



HAL
open science

Modélisation comportementale en VHDL-AMS du lien RF pour la simulation et l'optimisation des systèmes RFID UHF et micro-ondes

Rami Khouri

► **To cite this version:**

Rami Khouri. Modélisation comportementale en VHDL-AMS du lien RF pour la simulation et l'optimisation des systèmes RFID UHF et micro-ondes. Autre. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2007. Français. NNT: . tel-00389776

HAL Id: tel-00389776

<https://theses.hal.science/tel-00389776>

Submitted on 29 May 2009

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque

|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|

T H E S E

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INP Grenoble

SPECIALITE : « Optique et radiofréquence »

*préparée au Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes (LCIS)
dans le cadre de l'Ecole Doctorale*

*« Electronique, Electrotechnique, Automatique, Télécommunications et Signal »
présentée et soutenue publiquement*

par

Rami KHOURI

le 28 Mai 2007

TITRE :

***Modélisation comportementale en VHDL-AMS du lien RF pour la simulation et
l'optimisation des systèmes RFID UHF et micro-ondes***

Directeur de thèse :

Smaïl TEDJINI

Co-encadrant :

Vincent BEROULLE

JURY

***M. Marc RENAUDIN , Président
M. Jean-Jacques CHARLOT , Rapporteur
M. Pascal FOUILLAT , Rapporteur
M. Smaïl TEDJINI , Directeur de thèse
M. Vincent BEROULLE , Co-encadrant
M. François VACHERAND , Examineur***

TABLE DES MATIERES

1.1	Contexte général	9
1.2	Problématique	10
1.3	Organisation du mémoire	10
2.1	Introduction	11
2.2	Conception Top-Down des systèmes mixtes et RF	12
2.2.1	Origines et finalités.....	12
2.2.1.1	Objectifs	12
2.2.1.2	Apports de la conception numérique	12
2.2.1.3	Conception classique des systèmes analogiques	13
2.2.1.4	Vers la conception Top-Down des systèmes mixtes et RF	14
2.2.2	Flot de conception Top-Down mixte et RF	15
2.2.2.1	Description système et planification de la validation système	15
2.2.2.2	Description architecturale et vérifications	16
2.2.2.3	Niveau circuit	16
2.2.2.4	Raffinement	16
2.2.2.5	Vérifications et validations Bottom-Up.....	17
2.2.2.6	Conclusion	17
2.3	Outils de simulation et langages de modélisation des systèmes mixtes et RF	18
2.3.1	Simulation des systèmes mixtes et RF	19
2.3.1.1	Simulation numérique	19
2.3.1.2	Simulation analogique	19
2.3.1.3	Simulation RFIC.....	20
2.3.1.4	Simulation électromagnétique	21
2.3.1.5	Environnement de simulation mixte et RF.....	22
2.3.2	Langages de modélisation des systèmes mixtes et RF	23
2.3.2.1	VHDL	24
2.3.2.2	VHDL-AMS : langage de description des systèmes mixtes	25
2.3.2.3	Limites du langage VHDL-AMS	26
2.4	La modélisation comportementale.....	26
2.4.1	Obtention d'un modèle comportemental par la méthode ascendante.....	27

2.4.2	Obtention d'un modèle comportemental par la méthode descendante	28
2.4.3	Obtention d'un modèle comportemental par la méthode « meet in the middle » 29	
2.5	Conclusion.....	29
3.1	Introduction	31
3.2	Présentation générale des systèmes RFID.....	31
3.2.1	Applications et marché de la RFID	31
3.2.2	Principe de fonctionnement.....	33
3.2.3	Différentes catégories de systèmes RFID	35
3.2.3.1	Tags télé-alimentés et tags avec alimentation propre.....	35
3.2.3.2	Systèmes RFID basses fréquences	36
3.2.3.3	Systèmes RFID UHF et micro-ondes.....	36
3.2.4	Régulations et normes RFID	37
3.2.4.1	Régulations concernant les fréquences d'utilisation et les puissances d'émission	37
3.2.4.2	Standard ISO	39
3.2.4.3	Standard EPC Global	39
3.3	Etat de l'art des architectures des systèmes RFID UHF et micro-ondes	40
3.3.1	Protocoles de communication	40
3.3.2	Architecture des tags RFID UHF et micro-ondes	42
3.3.2.1	Description générale de l'architecture d'une puce RFID UHF ou micro- ondes	42
3.3.2.2	Techniques de rétro-modulation.....	43
3.3.2.3	Antenne	44
3.3.2.4	Packaging de la puce RFID	45
3.3.3	Architecture des lecteurs RFID UHF ou micro-ondes	45
3.3.3.1	Description générale de l'architecture d'un lecteur RFID UHF ou micro- ondes	45
3.3.3.2	Chaîne d'émission	46
3.3.3.3	Chaîne de réception	47
3.3.3.4	Antenne et couplage directe	47
3.3.4	Exemples de systèmes RFID UHF et micro-ondes existants.....	49
3.4	Aide à la conception d'un système RFID UHF ou micro-ondes.....	50
3.4.1	Nécessité de la simulation système conjointe	50
3.4.1.1	Besoins en exploration d'architecture	50
3.4.1.2	Besoins en évaluation de performances	51

