapport cyclique d'occupation de la bande – fonctionnement à 10 % !).
La *figure 15.21* illustre et résume simplement cet état de fait quotidien, non théorique, bassement concret, pratique, hors tout effet d'annonce, *paperware* ou *slideware*.

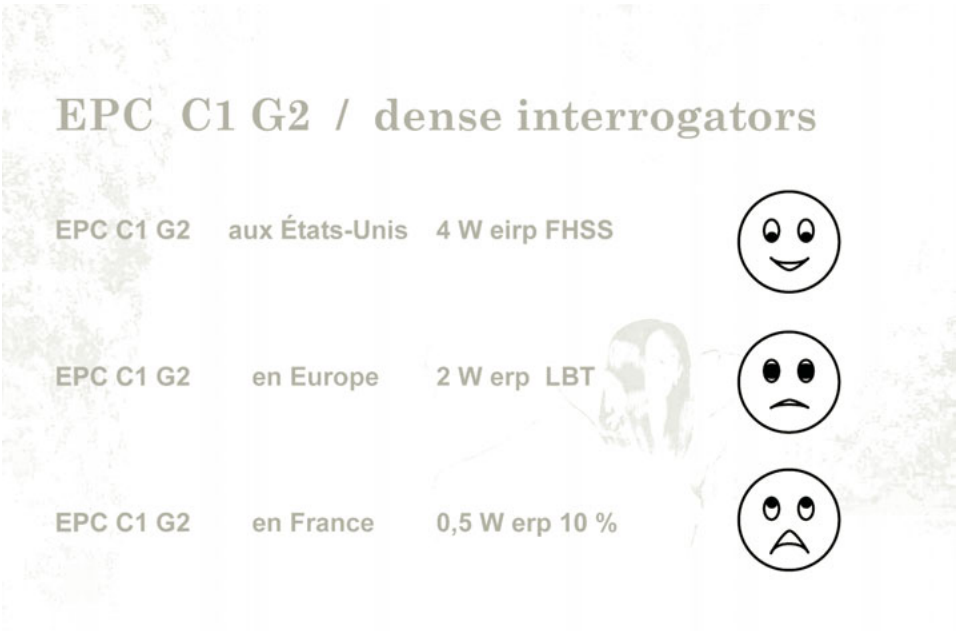


Figure 15.21 – Nombre de collisions par seconde vu par EPCglobal ou... le chant des sirènes...

Ceci étant, toutes ces remarques ont ému l'ETSI (... et bien d'autres WG) qui s'est remis au travail et qui depuis a établi quelques compléments et parades à la norme originelle ETSI 302 308 en ajoutant des modes particuliers/spécifiques de fonctionnement pour accéder aux canaux UHF dans lesquels on peut émettre 2 W en LBT. Pour les curieux, il s'agit des documents ETSI TS 102 562, TR 102 649-1, 102 463 et 102 313.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

16 • RÉGULATIONS ET *HUMAN EXPOSURE*

Par principe, les systèmes radiofréquences ne sont pas des systèmes isolés et se doivent aussi de tenir compte des environnements extérieurs dans lesquels ils sont plongés, qui eux-mêmes sont régis par ailleurs par de nombreuses autres normes telles que, par exemple, les normes et régulations de rayonnements et pollutions RF, celles qui touchent aux (hypothétiques) problèmes de santé, ainsi que celles qui ont trait aux problèmes de sécurité (électrocution, etc.). Ce sont ces points que nous allons examiner maintenant.

Remarque

Ici aussi, dans un tel ouvrage, nous ne pouvons donner qu'un aperçu de l'état et des implications de ces normes. Pour plus de détails, nous vous renvoyons aux organismes (*figure 16.1*) et textes officiels (voir en fin d'ouvrage pour les adresses où l'on peut se procurer les documents). Le but des paragraphes qui suivent est de sensibiliser fortement le lecteur aux nombreux problèmes quotidiens des applications RFID et leurs imbrications avec certains documents, réglementations et normes parallèles.

Figure 16.1 – Principaux organismes mondiaux de régulation.

Tous les systèmes conventionnels que nous avons évoqués au long de cet ouvrage possèdent des antennes émettrices disposées au niveau de la base station. De très nombreuses normes et régulations provenant d'organismes d'États indiquent, au travers de niveaux rayonnés autorisés, de gabarits spécifiques, les contraintes et restrictions (rayonnements, pollutions, susceptibilités...) auxquelles sont soumis les équipements dédiés aux applications RFID.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

16.1 États des normes et régulations

Le problème concernant les rayonnements admissibles et les pollutions RF tolérées est très loin d'être simple du fait de la grande diversité des régulations, lois et exceptions présentes provenant souvent de raisons historiques dans chaque pays. Bref, c'est complexe.
Quelques organismes mondiaux, américains, européens et français président et régissent ces paramètres.

16.1.1 Au niveau mondial

L'Union internationale des télécommunications (UIT), à Genève, avec son secteur des Radiocommunications (UIT-R), établit des recommandations concernant les caractéristiques techniques et les procédures d'exploitation des services et systèmes de radiocommunication suite à des Réunions de préparation à la conférence (RPC) bien connues. À noter que l'UIT a divisé notre belle planète bleue en trois « régions »... plus une quatrième, « l'Espace » (*figure 16.2a*).
La *figure 16.2b* résume les possibilités UHF et SHF qu'attribuent les régulateurs pour la RFID.

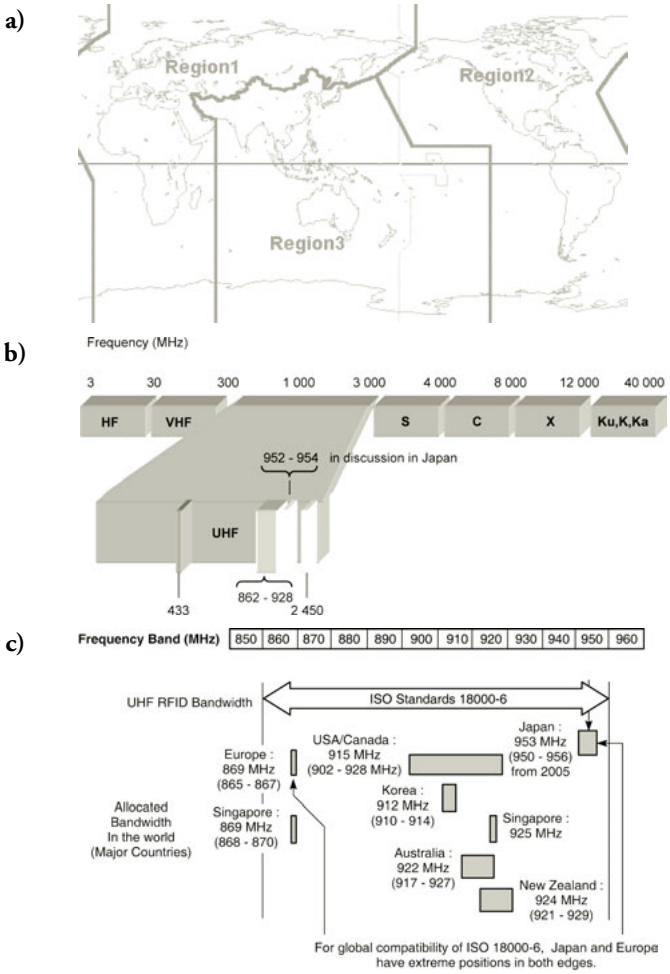


Figure 16.2 – (a) Découpage UIT des régions du monde. (b) Possibilités RFID mondiales en UHF et SHF. (c) Possibilités RFID mondiales dans la bande UHF 860-960 MHz.

16.1.2 Aux États-Unis

Aux États-Unis, pour ce qui touche aux systèmes RFID de type SRD (*Short Range Devices*), en UHF et SHF, la bible des régulations pour applications de télécommunications en RFID est le célèbre document U.S. Federal Communications Commission (FCC), sous l'égide de l'American National Standards Institute (ANSI) qui a établi le non moins fameux document de référence « US Code of Federal Regulations (CFR) Title 47, Chapter I, Part 15 - Radio Frequency Devices », déjà souvent évoqué.

16.1.3 En Europe

Afin de normaliser les méthodes de tests et de mesures et de suivre les recommandations de l'UIT, le CEPT (Commission européenne des Postes et Télécommunications) comprend 45 pays participants, les experts concernés se retrouvent au sein de l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute), organisme fonctionnant conjointement avec l'ISO. Ce dernier, *via* l'ERO (European Regulation Organisation) dont le ERC (European Radiocommunications Committee) a pour mission de produire des recommandations.

L'un des documents de référence est la recommandation bien connue CEPT/ERC - REC 70 03 « Relating to the use of Short Range Devices (SRD) », que nous vous conseillons fortement de vous procurer (sur le site www.ero.dk au Danemark) et dont nous nous servons abondamment dans cet ouvrage. A la date où nous écrivons cet ouvrage, la dernière est celle de mai 2007 et les valeurs que l'on trouve dans ce document sont résumées dans la *figure 16.3*.

Les principales normes européennes en vigueur ayant des relations directes avec les applications RFID sont :

– les documents ETSI de la famille EN 300 - *xxx* « Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM) ; Short range devices » (**en gras** ceux utilisables en UHF et SHF) :
– EN 300 330 – fréquences de 9 kHz à 25 MHz, donc pour les 125 kHz et 13,56 MHz
– **EN 300 220 – fréquences de 25 MHz à 1 GHz, donc pour les 433 et 860/960 MHz**
– qui est découpée en deux parties principales :
– ETSI EN 300 220-1 – Part 1 : Technical characteristics and test methods
– ETSI EN 300 220-2 – Part 2 : Harmonized EN under article 3.2 of the R&TTE Directive
– **EN 300 440 – fréquences de 1 GHz à 40 GHz, donc pour les 2,45 et 5,8 GHz**
– qui est également découpée en deux parties principales :
– ETSI EN 300 440-1 – Part 1 : Technical characteristics and test methods
– ETSI EN 300 440-2 – Part 2 : Harmonized EN under article 3.2 of the R&TTE Directive
– ceux spécialement dédiés pour les applications RFID en UHF :
– **ETSI 302 208-*x* – Electromagnetic compatibility and radio spectrum matters (ERM) – Radio-frequency identification equipment operating in the band 865 MHz to 868 MHz with power levels up to 2 W**,
– Part 1 – Technical characteristics and test methods
– Part 2 – Harmonized EN under article 3.2 of the R&TTE directive
– et enfin, ETS 300 683 pour les EMI.

Note

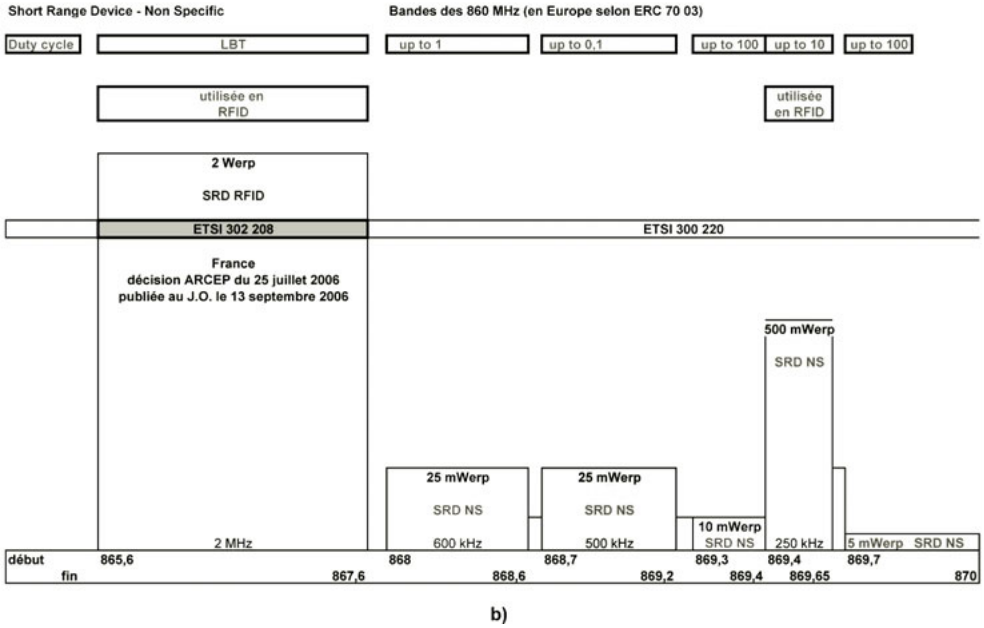
Nous espérons que vous avez noté au début de cet ouvrage que la désignation officielle de la bande des UHF couvre les fréquences de 300 MHz à 3 GHz et que le haut de cette bande est couvert par les deux normes ETSI 300 220 d'une part et 300 440 d'autre part.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

RFID
SRD non specific device

	USA FCC	Europe ERC	juillet 02	France ARCEP	Bandes de fréquences	Puissances max. autorisées ERP	EIRP	indoor	outdoor	Rapport cyclique valeur %	durée	Canalisation oui / non	valeurs	Bande étroite / spread spectrum narrow band	spread spectrum FHSS	DSSS
UHF																
433 MHz		ERC 70 03	annexe 1	idem	433,05 - 434,79	10 mW	-	-	-	max 10	-	non	-	oui		
		ERC 70 03	annexe 1	idem	433,05 - 434,79	1 mW	-	-	-	up to 100	-	non	-	oui		
		ERC 70 03	annexe 1	idem	434,04 - 434,79	10 mW	-	-	-	up to 100	-	oui	up to 25 kHz	oui		
868 MHz		ERC 70 03	annexe 11		865,60 - 867,60	2 W	-	2 W	-	LBT		oui	200 kHz	oui	non	non
		ERC 70 03			865 - 868	100 mW	-			max 0,1		oui	200 kHz	oui	non	non
		ERC 70 03			855,6 - 868	500 mW	-			max 0,1		oui	200 kHz	oui	non	non
		ERC 70 03	annexe 1	idem	868,00 - 868,60	25 mW	-	-	-	up to 1		non	-	oui		
		ERC 70 03	annexe 1	idem	868,70 - 869,20	25 mW	-	-	-	up to 0,1		non	-	oui		
		ERC 70 03	annexe 1	idem	869,30 - 869,40	10 mW	-	-	-	up to 100		oui	≈ 25 kHz	oui		
		ERC 70 03	annexe 1	idem	869,40 - 869,65	500 mW	-	-	-	up to 10		oui	≈ 25 kHz	oui		
		ERC 70 03	annexe 1	idem	869,70 - 870,00	5 mW	-	-	-	up to 100		non	-	oui	?	?
	FCC 47 part 15				902 - 928		4 W	4 W	4 W	up to 100		non			oui	oui
2,45 GHz																
		ERC 70 03	annexe 1		2400 - 2483,50	-	10 mW		-	up to 100		non	-	oui		
				présqué idém	2400 - 2483,50		10 mW	10 mW	2,5 mW	up to 100		non				
		ERC 70 03	annexe 11	idem	2446,00 - 2454,00	-	500 mW	oui	oui	up to 100		non	-	oui		
		ERC 70 03	annexe 11	"pas envisagé" "doit faire l'objet de négociations entre ART et Forces armées"	2446,00 - 2454,00	-	4 W	oui	non	up to 15	30 / 170 ms	non	-	non	oui	

a)



b)

Figure 16.3 – Résumé de l'ERC 70 03.

■ En France

Deux organismes régissent ces paramètres :

– l'ANFR (Agence nationale des fréquences),
– l'ARCEP (Autorité de régulation des communications électroniques et des postes, ex-ART),

qui, se référant le plus possible aux recommandations européennes, produisent des documents servant de bases à l'élaboration de normes et régulations françaises concernant les *Short Range Devices* (SRD), *Non Specific* et RFID, auxquels la branche RFID se rattache.

16.2 Résumé des régulations aux États-Unis, en Europe, en France, dans le reste du monde... applicables à la RFID en UHF, SHF

Pour information, avec les réserves d'usage, à une date donnée et d'une manière non exhaustive, voici une petite vue mondiale très résumée de la situation.

16.2.1 Fréquences UHF en RFID

Les fréquences autorisées pour les applications RFID se situent aux environs de 433 MHz, dans la bande de 860 à 960 MHz, autour de 2,45 GHz et enfin à 5,8 GHz selon les pays. Donnons rapidement quelques exemples des régulations principales en vigueur à la date du 1er janvier 2007.

■ À 433 MHz

États-Unis		
USA/Canada	433,92 MHz	4,4 mV· m^{-1}à 3 m (approx. 7 μW).
USA	433,92 MHz	en discussion 11,0 mV·m^{-1} à 3 m (approx. 33 μW) + duty cycle amélioré
Europe		
Europe	433,05-434,79 MHz	P_{ERP} = 10 mW ; max. 10 % duty cycle
	433,05-434,79 MHz	P_{ERP} = 1 mW ; jusqu'à 100 % duty cycle
	434,04-434,79 MHz	P_{ERP} = 10 mW ; jusqu'à 100 % duty cycle
Asie		
Japon	433,*xx* MHz	35 μV·m^{-1} à 3 m pas autorisé pour l'instant, devrait changer
Chine	430,0-432,0 MHz	6 mV· m^{-1} à 3 m – pour les équipements Wireless pour alarme d'intrusion ; – pour les distances courtes pour applications automobile, garage, appel d'urgence, intrusion et alarmes.

■ Bande de 860 à 960 MHz

L'emploi des fréquences de cette bande est très particulier du fait de la non-harmonisation selon les régions du monde considérées.

États-Unis		
USA/Canada	902-928 MHz (pour information, la valeur centrale est 915 MHz)	P_{EIRP} = 4 W (sans licence) Remarque : 1 W conduit max + antenne de gain = +6 dB FHSS autorisé 50 mV· m^{-1} à 3 m (*Single freq. Systems*) P_{EIRP} = 30 W ! (avec licence) FCC Part 90, LMS (remarque : 3 W conduit)

D

NORMES ET RÉGULATIONS

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Europe		
Europe	869,4-869,65 MHz	P_{ERP} = 500 mW (dc = 10 %)
	865,6-867,6 MHz	P_{ERP} = 2 W ~ P_{EIR} = 3,28 W LBT (*Listen Before Talk*) *off time* = 100 ms, *on time* = 4 s (voir également le tableau ERC 70 03 en *figure 16.3*)
France	869,4-869,65 MHz	P_{ERP} = 500 mW (dc = 10 %)
	865,6-867,6 MHz	P_{ERP} = 2 W LBT ~ P_{EIRP} = 3,28 W libéré l'ARCEP en septembre 2006 mais avec zonages
Asie		
Japon	952-954 MHz	P_{EIRP} = 4 W , comme les États-Unis
Chine	917-922 MHz	À l'étude, P_{ERP} = entre 2 à 4 W avec LBT
Corée	908-914 MHz	20 canaux LBT
Reste du monde		
Australie	918-926 MHz	P_{EIR} = 1 W
	864-868 MHz	P_{EIR} = 4 W
	921-929 MHz	P_{EIR} = 1 W
Nouvelle-Zélande	864-868,1 MHz	P_{EIRP} = 4 W
Afrique du Sud	869,4-869,65 MHz	P_{EIRP} = 500 mW (dc = 10 %) (en cours)
	915,2-915,4 MHz	P_{EIRP} = 8 W (RFID) (proposé par le SABS WG1 - TC 74)
	915,3-915,6 MHz	15 W EIRP (remarque : 5 W conduit)
	860-930 MHz	Divisé en 15 canaux de 5 MHz

16.2.2 Fréquences UHF 2,45 GHz et SHF 5,8 GHz en RFID

Il en est de même pour la bande de fréquences autour de 2,45 GHz, non pour sa valeur qui est ici bien définie, mais en ce qui concerne les sous-bandes et puissances pouvant être rayonnées et les restrictions locales, les dérogations possibles et leurs conditions de délivrance ainsi que les distances de lecture et d'écriture dans le cas de transpondeurs passifs, sans batterie à leurs bords. De plus, d'autres applications utilisent ces fréquences, par exemple les dispositifs Bluetooth, Wireless LAN – Wi Fi, etc.

■ À 2,45 GHz

États-Unis		
USA/Canada	2 400-2 483 MHz	P_{EIRP} = 4 W FHSS ; pas de *duty cycle* ou 50 mV·m^{-1} à 3 m (*Single freq. Systems*)
Europe		
Europe	2 446-2 454 MHz	P_{EIRP} = 500 mW *indoors/outdoors*, pas de *duty cycle* P_{EIRP} = 4 W *indoors duty cycle* : 30 ms *on*/170 ms

	France		L'ARCEP n'accepte pas les 4 W EIRP (voir également la *figure 16.3*)
Asie			
	Japon	2 400-2 483,5 MHz	Proposition : 3 mW· MHz^{-1} : P_{EIRP} = 1 W avec les mêmes restrictions qu'aux USA/Canada
	Chine	2 400-2 425 MHz	250 mV· m^{-1} à 3 m (P_{EIRP} = 21 mW)

■ À 5,8 GHz

États-Unis			
	USA/Canada	5 725-5 850 MHz	P_{EIRP} = 4 W FHSS ; pas de *duty cycle*
Europe			
	Europe	5 725-5 875 MHz	P_{EIRP} = 25 mW ; pas de *duty cycle* pour les *Non-specific Short Range devices*
	France	non autorisé	
Asie			
	Japon	pas alloué	(P_{EIRP} = 6 W, pour le *Toll Collect*. mais pas pour la RFID)
	Chine	pas d'allocation	

16.2.3 Une dernière remarque

Attention, il ne suffit pas uniquement de satisfaire les valeurs maximales autorisées mais aussi de réussir à faire rentrer la totalité des spectres rayonnés par les bases stations et re-rayonnés par les tags dans les gabarits considérés. Or, la forme du spectre émis dépend principalement du type du codage bit, du débit assurant la communication, du principe de traitement des collisions. Voici en quelques mots des compléments qui, nous l'espérons, éclaireront un peu votre lanterne.

16.2.4 Remarques spécifiques concernant l'usage des fréquences UHF et SHF

De très nombreux débats ont lieu autour des fréquences UHF et SHF pouvant être attribuées ou non aux applications tags et RFID, et à ce jour de nombreuses instances nationales et internationales sont soumises à rudes épreuves d'une part quant aux allocations des fréquences et largeurs des canaux associées, et d'autre part quant aux valeurs des puissances maximales autorisées et des rapports cycliques autorisés. En effet, comme nous l'avons souligné dans les paragraphes précédents, à ce jour, d'une part les bandes autorisées ne sont pas les mêmes sur l'ensemble de notre planète et, d'autre part, les niveaux de puissance EIRP et/ou ERP affectés aux *Short Range Devices* (SRD) soit *Non Specific*, soit *spécifique RFID* sans rentrer dans les détails et dans des polémiques interminables, s'échelonnent de 10 mW ERP, 100 mW ERP, 500 mW ERP, 2 W ERP à 4 W EIRP selon les pays... ce qui n'aide pas vraiment à un déploiement des produits RFID pouvant circuler mondialement.

Passons maintenant à l'examen d'autres sujets ayant des relations directes avec les signaux rayonnés par les bases stations.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

16.3 Normes relatives aux champs magnétiques et électriques dans un environnement humain, *human exposure*

16.3.1 Historique

La Commission internationale de protection contre les rayons non ionisants, de son vrai nom International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), a été établie en 1992, et ses activités et travaux ont été validés par l'Organisation mondiale de la santé (OMS), en anglais le World Health Organisation (WHO).

Les premières pré-normes/recommandations européennes tombèrent en 1995 puis 1997 sous la forme des documents de la commission TC 211 de CENELEC – UTE (Union technique de l'électricité) :

– ENV 50166-1:1995 – Human exposure to electromagnetic fields – low frequency (0 Hz to 10 kHz) ;
– ENV 50166-2:1995 – Human exposure to electromagnetic fields – high frequency (10 kHz to 300 GHz) ;
– ES 59005:1997 – Human exposure to electromagnetic fields for Mobile Telecommunication Equipment in the range of 30 MHz to 6 GHz.

En 1998, ces documents, très denses pour le commun des mortels, ont été traduits sous une forme de « ICNIRP Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields up to 300 GHz » publié dans *Health Physics* en avril 1998, volume 74, n° 4, et l'ensemble de ces documents a été repris en 1999 pour créer le document de référence : R & TTE Council Directive 1999/519/CE Requirement for RFID Device : Article 3 (a) "the protection of the health and safety of the user and any other persons". 1999/519/CE Recommandation du Conseil, du 12 juillet 1999, relative à la limitation de l'exposition du public aux champs électromagnétiques (de 0 Hz à 300 GHz), pour que l'on puisse par la suite en extraire une norme et des méthodes de mesures.

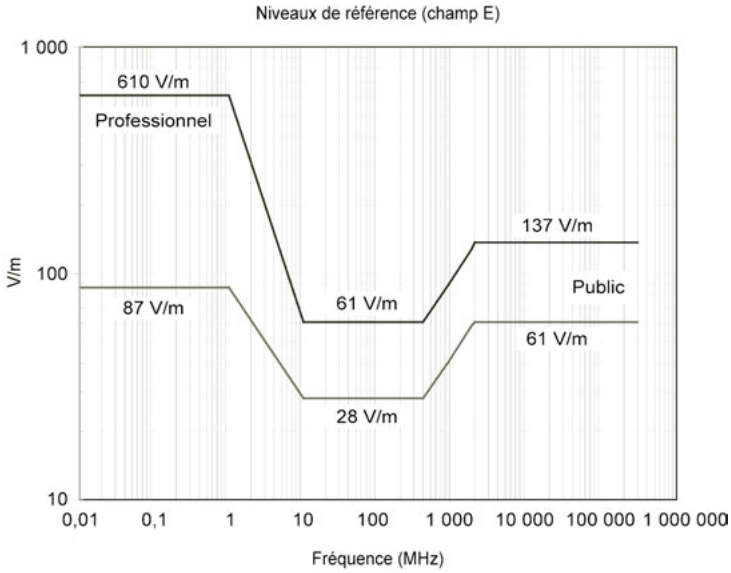


Figure 16.4 – Exemple de niveaux de référence RF en champ électrique.

En se basant sur les Council Recommendation 1999/519/EC de l'ICNIRP mais aussi sur d'autres normes déjà existantes (ANSI, IEEE 95.1, DIN/VDE 0848, ICNIRP, AS/NZS 2772.1, etc.) dans différents pays (France, UK, USA, etc.), afin de prouver la conformité, le TC 106 a développé la norme de mesures EN 50 357 qui pour sa part a été publiée en octobre 2001 sous le titre : « Procedure for evaluation of human exposure electromagnetic fields (EMF's) from devices used in Electronic Article Surveillance (EAS), Radio Frequency Identification (RFID) and similar equipments ».
La France a entériné tout cela *via* le décret n° 2002-775 du 3 mai 2002 pris en application du 12° de l'article L. 32 du Code des postes et télécommunications et relatif « aux valeurs limites d'exposition du public aux champs électromagnétiques émis par les équipements utilisés dans les réseaux de télécommunication ou par les installations radioélectriques ».
Voilà brièvement pour le rappel de l'histoire.

16.3.2 MPE et SAR

La norme EN 50 357 évoque deux termes principaux : le MPE (*Maximum Permissible Exposure*), et le SAR (*Specific Absorption Rate*). La définition de ce dernier est la suivante :
« Le rapport d'absorption spécifique (SAR) est la dérivée (mathématique) prise par rapport au temps de l'énergie incrémentale absorbée dans un incrément de masse » :

$$\mathrm{SAR} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\,t}\left(\frac{\mathrm{d}\,W}{\mathrm{d}\,m}\right)$$

ce qui, à l'aide des paramètres électriques usuellement rencontrés dans le cas des applications sans contact, peut encore s'écrire :

$$\mathrm{SAR} = \frac{\sigma\,|E|^2}{2\rho} = c\frac{\Delta T}{\Delta t} \quad \text{exprimé en mW} \cdot \mathrm{g}^{-1}$$

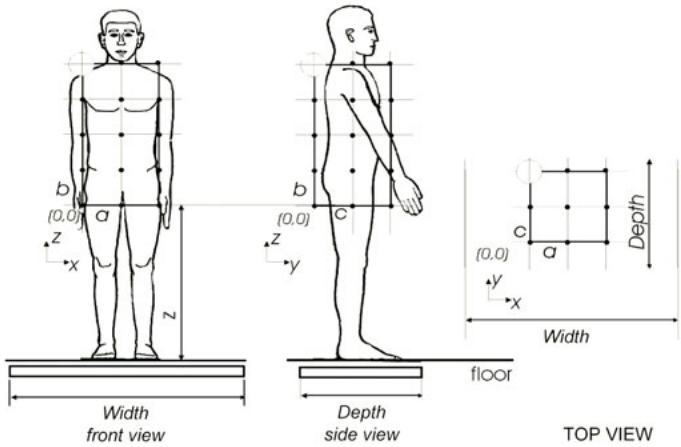
avec σ la conductivité du tissu humain, en $\mathrm{S} \cdot \mathrm{cm}^{-1}$, ρ la densité du tissu humain, en $\mathrm{g} \cdot \mathrm{cm}^{-3}$, c la capacité thermique spécifique du tissu, en $\mathrm{J} \cdot \mathrm{g}^{-1} \cdot {}^\circ\mathrm{C}^{-1}$, E la valeur crête du champ électrique (d'où la valeur 2 au dénominateur), en $\mathrm{V} \cdot \mathrm{cm}^{-1}$, ΔT l'écart de température, en °C, pendant un laps de temps Δt, en s.
À la lecture des paramètres, vous vous rendez déjà compte de la difficulté de la concrétisation de leurs valeurs. Donnons quelques exemples :
– Examine-t-on une exposition locale ? Générale ?
– Quel est le tissu sous examen, le visage, la main..., un homme, une femme, un enfant, etc.
– En parlant de tissus, la conductibilité d'un « muscle moyen au repos » est de 0,66 $\mathrm{S} \cdot \mathrm{cm}^{-1}$. Qu'en est-il lorsqu'il n'est ni moyen ni au repos ?
– De même pour la conductibilité et permittivité donc de l'impédance thermique du tissu humain. Pour aider à quantifier tout cela, la norme indique plus de 800 valeurs différentes en fonction des fréquences utilisées (de 10 Hz à 10 GHz) et des organes humains considérés (foie, cœur, peau, etc.).

Par ailleurs, on ne met pas à cuire (même localement !) des individus pour le plaisir de faire des expériences, on parle donc de modélisation (jamais parfaite) de tissus humains (à l'aide de liquides visqueux particuliers) et, en mesurant la puissance reçue à l'aide de calorimètre sur le liquide équivalent, on obtient les résultats tant espérés. Hélas, ces méthodes sont difficiles à mettre en œuvre et assez peu reproductibles sauf sur des mannequins normalisés, pudiquement baptisés *anatomical models*, très spécifiques et très coûteux (*figure 16.5*). À titre de divertissement, sachez que les principales stars de la profession portent les noms de Visible Man, MEET man, Hugo,

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Norman, etc., et que l'International Commission for Radiological Protection a défini un *standard man* de forme humaine, de taille 1,76 m ± 5 %, de poids 73 kg ± 5 %, représentatif de la structure inhomogène du corps humain, dont les tissus humains ont des propriétés diélectriques réalistes et dont la résolution des valeurs mise en œuvre sont meilleures ou égales à un pas de 10 mm.

Antenna	Normative dimensions (in cm) a/b/c	X	Z	Informative dimensions (in cm) Height	Width	Depth
Wall mounted unit	**15**	**20**	**-**	**20-100**	**20-55**	**5**



Antenna	Normative dimensions (in cm) a/b/c	X	Z	Informative dimensions (in cm) Height	Width	Depth
« Walk-Through » unit	**15**	**20**	**85**	**200**	**100**	**5**

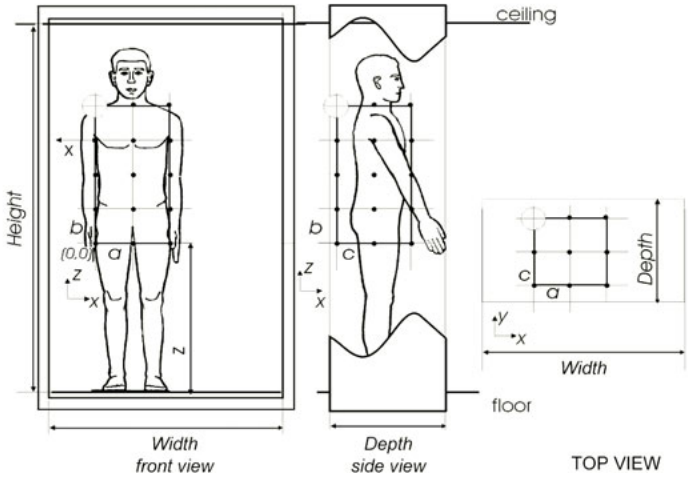


Figure 16.5 – *Anatomical models.*

Afin de redevenir un peu plus concret, sachez par exemple qu'à 13,56 MHz($\sigma = 0{,}51\ \mathrm{S \cdot cm^{-1}}$ et $\rho = 1{,}04\ \mathrm{g \cdot cm^{-3}}$), une base station conventionnelle à usage de lecteur de proximité de cartes

à puce sans contact (puissance appliquée à l'antenne environ P = 0,6 W, soit une puissance rayonnée P_a = 20 μW) donne un SAR de l'ordre de 40 à 50 mW · kg^{-1}, et qu'aux États-Unis la valeur maximale autorisée par la FCC est de 80 mW · kg^{-1} pour l'ensemble du corps ou encore 1,6 à 2 W · kg^{-1}, soit 1,6 mW · g^{-1} de façon partielle (la tête, le tronc pendant six minutes), ce qui met cette technologie très en dessous des valeurs permises.
Si l'on estime que la densité (densité = poids/volume) du tissu humain est proche de l'unité (nous sommes presque de l'eau), donc que 1 g de tissu humain représente un volume de tissu humain de 1 cm^3 (pour l'eau, 1 kg équivaut à 1 litre = 1 dm^3 donc 1 000 g équivaut à 1 000 cm^3 donc 1 g équivaut à 1 cm^3 soit encore 1,6 mW · g^{-1} équivaut à 1,6 mW · cm^{-3}) et qu'alors on peut extrapoler ces valeurs pour le volume d'un doigt, d'une main, etc., bien entendu hors inertie thermique, c'est-à-dire pour une exposition de longue durée, cela donnerait pour un volume de 10 cm^3 (un petit cube de viande de 2,15 cm ce côté) 16 mW. Des valeurs très similaires sont obtenues avec les dispositifs RFID en UHF et SHF (au besoin, revoir les références 1 et 2 dans lesquelles nous avons donné de nombreux détails à ces sujets).
Après ces quelques propos « technico-culinaires » nous allons maintenant nous intéresser aux méthodes de tests et de mesures des dispositifs sans contact.

16.3.3 Problème international et européen

La plupart du temps, les énergies, champs magnétiques, etc. mis en jeu sont très en dessous des valeurs maximales autorisées, mais il est vrai qu'il manque une harmonisation des valeurs maximales autorisées pour permettre de définir un vrai maximum possible.
Pour terminer sur ce sujet, et pour ceux d'entre vous que cela intéresse, bien qu'il soit quelque peu ancien, nous vous conseillons de vous procurer le document résumant les exposés présentés en mai 2000 lors des Journées de l'UTE concernant les « Expositions aux champs électromagnétiques : Enjeux de la normalisation dans le contexte de la recommandation européenne » et rendez-vous à la prochaine publication de l'EN 50475 en juin 2009 !

16.4 Autres domaines à satisfaire

Pour terminer ce chapitre, signalons qu'il existe bien d'autres domaines génériques à satisfaire lorsque l'on souhaite travailler en RFID, qui sortent presque totalement du cadre technique de cet ouvrage. Pour n'en citer qu'un, évoquons celui qui a trait à la privauté (*privacy*) et tout ce qui touche aux libertés individuelles si chères à notre CNIL nationale, à l'article 29 de nos amis européens de Bruxelles et à Mme Katherine Albrecht qui anime le célèbre groupe de lobbying américain CASPIAN (Consumers Against Supermarket Privacy Invasion & Numbering)... mais qui ne dérange pas grand monde quant aux utilisations permanentes des cartes de crédits, des téléphones portables et des numéros inscrits sur les billets de banques. Nous ne reviendrons pas sur ces sujets que la grande presse déballe trop fréquemment et n'entrerons pas dans des polémiques homériques mais, comme le contenu de cet ouvrage se veut technique, nous signalerons simplement, et ce n'est pas un scoop :

– que depuis longtemps sont implémentés sur le silicium de nombreux dispositifs permettant de gérer, bloquer, verrouiller, etc. les accès à des données spécifiques ou de « tuer » tout ou partie (selon les besoins exprimés) des fonctionnalités du tag à l'aide de commandes particulières et d'un bit baptisé très justement *kill bit* (attention de ne pas confondre cette fonctionnalité avec la fonction EAS destinée aux antivols). Le problème ne se situe donc pas dans le tag et son électronique mais dans le choix de ce que veulent faire les utilisateurs de celui-ci. À chacun ses soucis !
– que l'écoute pirate d'une communication RF est toujours possible (*via* les ondes « évasives » du fait même du principe de rayonnement des ondes électromagnétiques), du moment que l'on y

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

met les moyens. Tous les services secrets, d'espionnage et de contre-espionnage du monde vous le diront ! Maintenant, les fameux moyens mis en œuvre pour traiter cette écoute sont-ils autorisés (beaucoup de puissance émise hors régulations pour lire à grande distance, etc.), légaux (décryptages frauduleux, etc.), difficiles à concevoir, à fabriquer (hautes technicités, techniques et technologiques, composants spécifiques, etc.), à déployer (dispositifs lourds, encombrants, etc.), le jeu en vaut-il la chandelle ? Tout ceci est une tout autre histoire !

Nous allons maintenant détailler les incidences et conséquences concrètes de tous ces points dans la dernière partie de ce chapitre.

16.5 Annexe : la France et ses régulations locales

Cette annexe a été construite à l'aide d'éléments évoqués lors d'une conférence donnée par M*me* Angélique Rocher-Bedjoudjou, Agence nationale des fréquences, adjointe au responsable des affaires juridiques, lors du Forum de GS1 à Paris en 2005 et à l'aide également de notes de M. Gérard Dessène, président de la CN 31 de l'AFNOR.

Le Code des postes et des communications électroniques fixe le cadre réglementaire pour l'usage des fréquences radioélectriques en France (art. L 41 et suivants) et précise, pour chaque bande de fréquences, le ou les services autorisés en France et la ou les administrations et autorités « affectataires » correspondantes (Défense, Intérieur, ARCEP, CSA, Aviation civile).

Parmi ceux-ci, l'ARCEP (ex-ART) est « affectataire » des fréquences réservées aux usages « civils » (excepté la radiodiffusion qui relève du CSA). Conformément au RR, l'utilisation d'une fréquence radioélectrique est soumise à une autorisation préalable (art. L 41-1 du code). Selon les cas, il s'agit d'une autorisation individuelle (réseaux radioélectriques ouverts au public ou réseaux radioélectriques indépendants) ou d'une autorisation générale (installations radioélectriques de faible puissance et de faible portée, brouilleurs GSM). Pour chaque fréquence ou bande de fréquences dont elle est « affectataire », l'ARCEP fixe le type d'équipement, le réseau, le service, les conditions techniques d'utilisation de la fréquence (art. L 42 du code) et, si besoin est, délivre les autorisations d'utilisation de fréquences radioélectriques (art. L 42-1 du code).

Cas particulier des appareils de faible puissance et de faible portée (AFP) – en anglais, SRD – : au niveau européen (CEPT), la recommandation 70-03 – document de référence (perpétuelle évolution) – récapitule les positions communes des administrations membres de la CEPT concernant les fréquences attribuées aux AFP. Les AFP sont établies librement (art. L 33-3 1° CP&CE). Il s'agit en effet d'installations radioélectriques n'utilisant pas de fréquences spécifiquement assignées à leur utilisateur. À ce titre, elles ne bénéficient d'aucune garantie de protection et ne doivent en aucun cas causer des brouillages aux utilisateurs autorisés.

Pour chaque application, l'ARCEP prend une décision homologuée par un arrêté du ministre chargé des communications électroniques fixant les conditions d'utilisation des fréquences radioélectriques (art. L 42-1).

En ce qui concerne directement la RFID en France, au 1er juin 2005 :

- Les dispositifs d'identification de type RFID entrent dans la catégorie des AFP.
- La bande de fréquences spécifiquement désignée pour des dispositifs de type RFID est la bande 2 446-2 545 MHz avec une PIRE limitée à 500 mW.
- Cependant, de nombreuses bandes de fréquences désignées pour des équipements non spécifiques ou pour des systèmes de boucle à induction peuvent également être utilisées par ces dispositifs à condition de respecter les restrictions réglementaires correspondantes (ERC 70-03A).
- À noter que les équipements UHF RFID dans la bande 865-868 MHz prévue par la recommandation 70-03 sont autorisés en France selon les modalités de la décision ARCEP n° 2006-084 du 25 juillet 2006 (solution 2 W ERP, en mode LBT).

17 • INCIDENCES ET RÉPERCUSSIONS DES RÉGULATIONS SUR LES PERFORMANCES

Examinons à présent en détail les paramètres évoqués dans les normes RFID, les textes des régulations, des contraintes liées aux *human exposures* et leurs incidences directes et indirectes sur les distances de fonctionnement des tags utilisant les fréquences de 433, 860-960 MHz ainsi que celles de la bande de 2,45 GHz.
Pour cela, il est nécessaire de fournir quelques explications détaillées supplémentaires sur ce qui se cache derrière toutes les petites lignes et subtilités présentent dans les textes des régulations, car émettre c'est bien... mais où, dans quelles bandes, sur quelles fréquences, comment, etc. ? C'est ce que nous allons examiner maintenant.

17.1 Fréquences

Intéressons-nous tout d'abord aux paramètres concernant la valeur des fréquences pouvant être émises.

17.1.1 Bandes de fréquences

Comme nous l'avons indiqué au cours des chapitres précédents, les régulations mondiales, régionales et locales définissent par pays des bandes utilisables par grands types d'applications (radiodiffusions, liaisons radio professionnelles, etc.).
En ce qui concerne la branche d'applications RFID évoquée tout au long de cet ouvrage, elle est directement soumise aux termes de SDR (*Short Range Device)*, dispositifs de communication à courte distance). Sur le principe, la notion de SRD est bâtie sur le principe fondamental de « la liberté des uns s'arrête là où commence celle des autres ». Du fait des courtes distances visées, on ne doit pas polluer ses voisins, et (sur le principe) on ne doit pas être pollué par ces derniers. De plus, les fameux SRD sont scindés en deux blocs, le premier regroupe les *Specific* se rapportant à des applications très dédiées (radiodiffusion FM par exemple), le second, les *Non Specific Devices* regroupant tout le reste en vrac... dont les équipements RFID s'ils ne sont pas réellement spécifiés par ailleurs. Donc, si vous ne le saviez pas, une grande partie des applications RFID font partie des SRD *Non Specific*.
Ce premier petit ménage étant fait, revenons maintenant à la définition des bandes de fréquences. Souvent, pour faciliter la façon d'en parler, on attribue des noms spécifiques à ces bandes, par exemple « bande UHF » ou « le 2,45 GHz », ce qui a le grand mérite de provoquer fréquemment de larges confusions car sous ces raccourcis on sous-entend souvent une valeur de largeur de bande assortie qui est rarement la même d'applications à applications (par exemple en France, la bande UHF en TV va d'environ 470 à 860 MHz, et la même bande UHF en France et RFID occupe seulement quelques MHz autour de 868 MHz), et surtout de pays à pays (par exemple, aux États-Unis en RFID, la bande UHF se trouve étalée de 902 à 928 MHz) ! Si cela peut vous consoler, sachez que c'est encore pire lorsque l'on évoque les (vraies) valeurs de la bande dite de 2,45 GHz. Donc, par principe, adoptez toujours une attitude de repli bien précise en demandant et exigeant des précisions formelles concernant la bande de fréquences dans laquelle l'application doit fonctionner... sinon méfiance.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

17.1.2 Valeur de la fréquence (bande et fréquence porteuse)

Une fois connue la valeur exacte de la bande de fréquence pouvant être utilisée, afin d'émettre il faut bien définir la (les) valeur(s) de(s) la fréquence(s) porteuse(s) qui a bien évidemment son importance, ne serait-ce que pour calculer l'atténuation (en dB) de propagation de l'onde qui dépend directement de ce paramètre (revoir le chapitre 6) et par conséquent participant à donner une première idée la distance de fonctionnement.

17.1.3 Modes d'occupations ou de découpages de la bande

Au paragraphe précédent nous avons écrit « la » ou « les » valeurs de fréquences car il existe effectivement plusieurs manières d'occuper une même bande de fréquences.

■ Bande non canalisée

Si le mode d'occupation de la bande est « libre », on peut choisir n'importe quelle valeur de fréquence porteuse dans la bande considérée. On dit alors que la bande est « non canalisée ». Par contre, il n'est pas autorisé de « baver » partout dans la bande, et il est donc souvent clairement indiqué quelle est la valeur maximale de la bande passante autorisée pour la transmission.

■ Bande canalisée

Par opposition au mode précédent, dans certaines bandes et/ou types d'applications, afin d'éviter une anarchie latente de l'usage des fréquences, on impose (FCC, ETSI, ARIB, ARCEP, etc.) dans la bande considérée des valeurs précises de fréquences « porteuses » et/ou des valeurs spécifiques de largeurs de sous-bandes. De ce fait, la bande totale autorisée est subdivisée en plusieurs « canaux » de transmissions et elle est dite canalisée.

> **Remarque**
> Sur le principe, il n'est pas obligatoire que les largeurs des canaux soient strictement identiques sur toute la largeur de la bande de fréquences.

17.1.4 Modulation, saut de fréquences, étalement de spectre, agilité de fréquences

Comme nous l'avons déjà signalé au chapitre 12, généralement une porteuse non modulée s'ennuie et nous avons évoqué de nombreuses possibilités de modulation de celle-ci.

■ Type de modulation

Hors « canalisation » ou « non-canalisation » évoquées ci-dessus, toute régulation bien faite indique (souvent) en toutes lettres le(s) type(s) de modulation de porteuses (ASK, FSK, etc.) qu'elle accepte de supporter, et par voie de conséquence sous-entendue un spectre fréquentiel rayonné particulier. Si rien n'est indiqué, c'est que tout est permis... ce qui n'est pas rare !

■ Étalement de spectre

Et ce n'est pas fini ! En plus de cela, hors des types de modulations citées ci-dessus, comme nous l'avons longuement indiqué au chapitre 13, il existe des techniques permettant d'occuper un spectre plus important telles que les FHSS, DSSS, LBT, etc. Selon qu'elles sont ou non localement (par pays) autorisées, les performances globales (principalement de distances de fonctionnement) de l'application envisagée changent radicalement puisque ces techniques permettent par principe même de travailler (en fait de détecter des signaux) même en dessous du niveau du bruit environnant et également de résoudre tout ou parties des problèmes de réflexions parasites d'ondes. Attention donc lors de comparaisons de systèmes à systèmes et de pays à pays de comparer ce qui

est comparable (voir plus loin un paragraphe uniquement dédié à ce commentaire) et de ne pas vous laisser abuser par de douces sirènes... qui ne vous concernent pas.
Une dernière remarque concernant ce sujet. Selon les largeurs de bandes attribuées et en fonction des pays, il n'est possible d'avoir ni le même nombre maximal de sauts permis dans une bande ni le même nombre de sauts par seconde, ce qui a évidemment des conséquences directes sur le rapport signal (ou porteuse) à bruit et donc à nouveau sur la distance de communication.

17.2 Niveau rayonné émis

Émettre, c'est bien, mais à quels niveaux maximums, à l'intérieur d'un bâtiment, à l'extérieur, pendant combien de temps ? Examinons à présent les paramètres relatifs aux niveaux émis.

17.2.1 Rapport cyclique d'occupation de la bande

Avant d'aller plus loin, pour de simples raisons de gênes, soit de pures pollutions RF, soit encore d'occupations simultanées d'une même bande par de nombreux utilisateurs, il est nécessaire de savoir que dans certaines bandes de fréquences, il n'est pas permis d'émettre une porteuse de façon permanente dite porteuse en mode entretenu (*Continous Wave*, CW). Ceci se traduit par la définition d'un rapport cyclique δ (ou encore taux) d'occupation temporelle de la bande, variant évidement entre 0,*x* % (presque jamais d'émission !) et 100 % (occupation permanente).
Parmi les fréquences utilisables en RFID et surtout en UHF et SHF, on rencontre fréquemment des valeurs des taux d'occupation de bande compris entre 0,1, 10, 15 et 100 %. De plus, ce taux d'occupation est défini par rapport à une base temporelle de référence qui, selon les normes et régulations, varie de la seconde, à la minute, à (généralement) l'heure, etc. Donc, ici aussi, lire avec attention la définition spécifique se rapportant au rapport cyclique de la bande de fréquences particulière dans laquelle on souhaite faire fonctionner l'application.
Évidemment, cette limitation de temps d'occupation de bande peut être très gênante lors d'applications dans lesquelles de nombreux tags se déplacent rapidement devant l'antenne de la base station (vitesse de défilement/passage élevée) et n'ont pas le temps matériel d'être pris en compte. Ceci a également de fortes incidences et répercussions sur les choix des méthodes de gestion dynamique de collisions (nombreux entrants et sortants simultanément, et le tout en permanence !).
Afin d'être concert et de continuer d'appeler un chat un chat, la possibilité en France en UHF offerte par l'ARCEP réside dans la proposition d'une puissance rayonnée maximale de 0,5 W ERP et un rapport cyclique d'utilisation de 10 %, soit six petites minutes d'activité par heure (SVP, on ne sourit pas) ou encore 6 s/min ou encore 60 ms toutes les 600 ms. À vous donc de gérer intelligemment les tags entrants et sortants des champs électromagnétiques. En mode de fonctionnement 2 W ERP LBT, cela amène habituellement à un rapport cyclique de fonctionnement proche de 90 %. En ce qui concerne les 4 W EIRP et les 4 ERP, bande large, avec possibilités de style FHSS, cela tient aujourd'hui du rêve mais qui sait ? (nous nous savons mais nous ne dirons rien...) et pour l'utilisation des techniques UWB (*Ultra Wide Band*), *impulsed radio* et *Chirp SS* cela touche à la folie douce !

17.2.2 *Indoor/outdoor* ?

Une puissance maximale émise, c'est bien, mais où ? à l'intérieur d'un bâtiment ? à l'extérieur d'un bâtiment ? en anglais, *indoor* ? *outdoor* ? Voici encore un nouveau paramètre de discorde lors de comparaisons de valeurs de puissances permises ou de distances de fonctionnement obtenues. Selon les pays, les fréquences autorisées, les régulations locales, etc., on effectue un distinguo supplémentaire selon que l'émetteur est situé « physiquement » (ou « pseudo physiquement ») à

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

l'intérieur ou bien encore à l'extérieur d'un bâtiment. En effet, comme nous l'avons déjà signalé au chapitre 7 aux fréquences UHF et SHF utilisées en RFID, une épaisseur moyenne classique de murs (ou de maçonnerie) de 22 cm d'épaisseur atténue, selon les matériaux utilisés (briques, briquettes, béton, béton armé, etc.), les ondes émises d'environ 15 à 20 dB. Évidemment, se basant sur ces dernières remarques et en effectuant des mesures classiques de pollution RF à 10 ou 30 m, en champ libre, selon les méthodes proposées par l'ETSI ou la FCC, à même pollutions en *outdoor*, ceci amène à pouvoir accepter/tolérer une valeur de puissance rayonnée par la base station plus élevée lorsque celle-ci est disposée à l'intérieur d'un bâtiment plutôt que lorsqu'elle est située à l'extérieur.

Sur le principe, tout est bien dans le meilleur des mondes lorsque l'*indoor* est clairement distinct de l'*outdoor* et que le célèbre adage « il faut bien qu'une porte soit ouverte ou fermée » a été facilement résolu. Hélas, la dure réalité quotidienne des applications RFID amène à se poser la question classique et pas si stupide qu'il n'y paraît : « et que se passe-t-il lorsque celle-ci est entrouverte ? » Afin d'imager cet horrible dilemme, considérons deux exemples concrets :

– le premier est celui d'un dispositif de contrôle d'accès d'un garage/concessionnaire/etc. automobile dont la base station est située physiquement à l'intérieur du bâtiment, légèrement en retrait de son portail d'entrée repliable ;
– pour le second, dans le même esprit, la base station est disposée à l'entrée, à l'intérieur, d'un magasin vitré, ce dernier étant situé à l'intérieur d'une galerie marchande.

Dans le premier cas, dans la journée, pour des raisons professionnelles bien compréhensibles, le portail étant toujours ouvert, bien qu'à l'intérieur du bâtiment, la base station doit-elle être considérée comme « dedans » ou « dehors » ? Ce cas se retrouve très fréquemment dans des hangars/entrepôts lorsque les bases stations sont situées légèrement en arrière des quais de déchargement, uniquement séparées de ceux-ci par des battants en plastiques ouverts à tous vents.

Dans le second cas, la totalité de la galerie marchande est-elle considérée comme un lieu privé appartenant à une seule société qui loue ses locaux aux commerçants, et la globalité de celles-ci doit-elle être assimilée à un unique bâtiment donc avec des installations RFID *indoor*, ou bien, pour de sombres raisons de sécurité et d'accès aisé à la police municipale/nationale, l'intérieur de la galerie est-il juridiquement considéré par la municipalité locale comme une rue marchande, et par conséquent celle-ci représenterait alors une voie publique externe et les installations RFID sont alors à considérer comme de type *outdoor* ?

Rassurez-vous, des éléments précis de réponses à ces questions pointues existent dans les normes, régulations, arrêtés municipaux... mais pour cela, comme d'habitude, il faut lire toutes les petites notes de bas de pages qui sont souvent écrites en caractères archi-minuscules ![1]

Au cas où vos petits neurones aient besoin de quelques rafraîchissements, nous vous invitons au besoin à revoir les chapitres 6 et 7 !

17.2.3 Valeurs maximales de puissances et/ou champs électriques rayonnés

Au chapitre 6, nous avons longuement détaillé les nombreuses différentes définitions des puissances (EIRP, ERP, efficaces, crêtes, etc.). Cela n'était pas du tout innocent.

[1] À titre d'exemple, voici ci-après la traduction d'une partie issue de l'annexe 11 de l'ERC 70 03 de septembre 2005 dédiée à la RFID : « Lorsqu'elles sont mesurées à l'extérieur d'un bâtiment, à une distance de 10 mètres, n'importe quelles émissions dues à des dispositifs RFID ne doivent pas dépasser le niveau de champ équivalent à celui que produirait un dispositif de 500 mW disposé à l'extérieur du bâtiment, la mesure étant effectuée à la même distance. Lorsqu'un bâtiment est constitué d'un nombre de locaux, tels que des boutiques dans des galeries marchandes (ou de même style) les mesures doivent être référencées par rapport aux boutiques situées aux extrémités de l'intérieur du bâtiment. »

En effet les normes et régulations mondiales et nationales ne se privent pas pour jongler, aux moments opportuns, avec les appellations, définitions... techniquement correctes mais plus ou moins politiquement arrangeantes pour annoncer soit des chiffres inférieurs ou supérieurs lorsque cela est utile. Attention donc à ne pas vous croiser les yeux avec les termes EIRP et ERP, sans I ! Sur le principe, en Europe et en suivant l'ETSI, on évoque des puissances rayonnées en puissances ERP en dessous de « 1 » GHz, et en puissance EIRP, au-dessus de cette valeur.
Sachez également que pour de nombreuses bandes de fréquences (notamment en HF), il n'existe aucune définition des valeurs maximales de puissances rayonnées, mais cela ne veut surtout pas dire que l'on peut faire n'importe quoi. En effet, étant donné qu'au prochain paragraphe nous décrirons les valeurs maximales de champs rayonnées, le système utilisé sera bien obligé de s'y soumettre et donc de limiter sa puissance rayonnée, s'y conformer et ne pas émettre n'importe quoi.
De plus, il existe des normes dans lesquelles, en complément des puissances maximales autorisées, on évoque un « nombre de bases stations par km^2 » (c'est-à-dire une densité surfacique d'installations) maximum.

17.2.4 Directivité d'antenne et angle de sélectivité

Encore une belle hypocrisie liée au paragraphe précédent !

– Qui dit EIRP dit I-sotrope... donc par principe sans notion de lobes, de directivité des champs électromagnétiques rayonnés.
– Qui dit ERP dit par définition une antenne dipôle λ/2 sous-jacente... donc un gain et une directivité d'antenne connue ! Lors du chapitre 5 nous avons montré que le diagramme de directivité de ce dernier était de l'ordre de ± 39°. Cela veut dire que, faute de densité surfacique de puissance suffisante, hors de ce lobe on ne pourra pas lire des objets volumineux (par exemple la totalité du volume d'une palette), notamment à proximité de l'antenne de la base station (*figure 17.1*), et que pour réussir cela il faudra les reculer et bien sûr disposer, soit intrinsèquement d'une distance de fonctionnement plus importante, soit de davantage de puissance rayonnée.

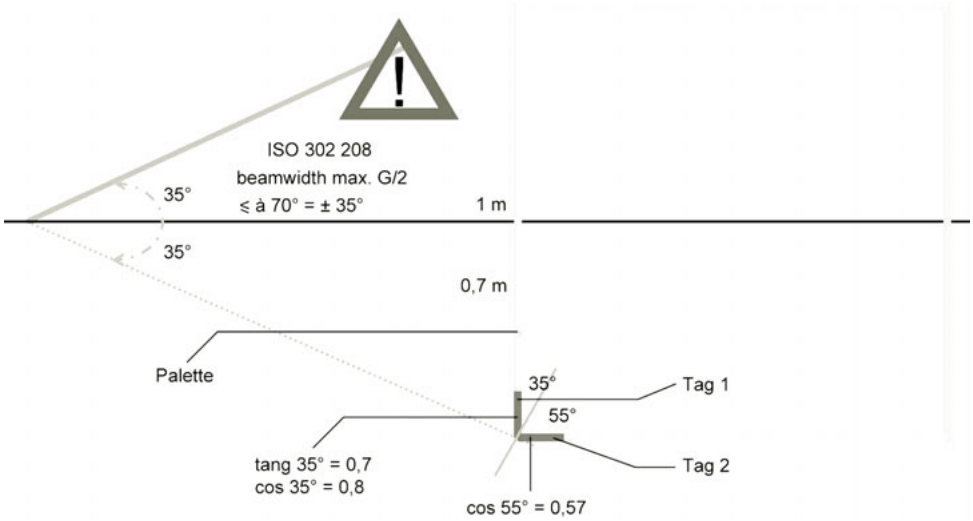


Figure 17.1 – Exemple ISO 302 208 – UHF 2 W ERP LBT.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

17.2.5 Valeurs maximales de champs rayonnés ou perturbateurs

Les principaux organismes chargés de rédiger ces normes ou recommandations sont en Europe l'ETSI, aux États-Unis la FCC, au Japon l'ARIB. La *figure 17.2* indique pour informations, en Europe, les interrelations entre les différents organismes concernés.

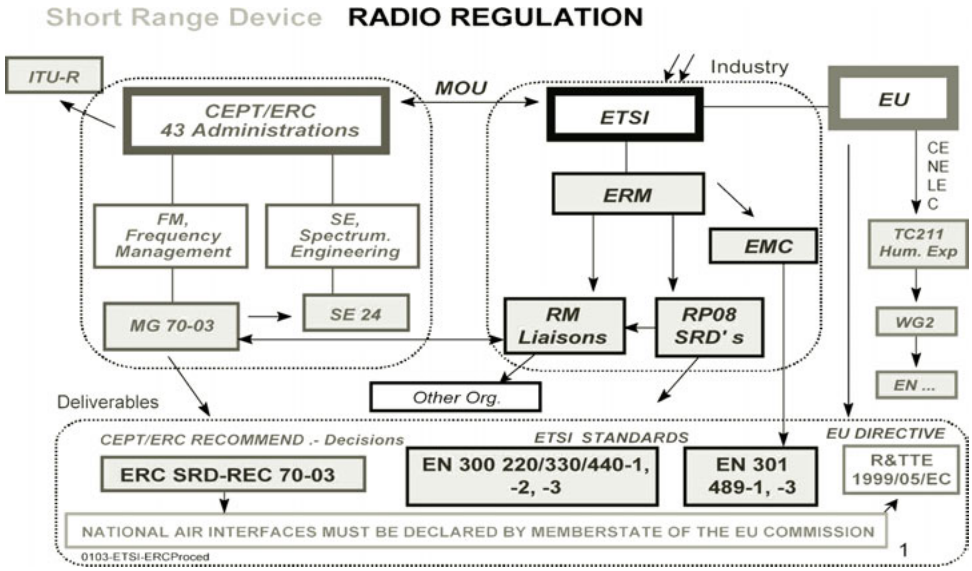


Figure 17.2 – Organisation des régulateurs SRD.

Parfois, en UHF et SHF, selon les pays et leurs régulations locales, des valeurs maximales de champs rayonnés électriques E ($\mathrm{V{\cdot}m^{-1}}$) et magnétiques H ($\mathrm{A{\cdot}m^{-1}}$) sont spécifiées, à des distances déterminées, pour de larges ensembles de bandes de fréquences. Ici aussi, en plus des valeurs spécifiées, il faut être très attentif aux paramètres associés tels que distances de mesures, méthodes de mesures, unités de mesures et enfin les gabarits (*masks*) associés.

■ Méthodes de mesures

Les méthodes de mesures décrites dans ces normes et régulations sont parfois très spécifiques, pour ne pas dire très « spéciales » (efficaces, crête [*peak*], quasi-crête [*quasi peak*], crête à crête [*peak to peak*], etc.), qui parfois, aussi surprenant que cela puisse paraître, départagent les derniers candidats à une solution, notamment en ce qui concerne le choix de systèmes de gestion des collisions (voir dans quelques paragraphes).

□ Remarque... non innocente

Pour information, la quasi-majorité des mesures se rapportant aux normes ETSI et FCC doit être effectuée en accord avec la norme CISPR 16 décrivant les équipements et méthodes à utiliser (*figure 17.3*).

Cette remarque est loin d'être innocente, car la plupart des valeurs à respecter dans les lignes ci-dessus doivent être mesurées en valeurs quasi-crête (*figure 17.4*).

Évidemment, présenté comme cela, ça ne vous dit certainement rien. C'est bien compréhensible. Voici donc comment il faut lire entre les lignes ces propos.

Un système de mesure de détection quasi-crête fonctionne comme son nom l'indique en quasi-crête ! C'est-à-dire que l'on mesure presque la crête du signal ! Cela étant dit, à l'aide d'une diode et d'une capacité C, on effectue un redressement simple alternance du signal incident (on détecte

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

CISPR 16-1

Première édition
First edition
1993-08

COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES
INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE

Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques

Partie 1:
Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques

Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods

Part 1:
Radio disturbance and immunity measuring apparatus

© CEI 1993 Droits de reproduction réservés — Copyright – all rights reserved

Aucune partie de cette publication ne peut être reproduite ni utilisée sous quelque forme que ce soit et par aucun procédé, électronique ou mécanique, y compris la photocopie et les microfilms, sans l'accord écrit de l'éditeur.

No part of this publication may be reproduced or utilized in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying and microfilm, without permission in writing from the publisher.

Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale 3, rue de Varembé Genève, Suisse

IEC Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE XE

Pour prix, voir catalogue en vigueur
For price, see current catalogue

Figure 17.3 – Extrait de la norme CISPR 16 décrivant les équipements et méthodes à utiliser.

donc la crête du signal)... mais en plus, on dispose en parallèle sur cette capacité intégrant le signal reçu/mesuré une résistance R de valeur bien déterminée. Bien évidemment, en fonction de la constante de temps $\Theta = RC$ du circuit ainsi formé, la capacité C se décharge légèrement rendant alors la détection de type quasi-crête... et c'est là que le « quasi » prend toute sa saveur.

En effet, par structure, la base station rayonne le signal le plus puissant possible (surtout lorsque l'on veut porter loin), et donc, moins celle-ci émettra souvent, plus la capacité se déchargera, plus la valeur dite quasi-crête mesurée sera faible et plus le système sera facilement conforme aux valeurs maximales admissibles. La mesure de type quasi-crête est donc sensible aux cycles de répétitions des commandes utilisés lors des échanges entre bases stations et tags. Cette dernière remarque amène à conclure que le choix du type de gestion des collisions utilisé n'est pas innocent. Surprenant ? Non ! En effet, dans le cas d'une gestion probabiliste des collisions, par

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

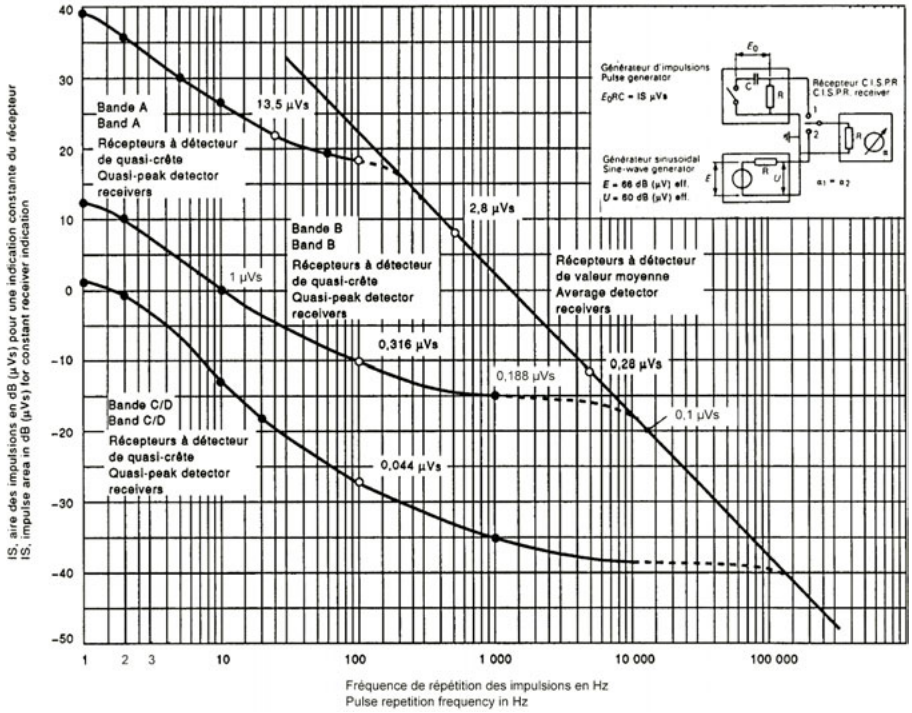


Figure 17.4 – Méthode de mesure quasi-crête à respecter.

exemple par une technique de *time slots* de type ALOHA *slotted* (revoir si nécessaire l'ouvrage référencé 1), la base station n'émet des commandes que de temps en temps (ce qui est donc favorable à la minimisation de la valeur quasi-crête) et écoute souvent les informations en retour des tags alors que, dans le cas de systèmes déterministes de gestion de collisions de type « bit à bit », la base station reprend la main plus souvent (donc recharge la capacité plus souvent), et cela est donc un peu moins favorable. Ce que nous venons de décrire ci-dessus constitue l'une des raisons techniques pour laquelle il a été inclus dans les normes ISO 18000-*x* différents modes de gestions des collisions, soit « bit à bit », rapides pour des distances de fonctionnement courtes (donc puissances émises faibles) pour satisfaire avec une même étiquette apposée sur un paquet des applications de gestion sur les convoyeurs rapides de lignes de productions, soit encore (et également) des gestions de collisions *time slots* afin de résoudre les problèmes des applications longues distances pour lire par exemple des palettes sensiblement immobiles tout en respectant les fameuses valeurs mesurées en quasi-crêtes.

17.2.6 Remarques concernant l'usage des normes ETSI 300 220 en 433, 860-960 MHz et ETSI 300 440 à 2,45 GHz

Il est toujours intéressant de se rappeler qu'en RFID HF (à 13,56 MHz) aux États-Unis la FCC indique souvent les valeurs maximales à ne pas dépasser de ces niveaux en champ électrique E en $\mu V \cdot m^{-1}$ à une certaine distance (30 m), et qu'en Europe l'ETSI l'indique en champ magnétique H en $dB\mu A \cdot m^{-1}$ à une autre distance (10 m)... ce qui aide beaucoup à la compréhension des chiffres !

Par ailleurs, nous avons montré tout au long de cet ouvrage que les applications RFID en UHF et SHF fonctionnaient en champ lointain, lorsque $d > \lambda/(2\pi)$ – disons au-delà de quelques mètres. Dans ce cas, il faut considérer que l'onde électromagnétique produite par l'antenne de la base station se propage et que, si l'on s'intéresse seulement aux amplitudes des champs électriques E et magnétiques H de cette onde sur l'axe de l'antenne, nous vous rappelons qu'en champs lointains la relation les liant tous les deux est :

$$E = Z_0 H$$

avec Z_0 impédance de l'air, $Z_0 = 377\ \Omega$.
Au travers de cette équation, il est aisé de convertir la valeur du champ électrique E rayonné (exprimée en dBμV·m^{-1}) en champ magnétique H (exprimées en dBμA·m^{-1}) à l'aide de la relation E (dBμV·m^{-1}) = H (dBμA·m^{-1}) + 51,5 dB, comme nous l'avons montré au chapitre 4.

Comment satisfaire les normes et régulations

Voici définies et connues les limites que chaque système doit respecter pour fonctionner en toute légalité, donc ne devant pas excéder les valeurs FCC ou ETSI – donc des valeurs de puissances maximales et/ou en champs électromagnétiques lointains qui au-delà de quelques mètres satisfont à la relation rappelée au paragraphe précédent. Par ailleurs, nous avons montré aux chapitres 4 et 5 que, dans le cas des champs lointains, il existe une relation directe entre la valeur efficace du champ électrique rayonné et la puissance EIRP rayonnée :

$$E \approx 7\frac{\sqrt{P_{\text{rayonnée}}}}{r}$$

avec

$$P_{\text{rayonnée}} = R_{\text{rayonnement}} I^2$$

équation dans laquelle $P_{\text{rayonnée}}$ représente la puissance isotrope rayonnée équivalente, et P_{EIRP}, et $R_{\text{rayonnement}}$ la résistance de rayonnement de l'antenne de la base station.
Pour un système déterminé, à l'aide de ces dernières équations, il est alors facile au concepteur de déduire la valeur maximale que le courant $I_{\max}$ circulant dans l'antenne de la base station ne doit pas dépasser afin de satisfaire la valeur maximale autorisée par la régulation/normalisation, soit :

$$I_{\max} = \frac{Er}{7\sqrt{R_{\text{rayonnement}}}}$$

Gabarits, *masks* et *templates*

Une valeur maximale de champ rayonné E ou H associée de tous les attributs cités dans les derniers paragraphes n'est rien sans son *template* associé, c'est-à-dire le gabarit ou encore le *mask* dans lequel le spectre émis doit rentrer.

17.2.7 Autorités locales de régulations

Les autorités locales d'un pays ayant pour mission de s'occuper des problèmes de régulations sont souveraines. Selon leurs liens techniques et politiques avec d'autres pays, celles-ci suivent ou non (selon leurs possibilités locales) les « Recommandations » émises par des instances internationales (UIT, CCIR, CEPT, etc.) afin d'harmoniser autant que faire se peut les bandes, puissances, gabarits, etc. Souvent les possibilités sont réduites en fonction d'un historique radiofréquence préexistant (par exemple, bande déjà occupée par des applications militaires ou par de la téléphonie mobile de type GSM, ou par la télévision, etc.). En France, comme nous l'avons déjà évoqué, l'Agence nationale des fréquences (ANFr) et l'ARCEP (ex-ART – Autorité des radiotélécommunications) sont en charge de l'attribution des fréquences, de leurs emplois et de leurs limites.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

17.2.8 Pas de licence, dérogations et licences de site

Il faut savoir que lorsque l'on souhaite émettre dans une bande non autorisée, ou bien déjà occupée par d'autres utilisateurs, ou bien à un niveau supérieur de puissance que celui défini dans une bande autorisée, etc., il n'est pas interdit de demander aux instances concernées d'avoir une dérogation d'usage. La demander est une chose, l'obtenir en est une autre... mais rien n'empêche de la demander ! Évidemment, se mettre à plusieurs en rangs serrés (syndicats, groupements industriels, etc.), ça donne du poids et peut aider les choses plutôt que d'y aller en solitaire, quoique parfois...

Ces dérogations, si elles sont acceptées, peuvent être soumises à des conditions/obligations temporaires d'usage (par exemple : pour essai, pendant six mois, pour une période donnée renouvelable, etc., toutes les nuances sont possibles).

Cela (fin 2007) est toujours le cas dans quelques pays – notamment en France sur tout le territoire – en UHF, pour l'utilisation de la bande spécialement dédiée aux applications RFID de 2 MHz de large (865,6-867,6 MHz) sous conditions 2 W ERP et LBT définie par l'ETSI 302 208 et recommandée par l'ERC 70 03 dans laquelle les forces militaires françaises sont actuellement présentes dans quelques endroits. Dans ces cas, le problème reste entier et ne se résout (hélas) souvent que par très petites touches *via* les ministères concernés (Intérieur, Défense, Industrie, etc.), l'ANFr et l'ARCEP.

Évoquons au passage les fines subtilités possibles des dérogations ou autres opérations légères qui, faute de réussir à effectuer un « dégagement de fréquence » définitif des occupants actuels, consistent en fait à définir des compromis tels que :

- attribution de bandes de fréquences plus réduites que souhaitées ;
- attribution de la bande mais uniquement en utilisant des puissances plus réduites ;
- moins de puissance utilisable dans une bande plus réduite que demandée ;
- attribution de la bande mais uniquement en utilisant la puissance souhaitée... mais en *indoor* et pas en *outdoor* ;
- dérogations particulières selon les possibilités locales très spécifiques (au mètre près !) ;
- « zonage » géographique de sites ou lieux d'exploitation par villes/régions ;
- etc., on vous en passe des bonnes et pas des meilleures !

Bref, des compromis qui ne font pas trop avancer le schmilblick industriel et qui mettent souvent des industriels locaux à la remorque industrielle et économique d'autres pays.

17.2.9 Populations d'interrogateurs simples, multiples et denses

Encore de nouvelles subdivisions qui ont un profond intérêt ! En restant simple, cela consiste à évaluer les problèmes de cohabitation entre bases stations (interrogateurs) présentes sur un même site en chiffrant leur densité au kilomètre carré, sans polluer ou être pollué par son (ses) voisin(s) !

■ Simple

C'est le cas le plus classique et le plus simple d'une base station isolée. Dans ce cas, tout ce que nous avons évoqué ci-dessus s'applique... aux restrictions présentées précédemment, cela va sans dire (rapport cyclique, etc.).

■ Multiple

Lorsque le nombre de bases stations présentes sur un même site est inférieur ou égal à 10, on affuble à cette densité de bases stations le nom de multiple et, afin d'éviter certaines déconvenues, il est nécessaire d'une part de border les limites de réflexions de signaux parasites, de pollution des signaux hors bande ou hors canal de façon plus précises à l'aide de gabarits plus efficaces,

et d'autre part d'envisager des techniques mieux adaptées à la situation (systèmes multiplexés temporellement, en fréquences, en spectre, FHSS, LBT, etc.).
Afin de situer les idées, à 910 MHz, en espace libre, nous avons montré au chapitre 6 que l'atténuation d'un signal dû au seul fait de sa propagation dans l'air est égale à :

$$\text{att (dB) @ 910 MHz} = 31{,}68 + 20 \log r \quad \text{avec} \quad r \text{ en m}$$

La valeur de celle-ci à 1 km est donc :

$$\text{att (dB) @ 910 MHz} = 31{,}68 + 20 \log 1\,000$$

$$\text{att (dB) @ 910 MHz} = 31{,}68 + 60$$

$$\text{att (dB) @ 910 MHz} = 91{,}68\ldots \text{ environ } 92 \text{ dB}$$

Donnons l'exemple de quelques cas quotidiens. Si, par exemple aux États-Unis, une base station rayonne une puissance de 4 W EIRP (+36 dBm), il en reste quand même $36 - 92 = -56$ dBm de signal rayonné à 1 km. De même, en Europe avec les 2 W ERP autorisés, donc 3,28 W ERP ($33 + 2{,}14 = 35{,}14$ dBm), il en restera environ -57 dBm. Si vous avez bonne mémoire (sinon revoir le chapitre 10), lors d'applications télé-alimentées (distance de fonctionnement de 7 à 8 m), le signal de retour provenant d'un tag est de l'ordre de -65 dBm, bien inférieur au niveau reçu d'un autre émetteur (devenant alors gêneur) situé à 1 km !

■ Dense

De plus en plus fort. Ce terme est employé lorsqu'il y a de 10 à 50 bases stations sur un même site. C'est la situation conventionnelle dans laquelle se trouvent par exemple les applications RFID présentes sur des quais d'expéditions de grands transporteurs (allant parfois jusqu'à un alignement de 60 à 90 portes ayant souvent 2 à 4 antennes par porte !). On ne vous raconte pas la tête du spectre global rayonné... sans compter les réflexions de tous ces charmants signaux ! Mais on ne vous passera pas les détails, car ils sont trop importants, et nous allons maintenant examiner tout cela de très près car, pour qu'un système fonctionne correctement, il faut également gérer le quotidien ! Pour cela, il faut examiner très finement les différents environnements régionaux, européens régis par le CEPT/ETSI, et américains/canadiens régis par la FCC.

□ Environnements américains/canadiens

Revenons tout de suite au cas des applications RFID fonctionnant dans le cadre américain/canadien. Étant donné qu'elles sont régies par la FCC, tout est plus simple car la bande de fréquences utilisables est beaucoup plus large et le principe de FHSS est applicable.
Fonctionnement en multicanaux : la bande de fréquences de 902 à 928 MHz (largeur de bande 26 MHz, puissance EIRP max. 4 W) peut être canalisée en 50 canaux de 500 kHz chacun, et les transmissions issues de la base station peuvent suivre le principe de FHSS, ce qui simplifie beaucoup la vie ! Un exemple de ce mode de fonctionnement, en ISO 18000-6 partie C, utilisant une modulation PR-ASK, Tari = 25 µs et une réponse provenant du tag à 64 kbit·s^{-1} transporté à l'aide d'un codage Miller sous-porteuse dont la valeur $M = 4$, donc une fréquence sous-porteuse de valeur 256 kHz, est indiqué en *figure 17.5*.

□ Environnements européens

Le cadre européen régi par le CEPT/ETSI est beaucoup plus complexe. Il faut examiner deux approches différentes.

Fonctionnement en mode de simple canal

Le cas de fonctionnement RFID longue distance en simple canal est celui dans lequel les transmissions sont effectuées dans la bande 869,4-869,65 MHz (largeur de bande 250 kHz, puissance ERP max. 500 mW, rapport cyclique maximal de 10 %) utilisée en mode monocanal de 250 kHz

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

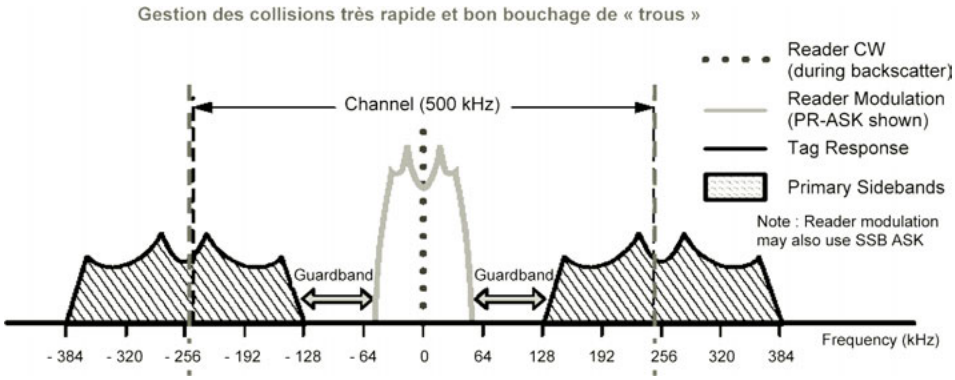


Figure 17.5 – Fonctionnement en multicanaux.

de large afin d'avoir suffisamment de bande passante et un débit numérique le plus élevé possible. Dans ce cas, les transmissions des bases stations et les réponses provenant des tags sont séparées temporellement, d'une part du fait du principe de communication *half-duplex* du protocole utilisé, d'autre part par le fait que les bases stations co-situées sur un même site peuvent être synchronisées entre elles pour piloter les tags à tour de rôle et, qu'enfin, toutes les bases stations transmettent une onde permanente afin d'écouter les réponses des tags. Un exemple de ce mode de fonctionnement selon l'ISO 18000-6 type C (proche de l'optimum en ce qui concerne la rapidité de gestion des collisions) est indiqué en *figure 17.6* en utilisant une modulation DSB ASK, Tari $= 25$ µs et une réponse provenant du tag à 20 kbit·s^{-1} transportée à l'aide d'un codage Miller avec sous-porteuse dont la valeur du facteur $M = 4$, soit une fréquence sous-porteuse de 80 kHz.

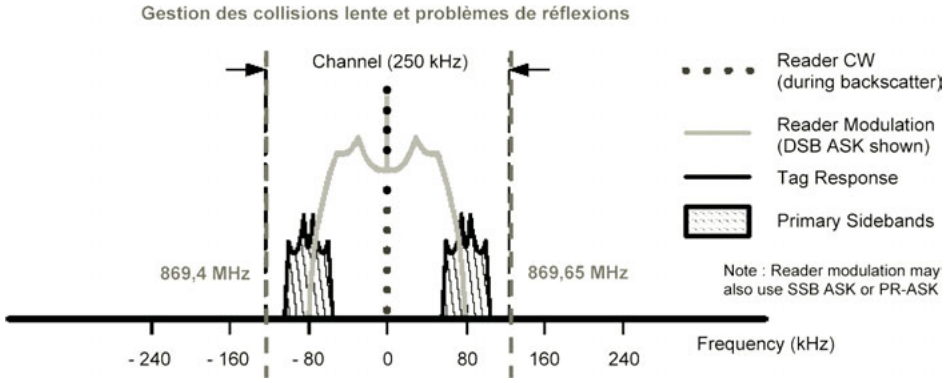


Figure 17.6 – Fonctionnement en mode de simple canal.

Fonctionnement en mode multicanaux

Dans le cadre de la norme ETSI 302 208 (bande de 3 MHz de large en UHF) dans laquelle de 865,6 à 867,6 MHz, bande de 2 MHz de large découpée en 10 canaux de 200 kHz (*figure 17.7*), il est autorisé d'utiliser une puissance maximale de 2 W ERP en mode de communications LBT – nous allons montrer que la différentiation des transmissions de la base station et celles des tags doit être effectuée au niveau des spectres rayonnés par l'ensemble bases stations-tags.