3.4.1.3	Besoins en optimisation.....	51
3.4.2	Nécessité de la modélisation comportementale du lien RF et du tag	52
3.5	Conclusion	53
4.1	Introduction	55
4.2	Comportement électrique d'une antenne.....	55
4.2.1	Fondement théorique de la représentation électrique d'une antenne en mode émission 55	
4.2.1.1	Modèle électrique équivalent d'une antenne en mode émission.....	55
4.2.1.2	Modèle électrique équivalent d'une antenne en mode émission reliée à un générateur	59
4.2.2	Modèle électrique d'une antenne en réception	60
4.3	Comportement en rayonnement.....	62
4.3.1	Fondements théoriques	62
4.3.1.1	Propriétés d'émission	62
4.3.1.2	Propriétés de réception	64
4.3.2	Relation entre la tension de rayonnement et la tension circuit ouvert.....	64
4.4	Modèle comportemental bidirectionnel du lien RF.....	65
4.4.1	Lien descendant	65
4.4.2	Modèle bidirectionnel et vérifications théoriques	67
4.4.2.1	Adéquation avec la formule de Friis complète.....	67
4.4.2.2	Adéquation avec l'équation Radar	69
4.4.3	Modèle écrit en VHDL-AMS	71
4.5	Validations par simulations électromagnétiques	74
4.5.1	Techniques de validation	75
4.5.1.1	Paramètre S_{11}	75
4.5.1.2	Diagramme de rayonnement.....	76
4.5.1.3	Calcul du RCS	76
4.5.2	Antenne dipôle $\lambda/2$ classique.....	76
4.5.2.1	Paramètre S_{11}	77
4.5.2.2	Diagramme de rayonnement.....	77
4.5.2.3	Calcul du RCS	79
4.5.3	Antenne pour Puce CEA	80
4.5.3.1	Paramètre S_{11}	81
4.5.3.2	Diagramme de rayonnement.....	82
4.5.3.3	Calcul du RCS	83
4.6	Conclusion	85

5.1	Introduction	87
5.2	Modélisation comportementale d'un système RFID à 2,45 GHz	87
5.2.1	Modélisation du lecteur	87
5.2.1.1	Modélisation de la partie numérique du lecteur	88
5.2.1.2	Modélisation comportementale de la partie analogique et RF du lecteur ...	90
5.2.2	Modélisation du tag	92
5.2.2.1	Modélisation fonctionnelle et pilotage du comportement électrique	93
5.2.2.2	Modélisation du comportement électrique du tag	96
5.2.2.3	Modélisation comportementale du tag	98
5.3	Exemples d'utilisation du modèle comportemental d'un système RFID 2,45 GHz 100	
5.3.1	Exemple d'exploration d'architecture : indice de modulation	100
5.3.2	Evaluation des performances globales d'un système RFID 2,45 GHz et optimisation de sa distance de fonctionnement	102
5.3.2.1	Exemples d'évaluation des performances globales des systèmes RFID UHF et micro-ondes	102
5.3.2.2	Optimisation de la distance de fonctionnement en fonction de l'adaptation tag-antenne	108
5.4	Conclusion	111
6.1	Conclusion générale	113
6.2	Perspectives	114