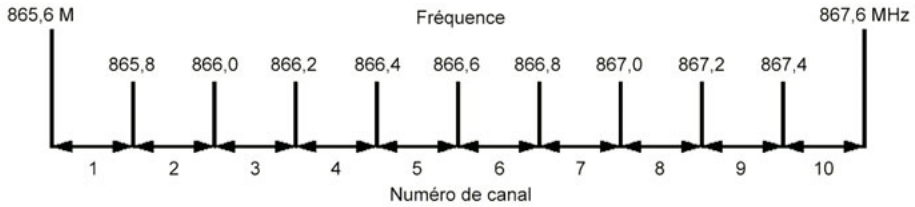


Figure 17.7 – Fonctionnement en mode multicanaux.

Du fait de la bande passante nécessitée par la communication de l'ordre de 200 kHz (rapidités d'une part des débits montants et d'autre part descendants servant à assurer rapidement la gestion des collisions), des espaces de gardes nécessaires entre canaux de transmissions, etc., toujours en ISO 18000-6 type C, les spectres dus aux transmissions des bases stations (modulation en DSB ou SSB ASK) et des réponses des tags occupent des largeurs spectrales plus importantes que la largeur normale d'un canal. Pour rentrer dans le gabarit canalisé spécifique que l'ETSI 302 208 impose, l'une des astuces consiste alors à caler les porteuses dédiées aux émissions des bases stations sur les valeurs des fréquences de certains canaux de la bande et de régler les paramètres du système (débit, Tari, *xxx* ASK, *M*, etc.) de sorte que les spectres fréquentiels des réponses des tags se situent très exactement ou au plus proche des bandes permises pour les canaux adjacents. Un exemple de ce mode de fonctionnement est indiqué en *figure 17.8* utilisant une modulation SSB ASK, Tari = 25 µs et une réponse provenant du tag à 53,3 kbit·s^{-1} transportée à l'aide d'un codage Miller sous-porteuse dont la valeur associée de M est de 4, soit une fréquence sous-porteuse de 213,3 kHz. Évidemment cette séparation fréquentielle est une contrainte supplémentaire aux possibilités qu'offre structurellement le principe LBT, bloquant ainsi certains canaux possibles de transmission et certaines possibilités latentes de résoudre certains trous noirs dus aux réflexions et rendant l'écoute des canaux de retours plus spécifiques du fait de collisions de spectres possibles dans le canal $n + 1$ suite aux émissions simultanées de base stations sur des canaux n et $n + 2$.

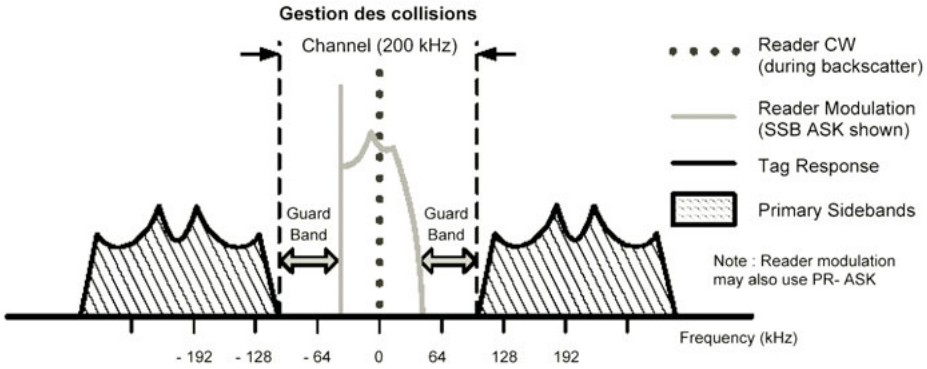


Figure 17.8 – Exemple en mode multicanaux.

L'ETSI, conscient des lourds problèmes que cela soulevait dans le cadre des environnements denses, a amélioré sa proposition en 2007 en publiant une série de rapports techniques préconisant certaines techniques d'utilisation de ces fameux dix canaux. Il s'agit des TS 102 562 et TR 102 313, 436 et 649... que nous vous conseillons vivement de lire très attentivement car, comme fréquemment, ils sont truffés de commentaires importants écrits en bas de page et en minuscules !

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Fonctionnement en mode multi-« mono simples » canaux !

Dans la bande décrite ci-dessus, autorisée par l'ETSI 302 208, tout en fonctionnant en mode LBT, rien n'empêche d'utiliser celle-ci en mode « simple canal bande étroite » dans un canal spécifique, ce qui revient à dire que l'on peut utiliser réellement les dix canaux de communications de 200 kHz de large pour des communications différentes. Évidemment, cela implique que les spectres des signaux émis par la base station et de réponses re-rayonnés par les tags soient alternés et inclus dans un même et unique canal. Or, même dans le cas du débit binaire le plus lent de la base station (avec la valeur de Tari la plus importante, 25 µs), le spectre rayonné par la base station rentre « ric-rac » dans la largeur du canal. Sachant que les réponses des tags doivent elles aussi être situées dans le même canal, ce ne peut être qu'un peu plus tard dans le temps, donc selon un fonctionnement en *Time Multiplex* et non en *Frequency Multiplex*. De façon à avoir un spectre re-rayonné par le tag le plus large possible (gestion des collisions la plus rapide), ce spectre devra être calé sur la porteuse, symétriquement réparti, donc basé sur une réponse ne comportant pas la présence de fréquence sous-porteuse, par exemple une modulation de type FM0, et impliquant la nécessité de l'utilisation de circulateurs ou de coupleurs bidirectionnels à l'entrée des étages de réceptions de la base station de façon à isoler la liaison descendante de la liaison montante (voir également le chapitre 19).

Dernières remarques

Restons en Europe. Le strict document ETSI 302 208 décrivant les spécifications du système LBT autorisant une puissance de 2 W ERP autour de 866 MHz pour les applications spécifiques RFID indique que lors de l'écoute, la valeur associée du seuil signalant l'occupation d'un canal est de −96 dBm. Sachant que 2 W ERP (+33 dBm) sont équivalents à 3,28 W EIRP (33 + 2,14 = +35,14 dBm), cela fait un écart total possible dû à l'atténuation du signal de 35,14 + 96 = 131,14 dBm.

Nous avons indiqué au chapitre 6 que l'atténuation d'un signal dû au seul fait de sa propagation dans l'air est égale à :

$$\text{att (dB)} = 32{,}5 + 20 \log f + 20 \log r$$

avec f exprimée en GHz et r en m, soit :

$$\text{att (dB)} = 32{,}5 + 20 \log(0{,}866) + 20 \log r$$
$$\text{att (dB) @ 868 MHz} = 31{,}27 + 20 \log r$$

Calculons la valeur de r telle que l'atténuation dans l'air soit égale à 131,14 dBm :

$$20 \log r = 131{,}14 - 31{,}27 = 99{,}87$$

$\log r = 4{,}99$, soit $r = 98$ km... en espace idéalement libre !

Même si la réalité est toute autre (de l'ordre de 10 km) à cause de l'atténuation d'une foule d'autre chose (bâtiments, arbres, etc., toujours présents sur une telle distance), cela veut dire que le récepteur du LBT, toujours à l'écoute avant de parler, trouvera pratiquement toujours dans la bande RFID un signal faible mais de valeur largement supérieure au seuil fatidique de −96 dBm et qui empêchera tout le monde de fonctionner correctement, ce que certaines mauvaises langues ayant quelques ressentiments contre l'état des régulations européennes et d'avancement des régulations françaises actuelles appellent LNT (*Listen Never Talk*) !

En résumé, dans le cas de fonctionnement du système RFID en mode LBT et dans le cadre des environnements multiples ou denses (par exemple, quais de déchargement de magasins/entrepôts ayant de nombreuses portes, chacune ayant plusieurs antennes), afin d'éviter des détections trop fréquentes de signaux supérieurs aux −96 dBm ne permettant pas de « parler » dans la bande UHF RFID du fait des trop nombreuses occupations de canaux, il est utile (lire bien sûr « très

fortement conseillé ») d'assurer une synchronisation temporelle entre bases stations (interrogateurs) – toutes marques confondues – afin de fonctionner le mieux possible en mode LBT.

□ **En conclusion**

En environnements denses, et, en espérant gérer des collisions le moins lentement possible :

– aux États-Unis : 50 canaux de disponibles en FHSS ;
– en Europe/France : 5 canaux en LBT.

17.3 En résumé

En guise de résumé de tous ces longs paragraphes précédents, le tableau muet présenté à la *figure 17.9* indique les principales incidences directes des divers paramètres que nous venons d'évoquer intervenant *via* les textes de régulations sur les distances et performances de fonctionnement des tags RFID en UHF et SHF. De plus, ce tableau vous sera très utile pour établir de façon concrète et précise des écarts comparatifs de distances de fonctionnement qui existent d'une part entre différents systèmes et d'autre part d'un pays à l'autre.

EXEMPLE	Région I EUROPE	France	Région II ASIE	Région III USA	Incidence
Valeur de la largeur de la bande					Sélectivité émission / réception
Canalisation de la bande					Niveau de signal/bruit
Etalement de spectre FHSS / DSSS					Détection dans le bruit, distance
nombre de sauts					Détection dans le bruit, distance
Valeur de la fréquence porteuse					Application mondiale ou non
Viveau rayonné					
puissance rayonnée max.					erp / eirp ==> distance
rapport cyclique max.					Gestion des collisions dynamiques
indoor / outdoor					Limitations des applications
champs rayonnés H, B @ d					Distance max de fonctionnement
méthodes de mesures					Principe de gestion des collisions
formes / valeurs des gabarits					Débits max de communication
					Gestion des collisions distance
Angle de sélectivité de l'antenne					Volume / distance de communication
Autorités locales					Le tout

Figure 17.9 – Incidences des régulations sur les performances d'un système RFID.

17.4 Comparaison Europe/États-Unis

En Europe, dans la bande UHF de 860 à 960 MHz, basée sur les éléments contenus dans l'ERC 70 03, plusieurs cas sont à envisager selon les valeurs des sous-bandes.

a) La puissance ERP maximale est aujourd'hui limitée à 10 mW avec un rapport cyclique de 100 %. Ces conditions ne permettent d'effectuer, pour des tags passifs (télé-alimentés, sans dispositif de d'alimentation à leur bord), que des lectures et écritures à des distances relativement faibles. De plus, l'obligation d'utiliser des canaux étroits actuellement en vigueur impose pratiquement l'emploi de modulation de porteuse de type ASK et de faibles débits binaires de communication pour respecter les gabarits spectraux.

b) Sous des conditions bien précises de faible rapport cyclique de fonctionnement (*duty cycle*) dc = 10 %, il est possible d'utiliser une puissance ERP de 500 mW (P_{EIRP} = 820 mW). Il

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

est alors possible d'atteindre des distances pratiques de lecture fonctionnelle d'environ 2,50 m et d'écriture d'environ 2 m, distances que l'on obtient par ailleurs avec des systèmes conventionnels de *gates* fonctionnant avec un rapport cyclique de 100 % (fonctionnement) permanent à 13,56 MHz, sans aucune dérogation avec les pollutions RF classiques mesurées à 10 m de 42 dBμA·m^{-1} (ETSI 300 330), voir paragraphes dédiés à ce sujet spécifique plus bas.

c) Comme évoqué plus haut, il est désormais possible de disposer d'une puissance de 2 W ERP (3,28 W EIRP) sous conditions de LBT (rapport cyclique de l'ordre de 95 % dans les cas dispositifs multiples mais plus faible en présence d'environnement dense) et d'obtenir une distance de fonctionnement 4/5 m en lecture et 3/4 en écriture, similaire à celles des États-Unis ci-dessous.

Aux États-Unis et au Canada, du fait des attributions totalement différentes des valeurs des fréquences – par exemple, pas de téléphonie sans fil (*cordless*) et mobile (GSM) dans ces bandes –, la puissance rayonnée autorisée peut atteindre un maximum de $P_{\mathrm{EIRP}} = 4$ W avec un rapport cyclique, dc = 100 %. De plus, du fait de la largeur de bande bien plus importante qu'en Europe, la FCC autorise l'usage de techniques de sauts de fréquences porteuses – FHSS (dans la bande 860-960 MHz) ou DSSS (à 2,45 GHz) –, et il est alors possible d'atteindre des distances pratiques de fonctionnement de l'ordre de 4/5 m en lecture et 3/4 m en écriture. La *figure 17.10* résume tout cela.

Il ne reste plus qu'à espérer que dans un futur presque proche, à l'échéance d'environ 3 à 5 ans – dates vers lesquelles les instances concernées UIT, CEPT/ERC, ARIB envisagent de pouvoir harmoniser les allocations des fréquences UHF et les largeurs de canaux associées –, il sera possible de faire fonctionner de façons sensiblement identiques les tags dans la bande de 860 à 960 MHz dans les trois régions de notre planète.

17.5 UHF ou 13,56 MHz dans le monde, en Europe et en France

Combien de fois nous a-t-on posé cette question : « À votre avis, quelle est la meilleure fréquence, 13,56 MHz ou les UHF ? » ou bien encore « On m'a dit que les performances que l'on peut obtenir avec les UHF sont supérieures à celles que l'on obtient à 13,56 MHz. Est ce vrai ? Qu'en pensez-vous ? », etc.

Hormis les protocoles, débits... comme vous l'avez constaté, en UHF et SHF, l'un des points clés de la RFID consiste à satisfaire (conformités) les régulations (puissances, gabarits, niveaux rayonnés, méthodes de mesures appropriées, etc.) en vigueur selon les pays... et, comme nous venons de l'indiquer, Dieu sait si elles sont différentes selon les fréquences et les pays ! (Revoir les longs paragraphes ci-dessus.)

17.5.1 UHF

Comme nous l'avons longuement évoqué, les bandes de fréquences UHF utilisables ne sont pas du tout les mêmes dans le monde entier (aux États-Unis, 902 à 928 MHz, en Europe, autour de 868 MHz, au Japon, 952 à 954 MHz).

1) Les niveaux maxima émis autorisés sont profondément différents :

– États-Unis= 4 W EIRP (FHSS et DSSS autorisés), dc = 100 %, *indoor* et *outdoor*
– Europe = 500 mW ERP = 820 mW EIRP, dc = 10 %, *indoor* et *outdoor*
  = 2 W ERP = 3,82 W EIRP, LBT *indoor* et *outdoor*
– Espagne, Italie, Turquie, Russie = 500 mW ERP = 820 mW, dc = 10 % *indoor* et *outdoor*

17.5 UHF ou 13,56 MHz dans le monde, en Europe et en France

Exemple en UHF	Région I EUROPE				Région II ASIE	Région III USA	Principaux paramètres techniques et applicatifs impactés
Applicable en France	x	x		x	pays par pays		
Valeur de la bande (en MHz	868,00 - 868,60	869,40 - 869,65	865,6 - 867,6	868,00 - 868,60	952 - 954	902 - 928	Sélectivité émission / réception
Canalisation / narrow band	non	oui - 25 kHz	oui - 200 kHz	non	oui	oui	Niveau de signal/bruit
FHSS / DSSS / LBT	non	non	LBT	non	~ LBT	FHSS	Détection dans le bruit, distance
nombre de sauts possibles	aucun	aucun	10	aucun		50 / 75*	Détection dans le bruit, distance
Valeur centrale de la fréquence	868,xx	869,55	n.a	868,3		915	Application mondiale ou non
Signaux rayonnés							
puissance	25 mW ERP	500 mW ERP	2 W ERP	25 mW ERP	4 W EIRP	4 W EIRP	erp / eirp ==> distance
	41 mW EIRP	820 mW EIRP	3,28 W EIRP	41 mW EIRP	1 W conduit	1 W conduit	
rapport cyclique	up to 100%	up to 10%	(LBT ~99%)	up to 100%	up to 100%	up to 100%	Gestion dynamique des collisions
indoor / outdoor	outdoor	outdoor	outdoor	outdoor	outdoor	outdoor	Limitations des applications
champs H, B	n.a	n.a	n.a	n.a		n.a	Distance max de fonctionnement
méthodes de mesure	CISPR 16	CISPR 16	ESTI 302 208	CISPR 16		FCC	Principe de gestion des collisions
gabarits	ETSI 300 - 220	ETSI 300 - 220	ESTI 302 208	ETSI 300 - 220		FCC	Débits max de communication
							Gestion des collisions distance
Environnements denses	mauvais	mauvais	moyen	mauvais		bon	Limitations des applications
Angle / directivité de l'antenne	environ +/- 40°	environ +/- 40°	environ +/- 40°	environ +/- 40°	environ +/-30°	environ +/- 30°	Volume / distance de communication
Autorités locales de régulations	CEPT	CEPT	CEPT	ARCEP (ex ART)	ARIB	FCC	Le tout
documents	ERC 70 03	ERC 70 03	ERC 70 03	ERC 70 03	ARIB 81	FCC 47 part 15	

Figure 17.10 – Exemple des incidences des régulations sur les performances d'un système RFID.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

2) Les rapports cycliques *on*/*off* autorisés sont également différents :

– États-Unis= 100 % @ 4 W EIRP
– Europe = 100 % @10 mW ERP
– Europe = 10 % @ 500 mW ERP
– Europe= LBT @ 2 W ERP (de 99,9 %... à beaucoup moins en environnement dense)

3) Du fait d'effectuer des transmissions en UHF et d'avoir des antennes fréquemment accordées en λ/2, cela confère une directivité congénitale à la transmission dont le lobe a une ouverture d'environ ± 30 à 40° pris à partir de l'axe principal de l'antenne. Cela rend aveugle la base station sur une partie du volume situé devant son antenne d'émission UHF et oblige souvent à reculer les objets afin de pouvoir les lire dans l'angle du cône de directivité. Cet effet est accentué lors de l'emploi d'antenne de gain élevé, la directivité marchant de pair.

4) En ce qui concerne les circuits d'émission et de réception : aux États-Unis et dans d'autres pays, il est possible d'utiliser des systèmes fonctionnant selon des techniques d'étalement (*Spread Spectrum*), soit de FHSS, soit de DSSS, ce qui améliore fortement les possibilités d'extraction du signal dans le bruit et les plages de distances de fonctionnement. En Europe et en France, cela n'est pas permis et on est obligé de fonctionner sous un mode de bande « canalisée » dit bande étroite (*narrow band*), ou en mode LBT dans les pays où cela est autorisé.

5) Régulations à satisfaire pour les valeurs de champs polluants rayonnés. En général elles ne représentent pas le point bloquant, critique ou sensible des applications.

■ En résumé

Ces paramètres permettent d'obtenir, à une date donnée (2007), pour une même technologie de composant, pour les mêmes fonctionnalités (lecture ou lecture/écriture), en accord avec les régulations en vigueur, des distances théoriques, hors tolérances de fonctionnement – sur l'axe de l'antenne –, donc à réduire en fonction de la directivité de l'antenne utilisée, tolérances, réflexions, absorptions (voir chapitres 5, 6 et 7).

Tableau 17.1

UHF		Distances théoriques et non opérationnelles
	Aux États-Unis	De l'ordre de 7-8 m (avec 4 W EIRP 100 % + FHSS)
	En Europe	De l'ordre de 0,6 m (avec 10 mW et dc = 100 %)
		De l'ordre de 4 m (avec 500 mW ERP et dc = 10 %)
		De l'ordre de 6-7 m (avec 2 W ERP LBT)
	En France	De l'ordre de 4 m (avec les 500 mW ERP et dc = 10 %)
		De l'ordre de 6-7 m (avec 2 W ERP LBT)

17.5.2 13,56 MHz

Cette fréquence est utilisée mondialement depuis longtemps. De plus, les niveaux de pollution à respecter sont sensiblement les mêmes aux États-Unis *via* la FCC 47 part 15, au Japon au travers de l'ARIB, en Europe *via* l'ETSI 300 330, en France *via* l'ARCEP (env. + 42 $dB\mu A \cdot m^{-1}$ à 10 m ou valeur équivalente en $dB\mu V \cdot m^{-1}$ à 30 m partout dans le Monde). Il en est de même pour le rapport cyclique de 100 % et le gabarit. Ceci est un gros avantage que de pouvoir fabriquer et fournir un produit pouvant circuler librement de par le monde entier tout en ayant les mêmes performances opérationnelles. De plus, depuis janvier 2004, en Europe (ERC 70 03) une extension de cette valeur est possible à + 60 $dB\mu A \cdot m^{-1}$(voir prochain paragraphe).

Afin de couper court à de nombreuses sottises que nous avons trop entendues et qui sont couramment colportées par la presse non spécialisée et/ou des non-initiés, sachez que, différemment aux UHF/SHF, en HF, à 13,56 MHz on ne spécifie pas de puissances maximales à émettre (hormis celles qui entraîneraient les niveaux maximum des SAR prônés par l'OMS/WHO) mais uniquement des niveaux de pollution RF à respecter, le tout à une certaine distance.

En respectant tout cela, il est facile de pouvoir faire fonctionner, en fonctionnement continu (rapport cyclique 100 %), et c'est important, des produits conformément aux normes ISO 15 693 et ISO 18000-3 à des distances d'environ 90 cm à 1,2 m avec des antennes circulaires ou rectangulaires simples, de 1,2 à 1,5 m avec des antennes bobinées en « 8 », de couvrir des volumes de 2 m à 2,5 m de large avec des systèmes disposés en *gates*, et même des volumes bien plus importants (quelques dizaines de m^3) avec d'autres systèmes bâtis en portique, le tout sans directivité outrancière ni réflexions intempestives et englobant un large volume physiquement bien défini.

■ 2004 : événement en Europe à l'ETSI ou + 60 dBμA·m^{-1} @ 10 m à 13,56 MHz

Enfin du nouveau sous le soleil des CEPT/ERO/ETSI !

□ Contraintes dues à la norme ETSI 300 330 à 13,56 MHz

Comme nous l'avons déjà évoqué plus haut, la législation française, *via* l'Autorité de régulation des télécommunications (ARCEP) impose certaines contraintes concernant l'usage des dispositifs SRD (*Short Range Devices*) dits « non spécifiques » tels que ceux que l'on utilise dans les applications RFID fonctionnant dans la bande ISM de 13,56 MHz. Parmi ces contraintes, celle qui nous importe à présent a trait à la non-pollution du spectre radiofréquences. Il s'agit de la norme ETSI 300 330 qui depuis longtemps stipulait, sous des conditions de mesures spécifiques (méthodes de mesures, respect de gabarits, etc.) quelle que soit la puissance rayonnée, que le champ magnétique rayonné à 10 m par la base station ne devait pas excéder $H_{\text{max ETSI 10m}}$ = 42 dBμA·m^{-1}, soit convertie en valeur de champ électrique équivalente à $E_{\text{max ETSI 10m}}$ = 47,4 mV·m^{-1}. Sachant par ailleurs que nous avons démontré que la relation entre le champ électrique lointain et la puissance rayonnée en champ lointain (10 m est un champ lointain à 13, 56 MHz) est environ :

$$E = \frac{7\sqrt{P_a}}{r}$$

il vient :

$$P_{\text{a max}} = [(rE_{\text{max ETSI 10m}})/7]^2$$

$$P_{\text{a max}} = [(10 \times 47{,}4 \times 10^{-3})/7]^2 = 4{,}585 \text{ mW}$$

Or, depuis janvier 2004, l'ERC 70 03/ETSI indique que la valeur maximale du champ magnétique rayonné est passée de 42 à 60 dBμA·m^{-1}, cela toujours mesuré dans les mêmes conditions de mesures à 10 m.

Cela correspond à une augmentation de 18 dB... ou encore 3 × 6 dB. Se rappelant qu'en tension, 6 dB est équivalent à un rapport numérique de 2, cette augmentation globale est de (2 × 2 × 2) = 8, d'où :

$$E_{\text{max ETSI 10m}} = 47{,}4 \times 10^{-3} \times 8 = 379{,}2 \text{ mV} \cdot \text{m}^{-1}$$

Par ailleurs, l'équation

$$E = \frac{7\sqrt{P_a}}{r}$$

indique, à même distance *d*, que *E* est proportionnel à la racine carrée de la puissance rayonnée par l'antenne de la base station P_a. Cela veut dire qu'à même antenne, la puissance rayonnée de

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

la base station $P_{a\ \max}$ permise peut augmenter dans un rapport de $8^2 = 64$

$$P_{\text{a max}} = 4{,}585 \times 64 = 293{,}44 \text{ mW}$$

Tout étant égal par ailleurs pour la base station fonctionnant à 13,56 MHz (nombre de tours N_1, rayon r_1, section s_1 donc à même résistance de rayonnement R_a), nous avons montré que $P_{a\ \max}$ rayonnée est proportionnelle à I_1^2 :

$$P_a = R_a I^2$$

et, sachant que (voir références 1 et 2) :

$$I = \sqrt{\frac{P_1 Q_1}{L_1 \omega}}$$

cela montre que la puissance rayonnée par l'antenne de la base station P_a est proportionnelle à la puissance électrique P_1 appliquée à celle-ci (puissance conduite) et que pour en bénéficier pleinement, dans un système préalablement défini, il faudra augmenter P_1 d'un facteur 64 !

D'autre part, en remplaçant I_1 par sa valeur :

$$P_a = R_a \left(\frac{H_0 \times 2r_1}{N_1} \right)^2$$

cela indique que, pour une même antenne de base station de rayon r_1 et de nombre de tours N_1, on pourra disposer d'un champ magnétique H_0 au centre de l'antenne huit fois (8) plus important qu'auparavant et donc que l'on pourra obtenir en champ proche une distance de fonctionnement plus importante.

Or, nous avons montré dans un ouvrage dédié à la RFID par couplage inductif (référence 1) que la valeur du champ magnétique H, en champ proche (zone de distance inférieure à $\lambda/2\pi$; pour information dans ce cas $\lambda = 22$ m !) s'écrit :

$$H(a, r) = \frac{1}{\left(1 + a^2\right)^{\frac{3}{2}}} H(0, r)$$

avec $a = d/retH(0, r)$ champ H au centre.

À une distance d grande (mais pas immensément grande !) par rapport au rayon de l'antenne r (par exemple $a = 2, 3, 5...$), nous serons donc toujours en « champ proche » de l'antenne d'émission. La valeur de a^2 est alors grande par rapport à 1, l'équation se réduit à la forme :

$$H = \frac{1}{\left(\frac{d^2}{r^2}\right)^{\frac{3}{2}}} H(0, r) = \frac{1}{\frac{d^3}{r^3}} H(0, r)$$

soit :

$$H\,(d, r) = \frac{r^3}{d^3} H(0, r)$$

Pour une valeur de r déterminée et constante, cette équation prend une forme de type cte'/d^3. Le champ magnétique $H(d)$ varie alors en $1/d^3$, donc :

$$H \approx \frac{\text{cte}}{d^3}$$

d'où :

$$d = \sqrt[3]{\frac{\text{cte}}{H}}$$

Donc, tout étant égal par ailleurs au niveau de l'antenne de la base station (même, L, rayon, Q, etc.) en multipliant la valeur de P_a par 8, pour une même valeur de champ H faisant fonctionner le même tag, la nouvelle distance de fonctionnement d_2 sera égale à racine de 8 fois l'ancienne valeur d_1, soit :

$$d_2/d_1 = d = \sqrt{8} = 2{,}82$$

Nous avons montré dans un ouvrage précédent qu'en utilisant un tag classique (5 × 5 cm et 6 spires) dont le champ magnétique de seuil était de 40 mA·m^{-1} et en respectant les contraintes ETSI de 42 dBμA·m^{-1}, on obtenait une distance de fonctionnement théorique, selon l'axe principal de l'antenne de l'ordre du mètre. Avec la nouvelle valeur autorisée de +60 dBμA·m^{-1}, il vient d égal à environ 2,8 m (avec une mono-antenne) et en *gate* à environ 4 m.

En conclusion, en Europe, on peut écrire que la distance de fonctionnement opérationnelle à 13,56 MHz (environ 2,8 m) avec une mono-antenne (avec un rapport cyclique 100 % et une très faible directivité) est sensiblement équivalente à celle réalisable, opérationnelle en UHF (en tablant sur une distance théorique *free space* d'environ 4,10 m et beaucoup plus directive) avec P_{ERP} = 500 mW et rapport cyclique limité uniquement de 10 %.

□ Qu'en est-il du problème lié au niveau des bandes latérales ?

Seule la valeur maximale de la cheminée du gabarit a augmenté, et les valeurs maximales autorisées des bandes latérales de l'ETSI 300 330 n'ont pas changé ! Cela veut dire qu'il existe donc quelque part des restrictions d'usage à l'emploi des fameux +60 dBμA·m^{-1}. Examinons cela de plus près.

Afin que les bandes latérales du signal rayonné par la base station continuent à satisfaire le gabarit autorisé, il faut principalement réduire le débit de la communication. Hélas, les normes ISO 15693 et ISO 18000-3 ne définissent rien officiellement et, en réduisant le débit numérique de la communication, on se met « hors ISO ». Par contre, la voie de retour du tag vers interrogateur peut continuer de fonctionner à des débits ISO plus élevés car les signaux renvoyés par modulation de charge du tag sont très faibles. Alors, quel peut être l'usage de cette particularité ? C'est bien simple :

- en courtes distances, à débits rapides : identification de produits sur ligne de production ;
- en courtes distances, à débits lents : identification des objets sur les présentoirs des rayons (champs magnétiques de formes bien définis) ;
- en moyennes/longues distances, à débits rapides : suivi de palettes, emballages primaires et secondaires, de volumes importants (en m^3) conformes aux ISO 15693/18000-3 et aux +42 dBμA·m^{-1} ;
- en longues distances, à débits lents, hors ISO, en utilisant les fameux +60 dBμA·m^{-1} : détection EAS (*Electronic Alarm Surveillance*) en sortie de caisse, longue distance.

En résumé, en France, en accord avec ces régulations, les solutions 13,56 MHz en *gates* et UHF avec des bases stations mono-statiques donnent des résultats opérationnels de distance sensiblement identiques. **Attention** : il faut ensuite pondérer ces valeurs en fonction des types de matériaux constituant les objets présents dans le champ (air, plastique, eau, métal, etc.).

■ SHF (2,45 et 5,8 GHz)

Il en est pratiquement de même pour la bande de fréquences se situant autour de 2,45 GHz, non pour sa valeur, qui est ici assez bien définie, mais en ce qui concerne les sous-bandes et puissances pouvant être émises et les restrictions suivant les pays, les dérogations possibles et leurs conditions de délivrance ainsi que les distances de lecture et d'écriture dans le cas de transpondeurs passifs, sans batterie à leurs bords. De plus, de nombreuses autres applications utilisent cette fréquence, par exemple les dispositifs Bluetooth, Wireless LAN, Wi Fi, etc.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

□ **Combinaison des exigences de puissance et bande passante pour des tags fixes et mobiles en SHF**

Pour se conformer aux exigences de puissances et des bandes passantes spécifiées précédemment, plusieurs alternatives peuvent être envisagées pour les systèmes fonctionnant à 500 mW EIRP et au-dessus.

Si le système utilise le mode de fonctionnement FHSS sur la bande complète de 2,4000-2,4835 GHz en émettant une puissance de 4 W EIRP (*indoor*) et 500 mW EIRP (*outdoor*), il peut en résulter des interférences inacceptables avec d'autres services de radiocommunication. Pour éviter cela, une solution consiste à réduire la plage de fréquences pour fonctionner à l'intérieur d'un masque de limite de spectre pour les systèmes rayonnant à ces plus hauts niveaux. À remarquer les trois plages de fréquences très étroites dans lesquelles on peut émettre une puissance maximale de 36 dBm (4 W EIRP), ou tout au moins une valeur supérieure à 27 dBm (500 mW EIRP), et la bande bien plus large dans laquelle la puissance est limitée seulement à 10 dBm (10 mW EIRP).

■ Comparaison RLAN/RFID

À titre d'information, nous donnons ci-dessous les principales caractéristiques des RLAN (*Radio Local Area Network*) et des RFID qui fonctionnent dans les mêmes bandes de fréquences pour la bonne raison que tous deux font partie des SRD (*Short Range Devices*).

■ Applications RLAN

Les techniques de *Frequency Hopping* (FHSS) et de *Direct Sequence Spread Spectrum* (DSSS) sont appliquées dans les systèmes RLAN (IEEE 802.11B Wi-Fi) et les récepteurs ont des caractéristiques de ce type.

Tableau 17.2 – Caractéristiques des émetteurs RLAN

EIRP	Omnidirectionnelle	+ 20 dBm
FHSS	Bande passante à 3 dB	< 0,35 MHz
	Nombre de canaux	79
	Incrément de la *hop sequence*	1 MHz
DSSS	Bande passante à 3 dB	15 MHz
	Bande passante *null to null*	22 MHz
	Nombre de canaux (se chevauchant)	14, chaque 5 MHz, sélectionnable par l'utilisateur
Duty cycle	De 1 % à 99 %	

Tableau 17.3 – Caractéristiques des récepteurs RLAN

FHSS	Sensibilité du récepteur	– 90 dBm ou mieux
	Bande passante de bruit	1 MHz
	Nombre de canaux	79
DSSS	Sensibilité du récepteur	– 90 dBm ou mieux
	Bande passante de bruit	15 MHz
	Nombre de canaux (se chevauchant)	14, chaque 5 MHz, sélectionnable par l'utilisateur

Remarque
La majorité des applications utilisent des antennes omnidirectionnelles avec un gain maximal typique de 2 dBi.

Tableau 17.4 – Applications RFID.

EIRP	Aux États-Unis	+ 36 dBm (4 W) (*indoor*)
	En Europe (selon les pays)	+ 27 dBm (500 mW) (*indoor/outdoor*) + 36 dBm (4 W) (*indoor*) et dc = 15 %
	Gain d'antenne	> + 6 dBi
	Ouverture du faisceau	< 90°
FHSS		
	Bande passante à – 3 dB Tx	< 0,35 MHz
	Nombre de canaux	79 (option à 20)
	Incrément de la *hop sequence*	1 MHz (option à 0,35 MHz)
DSSS	Bande passante à – 3 dB	15 MHz
	Null to null	22 MHz
	Nombre de canaux	chaque 5 MHz, sélectionnable par l'utilisateur
	Nombre de canaux avec chevauchement	14
NB (*narrow band*)		
	Nombre de canaux	3 (peuvent être disposés n'importe où)
	Bande passante à – 3 dB	< 0,01 MHz
	Espace entre canaux	0,6 MHz

Tableau 17.5 – Applications typiques SRD.

EIRP	+ 10 dBm (10 mW)
Gain d'antenne	0 dBi
Ouverture du faisceau	360°
Bande passante du canal à – 3 dB	1 MHz
Bande étroite	N'importe où dans la bande 2 400-2 483,5 MHz

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

17.6 Annexe : principales normes et régulations

Nous vous proposons ci-dessous la liste des principales normes ISO/IEC et ETSI et régulations les plus couramment utilisées dans le cadre des dispositifs sans contact et principalement pour les *Identification cards* (13,56 MHz), *Radio Frequency Identification of Animals* (< 135 kHz) et *Item Management* (toutes fréquences, principalement à 13,56 MHz et en UHF/SHF).

Remarque
Pour plus amples informations, nous conseillons les lecteurs de se mettre en rapport directement avec l'AFNOR et ERO, UIT, l'ETSI dont les coordonnées sont données en fin d'ouvrage.

17.6.1 Normes pour cartes à puces sans contact (à 13,56 MHz)

ISO/IEC 10536	**Contactless integrated circuit(s) cards – Close coupled cards**	
ISO/IEC 10536-1	Part 1	Physical characteristics
ISO/IEC 10536-2	Part 2	Dimensions and location of coupling areas
ISO/IEC 10536-3	Part 3	Electronic signals and reset procedures
ISO/IEC 10536-4	Part 4	Answer to reset and transmission protocols
ISO/IEC 14443	**Contactless integrated circuit(s) cards – Proximity cards**	
ISO/IEC 14443-1	Part 1	Physical characteristics
ISO/IEC 14443-2	Part 2	Radio frequency power and signal interface
ISO/IEC 14443-3	Part 3	Initialization and anti collision
ISO/IEC 14443-4	Part 4	Transmission protocols
ISO/IEC 15 693	**Contactless integrated circuit(s) cards – Vicinity cards**	
ISO/IEC 15693-1	Part 1	Physical characteristics
ISO/IEC 15693-2	Part 2	Radio frequency power and signal interface
ISO/IEC 15693-3	Part 3	Anti collision and Transmission protocols
ISO/IEC 10373	**Test methods**	
ISO/IEC 10373-1	Test methods – generalities	
ISO/IEC 10373-4	Test methods for contactless close coupling cards (ISO 10 536)	
ISO/IEC 10373-6	Test methods for contactless proximity cards (ISO 14 443)	
ISO/IEC 10373-7	Test methods for contactless vicinity cards (ISO 15 693)	

17.6.2 Normes pour identification animale (à 132,4 kHz)

ISO/IEC 1178x	**Radio frequency identification of animals**	
ISO/IEC 11784	Radio frequency identification of animals - code structure	
ISO/IEC 11785	Radio frequency identification of animals - technical concept	
ISO/IEC 14223-x	**Radio frequency identification of animals**	
ISO/IEC 14223-1	Part 1	Interface par radiofréquence
ISO/IEC 14223-2	Part 2	Structure du code de commande (stade préliminaire)
ISO/IEC 14 223-3	Part 3	Applications (stade préliminaire)

17.6.3 Normes pour identification d'objets (LF, HF, UHF, SHF)

Information technology — Automatic identification and data capture — Radio frequency identification (RFID) for item management (à toutes fréquences)		
ISO/IEC 19762	**Harmonized vocabulary**	
ISO/IEC 19762-1	Part 1	General terms relating to AIDC
ISO/IEC 19762-2	Part 2	Optically readable media (ORM)
ISO/IEC 19762-3	Part 3	Radio frequency identification (RFID)
ISO/IEC 18000-x	**RFID for Item Management – Air Interface**	
ISO/IEC 18000-1	Part 1	Generic parameters for Air interface
ISO/IEC 18000-2	Part 2	Communications below 135 kHz
ISO/IEC 18000-3	Part 3	Communications at 13,56 MHz
ISO/IEC 18000-4	Part 4	Communications at 2,45 GHz
ISO/IEC 18000-5	Part 5	Communications at 5,8 GHz
ISO/IEC 18000-6	Part 6	Communications at 860-960 MHz
ISO/IEC 18000-7	Part 7	Communications at 433 MHz
ISO/IEC 1804x	**Test methods**	
ISO/IEC 18046-x	Part 1	Conformances (une par fréquence)
ISO/IEC 18047-x	Part 2	Performances 3 parties – a) tag – b) interrogateur – c) système
ISO 15961	Data protocol : application interface	
ISO 15962,	Data protocol : data encoding rules and logical memory functions	
ISO 15963-x	**RFID for Item Management**	
ISO 15963	Unique identification for RF tags	
ISO 15963-1	Host interrogator – Tag functional commands and other syntax features	
ISO 15963-2	Data syntax	
ISO 15963-3	Unique identification of RF tag and registration authority to manage the uniqueness	

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

17.6.4 Normes de régulations (ETSI, FCC, ARIB)

ETSI 300 xx0	**Radio equipment and systems ; short range devices**
ETSI 300 330	Technical characteristics and test methods – 9 kHz to 25 MHz
ETSI 300 220	Technical characteristics and test methods – 25 MHz to 1 000 MHz
ETSI 300 440	Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM) – Short range devices – Radio equipment to be used in the 1 GHz to 40 GHz frequency range
Part 1	Technical characteristics and test methods
Part 2	Harmonized EN under article 3.2 of the R&TTE Directive
ETSI 302 208-x	**Electromagnetic compatibility and radio spectrum matters (ERM) – Radio frequency identification equipment operating in the band 865 MHz to 868 MHz with power levels up to 2 W**
Part 1	Technical characteristics and test methods
Part 2	Harmonized EN under article 3.2 of the R&TTE directive
ETSI TS 102 562, 102 649, 102 463, 102 313	Ces *technical reports* complètent les textes de l'ETSI 302 208 afin d'en faciliter les mises en applications
RCR STD-1	RFID Equipment For Premises Radio Station
RCR STD-29	RFID Equipment For Specified Low Power Radio Station
CEPT/ERC 70-03	Relating to the use of Short Range Devices (SRD), Annex 11 – Recommendation 70-03
FCC	US Code of Federal Regulations (CFR) Title 47, Chapter I, Part 15. Radio Frequency Devices ; U.S. Federal Communications Commission
ARIB	ARIB STD-T81 – RFID Equipment Using Frequency Hopping System For Specified Low "Informative references"

17.6.5 Normes EPC

EPCglobal™	EPC™ Radio Frequency Identity Protocols, Class 1 Generation 2 UHF RFID, Protocol for Communications at 860 MHz-960 MHz, Version 1.0.9

E

Composants pour tags et base station

La dernière partie de cet ouvrage d'une part décrit en détail les principales techniques de réalisations électroniques et technologiques des tags et des bases stations en UHF et SHF (chapitres 18 et 19), d'autre part propose comment définir et élaborer une vraie *data sheet* électrique commerciale (feuillet de caractéristiques techniques) d'un produit fini tag (chapitre 20).
Commençons tout de suite à nous intéresser à la constitution d'un tag.

18 • TAGS RFID

18.1 Quelques généralités

La quasi-totalité des tags UHF et SHF du marché fonctionnent en mode de communication de retour – du tag vers la base station - selon le principe de *back scattering* (et sont donc passifs) décrit maintes fois dans cet ouvrage. Ils sont physiquement constitués :

– pour les tags télé-alimentés (« passifs – *batteryless* »), à faible coût : d'une antenne, de l'élément (circuit intégré ou non) comportant le numéro servant à l'identifier et autres fonctionnalités, et d'un support (papier, plastique, etc.) ou non ;
– pour les tags « passifs – *battery assisted* » : de l'antenne, du circuit intégré, de la batterie (pile, accumulateur, batterie papier, etc.), d'un support (papier, plastique, etc.) ou non.Pour ceux comprenant un circuit intégré (la puce de silicium), celui-ci peut être fourni sous forme de mini-boîtiers (TSSOP 8 par exemple), de micromodules, ou encore de puces nues, connectés à l'antenne soit à l'aide de microfil, soit monté directement en *flip chip* (puce retournée) directement en contact avec l'antenne.

18.2 Rappel des principes de fonctionnement

Les paragraphes suivants effectuent un rapide rappel du fonctionnement *back scattering* afin de définir les contours des différentes fonctionnalités électriques et électroniques de ce que doit contenir un tag commercial.

■ Principe de fonctionnement de l'échange entre base station et tag

L'échange entre base station et tag s'effectue habituellement selon une procédure *half duplex* (HDX) gérée par la base station et selon un protocole de communication dit *Reader Talk First* (RTF) selon lequel la base station initialise le dialogue, le tag alimenté localement ou télé-alimenté étant jusqu'alors silencieux.
Rappelons rapidement les différentes phases qui ont lieu lors de cet échange, et que nous avons présentées en détail au chapitre 9.

□ Liaison montante

Tout d'abord, dans une première phase, la base station émet une fréquence porteuse modulée généralement en amplitude (ASK) ou (plus rarement) en fréquence (FSK) par les ordres de commandes qu'elle désire envoyer au tag. L'antenne du tag, accordée sur la porteuse, reçoit et absorbe le signal provenant de la base station.
Dans le cas où une partie électronique soit disposée à son bord, celle-ci doit assurer alors plusieurs fonctions :

– la détection du signal incident : d'une part en le redressant afin d'assurer (si possible) la (télé)alimentation du tag, d'autre part en assurant la démodulation d'amplitude (ou de fréquence) de l'onde incidente ;

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

– la partie électronique du tag procède au décodage/interprétation de la commande reçue de la base station et se trouve alors en situation de pouvoir fonctionner (par exemple répondre à la requête, graver le contenu de sa mémoire, etc.).

□ **Liaison descendante**

Dans une deuxième phase, afin que le tag puisse communiquer, la base station émet alors une porteuse entretenue non modulée.

Le tag passe alors dans sa phase de réponse (liaison descendante). Le principe utilisé pour effectuer celle-ci est basée (revoir au besoin le chapitre 9) sur la modulation d'une partie re-rayonnée/réfléchie de l'onde incidente (non modulée) qu'il reçoit de la base station. Ce mécanisme de fonctionnement est connu sous le nom de *back scattering* (retour dispersé ou dispersion de l'onde de retour).

Pour cela :

– la physique ou l'électronique interne du tag procède, au rythme des données à transmettre vers la base station, à la modulation de la valeur de l'impédance de charge de l'antenne ;
– cela a pour effet de désaccorder l'accord de l'antenne de réception du tag et donc de changer la valeur de son impédance au rythme binaire des données à transmettre ;
– du fait de ce désaccord volontaire, une partie de l'onde incidente, au lieu d'être absorbée par le tag, est réfléchie et sa phase est donc altérée au rythme des données numérique que veut transmettre le tag. Cela revient à moduler, au rythme des données, son coefficient de réflexion. Le tag fait donc varier la puissance de l'onde réfléchie vers le lecteur.

Le signal de retour (*back scattered*, « retour dispersé ») est donc alors constitué d'une partie de l'onde incidente modulée par sauts *x*SK, ou encore plus précisément par sauts binaires B*x*SK dus à la variation du rythme des données que souhaite transmettre le tag.

> **Remarque**
> Il est difficile, voire impossible, d'appliquer de telles techniques à des fréquences plus basses à cause des dimensions des antennes devant être intégrées sur les tags.

18.3 Réalisation technologique des tags

Malgré cette longue description des fonctions électroniques à satisfaire, il est relativement simple de mettre technologiquement en œuvre tout cela. En effet, l'usage d'une unique diode ou d'un simple circuit intégré disposé dans le tag permet d'assurer simultanément les nombreuses fonctions que nous venons d'évoquer dans les lignes ci-dessus, à savoir :

– (le redressement afin d'assurer si possible) la (télé-)alimentation du tag ;
– la démodulation de l'onde incidente modulée ;
– et une modulation pour assurer la liaison de retour.

18.3.1 Tags télé-alimentés, passifs – *batteryless*

Il en existe de très nombreuses sortes, sans et avec circuits intégrés, des simples et des complexes ! Bref, à nouveau il faut faire un petit ménage pour ne pas tout confondre :

– sans circuit intégré dit *chipless* ;
– avec un élément semi-conducteur à leur bord : une diode, un circuit intégré.

■ Tags *chipless* à ondes de surface (*Surface Acoustic Wave* – SAW)

Ces tags non équipés de circuits intégrés, dits *chipless*, ne représentent à ce jour qu'une faible partie du marché (quelques pour cent), et certaines boules de cristal pensent qu'à l'horizon 2015

leur part pourrait atteindre entre 10 et 12 %. Ces tags ne pouvant être que lus (mode *read-only*) fonctionnent eux aussi sans alimentation. Leur principe de fonctionnement est basé sur l'effet piézo-électrique bien connu afin de réaliser un transducteur mécanique-électrique réciproque (voir plus bas).

□ Principe de fonctionnement

Le champ électrique des ondes rayonnées par la base station est transformé, *via* l'antenne du tag en différence de potentiel. L'effet piézo-électrique du substrat employé – servant de transducteur (convertisseur) électrique mécanique – a pour effet de déformer mécaniquement le cristal au rythme du signal électrique reçu. Cette déformation mécanique produit une onde mécanique/acoustique qui se propage en surface sur le cristal (réalisé par exemple en technologie *planar microstrip*)... d'où le nom de *Surface Acoustic Waves* (SAW). La vitesse de propagation mécanique de cette onde acoustique dans le matériau est de l'ordre de 3 000 à 4 000 $m \cdot s^{-1}$, ce qui est très faible en comparaison de celle de la lumière et des propagations électromagnétiques dans l'air ou le vide.

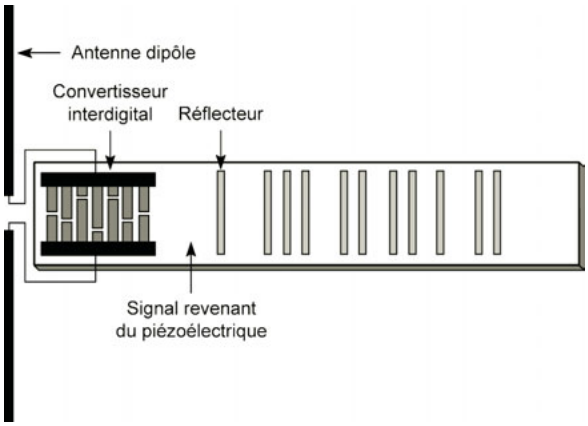


Figure 18.1 – Principe des tags *chipless* à onde de surface.

Par ailleurs, fréquemment, on positionne sur le cristal/substrat des « réflecteurs » en forme de « doigts » (technologie d'entailles gravées ou de dépôt d'aluminium dite d'*interdigital transducer*, d'où le nom souvent employé de dispositif *interdigit*, IDT) ayant pour but de filtrer et réfléchir une petite partie de l'onde mécanique incidente à des instants différents et précis en fonction de leurs positions mécaniques relatives. À nouveau, par réciprocité de l'effet piézo-électrique, ces réflexions sont transformées en signaux électriques par le transducteur/convertisseur et modulent la réémission (toujours par le même principe de *back scattering* de modulation de phase et/ou puissance et d'impédance d'antenne) par le tag vers la base station. Le positionnement mécanique et géométrique des réflecteurs sur le cristal permet de coder les réflexions en une information binaire (numéro défini une fois pour toutes en usine, voir ci-dessous).

L'un des intérêts de cette technique réside dans le fait que l'onde mécanique se propage bien plus lentement dans le substrat qu'une onde électromagnétique dans l'air, et donc que l'onde réémise par le tag contenant sa réponse arrivera à la base station bien après toutes les réflexions dues à l'environnement électromagnétique du site dans lequel le système RFID est disposé, offrant ainsi une insensibilité plus importante vis-à-vis de l'environnement applicatif. Il est donc relativement plus aisé de la reconnaître dans le spectre ambiant.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

□ **Exemple de performances des tags *chipless* de type SAW**

Unique ID et read only devices

Du fait de l'implémentation (dimension) mécanique des « doigts » et de la surface maximale disponible du substrat pour obtenir un prix raisonnable, en pratique, le numéro unique du tag (*unique* ID) est codé sur 16 à 64 bits (ce qui limite un peu les champs des applications. Pour information 16 bits = 66 564 ID *numbers*).

Généralement, au départ du processus industriel de fabrication du tag, on dispose tous les doigts sur le substrat puis, lors de la personnalisation de l'unique ID, on retire/modifie ceux que l'on ne veut pas garder en l'état. L'opération de personnalisation s'effectue généralement à l'aide de machines onéreuses, ce qui amène à conclure que cela ne peut se faire que dans l'usine de fabrication des substrats ou tags et non sur le lieu où l'on appose les tags sur les produits finaux (ce qui entraîne des limitations structurelles pour des applications telles que celles envisagées par EPCglobal) et destine – principalement par constitution – ces tags à des applications de type *read only device*, des tags ne pouvant qu'être lus et des applications de types propriétaires.

À titre d'information, à ce jour, citons par exemple que la société Global SAW Tag (GST) essaye de résoudre le problème des numéros uniques codés sur 128 bits (= $3{,}4 \times 10^{38}$ de codes uniques) en utilisant 32 réflecteurs et des techniques de modulations de types 64 QAM et *pulse modulation AM* afin de réussir à augmenter l'efficacité spectrale (en bit.s/Hz) du couple débit numérique/largeur de spectre occupé et atteindre un nombre élevé de lecture par seconde.

Distance de lecture

Du fait que ces tags ne comportent pas de circuit intégré (*chipless*), il n'est pas nécessaire d'assurer une télé-alimentation quelconque du tag ou de disposer une batterie à bord de ceux-ci. Le seul problème consiste donc à savoir si la base station sera apte à récupérer suffisamment de signal de retour en provenance du tag afin de pouvoir assurer un fonctionnement correct de l'ensemble. Compte tenu des sensibilités des récepteurs des bases stations actuellement disponibles sur le marché, on obtient des distances de lecture des tags d'environ 7 à 10 m pour des puissances émises de la base station de 10 mW ERP, que ce soit en UHF (de 300 à 900 MHz) ou en SHF (2,45 GHz).

Vitesse de transfert des bits

Nous avons indiqué que l'onde acoustique se propage mécaniquement dans le substrat à environ 3 000 $m \cdot s^{-1}$. Une simple règle de proportionnalité entraîne immédiatement qu'en 3 µs l'onde parcourt 1 cm. Compte tenu des dimensions actuelles des substrats, et donc des distances mécaniques parcourues par l'onde, les débits possibles sont de l'ordre de 300 à 500 $kbit \cdot s^{-1}$, ce qui par ailleurs permet d'autoriser des vitesses de déplacement rapides des tags.

Température de fonctionnement

Étant donné que les peignes interdigits peuvent être réalisés sur des substrats céramiques, contrairement à ceux équipés de circuits intégrés, il est facilement envisageable de concevoir des tags pouvant fonctionner en permanence à des températures élevées (200 à 300 °C).

18.3.2 Tags à semi-conducteurs

■ À diodes capacitives (par exemple pour applications EAS)

Les tags à diodes capacitives sont des tags passifs « 1 bit ». Ce bit permet d'indiquer si un tag est présent ou non dans le champ rayonné. Ces tags sont utilisés en très grand nombre dans les applications de type EAS (*Electronic Automatic Surveillance*) afin d'assurer, par exemple, la protection contre le vol (par exemple de vêtements), et, afin de résister à des dégradations mécaniques, ces tags sont encapsulés dans un boîtier plastique suffisamment solide. Ils sont très simples à réaliser.

Ils se composent de deux brins d'antennes constituant une antenne dipôle $\lambda/2$ et d'une diode capacitive.

□ **Principe de fonctionnement**

Le principe de fonctionnement de ces tags est le suivant :

– la base station émet une onde pure ;
– le dipôle de réception (antenne plus diode) du tag, étant par constitution non linéaire, crée des harmoniques dont les amplitudes sont généralement faibles ;
– les diodes capacitives ont la particularité de pouvoir utiliser l'énergie emmagasinée dans la capacité pour amplifier les fréquences harmoniques et de re-rayonner celles-ci ;
– si le récepteur de la base station détecte une fréquence multiple de la fréquence d'émission, l'alarme sera activée.

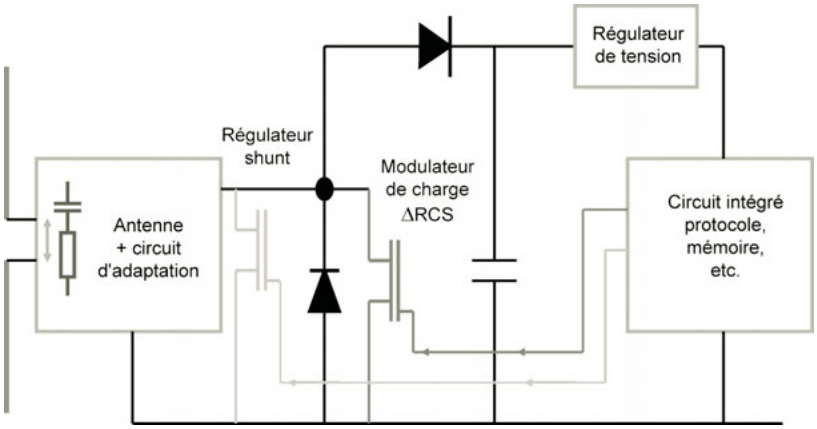


Figure 18.2 – Schéma de principe des tags UHF.

Afin d'améliorer les performances des systèmes en présence de bruit, le signal provenant de la base station est modulé. De ce fait, les harmoniques re-rayonnés par le tag le sont aussi, ce qui permet de différencier le signal provenant d'un tag d'un bruit/parasite/émetteur partageant la même bande de fréquences.

■ À circuits intégrés

Les tags de ce type représentent l'essentiel du marché. Hormis l'antenne, on y trouve un circuit intégré plus ou moins complexe. Nous avons choisi de vous commenter l'une des configurations les plus complètes, laissant à chacun le choix de retirer les options qui ne lui seront pas nécessaires. Le circuit intégré « générique » comprend les fonctions suivantes :

– un circuit d'adaptation d'impédance : ce circuit d'entrée a pour but d'adapter l'impédance de l'antenne afin que l'ensemble forme une « adaptation conjuguée » de façon à récupérer le maximum de puissance possible... à une fréquence ou sur une bande de fréquence déterminée. Très souvent, cela est réalisé à l'aide d'une simple capacité d'accord, qui, comme nous l'avons montré au chapitre 6, souvent ne suffit pas tout à fait ;
– un dispositif de redressement de l'onde incidente : celui-ci a pour mission de pouvoir reconstituer et disposer d'une tension continue servant à alimenter localement le tag. Pour réaliser cela, on dispose généralement un pont de redressement double alternance (à diodes ou à transistors) ou un montage doubleur de tension dont les diodes ont de faibles seuils de fonctionnement et une capacité de filtrage. Du fait des fréquences UHF ou SHF mises en jeu et des faibles

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

puissances nécessaires à l'alimentation du circuit intégré (quelques dizaines de μW), celle-ci est généralement de très faible valeur et donc de petite dimension ;
- un dispositif de *Power On Reset* (POR) : une fois le circuit intégré alimenté *via* la fréquence porteuse, il est nécessaire qu'il effectue son POR afin de remettre localement tout en place avant de commencer à communiquer ;
- un système de régénération locale d'horloge : afin de pouvoir effectuer le décodage des signaux incidents, il peut être nécessaire (ou non) de régénérer une horloge (plus ou moins) liée à la fréquence incidente ou au débit binaire reçu. Bien évidemment, si ces étages fonctionnent à la fréquence incidente (élevée), ils seront gourmands en énergie. Des dizaines d'astuces (bien brevetées, bien sûr) permettent de se libérer de ces pièges ;
- un décodage du protocole *via* machine d'état : le cœur du circuit est constitué d'une logique câblée ayant pour but d'assurer les décodage et codage appropriés des signaux en fonction des normes et modes de communications utilisées. Cette partie est plus ou moins complexe et volumineuse selon les normes utilisées et leurs (nombreuses) options. Pour plus d'informations, nous vous renvoyons aux chapitres de la partie C où, par exemple, nous avons indiqué des dispositifs très simples (hors ISO) et d'autres plus complexes (tels que ISO 18000-6C compatible avec EPC C1 G2) permettant de résoudre des applications selon les différentes régulations locales ;
- un oscillateur local basse consommation : généralement, la vitesse des données échangées pendant la liaison descendante de retour (du tag vers la base station) est de l'ordre de la dizaine à la centaine de kbit $\cdot$ s^{-1}. Afin de réduire la consommation du tag à son minimum, et par la même occasion accroître ainsi la distance possible de fonctionnement en mode télé-alimenté, on préfère généralement recréer une horloge locale au tag, de l'ordre de grandeur donné ci-dessus, à l'aide d'un circuit particulier, totalement asynchrone de la fréquence incidente, plutôt que de disposer des diviseurs d'entrée fonctionnant à des fréquences élevées et dont l'effet immédiat serait de consommer beaucoup d'énergie ;
- un codeur pour la liaison de retour (codage bit) : une partie du circuit intégré doit procéder à la gestion des signaux (trames) renvoyés par le tag ainsi qu'au codage bit particulier de la liaison de retour ;
- un étage de commande de modulation de l'impédance d'antenne : cet étage a pour mission de moduler l'impédance de l'antenne du tag au rythme des données à retourner vers la base station afin de créer le signal de *back scattering* ;
- un étage de régulation (champ proche/champ lointain) et son élément régulateur ;
- une mémoire E2PROM et ses habituels dispositifs d'accès, de protection et/ou de correction ;
- un circuit dit de pompe de charge : la mission de ce circuit est de fournir une alimentation spécifique au dispositif de programmation/écriture de la mémoire E2PROM ;
- en option, un dispositif de cryptage des informations transportées.

□ Tags télé-alimentés passifs – *batteryless*

Ce sont les plus courants et ils correspondent techniquement à l'essentiel des chapitres précédents de cet ouvrage. Ils comprennent un circuit intégré de type décrit ci-dessus et une antenne. Une fois la fonctionnalité du tag définie, il ne reste qu'à choisir le type de circuit intégré qui la remplit et passer à la conception de l'antenne (voir quelques paragraphes plus bas).

□ Tags *battery assisted*

Comme nous l'avons déjà signalé plusieurs fois au cours de cet ouvrage, lorsque la puissance récupérée par le tag est insuffisante pour alimenter les fonctionnalités de celui-ci, on compense cette carence par l'adjonction d'une pile, batterie locale. Deux classes de tags sont habituellement distinguées (revoir au besoin le chapitre 2).

□ **Tags passifs – *battery assisted***

Les tags « passifs – *battery assisted* » sont ceux qui ne comportent pas à leur bord d'émetteur RF. Parmi eux, on peut citer :

– des tags fonctionnant à des distances faibles ou moyennes mais comportant beaucoup d'électronique embarquée (donc consommateur de beaucoup d'énergie) telle que des plans mémoires de grande dimension, microprocesseur/microcontrôleur puissant afin d'assurer la gestion rapide de ces mémoires, etc. ;
– des tags participants à assurer les fonctions de péages automatiques ou de contrôle de la circulation sur une voie particulières sur autoroute et dont on profitera qu'ils soient équipés de batterie pour faire varier la valeur de Γ de + 1 à – 1 afin d'obtenir la plus grande variation de leur *radar cross section*.

□ **Tags actifs – *battery assisted***

Les tags « actifs – *battery assisted* » sont ceux qui comportent à leur bord un émetteur RF afin d'assurer la liaison descendante du tag vers la base station. Dans cette famille, on trouve souvent des tags devant fonctionner sur de (très) longues distances, par exemple des tags disposés sur des containers maritimes devant être identifiés à longue distance et où il n'est plus possible d'assurer l'alimentation ni de recueillir un signal de retour suffisant par une technique classique de *back scattering*.

À noter que, dès à présent, les normes ISO 18000-4 (à 2,45 GHz) et 18000-7 (433 MHz) décrivent des protocoles de communication adaptés à ces situations.

Le fait de disposer à bord du tag d'une véritable fonction émettrice permet également d'envisager l'usage de communications totalement bidirectionnelles (*full duplex*, donc plus rapide) entre bases stations et tags (rarement utilisées à ce jour) sans avoir à concevoir de protocoles particuliers de communications incluant des modulations de porteuses de types orthogonales, c'est-à-dire sans interaction mutuelle entres signaux des liaisons montantes et liaisons descendantes.

À noter que dans les deux cas de figure *battery assisted* (passif et actif) cités ci-dessus, afin d'assurer une durée de vie plus longue à la batterie embarquée et de minimiser la consommation d'énergie locale du tag, le réveil de son électronique locale est généralement assuré à l'aide de la détection de la présence de l'onde montante en provenance de la base station.

18.4 Antennes des tags

Tout d'abord, rappelons à nouveau que ce livre n'est pas dédié à la conception d'antennes. Nous renvoyons le lecteur vers d'innombrables ouvrages traitant en détail ces sujets. Ceci étant, tout au long des chapitres précédents, pour des raisons pédagogiques et de simplicité de compréhension, nous avons fréquemment considéré des antennes classiques de type $\lambda/2$ car facilement réalisables par quiconque. Sachez que ces antennes sont très souvent utilisées en RFID et qu'elles remplissent très largement leurs missions. Cependant, lorsque les applications nécessitent des fonctionnalités spécifiques (faibles dimensions, directivités déterminées, environnement particulier, etc.), il est nécessaire de concevoir des antennes totalement différentes tout en gardant fermement en mémoire que l'antenne du tag RFID est utilisée à des fins multiples dont il faut tenir compte :

– récupération de la puissance RF rayonnée en provenance de la base station ;
– transfert de la puissance vers le circuit intégré avec le minimum de pertes pour optimiser la distance de fonctionnement ;
– fournir cette puissance sous l'impédance de sortie conjuguée (résonance) avec celle du circuit intégré ;
– autoriser le transfert des données (modulation AM de la liaison montante) ;
– réfléchir/re-rayonner une partie de la puissance du signal incident pendant la phase de retour (technique de *back scattering*) ;

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

– supporter la (les) structure(s) du (des) circuit(s) de redressement du circuit intégré (l'antenne doit agir comme une capacité série – pas de connexion permise entre les ports de l'antenne).

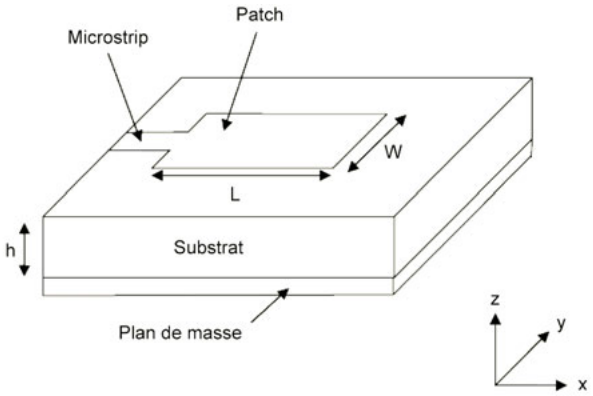


Figure 18.3 – Exemple d'antenne patch.

L'un des problèmes est bien sûr d'avoir un faible coût mais aussi d'être de petites dimensions pour être apposées sur de petits objets tout en ayant du gain, pas trop de directivité, d'être reproductibles, de pouvoir supporter la proximité d'autres tags sans trop de problèmes (effet avant/arrière optimisé), etc.
À travers le Monde, de nombreuses sociétés industrielles, universités, écoles d'ingénieurs et laboratoires de recherches sont aptes à aider à concevoir ou développer plus ou moins bien ces antennes, et souvent les concepteurs d'antennes utilisent des outils (lourds ou légers – comprenez bien évidemment ces adjectifs au premier et second degré, c'est-à-dire celui du poids d'une part et de menue monnaie à mettre sur la table d'autre part) permettant des simulations :

– de champs électromagnétiques en 3 dimensions, technologies 3D (permettant de créer ainsi n'importe quelles structures). Les plus connus sont ceux de Ansoft HFSS, IMST Empire, CST Microwave Studio, etc. ;
– de champs électromagnétiques en 2,5 dimensions, technologies 2.5D (permettant de créer des structures limitées à des entités planes). Les plus connus sont ceux de Sonnet EM Suite, Agilent Momentum (ex-HP), Ansoft Ensemble, etc.

Leurs utilisations facilitent le dégrossissage de la conception générale de l'antenne, ensuite interviennent généralement des personnes ayant quelques cheveux blancs (ou plus de cheveux du tout !), ayant de longues expériences en techniques analogiques RF et principalement en UHF et SHF et autres applications radar. Pourquoi, on n'a jamais su...
À noter que l'une des grandes modes actuelles est de concevoir des antennes dites *patch* car de nombreux laboratoires travaillant dans le domaine de la téléphonie mobile (fonctionnant sensiblement dans les mêmes bandes de fréquences), du fait des petites dimensions des appareils, ont été amenés à concevoir des antennes de ce type... mais attention, les spécificités demandées aux antennes pour applications RFID ne sont pas du tout celles du GSM.

18.4.1 Problèmes généraux de conception des antennes pour tags RFID en UHF SHF

Les antennes conçues pour réaliser des tags UHF et SHF possèdent des particularités bien spécifiques dues aux applications RFID. En effet, pour de très nombreuses raisons déjà évoquées au sein de cet ouvrage, il y a souvent/toujours à résoudre simultanément plusieurs problèmes :

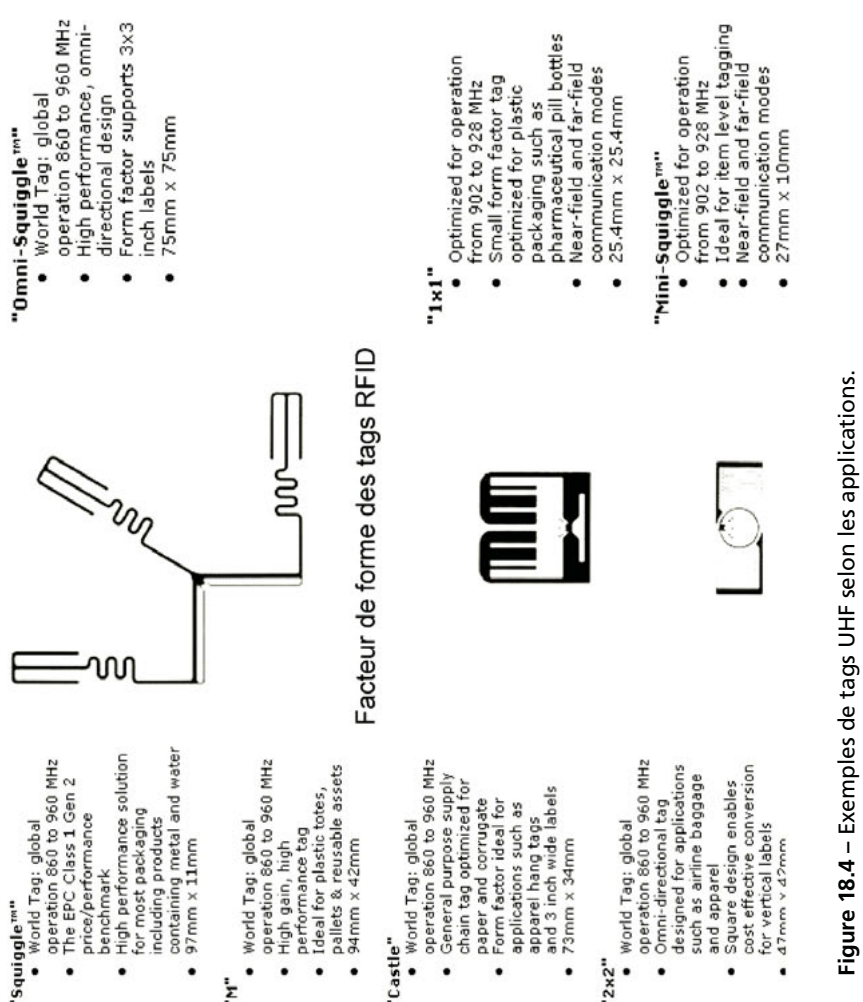


Figure 18.4 – Exemples de tags UHF selon les applications.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

– un problème mécanique et dimensionnel (de taille, la plus petite évidemment) de l'antenne du tag ;
– avoir une antenne dont la conception physique soit simple et aussi proche que possible d'une véritable antenne dipôle $\lambda/2$ et simultanément peu dépendante de la fréquence ;
– il faut tenir compte de l'environnement métallique et donc prévoir ou non des écrans (*back planes*) ;
– les matériaux diélectriques doivent être performants et pas chers ! (simple n'est ce pas ?) ;
– il faut que les antennes n'aient pas ou peu de pertes – qualités des conducteurs, donc épaisseur des couches conductrices maximale (donc chère) réduite au minimum (donc moins chère – compte tenu des effets de peau...) ;
– il faut que l'antenne du tag soit inductive... puisque par principe le tag comportera toujours une capacité d'entrée ;
– il faut que la valeur de la résistance de rayonnement de l'antenne soit appairée avec celle due à la technologie du circuit intégré... ce qui n'est pas évident aux vues des valeurs de R_{ic} ;
– l'adaptation conjuguée ($LC\omega^2 = 1$ et $R_{ant\,t} = R_l$) entre impédance de l'antenne du tag et celle de la charge doit être conservée/respectée sur toute la largeur de la bande 860-960 MHz afin de satisfaire la norme ISO 18000-6 (... on peut toujours rêver), de façon à récupérer le maximum d'énergie disponible indépendamment de la fréquence reçue ;
– la même chose pour la valeur du coefficient de qualité $Q = X/R$;
– avoir gains/directivités nominaux connus (facile !) et reproductibles en production (beaucoup moins facile...) ;
– il faut que l'antenne puisse ou non être de type *folded*, formant ainsi (ou non) un court-circuit ohmique en continu sur l'entrée des circuits intégrés selon la constitution des étages d'entrées (doubleur de tension, etc.) de ceux-ci ;
– il faut que la conception mécanique de l'antenne soit telle que l'on puisse industriellement concevoir facilement et de façon reproductible le dépôt et le positionnement précis des circuits intégrés sur celle-ci (voir prochains paragraphes) ;
– il faut que l'ensemble constitué par l'antenne et le circuit intégré puisse admettre des tolérances de productions industrielles concernant le bonding, les recouvrements du *flip chip assembly* de façon à garantir les tolérances de plage de fonctionnement surtout pour ceux qui fonctionnent en bande étroite (régulations locales) donc à grand Q, etc.

Un seul de tous ces points oublié, et tout est par terre ! Adieu reproductibilité, performances, qualités, ppm, distances mirifiques de fonctionnement obtenues en chambre anéchoïque et vantées consciencieusement par les départements de marketing et vendeurs associés. Bref, soyons optimistes, le désastre !

18.4.2 Problème de montage du circuit intégré (la puce) sur l'inlet

Vous pensiez en avoir terminé sur ce sujet, et bien non ! Revenons quelques instants sur certains problèmes principaux et quotidiens de la réalisation industrielle de tag en UHF et SHF, notamment celui qui consiste en la reproductibilité de ses performances fonctionnelles (et donc garantir le contenu « min/typ/max » la *data sheet* du tag – voir chapitre 20) et réside par voie de conséquence dans l'art et la manière de savoir monter de façon reproductible la puce sur son antenne, ce qui est loin d'être simple... surtout lorsque l'on a en tête d'être un leader du marché et d'en produire plusieurs millions par jour ! (Pour information, une production de 1,4 million de tags par jour amène à produire 16 tags/s en travaillant sur une base de 24 h/24 h... et qui bien sûr, après tests fonctionnels unitaires à 100 %, se doivent tous de fonctionner correctement et sensiblement de la même manière. Évidemment si 16 tags/s vous semble beaucoup sur une même machine, vous pouvez disposer 16 machines en parallèle chacune produisant 1 tag/s... mais ça fait beaucoup beaucoup plus cher !)

Comme nous l'avons longuement montré au chapitre 6, l'adaptation conjuguée de la source (antenne du tag) à la charge (circuit intégré) est l'un des principaux paramètres de la qualité d'un tag. Cela se traduit par le fait de connaître et garantir parfaitement les parties imaginaires et réelles de l'ensemble ainsi constitué, or, une fois la puce (le circuit intégré) achetée et livrée sous forme de « puce nue » (en wafer) ou de microboîtier, il faut bien, tôt ou tard, la connecter à son antenne conçue si amoureusement... et c'est ici que de nouveaux soucis arrivent !

Influence du montage du circuit intégré sur le support du tag

En effet, les types de boîtiers (puce nue, micro-boîtier, etc.) et leurs implémentations physiques sur les tags ont de très grandes influences sur les valeurs des parties réelles et imaginaires de l'impédance de charge de l'antenne.

De plus, les positionnements en x, y, z de la puce et leurs précisions vis-à-vis de l'antenne sont cruciaux et peuvent fortement pénaliser les performances de l'ensemble réalisé si l'on n'y prend pas garde (principalement en ce qui concerne la distance de fonctionnement), revoir au besoin les chapitres 5 et 6.

Il revient à chacun de simuler, chiffrer en détail, les répercussions (désadaptations d'impédances, désaccords, réductions de distances de fonctionnements, etc., en bref les chapitres 5 et 6 !) des technologies et des outils industriels de dépose de puces dont il dispose en fonction des technologies d'antennes du tag final (antenne gravée, sérigraphie, dépôt d'encre, jet d'encre, offset, héliogravure, etc.), des dimensions des *pads* (surfaces) de connexions des puces en regard de celles des antennes.

Sans vouloir être défaitiste, bien au contraire, souvent les paramètres évoqués ci-dessus et leurs autres congénères de types industriels (processus de fabrication, etc.) sont les éléments clés à résoudre afin de pouvoir assurer la reproductibilité et le bon fonctionnement journaliers des tags et font très souvent les différences entre les « bons » fabricants de tags et les « moins bons ».

Passons maintenant aux éléments techniques et technologiques participant à la conception des bases stations.

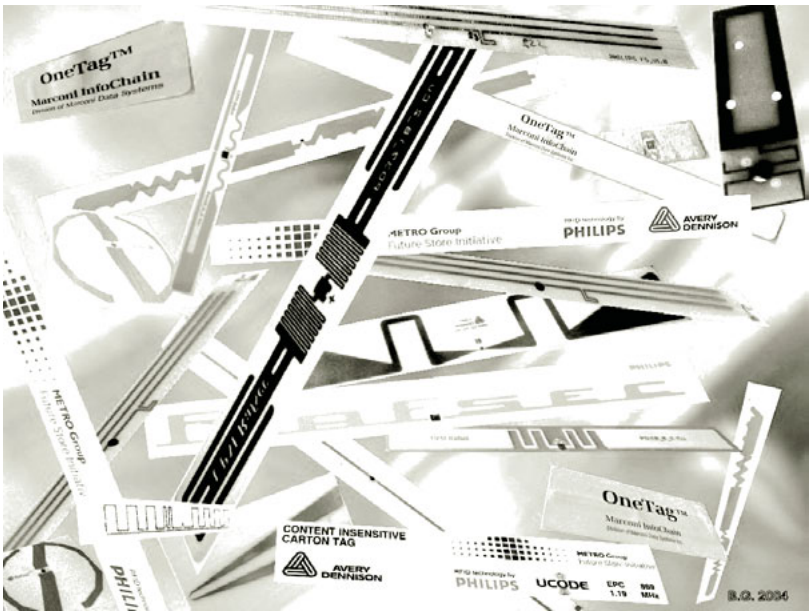


Figure 18.5 – Exemples de tags du commerce.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

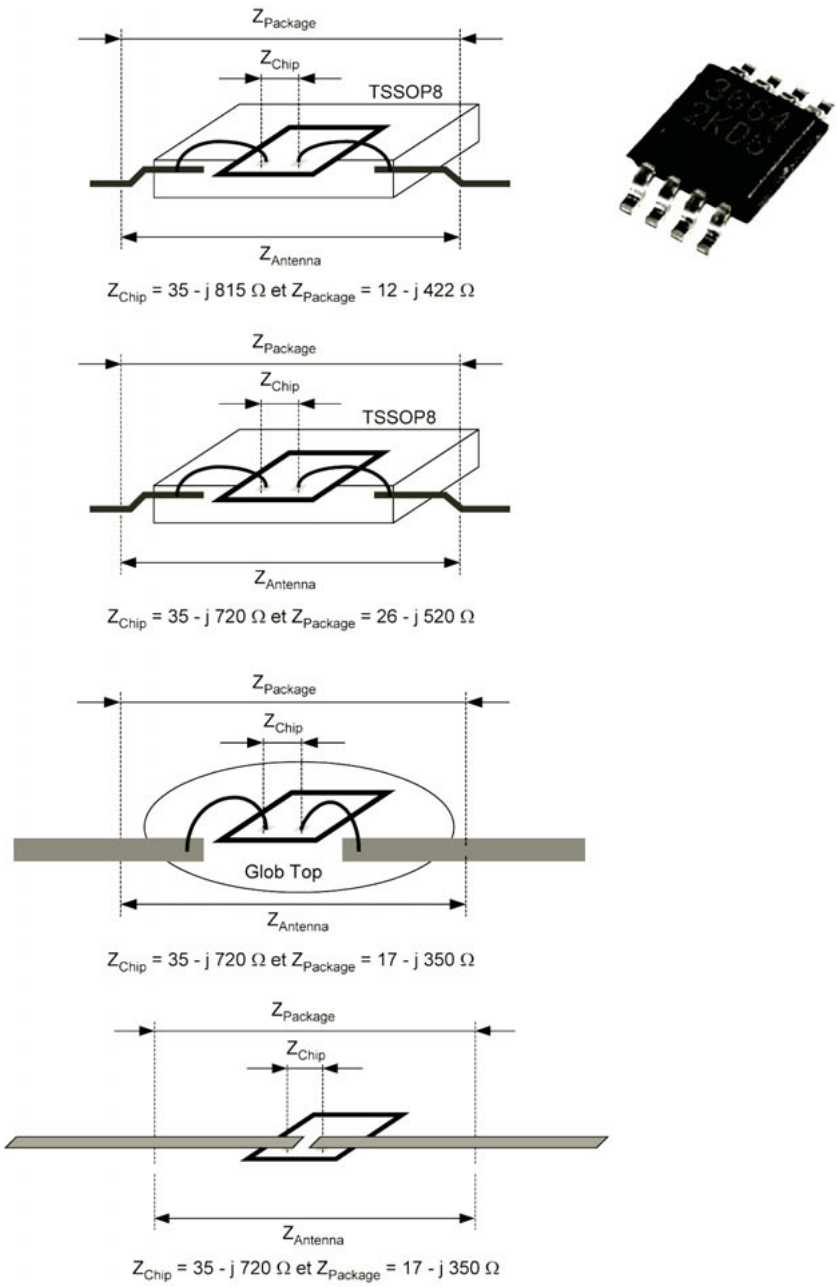


Figure 18.6 – Incidence du packaging.