TABLE DES ILLUSTRATIONS

Fig.2.1.	Evolution de la proportion de la composante non numérique dans les SoC [Kundert-03].....	11
Fig.2.2.	Influence du temps de mise sur le marché d'un produit[Auguin-03].....	12
Fig.2.3.	Cycle de conception numérique en V.....	13
Fig.2.4.	Raffinement des modèles lors de la vérification Bottom-Up	17
Fig.2.5.	Flot de conception Top-Down et vérification Bottom-Up des systèmes mixtes et RF.....	18
Fig.2.6.	Analyse périodique et analyse transitoire [Kundert-05].....	21
Fig.2.7.	Utilisation des différentes familles de simulateurs dans le flot de conception mixte et RF [MSRF-05].....	22
Fig.2.8.	Structure fondamentale d'un modèle obtenu grâce à l'approche systématique [Fakhfakh-02].....	28
Fig.3.1.	Répartition des applications RFID par secteur d'activité [Bechevet-05].....	32
Fig.3.2.	Evolution prévisionnelle du marché de la RFID [AMR-2003].....	32
Fig.3.3.	Exemples d'application des systèmes RFID [Sridhar-05].....	34
Fig.3.4.	Fonctionnement d'un système RFID [Hauet-06]	34
Fig.3.5.	Composition d'un Tag RFID [RFIDpr-http]	35
Fig.3.6.	Couplage magnétique en champ proche [Hauet06].....	36
Fig.3.7.	Fréquences autorisées et retenues pour les applications RFID.....	38
Fig.3.8.	Normes ISO 18000 pour la standardisation des systèmes RFID [Hauet-06] ..	39
Fig.3.9.	Représentation schématique d'une communication RFID	40
Fig.3.10.	Schéma bloc fonctionnel d'un tag RFID UHF ou micro-ondes	42
Fig.3.11.	Architecture d'un tag RFID UHF ou micro-ondes.....	43
Fig.3.12.	Réflexion de l'onde incidente grâce à la technique de modulation de charge : modulation de la partie réelle (a) et de la partie imaginaire (b) [Finkenzeller-03]	44
Fig.3.13.	Exemples d'antennes de tag [RFidea-http].....	45
Fig.3.14.	Schéma bloc fonctionnel d'un lecteur RFID UHF ou micro-ondes	46
Fig.3.15.	Exemple de chaîne d'émission classique.....	47
Fig.3.16.	Exemple de chaîne de réception d'un lecteur RFID.....	47
Fig.3.17.	Exemples d'antenne de lecteur RFID [Traçabilité-http]	48
Fig.3.18.	Architecture d'un lecteur RFID UHF ou micro-ondes avec une seule antenne ..	48
Fig.4.1.	Source de courant contenue dans un volume V.....	57
Fig.4.2.	Modèle d'une antenne quelconque en mode émission	57
Fig.4.3.	Modèle électrique d'une antenne quelconque en mode émission	58
Fig.4.4.	Modèle électrique détaillé d'une antenne quelconque en mode émission	59

Fig.4.5.	Circuit équivalent d'un générateur relié à une antenne d'émission	60
Fig.4.6.	Circuit équivalent d'une antenne en mode réception reliée à une charge	61
Fig.4.7.	Circuit équivalent complet d'une transmission	62
Fig.4.8.	Modèle comportemental d'une transmission	65
Fig.4.9.	Modèle comportemental de la réflexion.....	66
Fig.4.10.	Modèle comportemental Full-Duplex du lien RF	67
Fig.4.11.	Illustration de l'application radar	69
Fig.4.12.	Description VHDL-AMS du comportement électrique d'une antenne $\lambda/2$	72
Fig.4.13.	Description VHDL-AMS du comportement en rayonnement d'une antenne $\lambda/2$	73
Fig.4.14.	Configuration utilisée pour la simulation du paramètre S_{11}	75
Fig.4.15.	Géométrie d'une antenne dipôle $\lambda/2$ classique simulée sous CST.....	76
Fig.4.16.	Paramètres S_{11} pour une antenne dipôle $\lambda/2$ classique obtenus avec ADMS RF et CST.....	77
Fig.4.17.	Diagramme de rayonnement d'une antenne dipôle $\lambda/2$ classique obtenu avec CST.....	78
Fig.4.18.	Diagrammes de rayonnement de l'antenne dipôle $\lambda/2$ obtenus avec ADMS RF et CST.....	78
Fig.4.19.	Variation du RCS en fonction de la partie réelle de la charge de l'antenne dipôle $\lambda/2$ obtenus avec ADMS RF et CST.	79
Fig.4.20.	Variation des RCS en fonction de la partie imaginaire capacitive de la charge de l'antenne dipôle $\lambda/2$ obtenues avec ADMS RF et CST.....	80
Fig.4.21.	Antenne adaptée à la puce fournie par le CEA-LETI	81
Fig.4.22.	Paramètres S_{11} pour le tag du CEA obtenus avec ADMS RF et CST.....	82
Fig.4.23.	Diagramme de rayonnement de l'antenne obtenu avec la puce du CEA-LETI sous CST	82
Fig.4.24.	Diagrammes de rayonnement de l'antenne du tag du CEA obtenus avec ADMS RF et CST.	83
Fig.4.25.	Variations du RCS en fonction de la partie réelle de la charge de l'antenne adaptée à la partie imaginaire de la puce du CEA-LETI, obtenues avec ADMS RF et CST.....	84
Fig.4.26.	Variations du RCS en fonction de la partie imaginaire de la charge de l'antenne adaptée à la partie réelle de la puce du CEA-LETI, obtenues avec ADMS RF et CST.....	84
Fig.5.1.	Schéma bloc du lecteur RFID 2,45 GHz modélisé en VHDL-AMS	88
Fig.5.2.	Machine à états du lecteur modélisé en VHDL-AMS.....	89
Fig.5.3.	Traitement numérique du signal envoyé par le lecteur modélisé en VHDL- AMS	89
Fig.5.4.	Simulation de la chaîne d'émission numérique du lecteur.....	90
Fig.5.5.	Front-end RF du lecteur modélisé en VHDL-AMS	91
Fig.5.6.	Simulation de la chaîne d'émission analogique du lecteur	91
Fig.5.7.	Structure du modèle comportemental du tag.....	93

Fig.5.8.	Schéma bloc fonctionnel d'un tag RFID UHF	93
Fig.5.9.	Machine d'état du tag modélisée en VHDL-AMS	94
Fig.5.10.	Traitement numérique modélisé en VHDL-AMS du signal reçu par le tag et génération de la commande de la rétro-modulation	95
Fig.5.11.	Modèle fonctionnel du Front-End analogique et RF du tag modélisé en VHDL-AMS	96
Fig.5.12.	Impédance complexe du tag en fonction de sa tension d'entrée pour le mode 0.	97
Fig.5.13.	Impédance complexe du tag en fonction de sa tension d'entrée pour le mode 1	97
Fig.5.14.	Schéma structurelle du modèle comportemental du tag.....	98
Fig.5.15.	Simulation des fonctions de récupération du signal et de la puissance par le tag	99
Fig.5.16.	Simulation de la retro-modulation.....	100
Fig.5.17.	Représentation temporelle du signal émis par le lecteur modulé en ASK 100% (signal a) et du même signal modulé en ASK 50% (signal b).....	101
Fig.5.18.	Densités spectrales du signal émis par le lecteur modulé en ASK 100% (signal a) et du même signal modulé en ASK 50% (signal b).....	102
Fig.5.19.	Puissance récupérée par le tag en fonction de la distance lecteur-tag.....	103
Fig.5.20.	Δ RCS en fonction de la distance lecteur-tag.....	104
Fig.5.21.	Configuration de l'évaluation de l'influence de la position du tag par rapport au lecteur	105
Fig.5.22.	Puissance récupérée par le tag en fonction de sa position angulaire.....	105
Fig.5.23.	Δ RCS en fonction de la position angulaire du tag par rapport au lecteur	106
Fig.5.24.	Configuration de l'évaluation de la désadaptation en polarisation.....	107
Fig.5.25.	Puissance récupérée par le tag en fonction de la désadaptation en polarisation..	107
Fig.5.26.	Δ RCS en fonction de la désadaptation en polarisation.....	108
Fig.5.27.	Puissance récupérée par le tag en mode 0, en fonction de la distance lecteur- tag, pour différentes configuration d'adaptation	109
Fig.5.28.	Puissance récupérée par le tag en mode 1, en fonction de la distance lecteur- tag, pour différentes configuration d'adaptation	110
Fig.5.29.	Δ RCS en fonction de la distance lecteur-tag, pour différentes configuration d'adaptation	111

tableau.2.1.	Tableau comparatif des trois environnements de simulation.....	23
tableau.2.2.	Domaines de validités de différents langages de modélisation.....	24
tableau.3.1.	Puissances autorisées en fonction des principales fréquences de communication	38
tableau.3.2.	Principales procédures de communication RFID [Finkenzeller-03].....	41
tableau.3.3.	Caractéristiques de quelques tags RFID UHF fonctionnant à 900 MHz [Curty-1-05]	49
tableau.3.4.	Caractéristiques de tags RFID micro-ondes fonctionnant à 2,45 GHz [Curty-1-05]	49
tableau.5.1.	Distance maximum de fonctionnement en fonction de la configuration d'adaptation de l'antenne du tag	110