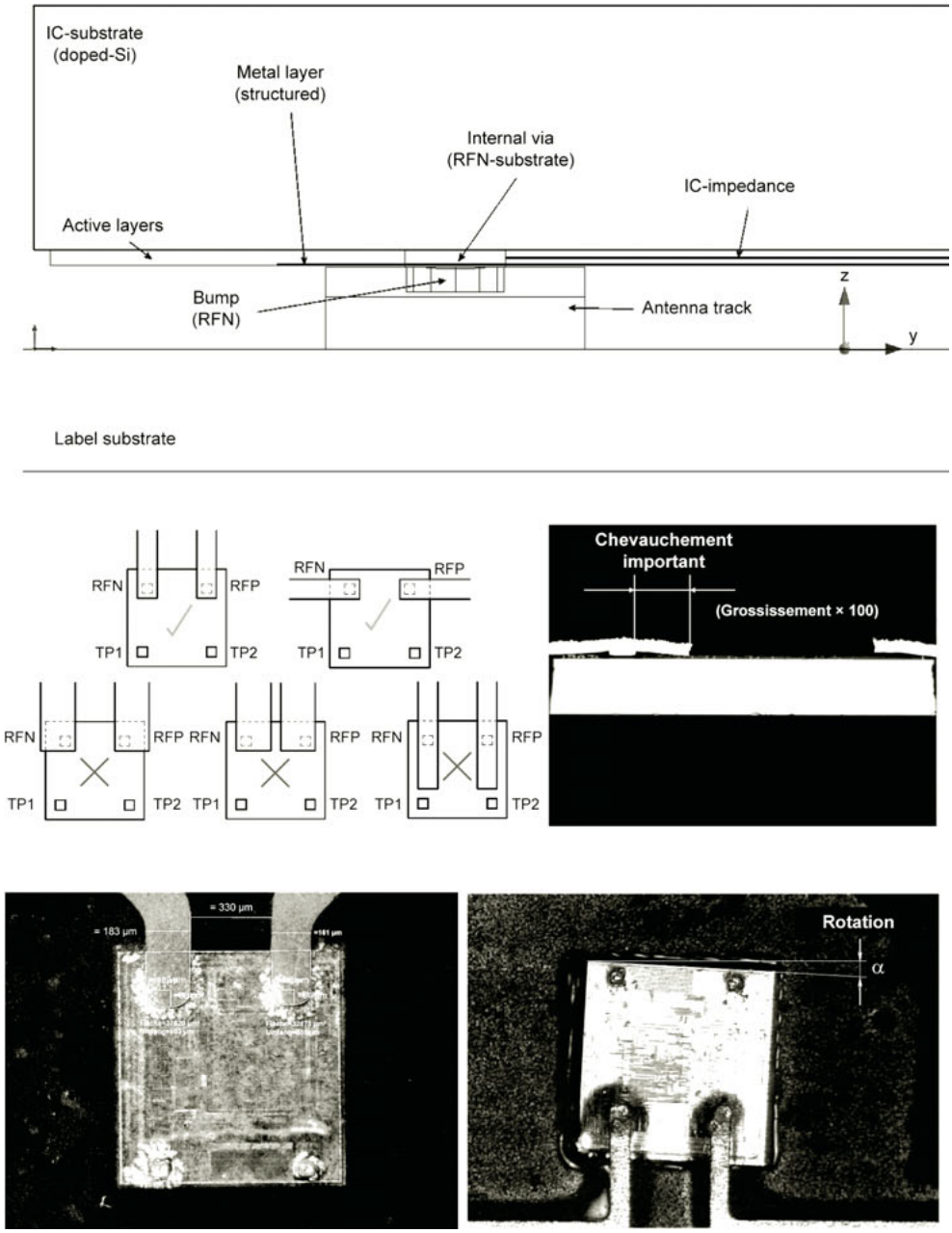


Figure 18.7 – Influence du montage du circuit intégré sur son support.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

19 • LA BASE STATION

Ce chapitre n'a pas pour vocation de décrire en détail comment réaliser une base station en UHF et en SHF mais simplement d'indiquer les problèmes conventionnels auxquels le développeur de tels ensembles est confronté. En effet, la conception de ces systèmes est complexe et requiert une culture UHF ou SHF de longue date, tant les techniques utilisées et les astuces de circuiteries sont nombreuses et brillantes. Au cours de ce chapitre, nous nous bornerons donc à donner les grandes lignes de conceptions et les avantages, propriétés, limites majeures des solutions et architectures proposées.

Vous venez peut-être de remarquer le « nous » de « nous nous bornerons ». En effet, je tiens particulièrement à exprimer mes plus chaleureux remerciements à MM. Christian Ripoll[1] et François de Dieuleveult[2], tous deux spécialistes (et amis bien sûr !) réputés en techniques radiofréquences, qui ont eu la gentillesse de participer largement à l'élaboration de ce chapitre et aux idées et solutions qui y sont proposées à votre intention.

19.1 Introduction

Posons dès à présent le problème de fond d'une base station RFID fonctionnant en UHF ou SHF. Comme nous l'avons déjà maintes fois évoqué au cours des chapitres précédents, la base station rayonne une puissance (P_{EIRP}) comprise entre quelques centaines de milliwatts (820 mW EIRP en Europe) et 4 W EIRP (aux États-Unis) en fonction des régulations localement applicables en vigueur.

Nous avons montré que lorsqu'un tag reçoit assez d'énergie (environ quelques dizaines de µW, 35 µW pour le U_code de NXP/Philips Semiconductors), par phénomène de *back scattering* il re-rayonne une partie de l'onde incidente vers la base station. Au niveau de celle-ci, la puissance récupérée est souvent de l'ordre de quelques centaines de nW ou encore de pW, que l'électronique de la base station doit être apte à traiter ! La sensibilité du récepteur doit donc être largement inférieure au nW de façon à détecter et traiter le faible signal de retour de façon correcte... qui est présent en même temps que l'important signal émis sur la même fréquence ou bande de fréquences. Le combat est donc lancé entre le champion de quelques watts d'une part et

[1] Christian Ripoll est enseignant chercheur au département Traitement du signal à l'ESIEE (École supérieure d'ingénieur en électronique et en électrotechnique). L'ESIEE appartient à la chambre de commerce de Paris et se situe en proche banlieue parisienne, Cité Descartes à Noisy-Le-Grand. Parmi toutes ses activités, l'ESIEE dispose d'une équipe (corps enseignants et chercheurs) et d'un laboratoire dédiés au traitement du signal analogique et numérique ainsi que d'un laboratoire d'électronique très spécialisé en techniques radiofréquences – dont Christian a la responsabilité – permettant également de participer au développement de projets industriels avec des sociétés externes.

[2] François de Dieuleveult est expert « Technologie Conseil » en traitement du signal à la Direction de la recherche technologique du CEA de Saclay. Durant de longues années, François a écrit de très nombreux articles techniques dans la presse spécialisée et a également publié des ouvrages sur la radiofréquence et ses techniques aux éditions Dunod.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

le prétendant de quelques nanowatts d'autre part ! On ne vous fait pas un dessin, mais nous pensons que maintenant vous avez compris que le cœur du problème réside donc à séparer l'onde descendante provenant du tag de l'onde montante issue de l'amplificateur de puissance de la base station.
Au travers de cette problématique générale des techniques de *back scattering* utilisée abondamment en RFID UHF et SHF, nous allons évoquer maintenant différentes possibilités de conceptions de base stations, soit fixes servant à communiquer à longues distances, soit portables, légères, peu encombrantes et si possible peu consommatrices d'énergie dites *handheld*, ainsi que les différentes techniques associées pouvant être envisagées pour « isoler/découpler » les liaisons montantes et descendantes.

19.1.1 La base station

La base station reçoit un très faible signal de retour provenant du tag et doit alors procéder :
– à sa réception ;
– à son amplification ;
– au traitement du signal (filtrage, etc.) ;
– à sa détection ;
– à sa démodulation ;
– et enfin, à son traitement numérique.

Pour cela, la base station reçoit sur son antenne (qui a souvent servi également à l'émission de la fréquence porteuse) l'onde réfléchie par le transpondeur, la dissocie du signal émis grâce à un coupleur bidirectionnel ou à un circulateur (sélectif sur la direction du signal), et l'envoie vers la partie réception (*figure 19.1*).

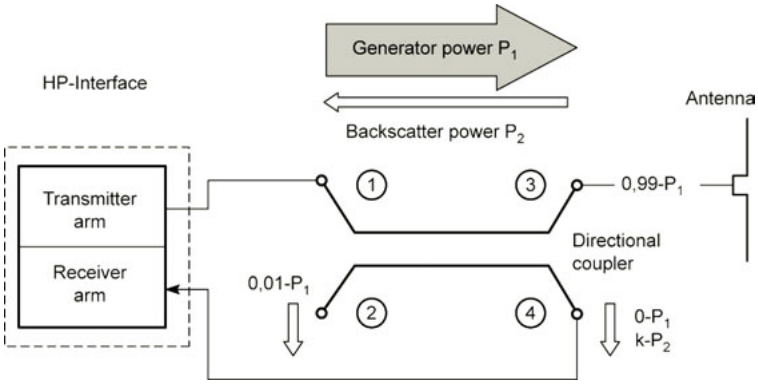


Figure 19.1 – Schéma bloc d'une base station.

■ Base station à deux antennes, dite bi-statique

C'est la solution la plus bestiale ! Comme cela, en ce qui concerne la dissociation de l'émission de l'onde montante et la réception de l'onde descendante, on sera (presque...) sûr du résultat !
Ces systèmes à deux antennes séparées sont appelés bi-statiques ou encore à antennes bi-statiques (revoir chapitre 8). En effet, afin de séparer l'onde montante (émission) de l'onde descendante due au *back scattering* du tag, une base station fixe peut utiliser deux antennes distinctes de façon à désolidariser mécaniquement et physiquement le signal transportant l'énergie en situant son antenne d'émission à une distance « suffisamment grande » de celle recevant le signal de retour,

évitant ainsi la surcharge et/ou l'aveuglement du récepteur par une partie de l'onde émise... étant donné, comme nous l'avons indiqué, que le signal émis est souvent supérieur de milliards de fois à celui qui est reçu (quelques W contre 1 nW) et que tous les deux sont exactement (en *back scattering* statique – signal de retour non modulé), à tout instant, sur la même fréquence (où fréquentiellement très proche lors de la modulation dynamique ISO 18000-6A ou B) ou lorsque le codage bit du tag comporte la présence d'une sous-porteuse, par exemple ISO 18000-C, vu le principe de fonctionnement de *back scattering* employé en UHF et SHF.

De plus, fréquemment, afin d'améliorer cette séparation, d'une part on utilise des antennes ayant également des rapports avant/arrière élevés afin d'optimiser les solutions par simples dispositions mécaniques et, d'autre part, on fait en sorte que les sous-lobes ou lobes auxiliaires de rayonnement de l'antenne d'émission ne perturbent pas la réception effectuée par l'antenne affectée à cet usage. Raffinement de raffinement, il n'est pas interdit d'émettre des signaux selon une polarisation linéaire donnée et d'effectuer la réception selon une polarisation linéaire orthogonale, le tag, son électronique, son antenne et son électronique associée effectuant/participant à la rotation adéquate !

Évidemment ces solutions sont plus chères, plus encombrantes, plus lourdes que d'autres... décrites ci-dessous.

19.1.2 Base station à une antenne, dite mono-statique

Ces systèmes, baptisés par opposition au premier mono-statiques ou à antenne mono-statique, bien sûr plus économiques, utilisent une antenne unique en émission et (simultanément) en réception pour réaliser en même temps l'ensemble des fonctions d'émissions et de réception sur (ou presque) la même fréquence. Ils sont conçus de façon que l'énergie importante présente sur le chemin de l'émetteur vers l'antenne ne soit pas (ou très peu) renvoyée vers le récepteur et ne submerge le minuscule signal reçu... ce qui pose quelques problèmes techniques et qui possède également des avantages.

Commençons par la technique : cette fonction peut être réalisée à l'aide d'éléments bien connus des gens de RF répondant aux doux noms de circulateurs et de coupleurs bidirectionnels. Dans quelques paragraphes nous donnerons des détails concrets sur leurs principes de fonctionnement, mais hélas, la séparation (ou niveau de réjection associé) d'une voie sur l'autre n'est habituellement que de l'ordre de 20 à 30 dB. De ce fait, sans aucune autre astuce, un système mono-statique ne peut être aussi sensible qu'un système bi-statique du fait de la réinjection d'une partie (même faible) du puissant signal émis dans la partie de réception du système, entraînant par conséquent, sur le principe, des distances de fonctionnement plus faibles. Pour donner un ordre de grandeur, tout étant égal par ailleurs (notamment même puissance émise), avec un système bi-statique on peut obtenir des distances de fonctionnement de l'ordre de 12 m comparativement à des distances de l'ordre de 8 à 9 m avec des systèmes mono-statiques, cela étant uniquement dû au fait qu'il est plus facile de séparer le signal reçu en retour du tag de celui émis.

Examinons maintenant les avantages des systèmes mono-statiques. Il est certain qu'une mono-antenne réjouit les utilisateurs de systèmes portables (*handheld*) dont le problème quotidien réside dans la péréquation volume/poids/autonomie/distance de fonctionnement. Ceci permet ainsi d'identifier plus aisément des tags situés en des endroits où il est impossible de disposer des bases stations fixes (par exemple tags utilisés sur des articles disposés loin de réseaux informatiques, suivi de santé d'arbres dans les forets, localisation et nourriture de bétail dans les prés, inventaire des marchandises dans un entrepôt, etc.). Ensuite, à l'aide d'interfaces de type PDA, RS 232, GSM, et de localisation GPS, il est aisé de communiquer avec la base informatique centrale et de décharger les données sans erreur de transcriptions dues à des interventions manuelles.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

19.1.3 Quelques informations sur des éléments électroniques apparaissant dans une base station RFID

Les techniques employées pour la conception de systèmes RFID en UHF et SHF et des bases stations associées sont très différents de celles utilisées en LF et HF. Elles font appel à des dispositifs typiquement radiofréquences[1], parmi lesquels de nouveaux « êtres » électroniques font parfois leurs apparitions. Parmi eux, citons les coupleurs bidirectionnels, les circulateurs et les *strip lines*. Avant de décrire leurs utilisations dans les architectures de bases station UHF et SHF, n'ayant pas l'habitude de laisser les lecteurs dans le doute le plus absolu, nous allons maintenant les présenter en quelques mots.

■ Circulateur

Un circulateur est une « jonction » (radiofréquence) à 3 ports (entrées/sorties) disposés de façon à former un Y (*figure 19.2*). L'ensemble est couplé magnétiquement à un matériau de ferrite polarisée, dont le rôle consiste à aiguiller la puissance principale entre deux ports consécutifs. Comme le coupleur que nous examinerons lors du prochain paragraphe, le circulateur constitue une jonction symétrique mais, contrairement à ce dernier, celle-ci n'est pas réciproque.

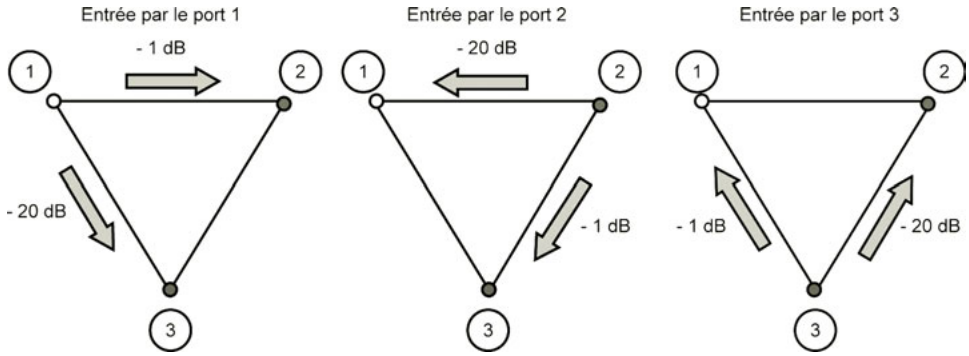


Figure 19.2 – Principe du circulateur.

□ Principe de fonctionnement d'un circulateur

Pour comprendre le fonctionnement d'un circulateur, il faut le considérer comme une boîte (magique !) contenant trois lignes de transmission disposées à 120°. Ces lignes de transmission sont placées entre deux disques de ferrite. De l'autre côté de la ferrite, on dispose un plan de masse non ferreux, puis un aimant suivi par une pièce de fer qui est placée là ayant pour mission, d'une part de réaliser pour l'ensemble ainsi constitué un écran contre des champs magnétiques extérieurs et, d'autre part, de dissiper efficacement la chaleur pouvant être produite par l'ensemble.

Lorsque la RF est introduite sur l'un des trois ports, deux champs magnétiques rotatifs égaux mais de phases opposées sont induits dans la ferrite. En supposant que le champ magnétique produit par les aimants soit de force adéquate (comme aurait dit certain, c'est étudié pour...), les champs rotatifs opposés sont annulés sur la ligne de transmission adjacente et se renforcent sur les deux autres lignes. Le résultat de tout cela est que la RF passe sans être atténuée dans la ligne de transmission adjacente mais ne passe pas dans la troisième ligne (c'est le côté magique de l'histoire...).

La fonction d'un circulateur permet donc l'écoulement d'ondes dans une seule direction, par exemple du port 1 (entrée/source) vers le 2 (sortie/charge), de même, du port 2 (sortie devenant

[1] J.D. Gerdeman, *RF/ID – Radio Frequency Identification – Application 2000*, Research Triangle Consultants.

entrée) vers le port 3 (charge), et finalement du port 3 (ex-charge) vers le port 1 (ex-entrée). En conclusion, un circulateur est un système tel que – sans rien faire de spécial – lorsque l'on applique un signal sur l'un de ses ports, celui-ci est transféré au port adjacent suivant. Grâce à cela on peut passer successivement – faire circuler – d'un port à l'autre la RF dans le sens des aiguilles d'une montre sur les trois points de la connexion en Y. De plus, lorsque l'un des ports est bouclé sur ses conditions d'adaptation, les deux autres sont isolés dans la direction inverse (exemple port 3 adapté → communication du port 1 vers le port 2 mais pas du port 2 vers le port 1). En conclusion, lorsque l'on vous vend un circulateur à l'intérieur duquel on a disposé une charge adaptée sur le port 3... on l'appelle isolateur du port 2 vers le port 1 ! Ce phénomène simultané de circulation et d'isolation est à l'origine du nom circulateur.

Évidemment cela ne fonctionne très bien (circulation et isolation simultanée) que lorsque les ports sont fermés sur leurs impédances adaptées car, dans ce cas, il n'y a pas d'onde parasite réfléchie du fait que le taux d'ondes stationnaires (VSWR) sera aussi proche que possible de 1:1. Comme d'habitude, il est bien évident que pour de nombreuses raisons physiques et pratiques (bande passante large, pertes, variations de températures, non-linéarités des ferrites, etc.), cela n'est jamais complètement possible. En pratique, un circulateur donne une isolation de l'ordre de 20 à 30 dB dans la direction inverse. Parfois, afin d'améliorer le facteur d'isolation d'une liaison, il est nécessaire de disposer jusqu'à trois circulateurs en cascade. En ce qui concerne les pertes d'insertion de voies directes, elles s'échelonnent généralement de 0,25 à 1 dB (10 à 15 % sont perdues dans l'insertion) et sont principalement dues à la dissipation de chaleur dans la ferrite et matériaux magnétiques et aux désaccords des lignes de transmissions tout le long de la bande passante des transmissions requises.

Pour terminer cette rapide description d'un circulateur, sachez que du fait de la non-linéarité intrinsèque des ferrites, il y a souvent création de fréquences harmoniques des signaux transmis, ce qui entraîne tôt ou tard des produits d'intermodulations de tout ordre. Généralement, l'emploi de circulateurs entraîne l'utilisation simultanée de réseaux de filtrage.

En résumé : si la puissance entre par le port P_1, la puissance sur le port P_2 sera égale à la puissance injectée au port P_1... aux pertes d'insertion P_I près (de l'ordre du dB) :

$$\text{en dB } P_2 \text{ (dBm)} = P_1 \text{ (dBm)} - P_I \text{ (dB)}$$

Le port P_2 est alors appelé le port couplé.

La puissance P_{3i} recueillie sur le port P_3 (appelée voie isolée) sera la puissance injectée au port P_1 à l'isolation près (donc idéalement rien). Cette isolation I est généralement de l'ordre de 20 dB en bande UHF et au-dessus :

$$\text{en dB } P_{3i} \text{ (dBm)} = P_1 \text{ (dBm)} - I \text{ (dB)}$$

Le port P_3 est alors appelé le port isolé. La *figure 19.3* résume le fonctionnement du circulateur.

■ Coupleur directionnel

Un coupleur directionnel est une « jonction » (radiofréquence) à 4 ports (entrées/sorties). La *figure 19.4* donne un exemple de réalisation de coupleur bidirectionnel, dont le rôle consiste à prélever une partie du signal (1/10 à/ou 1/100 – soit 10 à 30 dB de la puissance principale par exemple) circulant dans une direction donnée. Ici, le sens de propagation de l'onde revêt une importance capitale, et les propriétés du coupleur en dépendent étroitement.

Examinons deux cas de figure possibles :

– Lorsque l'énergie principale va du port P_1 vers le port P_2 (*figure 19.5*), la voie 1 est fortement couplée à la voie 2, faiblement couplée à la voie 4, complètement découplée (idéalement) de la voie 3. On appelle alors la voie 2 la voie directe, la voie 3 la voie isolée et la voie 4 la voie couplée.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

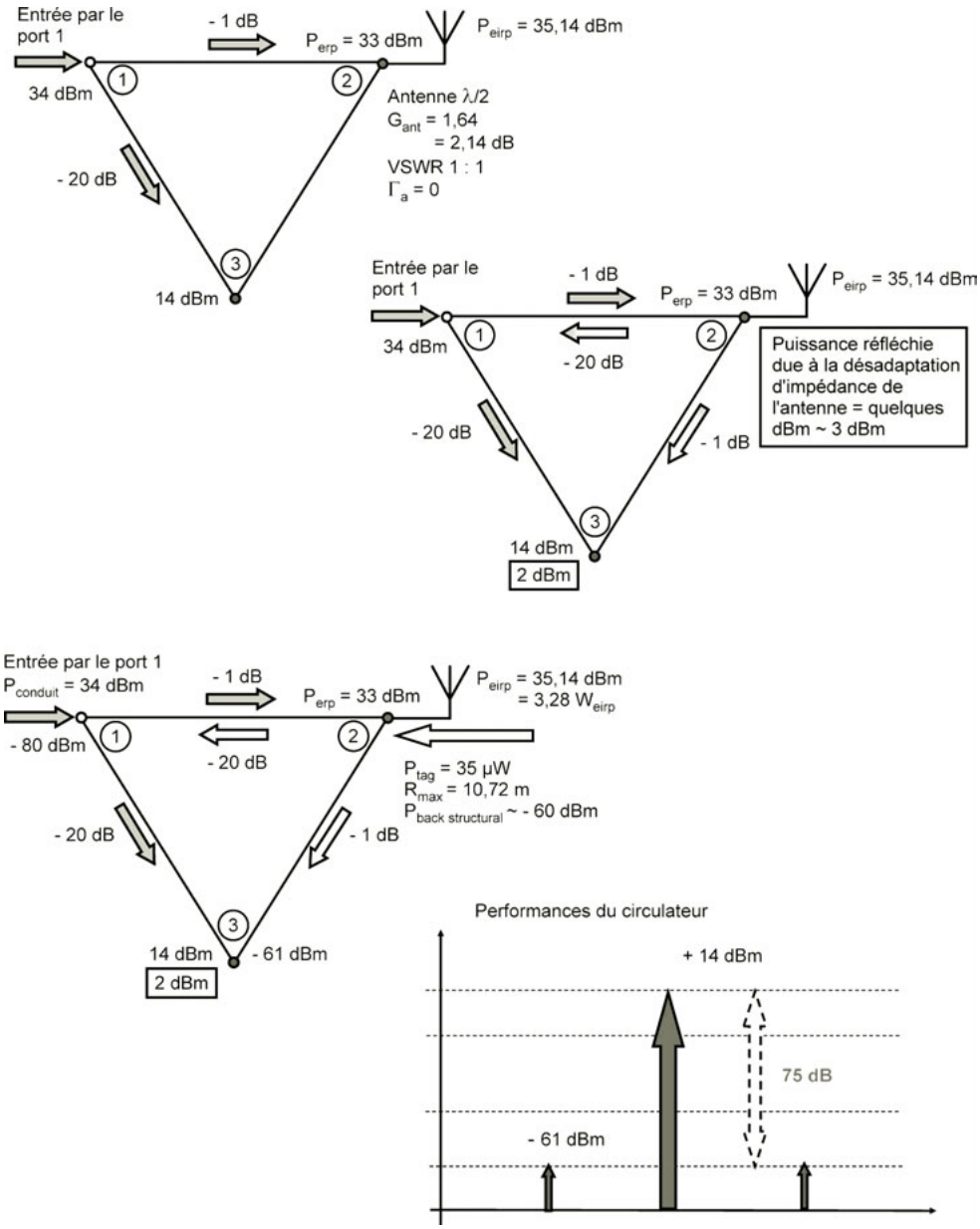


Figure 19.3 – Exemple de l'utilisation d'un circulateur en Europe 2 W ERP (33 dBm) – LBT.

– Lorsque la propagation a lieu dans le sens du port P_2 vers le port P_1 (*figure 19.6*), la voie 2 est fortement couplée à la voie 1, faiblement couplée à la voie 3, complètement découplée (idéalement) de la voie 4. On appelle alors la voie 1 la voie directe, la voie 4 la voie isolée et la voie 3 la voie couplée

Le repérage des voies couplées et isolées dépend donc du port par lequel l'énergie incidente est injectée, c'est cela qui donne au coupleur ses propriétés de directivité.

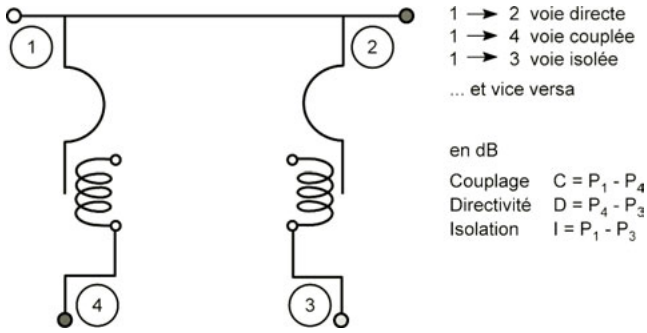


Figure 19.4 – Coupleur bidirectionnel.

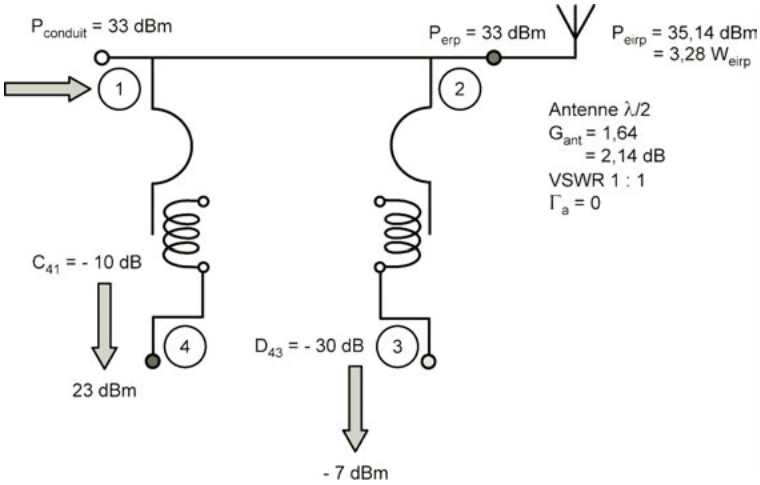


Figure 19.5 – Exemple : Europe 2 W ERP (33 dBm) – LBT.

□ Couplage, directivité et isolation

Les performances d'un coupleur seront généralement caractérisées par trois paramètres, le couplage, la directivité et l'isolation (en plus des classiques coefficients de réflexion), que nous allons définir à présent.

Couplage

Par définition, on appelle C, facteur de couplage, le rapport entre la puissante incidente P_1 sur le port 1 et la puissance P_4 recueillie sur la voie couplée, le port 4 :

$$\text{en écriture linéaire, } C = P_1/P_4$$

$$\text{ou exprimée en dB, } C\ (\text{dB}) = P_1\ (\text{dBm}) - P_4\ (\text{dBm})$$

Directivité

Par définition, on appelle D, valeur de la directivité, le rapport entre la puissance couplée P_4 et la puissance indésirable P_3 sur la voie isolée (souvent de l'ordre de 20 à 30 dB ou encore en dessous).

$$\text{en écriture linéaire, } D = P_4/P_3$$

$$\text{ou exprimée en dB, } D\ (\text{dB}) = P_4\ (\text{dBm}) - P_3\ (\text{dBm})$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

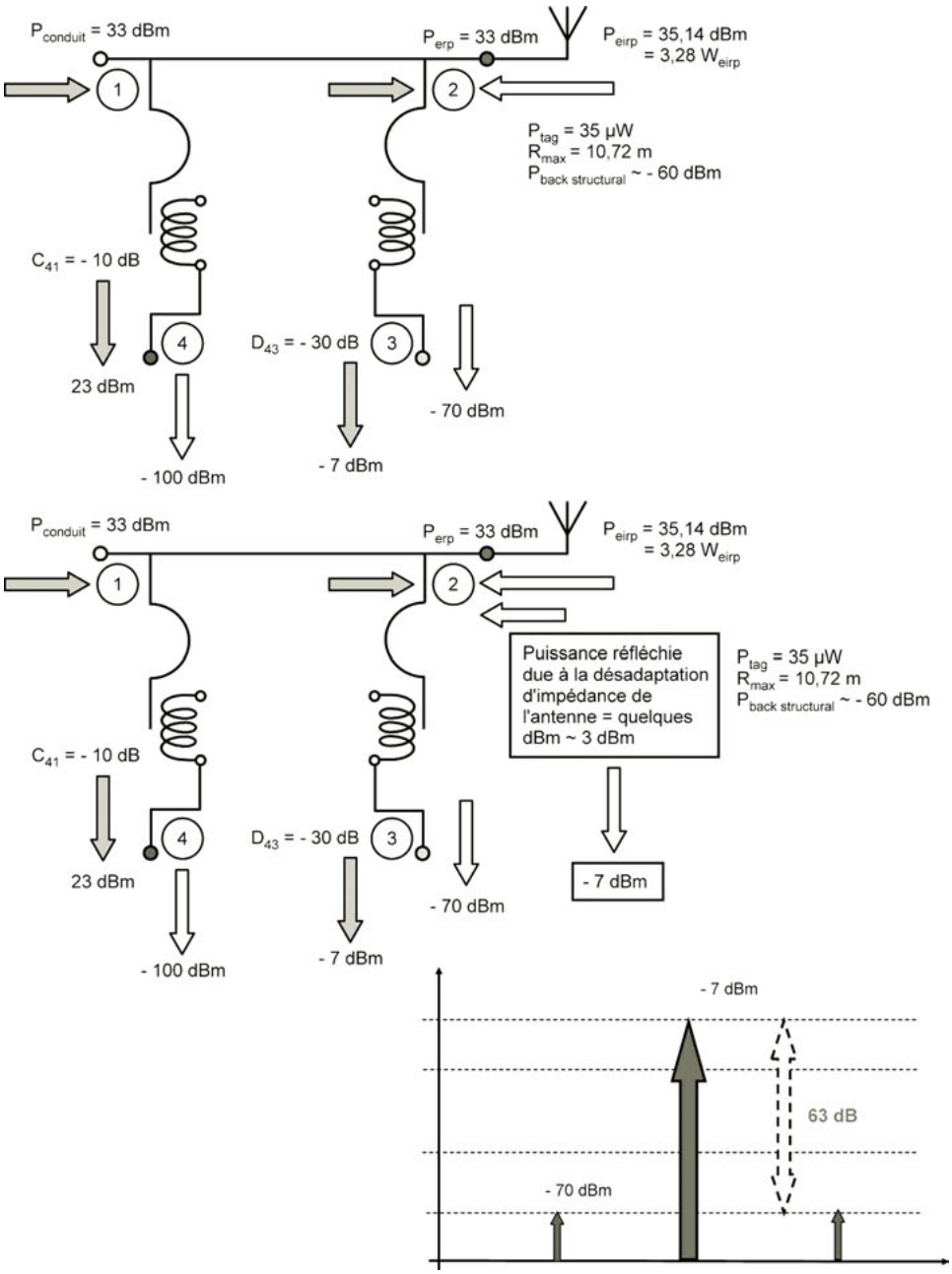


Figure 19.6 – Exemple de l'utilisation d'un coupleur bidirectionnel en Europe 2 W ERP (33 dBm) – LBT.

Idéalement, la puissance P_3 recueillie en P_3 doit être nulle. Les limites technologiques de réalisation des coupleurs bidirectionnels ne permettent cela que dans une certaine mesure... d'où la valeur de D ! La directivité est donc une mesure de la qualité de couplage d'énergie en fonction de la direction des puissances incidentes considérées.

Isolation

Par définition, on appelle I, facteur d'isolation, le rapport entre la puissante incidente P_1 sur le port P_1 et la puissance P_3 recueillie en P_3 sur la voie isolée,

$$\text{en linéaire, } I = P_3/P_1$$

$$\text{ou exprimée en dB, } I\ (\text{dB}) = P_1\ (\text{dBm}) - P_3\ (\text{dBm})$$

Remarque

L'équation de I peut se formuler différemment, en fonction de C et de D. En effet, en écriture linéaire $I = P_1/P_3$:

$$I = \frac{P_1}{P_4} \times \frac{P_4}{P_3} = C \times D$$

ou, exprimé en dB : I (dB) = P_1 (dBm) – P_3 (dBm) = C (dB) + D (dB).

19.2 Exemples d'architectures *hardware* des bases stations

Maintenant que les deux éléments – coupleur bidirectionnel et circulateur –, essentiels à la séparation des signaux émis et reçus par une même antenne en RFID fonctionnant en *back scattering*, ont été introduits, nous pouvons aborder l'examen de quelques exemples de structures de stations de base RFID avec les avantages et inconvénients apportés par chacune d'entre elles.

À titre d'exemples non limitatifs, nous allons présenter brièvement trois possibilités d'architectures matérielles de bases stations qui peuvent être envisagées selon les types et classes d'applications demandées. Pour de simples raisons de coût et d'encombrement, nous avons choisi de décrire des concepts de bases stations à antenne unique, donc mono-statique mais parfois, pour des raisons de performances techniques, à variante bi-statique. Il s'agit de systèmes :

– à circulateur : à démodulation par diode Schottky ;
– à coupleur bidirectionnel : à démodulation synchrone I/Q ou à démodulation synchrone I/Q et à mesure et contrôle de niveau de porteuse.

À noter que cela n'implique en rien les solutions matérielles et logicielles à mettre en œuvre concernant l'utilisation des techniques d'étalement de spectre de type FHSS, DSSS, et LBT pour satisfaire d'autres points liés aux normes et/ou régulations en vigueurs.

Un dernier mot, pour ceux que cela intéresse, sachez qu'il est assez facile de modéliser et simuler :

– les schémas proposés dans ces exemples de bases stations à l'aide d'outils tels que ADS (Agilent Development Software), MWO (MicroWave Office), Touchstone, etc.
– les champs produits et rayonnés par les antennes : en deux dimensions Sonnet EM suite, Agilent Momentum, Ansoft Ensemble, etc., ou en trois dimensions avec les outils HFSS de la société Ansoft ou ceux de IMST, CST Microwave Studio, etc. Généralement, ces produits ont des coûts élevés mais donnent des résultats permettant de prédire les performances finales d'un dispositif avec un coefficient de confiance de l'ordre de 85 à 90 %, ce qui n'est déjà pas si mal, et plus si affinité !

19.2.1 Remarques importantes

a) Dans les paragraphes qui suivent, il faut noter que les valeurs des puissances P_{ERP} évoquées sont exprimées (conformément aux méthodes de mesures de la norme CISPR 16 en vigueur)

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

en puissances de crête ou quasi-crête, donc indépendantes ou peu dépendantes du fait que la porteuse émise soit modulée en tout ou rien (ASK 100 %, de rapport cyclique 50 % (codage bit de type Manchester) pendant la liaison montante et par une onde porteuse pure permanente pendant la liaison descendante (*back scattering* du tag vers la base station).
b) Afin d'aider à comparer les performances relatives de ces différentes architectures matérielles, nous avons utilisé les mêmes hypothèses de fonctionnement pour tous ces exemples. Étant en Europe, nous nous sommes placés dans le strict respect de la régulation spécifique à la RFID en Europe, c'est-à-dire l'ETSI 302 208-1 (pour plus de détails, voir chapitres 15 et 16 concernant les normes et régulations) dont l'application est entrée en vigueur en Europe en 2006 *via* l'ERC 70-03, en utilisant une base station mono-statique rayonnant une puissance maximale de 2 W ERP – technique LBT – possédant une antenne λ/2 (ouverture de faisceau 70°) et utilisant un tag à antenne λ/2 comportant un circuit intégré U_code de NXP/Philips Semiconductors dont la consommation minimale typique est de 35 μW entraînant une distance théorique typique de télé-alimentation de 10,72 m.
Le bilan global de la liaison montante et descendante est donné au *tableau 19.1*.

Tableau 19.1

Émission		
	Base station	P_{ERP} = 2 W = 33 dBm
		$G_{ant\ bs\ émission}$ = 1,64 = 2,14 dB
		P_{EIRP} = 3,28 W = 35,14 dBm
Air		
	Air	att @ 867 @ 10,72 m = 51,87 dB
Tag		
	Tag	signal reçu = – 16,73 dBm
		$G_{ant\ t}$ = 1,64 = 2,14 dBm
		P_t = – 14,59 dBm = 35 μW
		$P_{s\ structural}$ (à l'adaptation de charge) = – 12,45 dBm
Air		
	Air	att @ 867 @ 10,72 m = 51,87 dB
Réception	Base station	signal reçu = – 64,32 dBm
		$G_{ant\ bs\ recept}$ = 1,64 = 2,14 dB
		$P_{back\ bs\ structural}$ = – 62,18 dBm

La puissance $P_{back\ tag\ non\ modulé}$ de retour est donc égale à – 62,18 dBm.
Pour information, la *figure 19.7* indique les valeurs obtenues dans le cas d'une comparaison entre des puissances émises de 500 mW ERP et de 2 W ERP. À noter :

– que cet exemple se situe dans le cadre d'une base station bi-statique tel que :

$$G_{ant\ bs}\ @\text{émission} = 2{,}14\ \text{dB}$$

$$G_{ant\ bs}\ @\text{réception} = 4\ \text{dB}$$

– que, remarque importante, malgré la valeur de puissance émise 500 mW ERP plus faible, la valeur de puissance reçue par la base station est légèrement supérieure à celle du cas 2 W ERP... du fait d'une distance maximale possible de télé-alimentation plus faible.

Bilan global de la liaison		Europe ERC 70 03	Europe ETSI 302 208	Remarques
Fréquence ERC 70 03	MHz	869,50 500 mW 10%	867,60 2 W LBT	fréquence max de la bande considérée pour att_ max
P_ ERP_ bs_ max	dBm	27,00	33,00	c'est-à-dire P_ ERP max. autorisée
G_ ant_ bs @ émission	dB	2,14	2,14	antenne dipôle λ/2 de G_ ant_ bs = 1,64 ; angle < 70°
P_ EIRP_ bs max	dBm	29,14	35,14	(c'est-à-dire P_ ERP + 2,14 dBm)
r_ max télé-alimentation	m	5,39	10,79	équation de Friis ... dans le meilleur des mondes ! pour le tag considéré P_ t = 35 µW = - 14,5 dBm
att @ de F et de r	dB	45,92	51,93	à la fréquence considérée et r_ max_ télé_ alimentation
G_ ant_ t	dB	2,14	2,14	antenne dipôle λ/2 de gain G_ ant_ t = 1,64 dB
P_ t	dBm µW	-14,56 35,00	-14,56 35,00	U_ code - Philips Semiconductors - en UHF
r_ max_ utile	m	2,70	5,40	la sombre réalité ... réflexion, désaccords, etc.
att @ de F et de r	dB	45,92	51,93	à la fréquence considérée et r_ max_ télé_ alimentation
G_ ant_ t	dB	2,14	2,14	antenne dipôle λ/2 de gain G_ ant_ t = 1,64 dB
G_ ant_ bs' @ réception	dB	2,14	2,14	antenne de réception différente G_ ant_ bs = 4
P_ back_ structural	dBm nW	-56,27	-62,29	au niveau de l'entrée du démodulateur de la base station

Figure 19.7 – Bilan de la liaison.

Le *tableau 19.2* indique les dernières remarques concernant la puissance maximale que peut/doit délivrer l'amplificateur en fonction des régulations locales en vigueur en UHF (860-960 MHz).

Tableau 19.2

		Puissance rayonnée max.	**Puissance conduite max.**	
États-Unis	FCC 47 part 15	4 W EIRP	**1 W max**	d'où $G_{bs\ min}$. = 4
Europe	(dont la France)			
	ETSI 302-208	2 W ERP – LBT	**2 W max**	d'où 3,28 W EIRP (ouverture max. 70°) d'où $G_{bs\ min}$ = 1,64
	ERC 70-03	0,5 W ERP/dc = 10 %		d'où 0,82 W EIRP

Cela indique donc clairement, en UHF, qu'à puissance rayonnée EIRP légèrement plus faible (3,28 W EIRP contre 4 W EIRP) les amplificateurs de sortie RF des bases stations RFID européennes doivent délivrer une puissance conduite sur la charge (utile) de l'antenne plus importante (2 W contre 1 W) que les bases stations américaines. En tenant compte des câbles de liaison à l'antenne, aux pertes de celle-ci, de la désadaptation possible entre les impédances de sortie de l'amplificateur et de l'antenne de la base station (VSWR = 1,5), des tolérances de fabrication, des dérives des composants dans le temps, etc., on arrive rapidement à ce que l'amplificateur soit apte à délivrer en gros 2,8 W sinusoïdaux avec une pureté spectrale à peu près correcte de façon à respecter les niveaux de pollution et autres *spurious* ne gênant pas les canaux adjacents de la bande de fréquences autorisée. Pour cela, on en vient rapidement à concevoir un amplificateur de puissance fonctionnant en classe A linéaire, c'est-à-dire dissipant au repos (sans porteuse) au moins autant de puissance qu'il a à en fournir à sa charge, c'est-à-dire un total d'au moins 2 × 2,8 W, donc à employer un étage de puissance capable de gérer environ 6 W et donc très fréquemment équipé d'un radiateur et/ou d'une ventilation conséquent(e).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

19.2.2 Base station à circulateur et à démodulation par diode Schottky

La *figure 19.8* présente le schéma synoptique d'une architecture mono-statique basée autour d'un circulateur.

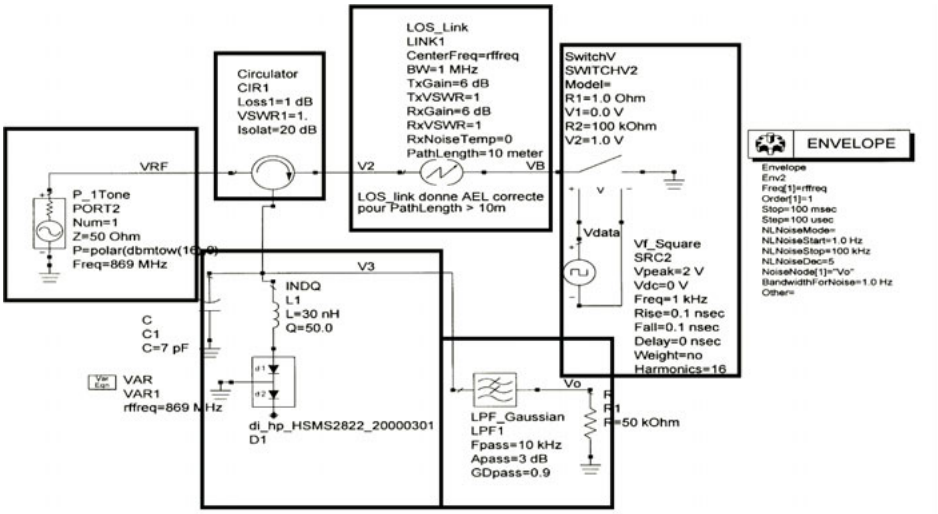


Figure 19.8 – Base station à circulateur et à démodulation par diode Schottky.

■ Examen de la structure de cette base station

- La puissance fournie par l'électronique de puissance de la base station passe vers l'antenne *via* un circulateur.
- Cette puissance se retrouve donc – aux pertes d'insertion PI près – au niveau de l'antenne (remarque : sur le schéma nous n'avons pas indiqué d'élément de filtrage, mais en pratique, il faut en disposer un pour satisfaire les normes concernant les niveaux d'émissions parasites).
- Grâce à l'antenne, la puissance électrique conduite est convertie en puissance électromagnétique rayonnée P_{EIRP} (puissance isotrope rayonnée effective) dont la valeur est (en dB) $P_{\text{EIRP}} = P_{\text{cond}} + G_{\text{ant bs}}$.
- Grâce à sa propre antenne, le tag placé à une certaine distance, récolte une puissance fonction de l'atténuation du milieu en espace libre (sur une charge adaptée pour optimiser la puissance reçue, revoir au besoin l'équation de Friis).
- Comme nous l'avons maintes fois expliqué au cours de cet ouvrage, une puissance $P_{s\ \text{back}}$ est re-rayonnée et modulée par la variation d'impédance de charge d'antenne du tag au rythme des données.
- Ce re-rayonnement se traduit par une modulation de l'amplitude de la densité surfacique de puissance et de la phase de la porteuse incidente réémise vers la base station.
- À l'arrivée sur l'antenne (unique) de la base station (mono-statique), le signal de retour est aiguillé par le circulateur (accès du port P_2 vers le port P_3, avec toujours une perte d'insertion PI) vers l'étage mélangeur constitué d'une diode Schottky.

Afin d'être concret, chiffrons et décomposons cet exemple en utilisant un circulateur dont les performances d'insertion P_I, et d'isolation I sont les suivantes :

$$P_I = 1 \text{ dB} \quad \text{et} \quad I = 20 \text{ dB}$$

□ Pendant la phase de liaison montante, de la base station vers le tag

En ce qui concerne la porteuse à émettre, le port P_1 constitue le port d'entrée du circulateur. Avec $P_1 = 34$ dBm $=\sim 2{,}5$ W (la valeur injectée en $P_1 = 34$ dBm est due au fait que pour avoir réellement $P_{conduit} = 33$ dBm en sortie afin d'attaquer concrètement l'antenne de la base station, il faut compenser la perte d'insertion de 1 dB de la voie directe du circulateur) :

– par couplage, nous aurons sur le port P_2 (voie couplée) un niveau de puissance de :

$$P_2 = P_1 - P_I$$

$P_2 = 34 - 1 = 33$ dBm conduit pour avoir 2 W ERP max. rayonné autorisé sur une antenne $\lambda/2$;

– et, par défaut d'isolement sur le port P_3 (voie isolée) :

$$P_3 = P_1 - I$$

$$P_3 = 34 - 20 = 14 \text{ dBm} = 25 \text{ mW}$$

□ Pendant la phase de liaison descendante

Signal de back scattering en provenance du tag

Pendant la phase de liaison descendante et de non-modulation de l'impédance de charge de son antenne (adaptation d'impédance antenne tag et de sa charge), comme indiqué plus haut, le tag retourne une puissance $P_{\text{back tag non modulé}} = -62,18$ dBm $=\sim 1$ nW. Le port P_2 devient pour ce signal le port d'entrée du circulateur.

1) Par couplage, en provenance du port d'entrée P_2 sur lequel est présente la puissance $P_{\text{back tag non mod}}$, nous aurons sur le port P_3, sur lequel est disposée l'entrée du mélangeur supposée adaptée par une charge 50 Ω, une puissance de signal provenant du transpondeur :

$$P_{\text{in mélangeur}} = P_3 = P_2 - P_I = P_{\text{back tag non modulé}} - P_I$$

$$P_{\text{in mélangeur}} = (-62{,}18) - 1 = -63{,}18 \text{ dBm}$$

En réalité, la charge que constitue la diode n'est jamais parfaitement adaptée car il y a toujours quelques pertes par réflexion ou désadaptation qui sont de l'ordre de 3 dB. La puissance réelle d'entrée du mélangeur à prendre en compte vaut alors – 66,18 dBm.

Remarque

Pendant la phase de réponse en *back scattering* du tag et lors de la modulation d'impédance de la charge d'antenne du tag, la puissance recueillie $P_{\text{back tag mod}}$ sera, comme démontré au chapitre 8, 4 fois supérieure à celle de la phase de non-modulation soit, $P_{\text{back tag non modulé}}$ + 10 log 4 = – 62,18 dBm + 6 dB = – 56,18 dBm.

2) Sur le port P_1, par défaut d'isolation du circulateur, nous aurons :

$$P_1 = P_2 - I$$

$$P_1 = -62{,}18 - 20 = -82{,}18 \text{ dBm} \approx 10 \text{ pW}$$

En provenance de la porteuse de la base station

a) Étant donné que pendant la phase de liaison descendante, la porteuse est toujours émise à pleine puissance pour servir de signal de support aux informations de retour, comme dans le cas n° 1, par défaut d'isolement, nous aurons sur le port P_3 une résiduelle du port P_2 :

$$P_{\text{in mélangeur}} = P_3 = P_2 - I$$

$$P_{\text{in mélangeur}} = 34 - 20 = 14 \text{ dBm} = 25 \text{ mW}$$

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Ici aussi, avec la diode Schottky comme charge, au lieu de +14 dBm espérés ci-dessus, la puissance est prise à +11 dBm pour tenir compte du fait que la diode n'est pas parfaitement adaptée et que les pertes par réflexion ou désadaptation sont de l'ordre de 3 dB.
b) Très souvent, l'impédance de l'antenne de la base station n'est pas tout à fait bien adaptée (ne serait-ce que du fait de la large bande de fréquences à couvrir) à l'impédance de sortie du circulateur. De ce fait, il y a présence d'ondes réfléchies, de coefficient de réflexion et de VSWR associé. Cela revient à dire qu'au port P_2, en plus du signal de retour du tag, il y a une puissance de porteuse qui est réinjectée dans le circulateur *via* ce port. Dans notre cas, si la charge que représente l'antenne est bien conçue, la puissance réinjectée sera de l'ordre de 3 dBm (2 mW)... qui, bien sûr, se dépêcheront d'aller directement vers le port P_3 par couplage !

□ **Bilan global des signaux présents sur le port 3**

	Puissances (dBm)				**Porteuse (dBm)**	**Signal de *back scattering* (dBm)**
	P_1				34	
	P_2					– 62,18
	Port d'entrée		**Ports de sortie**			
Par couplage	$P_1 \rightarrow$		P_2		33	
	$P_2 \rightarrow$			P_3		– 63,18
	$P_3 \rightarrow$	P_1				– 64,18
Par isolement	$P_1 \rightarrow$			P_3	14	
	$P_2 \rightarrow$	P_1				– 82,18
	$P_3 \rightarrow$		P_2			
Par réflexion sur P_2 (selon désadaptation)					(3)	
Couplage	$P_2 \rightarrow$?			P_3	(2)	

En conclusion, sur P_3 nous trouvons :
– de la porteuse au haut niveau = 14 dBm + (2)dBm = 25 mW + (1,6 mW) ;
– du signal de *back scattering* à faible niveau = −63,18 dBm.

Il faut noter que, même l'antenne bien adaptée, le niveau de puissance de porteuse (+14 dBm) arrivant sur l'entrée du mélangeur est très largement supérieure au signal retour (– 63,18 dBm) qui porte l'information du tag.
Estimons maintenant la tension crête présente à l'entrée de la diode :

$$P_{\text{in mélangeur}} = U_{\text{eff}}^2/R = U_{\text{crête}}^2/2R$$

soit

$$U_{\text{crête mélangeur}} = \sqrt{P \times 2R}$$

$$U_{\text{crête mélangeur}} = \sqrt{25 \times 10^{-3} \times (2 \times 50)} = \sqrt{2{,}5} = 1{,}58 \text{ V crête}$$

Nous sommes bien dans le cas d'une démodulation synchrone avec un niveau de porteuse suffisant pour que le mélange soit efficace.

Remarque
Afin de balayer l'ensemble des applications RFID, examinons rapidement le cas d'une base station portable dont la puissance d'émission P_{ERP} serait volontairement réduite à + 15 dBm (environ 30 mW, portée théorique = 1,30 m) afin d'éviter une consommation d'énergie trop élevée. Un calcul similaire à celui mené ci-dessus amènerait à une puissance d'entrée du mélangeur de – 4 dBm (400 µW) au lieu de + 14 dBm. Cela entraînerait une tension crête

$$U_{\text{crête mélangeur}} = \sqrt{P \cdot 2R} = \sqrt{0{,}4 \times 10^{-3} \times (2 \times 50)} = \sqrt{4 \times 10^{-2}} = 200 \text{ mV crête.}$$

Cette valeur n'est pas suffisante pour atteindre le seuil d'ouverture de la diode (0,7 V), et donc la diode va mélanger uniquement en travaillant sur la portion quadratique de sa fonction de transfert courant-tension *I-V*. Il va s'ensuivre des pertes de conversion importantes, que nous allons maintenant calculer.

Calculons maintenant les pertes de conversion du mélangeur dans les deux cas ci-dessus pour une charge en sortie du filtre de 10 kΩ :

– la puissance d'entrée vaut – 82 dBm ;
– la puissance de sortie et les pertes de conversion pour un oscillateur local (OL) de – 4 dBm sont :

$$P_{\text{out mél}} = \frac{V_{\text{out}}^2}{2R_{\text{out}}} = \frac{(35\ \mu\text{V})^2}{2 \times 10\ \text{k}\Omega} = -109\ \text{dBm}$$

$$G_{\text{mél}} = \frac{P_{\text{out mél}}}{P_{\text{in mél}}} = -109 + 82 = -27\ \text{dB}$$

– la puissance de sortie et les pertes de conversion pour un OL de + 6 dBm sont :

$$P_{\text{out mél}} = \frac{V_{\text{out}}^2}{2R_{\text{out}}} = \frac{(95\ \mu\text{V})^2}{2 \times 10\ \text{k}\Omega} = -100\ \text{dBm}$$

$$G_{\text{mél}} = \frac{P_{\text{out mél}}}{P_{\text{in mél}}} = -100 + 82 = -18\ \text{dB}$$

Pour effectuer la détection synchrone à l'entrée de cette diode Schottky unique (mélangeur non équilibré), la porteuse nécessaire à ce mélange est en réalité le résiduel de signal couplé par défaut d'isolation des voies 1 et 3 du circulateur. Cela entraîne plusieurs conséquences :

– la phase de la porteuse n'est pas forcément synchrone avec la phase du signal retour, ce qui peut entraîner l'annulation du signal si le déphasage relatif vaut 90° :

$$s(t) = a(t)\cos(\omega_0 t + \phi(t))$$

$$p(t) = \cos(\omega_0 t)$$

$$d(t) = 0{,}5 \times a(t)\cos(\phi(t))$$

– le niveau de la porteuse ne peut pas être facilement optimisé à moins d'ajouter soit un amplificateur, soit un atténuateur.

Une structure de démodulateur plus complexe, comme un pont de diode avec transformateur sur les voies RF et OL, permettrait d'avoir en sortie des reliquats d'OL et de RF bien plus faibles, ce qui améliorerait le rapport signal sur bruit – en théorie, le filtrage passe-bas enlève ces composantes HF sans problème, mais en pratique, le couplage électromagnétique entre l'entrée et la sortie du filtre empêche une bonne réjection.

Le signal démodulé est ensuite filtré pour limiter la bande de bruit thermique, rejeter les résiduels de RF et OL, et bloquer la fréquence double obtenue lors du mélange. Le choix du type de filtre est important par rapport à sa fonction de transfert en amplitude et en phase. Habituellement, on choisit un filtre de type gaussien car il préserve la linéarité de la phase. Le signal est modulé en amplitude et en phase, mais puisque nous avons affaire à un système à faible bande passante (± 1 MHz lorsque le débit vaut 256 kbit·s^{-1}), il est plus important de ne pas distordre la phase du signal modulé.

Limites de cette architecture

Au-delà de la principale qualité de simplicité de cette architecture, la limite technologique de cette structure est due à sa faible sensibilité. En effet, la sensibilité (à température ambiante de

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

17 °C) d'un récepteur est donnée par (revoir au besoin l'exemple détaillé donné au chapitre 10) :

$$\text{Sensibilité} = [(\mathrm{k}T)\mathrm{BWdr}] \cdot \mathrm{NF} \cdot \mathrm{LBM}$$

kT = – 174 dBm à 17 °C.
Avec BWdr la bande de bruit du récepteur, compte tenu du codage bit et du débit numérique (prise dans l'exemple à 1 MHz pour prendre en compte le débit max. de 256 kbit·s^{-1}), NF le facteur de bruit (*noise factor*) du récepteur, S/N le rapport signal à bruit en sortie du filtre passe-bas, et LBM la marge de sécurité (incluant tolérances, etc.), on a en dBm, à 17 °C :

$$\mathrm{LBM} = [-174 + 10\log \mathrm{BWdr} + 10\log \mathrm{NF} + \mathrm{LBM}] + 10\log(S/N)$$

□ **1re difficulté**
Le facteur de bruit du récepteur est très mauvais car au premier ordre, c'est celui du mélangeur, qui de plus affiche beaucoup de pertes. Comme le facteur de bruit d'un mélangeur est supérieur à ses pertes de conversion, il est ici très dégradé.

□ **2e difficulté**
Il n'est pas possible d'ajouter un amplificateur faible bruit pour améliorer le premier point car le niveau de porteuse, qui se couple par défaut d'isolation du circulateur, est trop important, et il faudrait surdimensionner la capacité en puissance de cet ampli, ce qui coûte très cher.
Cette architecture de base station est donc intéressante dans les cas de figures suivants :
– utilisation d'une antenne unique destinée à des lecteurs très compacts ;
– nombre très réduit et coût faible des composants (hormis le circulateur).

19.2.3 Base station à coupleur bidirectionnel et à démodulation IQ

Examinons à présent d'abord le schéma synoptique d'une architecture mono-statique de base station bâtie autour d'un coupleur bidirectionnel (*figure 19.9*) ayant pour mission d'assurer la séparation entre les voies d'émission et de réception (application directe des propriétés de directivité en fonction du sens de propagation de l'onde). Dans le cas présenté ci-dessous, nous

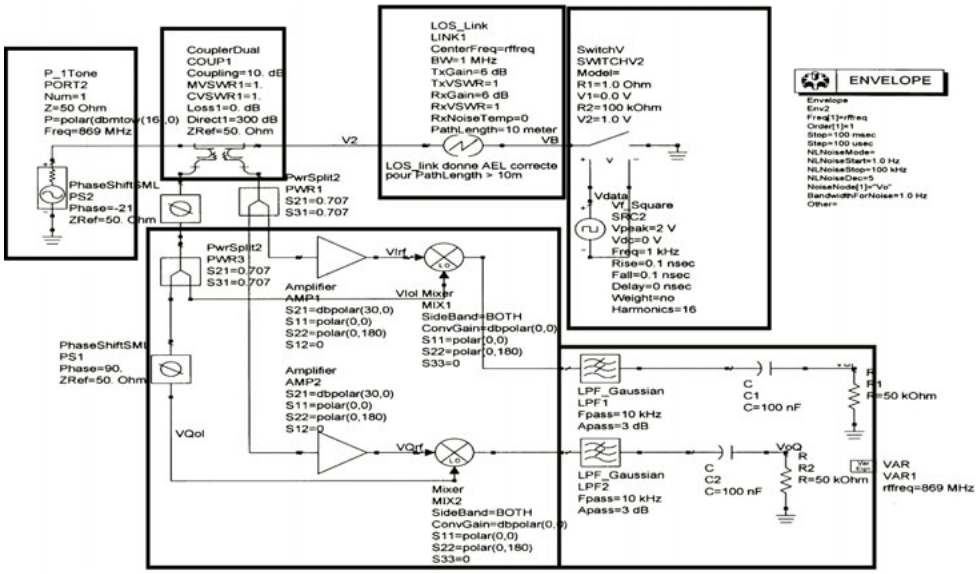


Figure 19.9 – Base station à coupleur et à démodulation IQ.

avons choisi un coupleur directionnel à 3 voies (c'est-à-dire dont la quatrième voie est fermée indirectement sur sa charge adaptée, 50 ou 75 Ω).

Examen de la structure de cette base station

La puissance générée par la base station passe par un coupleur directif bidirectionnel dont le rôle est d'aiguiller les puissances incidente (provenant du générateur) et réfléchie (provenant du tag) sur deux accès séparés, ce qui permet un traitement adapté à chacune des voies.

La puissance générée par la base station se retrouve donc, aux pertes d'insertion près (de 0 à 1 dB), au niveau de l'antenne – en pratique, un filtrage doit également être mis en place pour satisfaire les normes concernant les niveaux d'émissions parasites.

La partie de la chaîne qui renvoie l'information est identique à la base station faible coût des paragraphes précédents et donc ne sera pas réexpliquée.

La démodulation en quadrature (dite démodulation I et Q) du signal de retour provenant du tag, est réalisée :

- en séparant celui-ci en deux parties égales à l'aide d'un diviseur de puissance (*power split*) ;
- en amplifiant les deux voies ainsi obtenues par des amplificateurs de 30 dB de gain à faible bruit ;
- en mélangeant séparément chacune des deux voies avec un oscillateur local issu de la porteuse émise à l'aide de multiplieurs en ayant pris soin de déphaser l'une des deux voies de l'oscillateur local de 90° pour assurer la quadrature nécessaire à la démodulation ;
- en filtrant enfin les signaux I et Q obtenus par la démodulation.

Reprenons avec un peu plus de détails tout cela. Tout d'abord, considérons pour l'instant que la directivité du coupleur est idéale, mais nous évaluerons son impact un peu plus loin. Comme la jonction est symétrique et réciproque, nous aurons, comme nous l'avons vu, les mêmes propriétés pour la puissance qui provient de l'antenne :

- Le signal de retour du tag présent sur la voie couplée (port P_2) associée du coupleur est divisé en deux par un diviseur de puissance (*power split*) afin de créer deux voies identiques pour la démodulation.
- L'amplification de ces deux signaux est alors possible car sur ces deux voies, seul le signal retour faible du tag est amplifié. En effet, la présence de porteuse est (sur le principe) nulle par isolation due au fonctionnement au coupleur bidirectionnel. On ne risque donc pas une saturation de l'amplification par la présence simultanée de la porteuse. C'est donc à ce point de la chaîne de démodulation que la sensibilité va être améliorée.
- Le facteur de bruit d'une chaîne d'amplificateurs constituée d'éléments cascadés est donné par la formule de H.T. Friis :

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \cdots$$

  avec (F_1, G_1), facteur de bruit et gain du 1er étage, et (F_2, G_2), facteur de bruit et gain du 2e étage...

Si le gain G_1 du premier étage LNA (*Low Noise Amplifier*) est suffisant, à la vue de l'équation ci-dessus, le facteur de bruit du démodulateur sera au premier ordre celui du LNA, c'est-à-dire F_1, qu'il faudra bien sûr choisir aussi faible que possible (de l'ordre du dB). Cela permet de choisir des étages mélangeurs de moindre coût.

Afin de servir de signal d'oscillateur local nécessaire à la démodulation, on prélève sur l'autre voie (port P_4) du coupleur bidirectionnel une faible partie (donnée par le couplage du coupleur) de la puissance de sortie du générateur (10 % dans le cas d'un coupleur 10 dB). Dans notre cas d'un générateur de 33 dBm (2 W ERP LBT), cela correspond à un signal de 23 dBm (200 mW)

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

servant de signal d'oscillateur local (OL). Ce signal est également séparé en deux voies identiques à l'aide d'un diviseur de puissance. Pour assurer la démodulation I et Q, l'une des branches de ce diviseur va directement vers un démodulateur, l'autre passe par un déphaseur de 90° avant d'attaquer l'autre démodulateur.

Il faut bien sûr s'assurer que les circuits multiplieurs de démodulation I et Q supportent un tel niveau. Pour information :

$$P_{\text{eff}} = \frac{U_{\text{crête}}}{2R}$$

$$P_{\text{crête}} = 200 \text{ mW} \quad \text{donc} \quad P_{\text{eff}} = 0{,}2/1{,}414 = 0{,}141 \quad \text{donc} \quad U_{\text{crête}} = 3{,}76 \text{ V}$$

Dans le cas où il serait nécessaire d'atténuer le signal, une simple résistance de 50 Ω disposée en parallèle sur l'entrée peut suffire. Fréquemment, pour un multiplieur de type circuit intégré, le niveau de l'oscillateur local est exprimé en mV (souvent 200 mV crête à crête), tandis que pour un multiplieur à diode, le niveau dépend de la structure choisie (7, 17 ou 27 dBm), ce qui donne des performances différentes en pertes de conversion et d'isolation entre les voies. On peut remarquer que l'on a intérêt à travailler à fort niveau d'injection d'oscillateur local pour obtenir une meilleure linéarité du mélangeur (même si cela n'est pas intuitif), ce qui implique moins de produits d'intermodulation en sortie mais, par ailleurs, si l'on n'y prend pas garde, la pollution de la carte base station (OL réémis par l'antenne par exemple) sera plus importante.

Le démodulateur en quadrature de type I et Q permet de s'affranchir de la récupération de la phase de la porteuse lors de la démodulation synchrone qui s'effectue dans les deux multiplieurs. Travaillant ainsi sur deux voies, cela revient à effectuer la projection d'un vecteur quelconque (plan de Fresnel) sur les axes horizontaux et verticaux. On aura donc, au cours du temps, une des deux projections qui sera non nulle, et on vérifiera les équations :

$$s(t) = a(t)\cos(\omega_0 t + E(t)) = a(t)\cos\phi(t)\cos\omega_0 t - a(t)\sin\phi(t)\sin\omega_0 t$$

$$p_I(t) = \cos(\omega_0 t), p_Q(t) = \sin(\omega_0 t)$$

$$d_I(t) = 0{,}5 \times a(t)\cos(\phi(t)), \quad d_Q(t) = 0{,}5 \times a(t)\sin(\phi)$$

Il suffit ensuite de traiter les deux voies à l'aide d'un filtrage gaussien (pour les mêmes raisons que mentionnées pour la première base station bas coût) et d'assurer un traitement correct (recherche du maximum).

Toujours en continuant d'employer les hypothèses de départ répondant aux régulations européennes et au standard ETSI 302 208-1 (2 W ERP en mode LBT), en supposant que nous utilisons un coupleur bidirectionnel dans lequel $P_2 = P_1$, effectuons un bilan de puissance complet sur les différents ports : avec un couplage de $C = 10$ dB, une directivité de $D = 30$ dB, une puissance injectée $P_1 = 33$ dBm correspond à = 2 W, nous obtiendrons :

$$P_2 = 33 \text{ dBm} = 2 \text{ W ERP}$$

$$P_4 = P_1 - C$$

$$P_4 = 33 - 10 = 23 \text{ dBm} = 200 \text{ mW}$$

$$P_3 = P_4 - D$$

$$P_3 = 23 - 30 = -7 \text{ dBm} = 200 \ \mu\text{W}$$

□ **Pendant la communication montante, de la base station vers le tag**

Commençons par nous intéresser aux différentes provenances des signaux qui se retrouvent sur la voie couplée P_3.

a) Il y a tout d'abord un signal « parasite » (non désiré) provenant de la partie montante de la base station qui se retrouve sur la voie couplée P_3 par défaut d'isolation. Puisque :

$$I = P_{3i}/P_1 = D + C$$

$$I = 30 + 10 = 40 \text{ dB}$$

dans notre cas, si $P_1 = 2$ W $ERP = 33$ dBm, en dBm, le signal P_{3i} en provenance de la base station vaudra :

$$P_{3i} = P_1 - C - D = 33 - 10 - 30 = -7 \text{ dBm} = 200\ \mu\text{W}$$

b) Intéressons nous maintenant aux signaux de porteuse ayant franchi normalement le coupleur :

– Si la charge de fermeture du port P_2 est très bien adaptée, il n'y a pas de réflexion en puissance, et la seule énergie que l'on retrouve en P_2 est l'énergie P_{2i} qui provient de P_1 par défaut d'isolation (celle du paragraphe a ci-dessus).
– Si la charge de fermeture du port P_2 n'est pas bien adaptée, du fait d'une non-adaptation parfaite de la charge d'antenne (en fait, tous les éléments après le coupleur), il y a réflexion d'ondes et, par réflexion sur la charge **et** par couplage du coupleur bidirectionnel, une certaine puissance P_{2r} revient également sur le port P_2. En supposant que les pertes d'insertion du coupleur soient nulles (voie directe), $P_2 = P_1$ et en appelant $|\Gamma_a|$ le coefficient de réflexion de la charge d'antenne, la puissance retournée/réfléchie par l'antenne P_{2r} vers le port P_2 vaudra $P_2 \mid \Gamma_a|^2$, et la puissance couplée P'_{2r} récupérée en P_2 vaudra donc $P_2| \Gamma_a|^2 C$.

Exemple : avec $P_2 = 33$ dBm $= 2$ W, si $|\Gamma_a| = 0{,}315$ ($VSWR = 2$), alors $|\Gamma_a|^2 = 0{,}1$

$$P_{2r} = P_2|\Gamma_a|^2$$

ou

$$P_{2r}\ (\text{dBm}) = P_2\ (\text{dBm}) + 10\log(|\Gamma_a|^2)$$

$$P_{2r}\ (\text{dBm}) = 33 - 10 = 23 \text{ dBm} = 200 \text{ mW}$$

Dans ce cas, la puissance P_{2r} sur le port couplé P_2 vaudra :

$$P'_{2r} = P_2|\Gamma_a|^2 C$$

ou

$$P'_{2r}\ (\text{dBm}) = P_{2r} + C$$

$$P'_{2r}\ (\text{dBm}) = 23 - 10 = 13 \text{ dBm} = 20 \text{ mW}$$

Remarque
Même dans le cas où l'adaptation serait presque parfaite et que le VSWR vaudrait 1,1 (soit $\Gamma_a = (1,1 - 1)/(1,1 + 1) = 0{,}048$), la puissance P_{2r} vaudrait tout de même -7 dBm $= 200\ \mu$W.

□ Pendant la communication descendante, du tag vers la base station

La difficulté de réception du signal réémis (par *back scattering*) par le tag réside dans le fait que ce signal utile que nous allons calculer maintenant affiche un niveau largement plus petit que tous ses comparses « parasites » décrits au cours des paragraphes précédents.
Examinons à nouveau les chiffres dans ce second cas.

Pour la porteuse

Lors de la communication descendante, du tag vers la base station, la porteuse est entretenue en permanence pour servir de support de retour aux données du tag. Nous avons pris pour hypothèse que la puissance fournie au coupleur était de 33 dBm (moins, au cas où, les pertes

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

d'insertion... que l'on va perdre) pour obtenir en rayonnement sur une antenne $\lambda/2$ les fameux 33 + 2,14 = 35,14 dBm = 3,28 W EIRP = 2 W ERP max. LBT en Europe. Donc, avec $P_1 = P_2 = 33$ dBm, la partie de puissance arrivant sur le P_2 par défaut d'isolation est la même que dans le paragraphe précédent, c'est-à-dire :

$$P_{2i} = P_1 - I = 33 - 40 = -7 \text{ dBm} = 200\ \mu\text{W}$$

à laquelle, en cas de désadaptation d'impédance de l'antenne ($|\Gamma_a| = 0{,}315$ soit $VSWR = 2$), il faudrait rajouter la partie de puissance réfléchie arrivant par couplage :

$$P'_{2r} = \left[P_2 - 10\log\left(|\Gamma_a|^2\right)\right] - C = (33 - 10) - 10 = 13 \text{ dBm} = 20 \text{ mW}$$

soit une puissance totale de porteuse de (20 mW + 200 µW) = 20 mW = 13 dBm.

Pour le signal provenant du tag

Le signal utile reçu par la base station en provenance du tag $P_{\text{back tag non modulé}}$ a été calculé à – 62,18 dBm (revoir le bilan de liaison global quelques pages plus haut) en sortie d'antenne de la base station (en réception). Cela correspond donc, pour une chaîne constituée par le coupleur suivi d'un filtre de pertes $P_{if} = 2$ dB et de l'antenne, à un niveau reçu en provenance du tag de puissance utilisable de :

$$P''_{2r} = P_{\text{back tag non modulé}} - P_{if} - C = -62{,}18 - 2 - 10 = -74{,}18 \text{ dBm}$$

Au global

Au niveau de l'entrée de la partie réception de la base station – c'est-à-dire sur le port P_2 –, il faut donc comparer dans la représentation spectrale des signaux RF présents, une porteuse pure de niveau de – 7 dBm (à +13 dBm selon la désadaptation d'impédance de l'antenne) avec un signal renvoyé par le tag et reçu au niveau du démodulateur de la base station à un niveau équivalent – 74,18 dBm ! Le récepteur devra donc posséder une dynamique d'environ 100 dB !

Revenons à la directivité D du coupleur et évaluons son impact lorsque celle-ci vaut 30 dB. On considère un couplage de 10 dB et une puissance de générateur de 33 dBm. Le niveau de signal sur la voie retour va être donné par les équations suivantes :

$$P_{2i} = P_1 - C - D = 33 - 10 - 30 = -7 \text{ dBm} = 200\ \mu\text{W}$$

donc une puissance très supérieure au niveau de signal modulé (– 74,18 dBm). Cela signifie que les amplificateurs de faible bruit doivent afficher des points de compression en puissance supérieurs à – 7 + 30 = 23 dBm, mais cela signifie que l'on se limite à 30 dB de gain, ce qui peut être estimé insuffisant dans les cas de lecture longue distance. Ce point difficile va justifier par la suite la troisième structure proposée.

■ Limites de cette architecture

La limite de cette architecture se situe également au niveau de sa sensibilité. Elle est meilleure que dans le cas précédent de détection par diode, mais reste faible car elle est due à une directivité de coupleur trop faible, et de plus on ne peut pas, sous peine de faire saturer l'amplificateur faible bruit, amplifier autant qu'on le voudrait le faible signal modulé. Cette architecture est donc intéressante dans les cas d'applications suivants :

– utilisation d'une antenne unique destinée à des lecteurs très compacts ;
– distance de lecture moyenne car amplification limitée au récepteur ;
– coût moyen de la solution.

□ Un espoir...

Pour remédier à ce problème, on peut envisager d'utiliser une seconde antenne (de réception) rendant alors le système bi-statique (et plus cher), comme l'indique le schéma de principe allégé

de la *figure 19.10* dans lequel nous avons omis de représenter les chaînes d'amplification *I* et *Q* et de génération de signal d'oscillateur local. À noter que seule une voie du coupleur est utilisée.

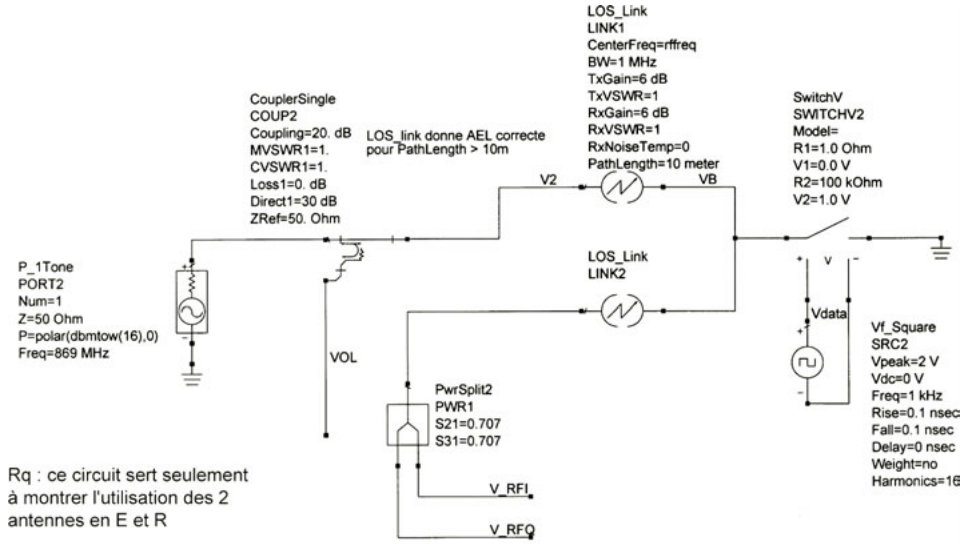


Figure 19.10 – Montage à systèmes d'antennes bi-statiques.

Dans ce cas, bien évidemment il n'y a pas d'injection de (fort) signal de porteuse sur la voie du signal (faible) reçu en provenance du tag. Si telle doit être votre réalisation, nous vous laissons reprendre et modifier en conséquence le canevas de calcul présenté dans les paragraphes qui précèdent.

Dans ce cas, sur le papier, il n'y a plus « pollution » du faible signal de retour par le fort signal de porteuse, mais attention, cela ne restera vrai que si le concepteur prend soin de concevoir son implantation (dessins de circuits imprimés, choix des composants, etc.) de façon à minimiser les couplages de types électriques et électromagnétiques. Afin de vous éviter certains déboires, les quelques paragraphes suivants vous rappellent rapidement les conseils classiques d'implémentation dont il faut tenir compte pour ces applications RFID en UHF.

□ Quelques conseils technologiques

Pour réduire les couplages électriques :

– Faire attention à ce que l'isolation entre les voies OL et RF des mélangeurs soit suffisante (40 dB représente souvent un maximum atteignable). Si cette condition n'est pas vérifiée, le résidu d'OL va se retrouver sur la voie RF et va se mélanger avec lui-même, ce qui va donner une composante continue (DC) erronée. C'est un problème bien connu dans les récepteurs de type homodyne (l'oscillateur local a la même valeur que la fréquence porteuse incidente). Il n'y a pas beaucoup de solution, on peut en citer une qui consiste à couper cette composante continue (DC) en sortie du mélangeur à l'aide d'un filtre passe-haut. Dans ce cas, il faut s'assurer que le signal modulé ne contient pas trop d'énergie en DC afin de ne pas trop dégrader le rapport signal à bruit.
– Essayer d'avoir la meilleure adaptation possible pour tous les blocs reliés par des lignes 50 Ω, cela afin d'éviter la présence de puissances réfléchies, donc de création d'ondes stationnaires qui induiraient des points de surtension et surcourant, favorisant le rayonnement électromagnétique.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Pour réduire les couplages électromagnétiques, faire attention à ce que le dessin des pistes des circuits imprimés (masque) soit tel que les couplages électromagnétiques soient minimisés :

– Éviter les longues lignes parallèles lorsqu'elles transportent des signaux forts.
– Préférer des croisements perpendiculaires (... et orthogonaux en multicouches).
– Ne pas amener les lignes à signaux faibles à proximité des lignes de fort signal et des lignes d'alimentation, à moins d'avoir un excellent découplage d'alimentation pour ne pas faire varier les niveaux DC et générer des fluctuations qui vont dégrader les bruits de phase des oscillateurs.
– Raccourcir les lignes d'OL.
– Mettre les différentes parties de la base station dans un boîtier métallique à compartiments pour éviter les couplages électromagnétiques.
– Faire en sorte que les sources d'isolation entre les voies OL et RF des mélangeurs soient suffisantes (40 dB est un maximum atteignable). Si cette condition n'est pas vérifiée, le résiduel d'OL va se retrouver sur la voie RF et va se mélanger avec lui-même, ce qui va donner une composante continue (DC) erronée.

19.2.4 Base station à coupleur bidirectionnel, à démodulation IQ avec contrôle du niveau de porteuse

La *figure 19.11* donne le schéma synoptique d'une architecture mono-statique également basée autour d'un coupleur bidirectionnel mais dans laquelle le niveau de porteuse est mesuré afin d'améliorer la démodulation de type *I*/*Q* et les performances de l'ensemble.

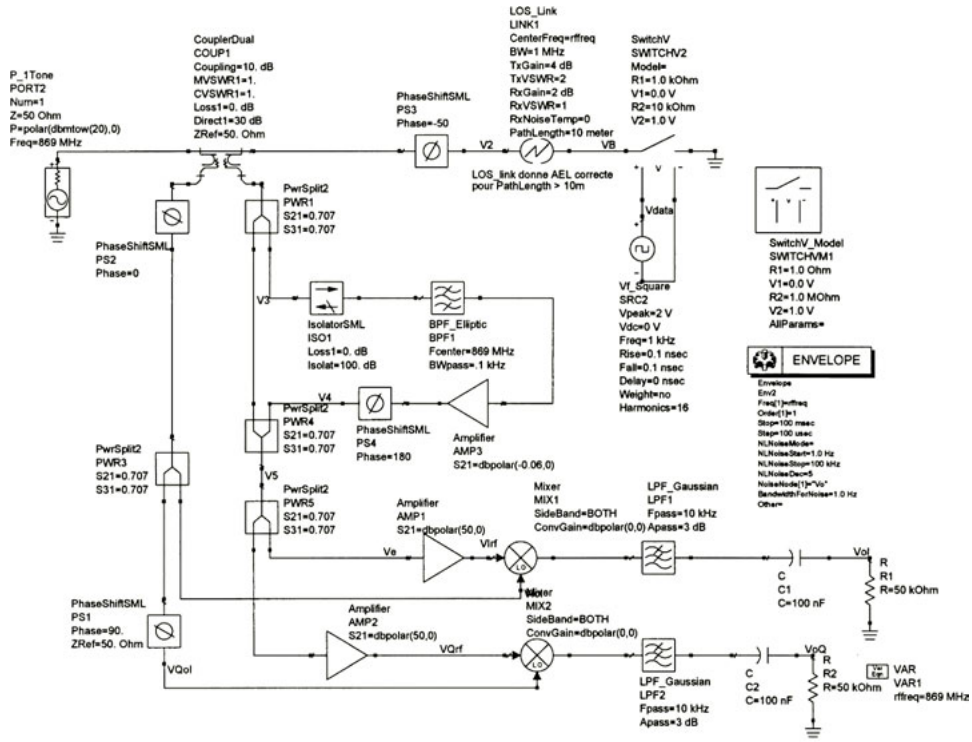


Figure 19.11 – Base station mono-statique à coupleur bidirectionnel à mesure de porteuse.

Expliquons en quelques mots les différences apportées à cette nouvelle architecture.
La principale différence consiste à inclure sur le chemin du signal de retour modulé une boucle permettant de contrôler le niveau de porteuse, mais cette modification d'architecture ne sera seulement justifiée que dans le cas où une antenne unique serait utilisée
Le but de cette nouvelle architecture consiste à additionner la porteuse (qui arrive sur la voie retour par défaut de directivité du coupleur) que nous appellerons « résiduel » avec la porteuse reconstituée puis pondérée en amplitude et en phase.

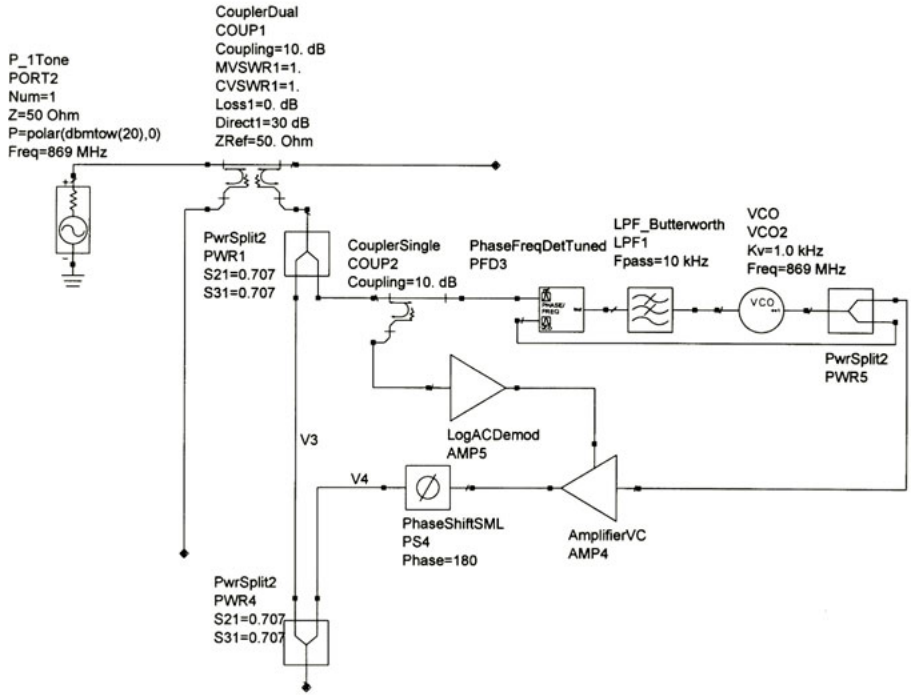


Figure 19.12 – Schéma électrique.

Cette boucle doit comporter (*figure 19.12*) :

– une boucle à verrouillage de phase (PLL) permettant de récupérer la phase de la porteuse. La bande passante de cette boucle doit être la plus faible possible (cela peut être une limitation de la plage de maintien du PLL ou encore de la bande de verrouillage) mais cela peut être envisagé pour ce genre d'applications si la fréquence est connue (émission sur un canal déterminé), et donc l'oscillateur commandé en tension (VCO) peut être à très faible plage de variation fréquentielle pour enlever la bande de modulation et conserver la porteuse la plus pure possible. On peut remarquer que ce système est beaucoup plus efficace si on travaille avec un signal de retour incluant une sous-porteuse (ISO 18000-6 C) comme les systèmes RFID fonctionnant en HF à 13,56 MHz, car le signal modulé n'est pas dégradé, et la mise au point de la boucle est facilitée ;
– un amplificateur contrôlé en gain (VGA) afin que le niveau de porteuse corresponde au niveau de porteuse du résiduel. Cela implique donc que le résiduel soit prélevé (par un coupleur 10 dB par exemple) puisqu'un détecteur donne une image du niveau d'enveloppe afin de contrôler le gain du VGA par rapport à un point de consigne fixe. À noter que cela est rendu possible car le niveau du résiduel est fixe ;

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

– un déphaseur dans la boucle pour assurer l'opposition de phase du signal avec le résiduel (dans l'hypothèse que le détecteur phase-fréquence déphase de 0°).

■ Limites de cette architecture

L'avantage de cette structure réside dans son excellente sensibilité puisque la porteuse résiduelle est atténuée de 60 dB environ (au-delà, les couplages électromagnétiques prennent le pas sur cette isolation électrique).

L'inconvénient principal est sa mise au point relativement complexe puisque les deux organes essentiels que sont, d'une part la boucle à verrouillage de phase (pour le contrôle de la phase), d'autre part l'amplificateur contrôlé en gain (pour le niveau d'amplitude), sont très sensibles aux variations dynamiques de la boucle.

Les limites de cette architecture restent liées au fait qu'une modulation de *back scattering* à l'aide de fréquences sous-porteuses est très conseillée. À noter au passage que certaines options des normes RFID en UHF et SHF ISO 18000-4 ou 6C permettent l'utilisation de fréquences sous-porteuses dans le signal de retour.

19.2.5 Base station à coupleur bidirectionnel, à démodulation IQ avec contrôle du niveau et annulation de porteuse

La *figure 19.13* présente le synoptique global d'une base station commerciale. Effectuons un rapide tour du propriétaire. Il se scinde en plusieurs blocs distincts.

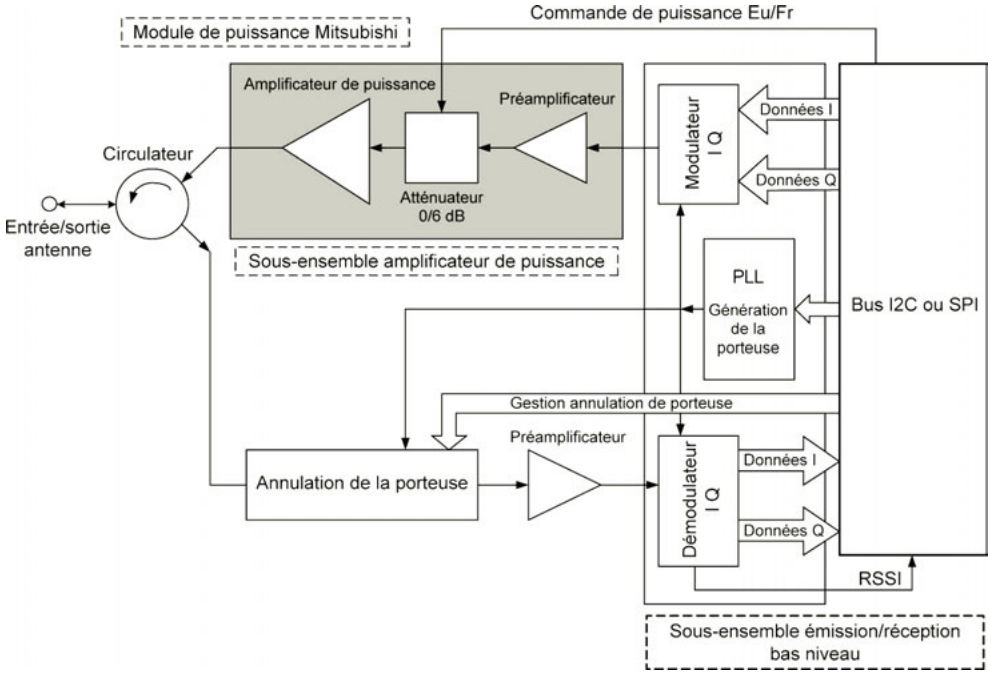


Figure 19.13 – Base station à circulateur et à démodulation par annulation de porteuse.

Oscillateur local

Le bloc oscillateur local est bâti autour d'un VCO (oscillateur commandé par une tension), lequel est contrôlé *via* une boucle à verrouillage de phase (PLL) de façon à pouvoir facilement modifier la valeur de la fréquence du VCO, soit pour des raisons d'adaptation à des régulations locales, soit à des fins d'utiliser des solutions dites à agilité de fréquences telles que FHSS, LBT.

Modulateur

La modulation de porteuse (de type ASK) effectuée par le flot binaire de la liaison montante (de la base station vers le tag) est réalisée – en accord avec celles décrites dans les normes ISO 18000-6A, B et C – à l'aide d'un modulateur à entrées I et Q (vecteurs en quadrature).
Ce choix de solution permet de pouvoir modifier facilement l'index de modulation de porteuse de manière à utiliser de façon optimale toutes les possibilités offertes par les gabarits spectraux liés aux régulations locales en fonction des débits numériques de communications utilisés.

Chaîne d'amplification et amplificateur de puissance

La chaîne d'amplification est constituée de plusieurs étages montés en cascade et permet d'atteindre le fameux 1 W conduit max. américain (soit 4 W EIRP avec une antenne de 6 dB) soit les 2 W ERP européens, c'est-à-dire 2 W max. conduit appliqué sur une antenne $\lambda/2$ (donc de gain 1,64), c'est-à-dire $2 \times 1{,}64 = 3{,}28$ W EIRP.
Pour des raisons de pureté spectrale de l'onde émise, l'amplificateur de puissance est souvent de type classe A (donc, au moins autant de puissance dissipée dans la charge que dans l'amplificateur, ce qui entraîne, toutes tolérances confondues, une dissipation globale de 6 à 7 W max. à dissiper) ou à la rigueur AB, souvent réalisé à l'aide d'un circuit/module tel que ceux par exemple de Mitsubishi. À noter qu'un atténuateur programmable est disposé au milieu de la chaîne de façon à pouvoir ajuster la puissance émise en fonction des spécificités des régulations locales.

Circulateur ou isolateur

Il permet – dans le sens direct – d'attaquer l'antenne tout en participant au tri des signaux aller/retour de l'onde, comme indiqué longuement lors des nombreux paragraphes du début de ce chapitre.

Diversité d'antenne

La fonction de diversité d'antenne a pour but de commander le multiplexage temporel d'un jeu d'antenne dont la mission finale est de boucher tous ou la plupart des « trous noirs » (annulations de champs en fonction des réflexions simples et multiples de l'onde en fonction des chemins parcourus) et d'améliorer ainsi les distances et couvertures de lectures/écritures des tags.

Antenne(s)

Le jeu d'antennes est spécifique à chaque application en fonction des gains, bandes passantes, polarisations, rapports avant/arrière, formes, etc. choisis.

Chaîne de réception

C'est souvent à ce niveau que les secrets des solutions propriétaires sont bien gardés ! Disons en quelques mots que le jeu consiste, avant démodulation du signal descendant, à supprimer le maximum de porteuse (par isolation, par soustraction, etc.) afin de n'amplifier que les signaux microscopiques provenant du tag et reflétant sa présence *via* la variation dynamique de sa RCS.

Démodulateur

Souvent, ces démodulateurs sont de type I et Q, car l'emploi de cette technologie permet (notamment) d'obtenir une valeur bien plus faible de BER (*Bit Error Rate*).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Dispositif RSSI

Quoique non fondamental pour des applications conventionnelles RFID en UHF, son usage devient une nécessité quasi absolue dans le cas de l'utilisation de la norme ESTI 302 308 – LBT, puisqu'il est nécessaire de prendre des décisions en fonction de la présence ou non d'émissions dans le canal de transmission souhaité dont le niveau de signal reçu dépasse un seuil déterminé.

Récepteur de haute sensibilité et à seuil

Afin de satisfaire l'ETSI 302 208, il est nécessaire de disposer d'un amplificateur à haute sensibilité capable de détecter des signaux dans le canal souhaité au-dessus/dessous du seuil de – 96 dBm et de déclencher ou non la phase de *Talk* de la procédure du LBT.

Dispositif de synchronisation

En UHF, lorsque des systèmes RFID sont disposés dans un « environnement dense » (revoir chapitre 16), il est souvent avantageux de synchroniser entre elles les bases stations au niveau du fonctionnement des séquences de sauts de fréquences effectuées en FHSS et/ou LBT, sous peine d'occupation permanente et anarchique du spectre soit par pure émission, soit du fait de réflexions multiples non totalement contrôlées et, en LBT, de ne jamais pouvoir parler (le fameux et très péjoratif LNT, *Listen Never Talk*). À noter que l'ETSI, très conscient de ce problème, à instaurer récemment un avenant à la norme ESTI 302 208 (sous forme d'un *technical report*, TR) concernant ce sujet avant qu'il ne règne sur le marché l'anarchie la plus complète entre fournisseurs de bases stations.

Microcontrôleur + ASIC ou FPGA ou...

Bien évidemment, le microcontrôleur a pour rôle d'assurer la gestion de l'ensemble de la base station et d'offrir à l'utilisateur toutes les possibilités fonctionnelles de son choix. Afin de ne pas parler dans le vide, envisageons une base station conçue pour satisfaire des applications européennes (France incluse). Dans ce cas, il faut que la base station soit apte à satisfaire :

– au moins la gestion des protocoles de communication (air interface) de types normes ISO 18000-6A, B et C, protocoles de l'air interface ;
– aux régulations locales en vigueur à une date donnée : ETSI 302 208, c'est-à-dire 2 W ERP (3,28 EIRP) – fonctionnement en mode LBT pour les pays européens (dont la France) ; ERC 70 03 : 0,5 W ERP (0,820 W EIRP) avec rapport cyclique de 10 %.

De tels besoins nécessitent de prévoir des ports I/O dédiés (2 × 2) pour pouvoir disposer des microcommutateurs de sélection a) des protocoles désirés, b) des régulations locales.

Au niveau logiciel, hormis le pur traitement des protocoles ISO 18000-6A, B et C (EPC C1 G2) énoncés ci-dessus, il faut que le microcontrôleur pilote :

– la valeur instantanée de la fréquence émise par la base station. Cette commande, *via* une liaison série de type I2C ou SPI, servira à fournir au PLL (extérieur au µC) la valeur numérique servant à charger le registre dédié au diviseur de fréquence de celui-ci ;
– la commande du PLL qui sera effectuée en accord avec le séquencement temporel prescrit dans l'ETSI 302 208 (respect des temps *on* et *off* entre deux accès possible au médium [air]) ;
– la commande de changement de fréquence qui sera entièrement asservie à la valeur RSSI (*Received Signal Strength Information*) – analogique ou préalablement numérisée selon les ressources du microcontrôleur utilisé – provenant de la partie réception afin de juger (en accord avec les niveaux définis dans l'ETSI 302 208) lors de la phase L du *Listen Before Talk* de la présence ou non d'une autre porteuse dans le canal considéré ;
– le changement de niveau de puissance émise en fonction des régulations locales à travers un port I/O pilotant un atténuateur « programmable » présent dans la chaîne d'amplification ;

– la commande du multiplexeur de diversité d'antennes (4 antennes au total). Ce multiplexage est temporel car les antennes sont commandées les unes après les autres, et le logiciel embarqué doit effectuer la gestion des singletons et des doublons de lectures afin de pouvoir déterminer le nombre réel de tags présents dans le champ rayonné. À noter que le souhait applicatif de lire 200 objets défilant dans le champ des antennes à la vitesse de 1,5 $m \cdot s^{-1}$ est à prendre en compte en fonction du volume sous-tendu par le champ, le temps maximal *on*, le rapport *on*/*off* statistique estimé du LBT dans un même canal (pour mémoire on_{max} = 4 s) et le temps de commutation des champs. À titre d'exemple, si l'on suppose que le volume est d'environ 3 m × 2 m (1,5 m de part et d'autre du portique supportant les antennes sur 2 m de large, soit un volume total de 6 m^3), en circulant à 1,5 $m \cdot s^{-1}$ les 200 objets restent donc 4 s dans le champ. Il faut donc que les antennes soient multiplexées avec un cycle de commutation minimum d'environ 1 s ;
– la gestion d'une liaison RS 232 ou 485 afin d'être sous contrôle d'un host (PC, réseau, etc.).

19.3 Exemples de réalisations

Avant de conclure ce chapitre, donnons quelques exemples de composants que l'on rencontre dans les bases stations du commerce.

19.3.1 Circuits de gestion de protocoles

La *figure 19.14* indique par exemple la façon dont la société Watkins & Johnson (WJ) préconise de réaliser une base station à l'aide de circuits intégrés conventionnels de son catalogue. Vous retrouvez bien évidemment toutes les fonctions que nous avons décrites précédemment. Note : pour information, de nombreux autres circuits commencent à être disponibles sur le marché.

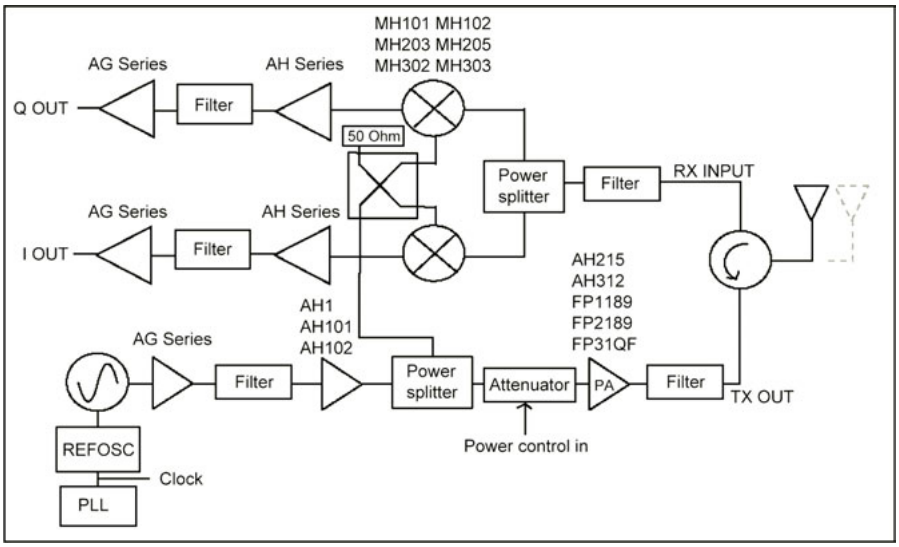


Figure 19.14 – Base station : proposition de WJ Semiconductors.

La *figure 19.15* donne quant à elle le schéma bloc d'un circuit dédié (ASIC) de la même société, permettant de gérer la plupart des variantes des protocoles normalisés de communication RFID fonctionnant en UHF (ISO 18000-6A, B, C...). À noter que l'amplificateur de sortie de ce circuit ne délivre qu'un niveau de +20 dBm (100 mW), puissance certes suffisante pour réaliser des petits lecteurs manuels (*handled*) mais largement trop faible pour concevoir des lecteurs longues distances.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

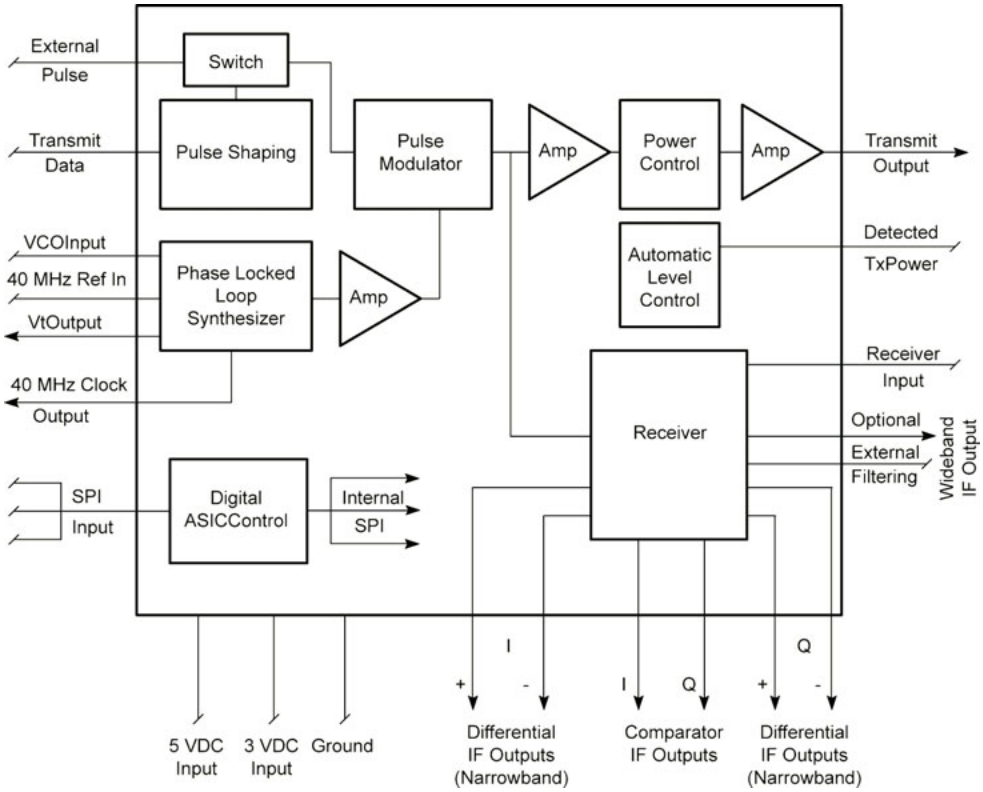


Figure 19.15 – Base station : proposition de WJ Semiconductors.

19.3.2 Composants de puissance

Comme nous venons de l'expliquer, il manque un amplificateur à gain ajustable afin de pouvoir adapter aisément les puissances émises en accord avec les différentes régulations locales présentent sur notre beau Monde. À titre d'exemple, la *figure 19.16* présente le circuit RA 13H 8891 MA de Mitsubishi répondant à ces souhaits.

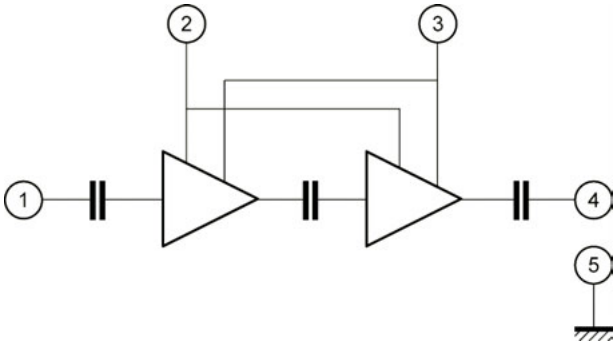


Figure 19.16 – Exemple de circuit intégré pour amplificateur de puissance.

19.3.3 Base station du commerce

Pour terminer, à titre d'exemple, la *figure 19.17* présente quelques photos prises par l'auteur d'une base station commerciale et produite par la société Samsys.

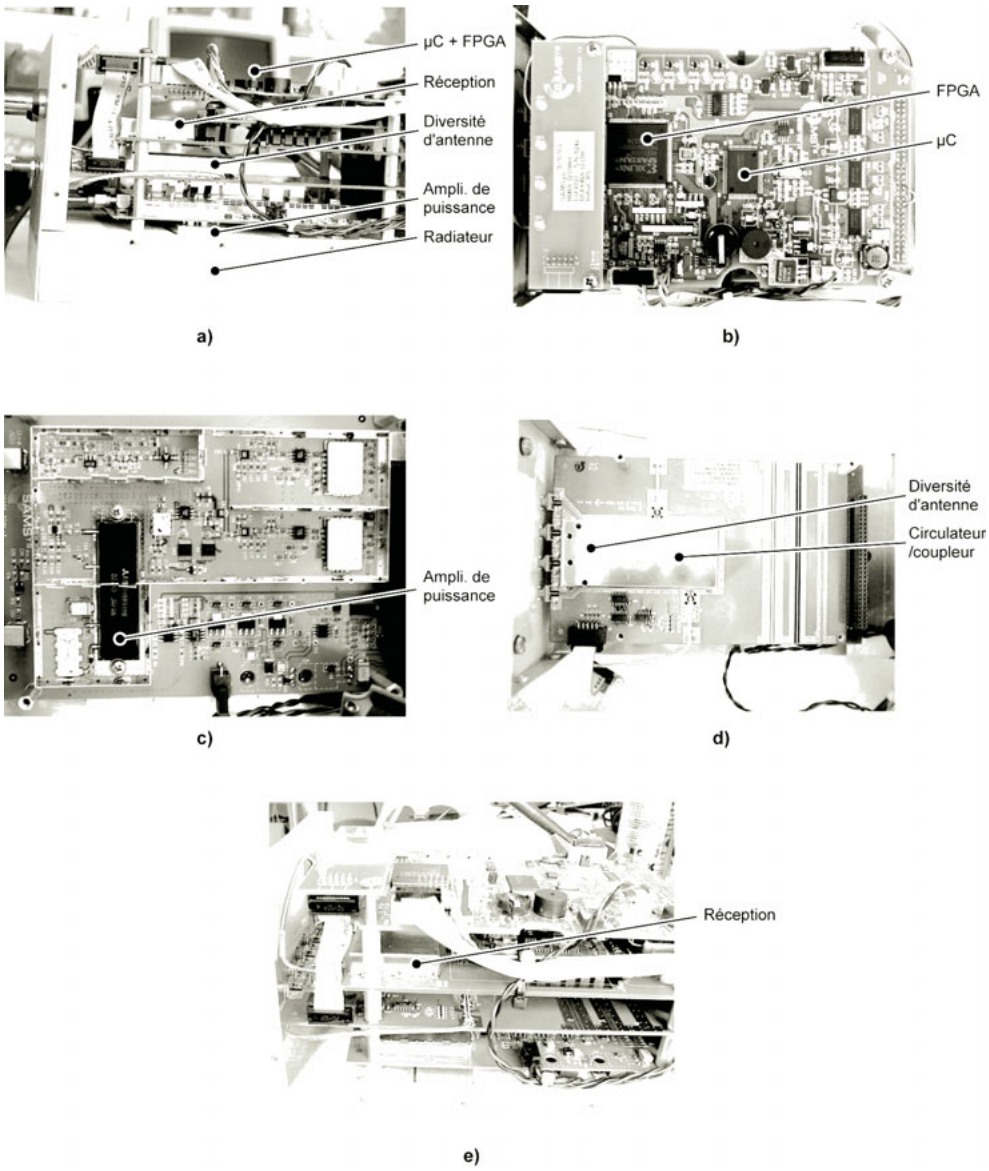


Figure 19.17 – Exemple de base station UHF de Samsys.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

19.4 Antennes pour base station

Les paragraphes qui suivent peuvent remplir des livres entiers... déjà existants ! Notre propos n'est pas de reprendre ceux-là mais de donner succinctement les points clés des antennes utilisées dans des applications RFID en UHF. Par ailleurs, aux chapitres 4 et 5, nous avons déjà évoqué de nombreux points généraux concernant ces antennes et, à la lueur des chapitres précédents concernant les régulations et autres normes ISO, nous allons refaire un inventaire rapide des points cruciaux concernant la définition et le choix de l'antenne de la base station.

19.4.1 Gain en puissance

Habituellement, plus le gain est élevé, plus on est content. Ce n'est pas toujours le cas en RFID puisque nous avons montré que gain et directivité d'une antenne sont liés, et que la plupart du temps on recherche simultanément le meilleur compromis gain et moindre directivité avant, faible rapport arrière/avant pour obtenir le plus grand volume de lecture. Cela amène généralement à utiliser des valeurs de gains de l'ordre 2 à 6 dBi, rarement plus, sauf cas particuliers (voir antenne logarithmique).

19.4.2 Puissance

Tout l'art réside à jongler entre les puissances conduites, ERP et EIRP, autorisées selon les régulations locales et à les marier intelligemment avec les gains/directivités des antennes souhaitées pour les applications.

19.4.3 Directivité

Voici à nouveau ce paramètre qui cache aussi très hypocritement sous son nom les ouvertures associées de faisceau que les normes imposent parfois (par exemple ETSI 302-208), les présences ou non de lobes secondaires qui influent fortement sur les chemins de propagation des ondes non prévues au menu et qui amènent soit des réflexions constructives et leurs *hot spots*, soit des réflexions destructives productrices de « trous noirs ». De plus, le choix des valeurs des rapports avant-arrière a une énorme importance lors de présences (fréquentes) d'autres bases stations et/ou de systèmes fonctionnant en mode LBT en environnements « multiples » et « denses » ou encore dans l'utilisation de bases stations à antennes bi-statiques.

19.4.4 Polarisation de l'onde

Linéaire, circulaire ou elliptique, *that is the (big) question !* Ici aussi, c'est souvent les caractéristiques envisagées pour l'application qui, avec les régulations à respecter, mènent les choix entre ces types de polarisation.

19.4.5 Forme mécanique de l'antenne

L'antenne doit-elle être plane (circulaire, carrée, rectangulaire) ou non (type *Yagi*) ? Ici aussi, l'application guide les choix. Par exemple, une antenne logarithmique de type *Yagi*, à gain et directivité élevée, est indiquée si l'on souhaite savoir dans quel plan l'onde se propage – par exemple, à plat, au ras du sol pour lire les derniers tags situés près du sol, au plus bas des palettes pour éviter les problèmes de réflexions parasites et trous noirs.

19.4.6 Antennes intégrées ou non dans la base station, et *vice versa*

Si l'antenne est déportée et donc non intégrée dans la base station, il est nécessaire de tirer un câble entre base station et antenne. Qui dit câble, dit longueur, dit pertes et désadaptations, dit

VSWR, dit problèmes de reproductibilité, dit détériorations des performances... en un mot, dit soucis !
Si l'antenne est intégrée dans la base station (ou l'inverse), autrement dit « une électronique par antenne », cela veut dire plus de soucis du type de ci-dessus... mais cela a un coût !

19.4.7 Dispositif à antennes multiples

Si l'application nécessite de couvrir un volume de fonctionnement important, il est nécessaire d'envisager l'emploi de plusieurs antennes pour couvrir ce volume. Examinons deux cas conventionnels de solutions :

– Si les antennes ne sont pas intégrées dans la base station (ou *vice versa*), il est nécessaire de tirer des câbles de même longueur vers chacune d'entre elles, sinon on s'aventure vers des pertes différentes, des désadaptations différentes, des VSWR différents... donc, à nouveau, de profonds soucis ! De plus, il est nécessaire de multiplexer tout ce beau monde de façon temporelle et d'assurer leurs synchronisations avec certaines de leurs congénères.
– Si l'antenne est intégrée (une électronique par antenne), nous ne sommes plus enclins aux soucis évoqués ci-dessus, mais par contre aux coûts et difficultés afin d'assurer la synchronisation entre tous ces ensembles... surtout si tous ceux-ci ne proviennent pas d'un même fournisseur. De plus, il est à noter qu'à ce jour il commence à exister une norme définissant un mécanisme standardisé de synchronisation en cas de diversification temporelle d'antennes (l'ETSI s'intéressent beaucoup à résoudre ces problèmes et ceux des environnements denses) mais que souvent chacun fait selon son bon plaisir, en version décodée, des solutions propriétaires.

19.5 En guise de conclusion

Voilà résumées en quelques paragraphes les principales architectures traditionnelles pouvant être mises en œuvre lors de l'élaboration *hardware* de bases stations UHF/SHF. Il existe bien d'autres solutions techniques qui sont souvent des variantes, sous-variantes de celles présentées ci-dessus, et de nombreux produits propriétaires – donc non ouverts à divulgation de leurs contenus – souvent truffés d'astuces techniques et technologiques brevetées et soumises comme d'habitude à licences et royalties.
Pour conclure ce chapitre, disons simplement que les mêmes types d'évaluations et de précalculs théoriques sont à effectuer systématiquement quels que soient les types de couplage présent aux bornes de l'antenne de la base station. Maintenant que vous avez le canevas, à vous les plus belles élucubrations.
Enfin, si vous désirez obtenir de plus amples informations techniques sur ces sujets, nous vous renvoyons à de nombreux ouvrages spécialisés en montages radio et/ou plus particulièrement à ceux décrivant les techniques radar traitant en détail tous ces points spécifiques liés de près ou de loin aux techniques générales de *back scattering*.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

20 • CONFORMITÉS, PERFORMANCES ET MÉTHODES D'ÉVALUATION DES TAGS ET SYSTÈMES

Nous arrivons vers la fin de cet ouvrage, et ayant examiné longuement les parties théoriques, techniques, technologiques de cette branche UHF et SHF de la RFID, nous allons à présent terminer cette longue route en disant quelques mots sur la façon d'estimer, mesurer et garantir les performances des tags et bases stations.
À ce jour, on trouve encore hélas sur le marché trop de tags (produits commerciaux terminés) et bases stations sans feuillet de caractéristiques techniques (les *data sheets* bien connues de composants électroniques) décrivant en détail ce pour quoi ils sont conçus, à quoi ils sont conformes, quelles performances on est en droit d'en attendre... ce qui, de plus, est une atteinte directe au Code civil le plus primaire (articles 1641 à 1645 et suivants) concernant la vente d'un produit.
Cela entraîne très souvent lors de la mise en place de systèmes des problèmes inextricables liés à des non interopérabilités latentes. Ayant personnellement vécu cela trop souvent sur le terrain, afin de pallier cela, nous vous proposons ci-dessous tout d'abord un mini-rappel des normes dites de conformité et de performances, et pour terminer cet ouvrage, un canevas (assez) simple de mesures à réaliser et la description rapide de méthodes de tests associées afin d'avoir rapidement une idée assez précise d'un produit fini (le tag) commercial, incluant bien entendu la globalité de son circuit intégré, son antenne et son package spécifique (papier, matière plastique).

20.1 Méthodes officielles de mesures et de tests

20.1.1 Tests de conformité ISO 18047-*x* et de performance ISO 18046

Dire que l'on est conforme à une norme ISO, c'est bien, le prouver, sans aucun doute, c'est mieux ! Résumons :

- le dire n'engage que celui qui le dit, même s'il le signe ;
- le prouver consiste à produire les mesures que l'on a effectuées soi-même ou que l'on a fait effectuer chez un Laboratoire Indépendant reconnu. C'est déjà mieux, mais cela ne prouve pas le bien fondé de la mesure ou encore que les bons instruments de mesures ont été utilisés ;
- avoir « le » tampon d'un laboratoire indépendant certifié/agrée/accrédité (par exemple par le Comité français d'accréditation – COFRAC), qui a effectué les mesures avec les bancs de mesures décrits dans la norme d'accompagnement de tests afin qu'il n'y ait aucun doute sur la véracité des dires, alors là, c'est parfait !

C'est la raison pour laquelle le jeu de normes ISO 18047-*x* a été conçu.

20.1.2 Tests de conformité (*conformance tests*) ISO 18047-*x*

De la même manière que pour la série ISO 18000-*x*, le *x* de cette famille de normes est associé à la valeur de la fréquence utilisée. Ces normes décrivent en détail les équipements et méthodes de mesures qui doivent être scrupuleusement utilisés et effectuées pour que les valeurs obtenues soient en accord avec le sens que leur donnent les documents ISO 18000-*x*. Nous vous renvoyons

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

aux documents officiels de ces normes afin de prendre connaissance de tous les nombreux détails qu'elles contiennent, car ce n'est pas le but de cet ouvrage d'expliquer et commenter le contenu de leurs textes. Par contre, il est bon de savoir que ces normes de tests de conformités sont importantes, car mesurer de très petits signaux noyés dans d'immenses autres n'est pas chose simple (mais pas simple du tout...), et les résultats, si l'on n'y prend pas garde, prêtent souvent à confusion même chez les plus experts. Pour les plus pessimistes et ceux que cela pourrait rendre perplexe, avant de nous poser des questions sur le sujet, révisez attentivement et en profondeur les fines différences mathématiques et physiques qui existent entre les êtres baptisés d'une part FFT (*Fast Fourier Transform*) (que très souvent les gens utilisent et appliquent à tout instant sans plus se rappeler leur sens profond), et d'autre part sa parente ascendante directe, la DFT (*Discret Fourier Transform*)... et vous comprendrez qu'elles ont une très grande importance dans l'appréciation de la valeur obtenue des signaux de *back scattering* reçus en RFID.

Cela étant, afin de retirer quelques doutes à certains concernant les critères de conformité spécifiques à la norme ISO 18000-6 :

- la base station (l'interrogateur) doit :
  - supporter les types A, B et C de la norme,
  - être capable de commuter de l'un à l'autre et, selon l'utilisation de commander la séquence et l'allocation du rapport de temps entre les deux types ;
- le tag de son côté doit :
  - supporter au moins l'un des trois types et, de façon optionnelle, les deux autres,
  - rester silencieux lorsqu'il reçoit un signal modulé de la base station qu'il ne le supporte ou ne le reconnaît pas,
  - fonctionner sur la totalité de la plage de fréquences de 860 MHz à 960 MHz,
  - présenter une variation minimale de la valeur de *delta Radar Cross Section*.

À ce sujet, en fonction de l'antenne et de l'accord du tag, les performances de fonctionnement peuvent varier en fonction de la fréquence exacte de fonctionnement comprise dans la gamme 860-960 MHz.

20.1.3 Méthodes de tests de performance ISO 18046

Une fois avoir passé tous les tests de conformités évoqués au paragraphe précédent et avoir reçu avec succès la distinction *passed* (reçu) et non la triste nouvelle *failed* (recalé), vous recevez d'un organisme certifié par des gens dûment accrédité (exemple français COFRAC déjà cité) un joli coup de tampon attestant que votre produit est bien conforme à la norme. Reste encore parfois un large bémol. Votre concurrent le plus véhément a reçu également le même certificat et, toutes choses étant égales, il prétend que la distance de communication réalisable avec ses produits est plus importante que la vôtre ! Quotidien, quand tu nous tiens ! Évidemment c'est fâcheux, voire gênant ! Afin de départager les *ex aequo*, il faut effectuer maintenant des mesures permettant d'évaluer (ou se targuer d'avoir évalué) de façon impartiale les performances des deux produits afin de couper court à toute campagne de dénigrement commercial toujours possible. C'est ce que propose le contenu de la norme ISO 18046-*x* dite, en raccourci, de performances. En effet, celle-ci propose des méthodes de mesures fiables, avec des résultats reproductibles, etc. auxquelles chacun peut se conformer afin d'évaluer, mesurer, afficher des performances reconnues et de permettre d'établir ainsi sur des bases saines des comparaisons de produits à produits et de systèmes à systèmes. Il s'agit des normes :

- ISO 18046-1 – System performances (incluant l'ensemble interrogateur et tags) ;
- ISO 18046-2 – Interrogator performances (performances de la base station) ;
- ISO 18046-3 – Tag performances (performances du tag).

Chacune de ces normes contient des paragraphes spécifiques relatifs aux systèmes à couplages inductifs ou bien fonctionnant en mode de propagation et couvre l'ensemble des fréquences dédiées aux applications RFID.

Voilà terminé le rapide survol des aspects normatifs des mesures et méthodes des tests de conformité et de performances que l'ISO propose en RFID UHF et SHF. En dehors de cela, chaque fabricant de bases stations, de tags, de systèmes vendant un produit, est censé fournir (aux termes de la loi – Code civil, articles 1641, 1645 et suivants dits « de la vente ») avec ceux-ci leurs spécifications telles que celles fournies par exemple avec des circuits intégrés (feuillets de spécifications, *data sheets*, etc.). C'est ce que nous allons à présent examiner.

20.2 Paramètres nécessaires

En complément des protocoles de communication (formats des trames transmises, techniques de gestion des collisions, etc.) liés aux standards de fonctionnement choisis et/ou aux circuits intégrés utilisés à bord des tags, dressons à présent la liste des paramètres qui, vus de l'extérieur et dans un environnement donné – air, environnement particulier (eau, matériau métallique...), température ambiante, etc. – intéresse au premier chef l'utilisateur final pour la définition et la mise en œuvre de son système :

- à quoi correspond le tag (normes, etc.) :
  - valeurs minimales et maximales de l'index de modulation *Mi* que doit avoir l'onde montante,
  - fréquence nominale d'accord du tag f_0,
  - valeur de sa bande passante *Bp* (ou encore la valeur du coefficient de qualité *Q*) du tag,
  - diagramme de rayonnement du tag indiquant les performances de directivité de sa propre antenne ;
- de façon à pouvoir déterminer les distances maximales possibles de fonctionnement : valeurs des champs électriques *E* de seuil (*threshold*) à partir desquels le contenu de la mémoire du tag peut être lu, $E_{\text{thres read}}$, peut être écrite, $E_{\text{thres write}}$;
- afin d'éviter certains dommages (parfois définitifs) au tag lui-même ou bien à son environnement direct (par exemple brûlures ou début d'incendie sur le carton d'emballage sur lequel il est apposé), il est nécessaire de pouvoir définir quelle est la distance minimale de bon fonctionnement autorisée (donc au plus proche de la forte émission de la base station). Pour cela, il faut connaître et spécifier :
  - la valeur du champ électrique maximal $E_{\max}$ (*absolute max. rating*) à ne pas dépasser,
  - la valeur de l'élévation maximale de température du package du tag à la valeur $E_{\max}$ autorisée (ou encore, en étant plus précis, la valeur de sa résistance thermique $R_{\text{th tag}}$, voir plus loin) ;
- de façon à pouvoir corroborer les distances minimales et maximales possibles de fonctionnement évoquées ci-dessus et savoir si la base station (... normalisée ?) sera apte à interpréter le signal de retour (*back scattering*) : plage de valeurs de champs électriques $E_{\text{min\_rcs}}$ et $E_{\text{max\_rcs}}$ sur laquelle est garantie une valeur (... si possible normalisée) de variation dynamique de la section radar du tag, le fameux ΔRCS ;
- quelques paramètres temporels :
  - valeurs minimales et maximales des temps de montée du champ *E* que tolère/supporte le tag,
  - valeur de son temps de reset (incluant celui du circuit intégré mais aussi l'incidence due à son circuit d'accord), etc.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

20.3 Des méthodes de mesures simples

Pour vous aider, nous vous proposons dans les paragraphes ci-dessous un descriptif rapide des quelques méthodes de mesures simples pouvant servir à évaluer ces paramètres vitaux aux applications.

20.3.1 Mesure des champs électriques

Commençons par les mesures relatives aux champs électriques E_{thres}. Pour cela, il faut disposer d'une base station du commerce apte à délivrer une puissance de l'ordre du watt EIRP et d'une antenne connue en gain et directivité. À ce sujet, sachez qu'il existe chez de nombreux fournisseurs du monde RF des antennes de référence dites antennes de mesure. Au cas où vous ne puissiez en disposer, il n'est pas très compliqué d'étalonner sa propre antenne à l'aide de la théorie décrite aux chapitres 5 et 6... et ça marche très bien !

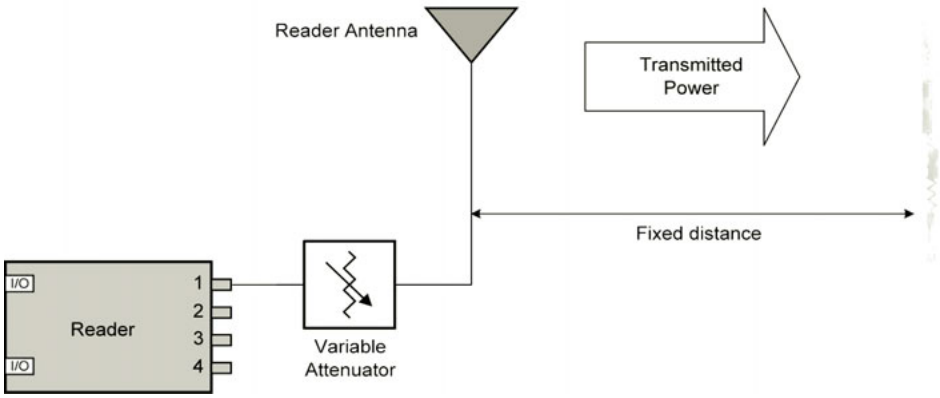


Figure 20.1 – Exemple de montage permettant de mesurer les champs électriques de fonctionnement.

En utilisant le montage représenté en *figure 20.1*, pour une fréquence donnée :

1) La base station délivre une puissance conduite connue et constante et, en ayant disposé en série dans la liaison d'antenne de gain connu un atténuateur, il est alors facilement possible de faire varier la puissance EIRP rayonnée. À ce sujet, en passant, quelques remarques. Il faut bien évidemment s'assurer d'une part que l'impédance de l'atténuateur (souvent 50 Ω) est bien en rapport avec le câble utilisé pour assurer la liaison vers l'antenne, et d'autre part que l'ensemble global base station/câble/antenne est bien adapté et que la valeur VSWR (taux d'onde stationnaire) de l'ensemble est proche.

2) On dispose alors le tag à mesurer dans le plan équatorial de l'antenne de la base station et orienté selon la direction de sa directivité maximale (donc dans le sens de sa sensibilité maximale) à une distance figée une fois pour toutes de l'ordre de 3 à 5 fois (à vous de choisir) la valeur de la longueur d'onde de la fréquence de mesure, de façon à se situer en champs lointains. Comme nous allons le montrer maintenant, le fait de faire cela et de ne pas vouloir approcher le tag pour savoir à quelle distance il commence à fonctionner évite l'emploi d'une (très chère) chambre anéchoïque absorbant toutes les ondes pouvant être réfléchies, telle que celle présentée en *figure 20.2* et nécessaire lors de mesures effectuées en UHF et SHF en accord avec les normes ETSI 300 220 et 302 208.

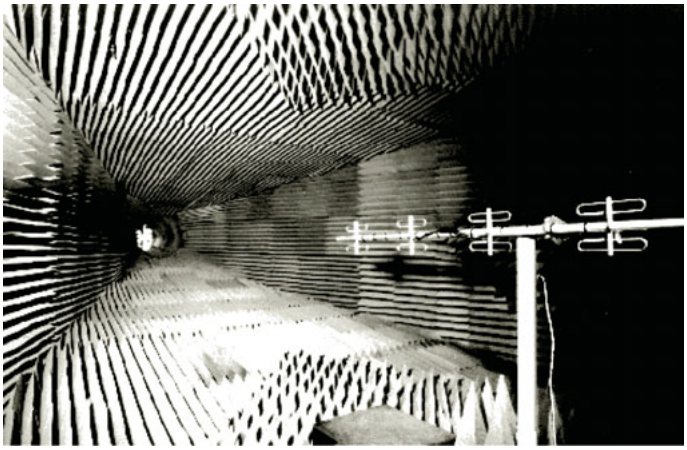


Figure 20.2 – Chambre anéchoïque.

En effet, à une distance de mesure fixe (donc, pour une fréquence donnée, en un endroit où les chemins de propagation de l'onde rayonnée seront toujours les mêmes), les réflexions et absorptions potentielles du local de mesures seront toujours les mêmes pendant toutes les mesures, et donc leurs influences relatives seront permanentes et n'influeront plus les (différences entre) résultats obtenus. Dans le cas contraire – comme le font beaucoup de personnes, en faisant varier la distance entre base station et tag pendant la mesure –, hors chambre anéchoïque, les mesures sont fortement sujettes à toutes les réflexions parasites donc à la présence des « trous noirs » et de *hot spots* de propagations (revoir chapitres 7 et 8) perturbant alors énormément les résultats des mesures et surtout amenant une non-reproductibilité de celles-ci de sites en sites.

3) À titre d'information, en disposant l'antenne de référence au même endroit que le tag que l'on désire mesurer par la suite, on mesure alors le champ électrique présent lorsque la base station émet sa puissance maximale, hors modulation de sa porteuse.

4) On dispose le tag à sa place et on module la porteuse à l'aide du protocole de communication associé au circuit intégré utilisé en envoyant la commande la plus simple possible de type « commande de lecture de l'identifier », et, à l'aide d'un analyseur de spectre munie d'une antenne sommaire (par exemple $\lambda/2$) située non loin du tag, on s'assure que le tag émet bien un signal de retour, donc qu'il est (télé-alimenté et) en fonctionnement. On se moque ainsi de la sensibilité que pourrait avoir la base station et de savoir si la variation de la *Radar Cross Section* du tag est conforme à quoi que ce soit.

5) Partant alors de la puissance émise la plus élevée par la base station, à l'aide de l'atténuateur calibré, on réduit cette dernière jusqu'à ne plus avoir de signal de retour du tag sur l'analyseur de spectre et on mesure enfin, à nouveau à l'aide de l'antenne de référence, la valeur correspondante du champ de seuil.

Remarque

En utilisant cette technique, on se libère des performances de sensibilité et de démodulation du récepteur de la base station, et seules les performances relatives au tag étudié sont mesurées.

En recommençant ces mesures tout le long de la bande dans laquelle le tag est censé fonctionner, on peut en déduire la bande passante de celui-ci au niveau des champs électriques de seuil... donc de puissance au vu la relation simple existante entre le champ E et la puissance P (revoir chapitre 5).

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Même style de mesures pour le champ électrique en écriture et, ensuite, en faisant tourner le tag sur lui-même selon ses axes principaux et en agissant de même, il est facile d'obtenir le diagramme de rayonnement de celui-ci.

20.3.2 Mesure de ΔRCS

Afin de ne pas nous répéter inutilement, nous vous renvoyons directement à la méthode décrite au chapitre 8 concernant la mesure puis l'estimation de la valeur de ΔRCS.

20.3.3 Champ électrique maximal et température maximale de fonctionnement du tag

Ces deux paramètres sont fortement intercorrélés. Vu de l'extérieur, il est certain que la valeur du champ électrique maximum que supporte un tag est un paramètre absolument nécessaire à la définition sérieuse d'un projet. Deux cheminements de pensée principaux amène à définir cette valeur.

■ Par conception même du tag par son fabricant

Lors de la conception tag, le concepteur du tag afin de garantir le bon fonctionnement de son produit est tenu de prendre en compte la valeur maximale du courant pouvant circuler dans le circuit d'entrée du circuit intégré qu'il utilise. À noter que ce courant ne peut être vu et mesuré par l'utilisateur final du tag. Or, pour une conception d'antenne de tag donnée, la valeur du courant est à tout instant en relation directe avec le champ électrique présent autour du tag. Le choix du circuit intégré, de son bon usage et de la conception de l'antenne du tag étant de la responsabilité du fabricant de tag, cela revient donc à définir et indiquer par celui-ci la valeur de champ électrique maximal que supporte du tag « par design ».

■ En relation avec le monde extérieur

Il se peut parfois que, bien que ne dépassant pas la valeur maximale du courant indiqué ci-dessus, on définisse une valeur maximale autorisée de champ électrique pour le tag différente de celle donnée ci-dessus. Surprenant non ? Donnons quelques explications.
Les applications RFID, par exemple de *Supply Chain Management* (SCM), utilisent souvent des étiquettes (tags) réalisées sur des supports papiers, lesquelles sont appliquées sur des emballages de type cartonnage. De ce fait, le problème n'est plus lié à la valeur du courant maximum évoquée dans les paragraphes plus hauts mais à l'élévation globale de température du tag... elle-même liée au courant circulant dans le tag... donc au champ électrique local dans lequel baigne ce dernier ! Avant de mettre le feu aux poudres, que ce soit au sens figuré ou au sens propre (caisse d'explosif étiquetée à l'aide d'un tag UHF, à l'arrêt, statique, devant un lecteur, étiquette proche de la base station), examinons ce qu'il faut définir pour éviter des catastrophes.
La dissipation de l'ensemble « tag » que l'utilisateur final achète, circuit intégré + support sur lequel est déposée l'antenne (papier, polyester, etc.) + technologie de l'antenne (gravure, sérigraphie, dépôt/jet d'encre, croissance de cuivre épitaxiale, héliogravure, offset, etc.) + connexions entre le circuit intégré et l'antenne (*bonding*, *flip chip*, *bumps*, etc.) + packaging (papier, matière et/ou film plastique, colle, etc.), doit être quantifiée à l'aide des paramètres thermiques classiques que sont la température ambiante maximale autorisée de fonctionnement et la résistance thermique globale du tag, ce qui revient en fin de compte à spécifier un champ électrique maximal d'application ! De plus, il faut savoir que souvent les technologies de réalisation des tags décrites ci-dessus dissipent mal les calories car elles présentent des résistances thermiques (exprimées en °C/W) de fortes valeurs ! Quoi qu'il en soit, ces valeurs doivent être mesurées et publiées, sinon nous ne répondons plus de rien en ce qui concerne les communications réalisées à l'aide de signaux de fumées et les feux d'artifices...

En ce qui concerne les mesures de température, elles sont facilement réalisables avec des sondes infrarouge ou encore, en première approximation, à l'aide de pastilles thermiques adhésives que l'on peut coller sur l'étiquette indiquant ainsi la valeur de la température atteinte en présence du champ électrique maximal autorisé. Pour de plus amples informations, nous vous renvoyons à la fin du chapitre 3 dans lequel nous avons longuement détaillé ces valeurs.

20.4 En conclusion

Tout en sachant que nous n'avons ni l'âme d'un redresseur de tort ni d'un justicier technique, mais en espérant que les paragraphes précédents vous ont convaincus, vous avez certainement compris qu'afin de se servir correctement d'un tag du commerce, il serait bon que celui-ci se trouve affublé d'un document technique d'accompagnement *data sheet* de type de celui présenté dans l'exemple ci-dessous.
Le *tableau 20.1* propose un premier exemple de *data sheet* standard d'un tag (« produit fini ») UHF/SHF.

Remarque
Les valeurs indiquées dans le tableau ne sont que des exemples de valeurs indicatives mais représentent les cases qu'il serait bon de voir remplies... en indiquant bien sûr clairement quelles sont les conditions de mesures !

Tableau 20.1

Milieu environnemental de mesure	Air, *free space*				
Plage de température de fonctionnement du tag	– 40 à + 65 °C				
Conforme au protocole de communication	ISO 18000-6B				
			min	typ.	max
Plage de fréquences de fonctionnement		MHz	860	–	960
Fréquence(s) nominale(s) d'accord du tag	f_0	MHz	900	910	920
Bande passante	B_p	MHz	–	100	–
Coefficient de qualité	Q		–	10	–
Index de modulation de la porteuse	M_i	%	90	–	100
Diagramme de rayonnement (voir *figure xxx*)					
Champs électriques					
$E_{\text{thres\_read}}$		$V \cdot m^{-1}$	–	–	0,7
$E_{\text{thres\_write}}$		$V \cdot m^{-1}$	–	–	1
$E_{\max}$ (*absolute max. rating*)		$V \cdot m^{-1}$	–	–	22
Température maximale de jonction du tag pour $E_{\max}$	$T_{j\,\max}$	°C	–	–	85
Résistance thermique totale du tag	$R_{\text{th tag}}$	°C/W	–	–	120
Variation minimale garantie de *radar cross section*	ΔRCS	cm^2	70	–	–
pour $E_{\min\,\text{rcs}}$		$V \cdot m^{-1}$	0,7	–	–
pour $E_{\max\,\text{rcs}}$		$V \cdot m^{-1}$	–	–	22
Temps de montée du champ *E*	t_r	ms	0,5	–	0,9
Temps de reset maximal du tag	$t_{\text{reset max}}$	ms	–	–	1,2

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

Le *tableau 20.2* propose un deuxième exemple – étrange au premier abord – de *data sheet* standard d'un tag UHF/SHF fonctionnant dans la bande 860-960 MHz.

Remarque
À nouveau, les valeurs indiquées dans le tableau ne sont que des exemples de valeurs indicatives mais représentent les cases qu'il serait bon de voir remplies.

Tableau 20.2

Milieu environnemental de mesure	Air, *free space*				
Plage de température de fonctionnement	– 40 à + 65 °C				
Conforme au protocole de communication	ISO 18000-6B				
			min	typ.	max
Plage de fréquences de fonctionnement		MHz	860	–	960
Fréquence nominale d'accord du tag	f_0	MHz	1 100	1 110	1 120
Bande passante	B_p	MHz	–	110	–
Coefficient de qualité	Q		–	10	–
etc.					

Surprenant ? Eh bien non ! En effet, ce sont bien les vraies caractéristiques de ce tag dans l'air, en *free space*, comme indiqué très clairement dans cette *data sheet*... mais ce qui n'est pas indiqué, car il faut savoir lire entre les lignes, est que pour que ce tag fonctionne dans la bande classique RFID de 860 à 960 MHz, il faut qu'il soit disposé dans un environnement tel que ce dernier désaccorde la fréquence d'accord du tag d'environ 200 MHz et qu'il recale celui-ci comme il faut pour fonctionner correctement dans la bande de fréquences considérée (par exemple, que le tag soit apposé derrière un pare-brise de véhicule automobile, revoir au besoin le chapitre 7).
Cela a au moins le mérite d'être clair pour tout le monde !

CONCLUSIONS

Nous voici arrivés à la fin de cet ouvrage introduisant les principes fondamentaux de fonctionnement physique des dispositifs sans contact RFID en UHF et SHF, leurs champs d'applications et l'environnement informatif qui les entoure.

Comme vous aurez pu vous en rendre compte, ce domaine est complexe car la plupart des paramètres entrant en jeu se mélangent, se chevauchent, et l'une de nos missions a été de tenter de présenter le plus clairement possible cette magnifique pelote de laine bien emmêlée.

Nous espérons qu'au cours de tous les chapitres nous avons répondu aux principales questions qui vous préoccupent et réussi à démystifier la plupart des problèmes liés au passage « de la théorie à la pratique » de ce domaine d'application, et nous espérons également qu'il vous sera maintenant facile d'appréhender la définition ou la réalisation d'un projet, d'une application. Si tel est le cas, nous aurons atteint notre but.

Certes, de nombreux points n'ont pas été évoqués. Nous n'avons que peu ou pas évoqué les sujets touchant à la conception concrète des antennes et de cryptographie, car ce sont des sujets de spécialistes. Pour ceux d'entre vous que cela intéresse, sachez qu'il existe déjà sur le marché de très nombreux ouvrages spécialisés de haut vol.

Par ailleurs, nous avons également laissé pour compte la description détaillée et fastidieuse des protocoles de communication (trame, requête, gestion des collisions, etc.) de la famille ISO 18000-6. Ce n'est pas par manque de courage, mais tôt ou tard vous serez obligé de torturer ces documents normatifs dans tous les sens pour savoir la signification du dernier bit... ce que nous n'aurions pu, faute de place, faire dans cet ouvrage (juste pour votre information, l'amendement 1 de l'ISO 18000-6, ayant trait à la partie C – EPC C1 G2 –, contient 128 pages dans lesquelles chaque bit est important, et lors d'une réunion de travail à l'ISO il a fallu cinq jours de travail intensif à six personnes uniquement pour tout relire, vérifier et se mettre d'accord sur le contenu de chacun d'entre eux !). Il en est de même en ce qui concerne les comparaisons applicatives entres étiquettes code à barres, étiquettes sans contact, ou encore les types d'organisation des données et des bases de données associées au traitement du contenu des tags, etc. Que diable, il faut bien en garder un peu pour les prochaines éditions ou laisser ces sujets à d'autres auteurs plus spécialisés sur ces sujets. À chacun ses plaisirs !

Après cette petite digression, il faut bien avouer que cette branche est à l'heure actuelle en pleine effervescence et que de nombreuses évolutions ne manqueront pas de se produire au cours des années à venir étant donné les enjeux industriels et économiques qu'elle sous-tend. Nous ne manquerons pas de revenir sur ces sujets en temps opportun.

La suite ?

Avant de prendre congé de vous, nous avons décrit dans cet ouvrage de nombreuses possibilités d'applications, et souvent les personnes que nous rencontrons nous posent la même question : « Et la suite de tout ça ? » Pour répondre à cette question, nous avons donc consulté une fois de plus, à votre attention, notre boule de cristal favorite dont voici les résultats et pronostics.

En quelques mots, en dehors des cartes à puces sans contact, immobiliseurs, étiquettes, etc. maintes fois évoqués, ce domaine industriel s'oriente à moyens termes vers des applications comportant des microsystèmes intelligents à microcontrôleurs embarqués, télé-alimentés, ca-

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

pables de gérer par exemple des capteurs déportés de tous types et enfouis dans des matériaux (contrainte mécanique de piliers en béton, airbag intelligent...) utilisant les nouvelles familles de MEMS en cours de développement. Ces dispositifs demandent généralement une puissance de calculs assez importante et, par conséquent, un peu plus de consommation, et donc des progrès technologiques permettant de résoudre la télé-alimentation de l'ensemble *via* la liaison RF sans contact.

Sans dévoiler trop de choses, sachez que plusieurs groupes de travail (*working groups*) de l'ISO ont déjà longuement planché sur les structures possibles des protocoles entre capteurs déportés – mesure de température, de pression, d'accélération, de pH (mesure de la concentration en ions H^+ d'un corps décrivant ainsi son équilibre acido-basique ; pour mémoire pour l'eau pure, pH = 7), et toutes autres grandeurs physiques mesurables – et architecture sans contact d'un tag afin de normaliser l'interface de communication entre partie RF (le fameux *air interface*) et capteur, et pouvoir ainsi développer des familles interopérables de systèmes. De même, l'ISO a déjà beaucoup œuvré sur les protocoles de communication ayant trait à la géolocalisation d'objets et/ou de personnes équipés de tags afin de pouvoir, en complément d'un dispositif GPS, effectuer leurs repérages (par exemple, suivi géographique de transport de containers par des camions, des personnes âgées en milieux hospitaliers, etc.).

De plus, il est clair que le début du XXIe siècle dans lequel nous sommes joyeusement entrés sera basé, qu'on le veuille ou non, sur un monde de communications sous toutes ses formes et dont l'un des vecteurs (im)matériel principal de diffusion sera supporté par les liaisons aériennes sans contact.

À ce jour, le monde ne jure que par des solutions GPS, GSM, WAP, Bluetooth, Wi-Fi, WiMax, WireLAN, e-commerce, Intelligent labelling, certification et sécurisation de transaction par cartes à puce, etc., tous ces systèmes fonctionnant en liaisons RF, que ce soit en LF, HF, UHF ou SHF. L'ère de la radiocommunication est de retour... et donc, avec elle, ses fondements physiques profondément analogiques, ses interférences et brouillages possibles, ses écoutes indiscrètes ou encore pirates et tous ses problèmes afférents aux régulations locales et mondiales dont nous n'avons pas fini de nous lasser ! Si tout au long de cet ouvrage nous avons mis assez fortement l'accent sur les codages bits, types de modulations, formes de spectres, etc., c'est qu'il est indispensable de normaliser tout ce beau monde – mondialisation oblige –, afin que chacun puisse trouver sa place sans gêner le voisin tout en assurant un maximum de comptabilités.

Le chemin du sans contact et de la RFID ne peut donc passer que par une normalisation globale harmonisée mais, bien entendu, discutée secteurs applicatifs par secteurs applicatifs. Certes, ce challenge n'est pas aisé à résoudre et prendra du temps, mais c'est à ce prix que l'utilisateur final – vous, moi – en bénéficiera au quotidien. Bref, vous l'avez compris, comme nous l'avons souvent indiqué dans cet ouvrage, une fois de plus l'avenir est devant nous ! Bienvenue à l'*ambiant intelligence* et à l'*ontologie* ! En attendant ces temps futurs, et en espérant que vous avez pris autant de plaisir à lire ces lignes que nous à les écrire, nous vous donnons rendez-vous prochainement pour de nouvelles aventures encore plus déroutantes !

À bientôt donc.

LES BONNES ADRESSES

Organismes de normalisation et assimilés

□ **AFNOR**
Association française de normalisation
11 rue Francis de Pressensé – 93571 La Plaine Saint-Denis Cedex
Téléphone : 01 41 62 80 00 / Fax : 01 49 17 90 00

□ **ETSI**
European Telecommunication Standards Institute
Route des Lucioles – Valbonne – 06921 Sofia Antipolis Cedex
Téléphone : 04 92 94 42 00 / Fax : 04 93 65 47 16

□ **GS1 France (EPCglobal France)**
2 rue Maurice Hartmann 92137 Issy-les-Moulineaux
Téléphone : 01 40 95 54 10 / Fax : 01 40 95 54 49

Fabricants de composants

Tout au long de cet ouvrage, nous avons cité de nombreux fabricants de composants (NXP/Philips Semiconductors, Electro Marin, Alien, Imping, Infineon, TI, Motorola, ST Microélectronique, Temic, MicroChip, etc.). Aussi, au lieu de remplir une dizaine de pages pour donner toutes leurs adresses, fax, etc., nous vous conseillons de visiter les sites internet de toutes ces grandes sociétés, qui sont généralement bien détaillés et qui donnent les dernières nouveautés sur les composants RFID.
Et si vous êtes en manque, tapez « RFID » sur Google, et vous serez inondé de pages intéressantes... mais principalement commerciales.

Ouvrages complémentaires

RFID – Identification radiofréquence et cartes à puce sans contact, par D. Paret, Dunod, 2e édition, 2001.
RFID – Applications en identification radiofréquence et cartes à puce sans contact, par D. Paret, Dunod, 2003.
RFID – Handbuch, par Klaus Finkenzeller, publié chez Hanser, ISBN 3-446-19376-6. Ouvrage généraliste couvrant la majorité des applications sans contact.

RFID – Handbook, par Klaus Finkenzeller, publié chez John Wiley and Sons, ISBN 0-471-98851-0 (traduction de l'ouvrage allemand).

RF/ID – Radio Frequency Identification – Application 2000, par J.D. Gerdeman, publié par Research Triangle Consultants – RTC Inc., PO Box 12031, Research Triangle Park, NC 27709, ISBN 1-883872-01-4.

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

INDEX ALPHABÉTIQUE

A

absorption, 149, 150
    gazeuse, 126
adaptation des impédances, 124, 194
AFC (*Automatic Fare Collection*), 41
AFNOR, 337, 344
agilité de fréquences, 160, 295
AIDC (*Automatic Identification Data Capture*), 344
alimentation embarquée, 20
ALOHA *slotted*, 396
anatomical models, 385
ANFR, 380
angle de sélectivité, 393
anisotrope, 94
annulation de porteuse, 454
ANSI, 337
antenna aperture, 111
antenna mode, 214
antenne
    dipôle λ/2, 81
    du tag court-circuitée, 210
    du tag ouverte, 214
anticollision, 35
approximation en champ proche, 88
ARCEP, 308, 380, 388
architecture, 431, 445, 450, 454
ARIB, 141, 290, 294, 347
ART, 308
ASIC (*Application Specific IC*), 48
ASK (*Amplitude Shift Keying*), 283
ASK OOK, 283
ATQ (*Answer To reQuest*), 31
ATR (*Answer To Reset*), 31
atténuateur, 466, 467
auto shut-down, 28
AutoID Labs, 358
aveuglement, 433
axe principal, 163

B

back scattering, 23, 189, 190, 209, 433
back scattering modulation, 217
bande
    canalisée, 390
    latérale, 39, 288, 409
    non canalisée, 390
    passante, 301
    passante minimale du récepteur, 319
barre de renforcement de champ, 212
base station, 431
Baud, 265
Baud rate, 266
bell, 95
BER, 258, 261, 274, 300, 303
Bi-phase level, 276
Bi-phase mark, 278
Bi-phase space, 277
bi-statique, 432, 450
bilan de la liaison, 208, 440
    aller-retour, 208, 258
biphase différentiel, 276
bit, 265
Bit Error Rate, 256
Bit rate (débit binaire), 265
boucle à verrouillage de phase (PLL), 453
BPLM (*Binary Pulse Length Modulation*), 270
BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), 278, 293
bruit gaussien, 300
BSI, 337
budget de liaison, 256

C

CASPIAN, 387
CDMA (*Code Division Multiple Access*), 30, 298
CDP (*Conditioned Diphase Procedure*), 276
CENELEC, 337
CEPT, 141, 379

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

chambre anéchoïque, 467
champ
électrique, 54, 75
électrique lointain rayonné par un dipôle λ/2, 84
électrique maximal, 468
intermédiaire, 58, 59
lointain, 58–60
magnétique, 54
proche, 58–60
charge, 114
accordée et adaptée, 197
accordée et non adaptée, 197
chemins multiples de l'onde, 126
chip, 313
chip rate, 312, 314
chip sequence, 312
chipless, 17
chirp SS, 391
circulateur, 432, 434
CISPR 16, 394
classes de l'EPC, 360
classification, 3
clock run in, 333
CN 31, 15
CNIL, 348, 387
codage
bit, 266
bit *bi-phase* ou *split-phase*, 275
bit d'une liaison descendante, 267
bit d'une liaison montante, 267
de largeur ou de répétition, 270
de position par nombre d'impulsions, 272
par modulation de position d'impulsion (PPM), 272
Pulse Interval Encoding (PIE), 271
Pulse Interval Encoding (PIE) inversé, 272
codes orthogonaux, 304, 315
coding data element, 313
coefficient
d'adaptation ou de matching, 229
d'atténuation, 125
de couplage/réflexion, 27
de surtension, 144
COFRAC, 463
collision, 35, 36, 38
comparaison FHSS/DSSS, 320
comptage bit, erreur bit, 332
concept de surface (*aperture*), 111
condition d'adaptation conjuguée, 115
conditionnement homogène, 212
cône de rayonnement, 108
Conformance Tests, 241
conformité à la norme ISO 18 000-6
au champ de seuil, 231
aux champs forts, 236
conjugué, 89
convention d'écriture, 52
convention de notation, 52
cornet, 112
corps humain, 151
couche 0 – médium, 340
couche 1 – physique (PL), 340
couche 2 – liaison de données (DLL), 341
couche 3 – réseau, 342
couche 4 – transport, 342
couche 5 – session, 343
couche 6 – présentation, 343
couche 7 – application, 344
couplage, 27, 28, 437
coupleur
bidirectionnel, 432
directionnel, 435
Coupling Devices, 13
courant maximal, 145
admissible, 28
crête, 95
croissance de cuivre épitaxiale, 468
cross product, 92
CSMA, 30
CSMA/CD, 30

D

data, 266
data rate, 266
data sheet, 426, 463, 465, 469
dB, 95, 106
dB milliwatt, 96
dBd, 106
dBi, 106
dBm, 96
DBP (*Differential Biphase Coding*), 276

DBPSK (*Differential Binary Phase Shift Keying*), 293
débit, 37
déclenchement, 31
ΔRCS, 221, 238
$\Delta\sigma_{es}$, 217
démodulateur en quadrature, 448
démodulation par diode Schottky, 442
densité surfacique de puissance, 65
de retour, 206
électromagnétique rayonnée efficace, 80
déphasage de propagation, 55
dépôt/jet d'encre, 468
dérogation, 398
désadaptation, 149
d'impédances, 114
de la charge, 200
de polarisation, 164
désalignement angulaire, 163
détection du signal incident, 330
détuning, 156
dextrogyre, 164
DFT (*Discrete Fourier Transform*), 464
diagramme de rayonnement, 71, 82, 94
diagramme global de rayonnement, 106
diffraction, 158
DIN, 337
dipôle
de Hertz, 55
λ/n, 80
$\lambda/2$, 78
directivité, 106, 393, 437, 460
dispersion (*scattering*), 189
dispositif RSSI, 456
distance maximale, 465
théorique possible de télé-alimentation, 130
distance minimale, 145, 465
de fonctionnement sûr d'un tag, 141
diversité d'antenne, 455
diviseur de puissance (*power split*), 447
DoD (Department of Defense), 368
Double Side Band – ASK (DSB – ASK), 290
doublet de Hertz, 53, 55
doublon, 161
DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*), 160, 295, 312
Dwell time, 303

E

EAS (*Electronic Alarm Surveillance*), 42, 387, 409
ECMA, 337
écran, 155
Effective Radiated Power, 102
effets constructifs ou destructifs, 150
efficacité énergétique, 328
du codage bit, 260, 333
efficience de la source énergie, 328
EIRP (*Equivalent Isotropically Radiated Power*), 97
éléments
aquatiques, 154
gomme/caoutchouc, 151
liquides, 151
métalliques, 151, 154
elliptique, 164
emballage primaire, 212
entrants-sortants, 38
environnement
applicatif, 149
dense, 37
EPC, 359
EPC C1G2, 279
EPCglobal, 358
équation(s)
de Friis, 122, 125, 130, 202, 205, 207, 209, 447
de Maxwell, 54, 87
radar, 206, 210
ERC, 141, 379
ERC 70 03, 99, 248
ERO (European Regulation Organisation), 379
erreurs de format, 333
espace
illimité, 55
libre, 149, 158
étalement de spectre, 160, 390
hybride, 320
ETSI, 141, 290, 294, 337, 347

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

ETSI 300 220-1, 248
ETSI 302 208, 109, 213, 309, 374, 400

F

fabless, 48
facteur de bruit, 259
facteur de mérite, 189, 221
FCC, 141, 290, 294, 308, 399
FCC 47, 248, 374
FFT (*Fast Fourier Transform*), 464
FHSS (*Frequency Hopping Spread Spectrum*), 160, 301, 322
fiabilité de la communication, 330
filtrage gaussien, 448
flip chip assembly, 426
flux du vecteur de Poynting, 66
folded, 426
fondeurs, 48
format du message, 356
free space, 248
frequency hop rate, 303
frequency hop sequence, 302, 303
Frequency Hopping (FH), 295, 301
Fresnel, 59
FSK (*Frequency Shift Keying*), 293
FTDMA, 30
full duplex, 21, 24, 32

G

gabarit, 39, 397
gain, 82, 94
    d'antenne, 95, 120
    d'antenne d'un dipôle λ/2, 105
    d'antenne d'un doublet de Hertz, 104, 120
    effectif, 159
geste volontaire de validation, 41
gestion de collision, 38, 372
GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*), 293
Gold-codes, 315
gravure, 468

H

half duplex, 21, 24, 32, 218
handheld, 432
Harmonized Vocabulary, 15
héliogravure, 468
hop code, 303
hot spots, 152, 467
Human exposure, 384
hybride, 323

I

ICC, 12
illumination du tag, 114
ILM (*Item Level Management*), 46
immunité au bruit, 330
impédance
    d'antenne, 75
    du vide, 63
impulsed radio, 391
incidence du type de codage bit de la liaison montante, 331
indice
    de modulation, 286
    de réfraction, 157
indoor, 150, 391
Initiator, 13
interférence
    constructive, 150
    destructive, 152
intermodulation, 435
International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), 384
interrogateurs, 12, 310
    denses, 398, 399
    multiples, 398
    simples, 398
ISO, 337
    18000, 321, 348
    18000-3, 283
    18000-4, 279, 322, 334, 365, 367
    18000-6, 271, 283, 287, 322, 334, 350
    18000-6 A, 279
    18000-6 B, 279
    18000-6 C, 279, 399, 400
    18000-7, 279, 364, 368
    18047-6, 241
isolation, 435, 437, 449
isotrope, 71, 82, 93, 94, 111
ISO SC 31, 15
Item Management, 88

J

jonction, 434, 435
JTC 1/SC 17 – *Cards and personal ID*, 346
JTC 1/SC 31 – *Automatic Identification Data Capture*, 346

K

Kasami-codes, 315
kill bit, 387

L

label, 12
labelling, 339
largeur de bande d'un canal DSSS, 318
LBM, 259
LBT (*Listen Before Talk*), 32, 102, 109, 160, 248, 295, 301, 308
lecture et écriture
    cryptée, 34
    protégée, 34
    sécurisée, 34
lévogyre, 164
liaison
    descendante, 17, 21, 281
    montante, 17, 281
LNA (*Low Noise Amplifier*), 447
load bars, 155
load modulation, 23
lobe, 94
longues distances, 9
longueur effective, 119
    d'une antenne, 137
    du dipole, 163

M

M-sequences, 315
mask, 39, 397
masquage, 38
mémoire de données, 37
Miller, 273
    codé sous-porteuse, 274
mode
    actif – *battery assisted*, 368
    bi-statique, 190
    d'écoute, 310
    d'émission, 310
    de simple canal, 399
    forward (direct) *scattering*, 190
    mono-statique, 190
    multi-« mono simples » canaux, 402
    multicanal, 400
modèle OSI, 339
modulation, 390
    ASK à *x* %, 285
    d'amplitude, 283
    de fréquence, 292
    de phase, 293
    de porteuse, 281
module du vecteur de Poynting, 66
mono-statique, 433
MPE (*Maximum Permissible Exposure*), 385
MSK (*Minimum Shift Keying*), 293
MTP, 33
Multi-Carrier CDMA, 301

N

narrow band, 296, 302
NF, 259
NFC (*Near Field Communication*), 13
nombre complexe, 88
nombre d'onde, 55
non spécifique (*NS*), 281, 383
NRZ (*No Return to Zero*), 268
NRZI (*No Return to Zero Inverted*), 268

O

objet communicant, 24
offset, 468
onde
    absorbée, 149
    amortie, 149
    de surface, 418
    diffractée, 149
    électromagnétique, 54
    évasive, 387
optical range, 190
Organisation mondiale de la santé (OMS), 384
OSI (*Open System Interconnexion*), 29, 340
outdoor, 391
ouverture du faisceau, 108
overlap, 307

P

pattern, 304

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

performance, 426, 463
perméabilité du vide, 55
permittivité du vide, 55
perte de conversion, 445
Phase Reversal (PR – ASK), 290
Phase Shift Keying (PSK), 293
PICC, 12
pinceau, 94
plan équatorial, 71, 82, 163
PNcodes, 314, 315
point chaud, 147
point de compression, 450
polarisation du tag, 163
population d'interrogateurs simples, 398
port couplé, 435
portable, 432
PRBS, 302
préambule de liaison descendante, 356
principe de réciprocité, 117
Processing gain, 300
    DSSS, 314
produit scalaire de deux vecteurs, 91
produit vectoriel de deux vecteurs, 92
profondeur de modulation, 287
propagation *indoor*, 158
propagation *outdoor*, 158
proximity, 9, 13
puissance
    absorbable, 28
    active, 89
    apparente, 89
    conduite, 96, 107, 192
    conduite wattée, 192
    de bruit, 259
    de retour, 206
    dispersée, 191
    disponible sur la charge, 112
    EIRP minimale, 132
    électromagnétique rayonnée, 67
    électromagnétique rayonnée en champ lointain par un doublet de Hertz, 69
    électromagnétique rayonnée instantanée, 69
    équivalente isotrope re-rayonnée efficace, 193
    exprimée en nombres complexes, 89
    fluctuante, 89
    isotrope rayonnée équivalente, 97
    rayonnée, 39, 83, 96, 191
    rayonnée effective, 102
    réactive, 89
    réfléchie, 191
    réfléchie/re-rayonnée, 205
    wattée, 89

Q

QPSK, xPSK et xQAM, 293
quasi peak, 394
quasi-crête, 95, 394

R

radiofréquences, 4
rapport
    cyclique, 391
    cyclique d'occupation de la bande, 391
    de dispersion, 300
    signal à bruit, 330
Rayleigh range, 190
RCS (*Radar Cross Section*), 201, 217, 221, 467
re-rayonnement, 189
read/write (R/W), 33
recouvrement, 307
réduction de la taille de l'antenne du dipôle, 139
réflecteur, 155
réflexion, 149, 150, 189
    d'ondes, 114, 150
réfraction, 149, 156
régulateur shunt, 230, 234
régulation, 337, 412
    locale, 39
réinjection, 433
relation entre P_{EIRP} et P_{ERP}, 102
rendement de rayonnement d'une antenne, 106
représentation physique du bit, 266
reproductibilité, 426
résistance
    ohmique, 75
    thermique, 28, 146
résistance de rayonnement, 75
    du dipôle λ/2, 85
    du doublet de Hertz, 75
resonance range, 190

return link, 218
RLAN, 410
RTF (*Reader Talk First*), 31, 217, 364
RZ (*Return to Zero*), 269
RZI (*Return to Zero Inverted*), 269

S

SAR (*Specific Absorption Rate*), 385
saut de fréquence, 160, 295
SAW (*Surface Acoustic Wave*), 418
scattered power, 193
scattering, 189, 190
scattering aperture, 201
schéma électrique équivalent du tag, 113
SCM (*Supply Chain Management*), 42, 88, 339
SC 17, 344
SC 31, 344
section radar RCS, 221
sensibilité du transpondeur, 128
séparation, 433
séquence directe de modulation de phase, 295
série de Fourier, 238
sérigraphie, 468
seuil (*threshold*), 129
shunt, 141
Single Side Band – ASK (SSB – ASK), 290
solution, 431
    spatio-temporelle, 55
source rayonnante, 71, 93
sous-porteuse, 334
spectre, 39, 282, 301
spread spectrum (SS), 295, 296, 298
Spreading sequence, 314
spreading-factor, 315
spurious, 441
SRD (*Short Range Devices*), 281, 383, 394
standard, 337
structural mode, 193
super-distances, 152
surface
    de collecting, 112
    de dispersion (*scattering*), 112
    de perte, 112
    effective, 111, 112, 115
    effective de l'antenne, 115
    équivalente de l'antenne d'un tag, 120
    équivalente ou effective d'une antenne « doublet de Hertz », 119
    physique, 112
    radar du tag, 202
    radar effective du tag, 189
    radar équivalente associée, 201
synchronisation de trame, 333
système propriétaire, 357
systèmes/antennes multiplexés, 161

T

tag
    accordé, 135
    actif, 21, 25
    actif – *battery assisted*, 423
    battery assisted, 7, 18, 21, 25, 209, 225, 368, 422
    batteryless, 18, 21
    chipless, 418
    en mouvement, 331
    non accordé, 135
    passif, 17, 23, 25
    passif – *battery assisted*, 255, 417, 423
    passif – *batteryless*, 417
    passif – télé-alimenté, 247
    semi-actif, 23
    semi-passif, 23
    télé-alimenté, 18, 25, 111, 225
    télé-alimenté passif – *batteryless*, 422
Talk After reQuest, 31
taux de modulation, 287
TC 23/SC 19 – agriculture, 346
TDMA, 30
technologies d'antennes, 427
température
    de jonction du circuit intégré, 147
    maximale, 28, 145, 146, 468
templates, 397
temps
    d'occupation de bande, 391
    de propagation, 324
    de retournement, 36
tension
    aux bornes de l'antenne, 121
    minimale de seuil requise, 132
tests de conformité, 463
tests de performance, 463

© Dunod – La photocopie non autorisée est un délit

threshold, 230
Time Hopping (TH), 301
time slots, 396
tolérances et dispersions, 130
topologie, 35, 37
TOTAL (*Tag Only Talk After Listening*), 32, 365
TPMS, 368
transaction, 36
TRANSCEIVER, 17
TRANSPONDER, 23
transponder sensitivity, 128
transpondeur, 12
triggering, 31
trous noirs, 153, 160, 467
TTF (*Tag Talks First*), 31, 364

U

Union internationale des télécommunications (UIT), 378
UWB (*Ultra Wide Band*), 295, 391

V

valeur minimale du champ électrique, 136
valeur moyenne
- crête de la densité surfacique moyenne de puissance, 72
- du module de $|S_r|$, 70
- du vecteur de Poynting, 69
- efficace du vecteur de Poynting, 80

valeurs maximales
- de courants, 141
- de crête, 63
- de puissances, 141
- de températures, 141
- de tensions, 141

vecteur
- de Poynting, 59, 65, 201
- polarisation du champ électrique, 164
- radiant, 65

VICC, 12
vicinity, 9
Vicinity Coupling Device, 13
voie
- couplée, 435
- directe, 435
- isolée, 435

vue directe (*line-of-sight*), 159

W

weak collisions, 38
World Health Organisation (WHO), 141, 384
WORM (*Write Once, Read Multiple*), 33

Z

zone
- d'ombre, 212
- de Fraunhofer, 59
- de Rayleigh, 59

TECHNIQUE ET INGÉNIERIE

Série EEA

GESTION INDUSTRIELLE

CONCEPTION

FROID ET GÉNIE CLIMATIQUE

MÉCANIQUE ET MATÉRIAUX

CHIMIE

ENVIRONNEMENT ET SÉCURITÉ

EEA

AGROALIMENTAIRE

Dominique Paret

RFID EN ULTRA ET SUPER HAUTES FRÉQUENCES UHF-SHF

Théorie et mise en œuvre

Cet ouvrage offre une large synthèse à la fois théorique, technique et appliquée, des applications sans contact RFID en UHF et SHF.

Afin d'aider à la compréhension de ce vaste sujet, cet ouvrage a été conçu en cinq grandes parties :

- principes physiques utilisés en RFID, fonctionnement du couple base station-tag, vocabulaire et définitions, marchés des applications sans contact et RFID ;
- bases théoriques techniques : propagation des ondes, liaisons montantes et descendantes, distances théoriques et réelles de fonctionnement, *back scattering*, influences de l'environnement, etc. ;
- communication et transmission : codage bit, signaux, modulation de porteuse, étalement de spectres, agilité de fréquences, etc. ;
- normes (ISO, EPC C1G2, expositions humaines), régulations mondiales et locales en vigueur, sécurité ;
- exemples de conception de tags et de bases stations tant au niveau des composants que des sous-ensembles électroniques.

Cet ouvrage est l'outil de travail indispensable à tout utilisateur de la technologie RFID : ingénieurs, concepteurs et techniciens, formateurs ou encore étudiants en électronique.

DOMINIQUE PARET

Ingénieur innovation et systèmes, ancien responsable du support technique identification et automobile chez NXP (Philips Semiconductors), Dominique Paret est Consultant. Il enseigne également l'électronique et la RFID en écoles d'ingénieurs (ECE, ENSEA, ESAIP, ESEO, ESIEE, ESIGETEL, ESISAR, et ISEN).

Il est déjà l'auteur de deux ouvrages complémentaires sur l'identification radiofréquence en LF et HF et les cartes à puce sans contact publiés aux éditions Dunod.

L'USINENOUVELLE

DUNOD

ISBN 978-2-10-053923-9

www.dunod.com