CHAPITRE I

INTRODUCTION GENERALE

1.1 Contexte général

Depuis la prédiction de Gordon Moore professée en 1965 stipulant que le nombre de transistors intégrés double tous les 18 mois, les progrès de la microélectronique ne cessent de donner raison à cette loi. Alors que l'intégration à l'échelle nanométrique est à l'ordre du jour, le monde de l'électronique intégrée doit répondre depuis peu à de nouveaux défis causés par l'incorporation de composants non-numériques dans les circuits intégrés. En effet, le marché de la téléphonie mobile et plus récemment celui de ce qu'on appelle « l'intelligence ambiante »¹, poussent les fabricants à intégrer au sein de leurs systèmes des éléments hétérogènes comme des composants électroniques radiofréquences, des composants optoélectroniques, des capteurs et actionneurs, voir même des capteurs chimiques ou biologiques. Compte tenu de la complexité qu'introduit l'intégration de ce type de composants à la fabrication des microsystèmes, les spécialistes ont baptisé ces derniers comme étant des composants « More than Moore » [ENIAC-http]. Mais ces composants ne posent pas uniquement des problèmes technologiques, ils complexifient aussi grandement le processus de conception des systèmes électroniques [Zhang-05].

Le projet européen Mimoso (Microsystems platform for Mobile Services and Applications) [Mimoso-http] est un exemple de ce que représentera peut-être « l'intelligence ambiante » dans notre quotidien. Avec le téléphone portable comme interface entre l'utilisateur et son environnement, la plate-forme Mimoso communique avec un réseau de capteurs et fournit des services de plus en plus complexes. Certains éléments de cette plate-forme intègrent des composants dits « More than Moore ». La technologie RFID (pour RadioFrequency IDentification), destinée dans ce projet à assurer la liaison entre les capteurs et le téléphone portable, représente un exemple typique de système hétérogène. En effet, en plus de la présence du capteur, une communication du type RFID nécessite l'intégration de composants numériques, analogiques et RF. Plus encore, ces systèmes ont un mode de fonctionnement particulier : les tags RFID (aussi appelés étiquettes intelligentes) sont télé-alimentés et contrairement aux systèmes de communications classiques, ils ne possèdent pas de chaînes d'émission propres. Afin de communiquer une information au téléphone portable, ils vont agir sur les signaux incidents qu'ils reçoivent : ce sont les perturbations qu'ils engendrent sur ces signaux qui portent l'information. L'aide à la conception de tels systèmes sans-fil fonctionnant aux fréquences UHF et micro-ondes, est au cœur de notre problématique.

1- L'intelligence ambiante est définie par [Zhang-05] comme étant « un environnement numérique sensible et réactif à la présence et aux besoins des personnes »

1.2 Problématique

La conception des systèmes sans-fil complexes dont les systèmes RFID font partie, nécessite l'adoption d'une stratégie globale qui doit permettre d'obtenir le plus rapidement possible une solution de conception optimale. La simulation de l'ensemble des parties de ce type de système est une étape indispensable au flot de conception des systèmes hétérogènes. Or, une telle simulation nécessite l'adoption d'un langage de modélisation normalisé, capable de décrire les parties numériques, analogiques, radiofréquences et même les éléments rayonnants comme les antennes. Alors qu'il existe aujourd'hui des modèles comportementaux pour les parties numériques, analogique et RF, il y a un manque de modèles de lien RF hautes fréquences et de modèles d'antennes.

Dans le cadre de notre collaboration avec le CEA-LETI [CEA-LETI-http], laboratoire chargé de la conception et de l'intégration de la partie RFID dans le projet Mimosa, l'objectif de la thèse présentée dans ce mémoire est de permettre la modélisation complète d'un système RFID fonctionnant à 2,45 GHz, en proposant des modèles comportementaux du lien RF incluant les antennes du lecteur et du tag.

1.3 Organisation du mémoire

Ce mémoire est organisé en six chapitres incluant la présente introduction et une conclusion. Le chapitre II est dédié à la présentation de la méthodologie générale de conception des systèmes mixtes et RF et aux outils de simulations et langages de modélisation qui permettent sa mise en œuvre. Cela nous permettra de souligner l'importance du niveau de modélisation comportemental et de détailler les méthodes d'obtention de tels modèles.

Le chapitre III est dédié à la présentation des systèmes RFID. Après un état de l'art des architectures des systèmes RFID UHF et micro-ondes existants, nous démontrerons la nécessité de la simulation de l'ensemble des parties d'un tel système et donc de sa modélisation complète. Plus particulièrement, l'accent sera mis sur la nécessité de la modélisation comportementale du lien RF et du tag.

L'objectif du chapitre IV est de proposer une modélisation comportementale d'un lien RF UHF bidirectionnel qui soit compatible avec le langage de description VHDL-AMS. Dans ce chapitre, l'accent sera mis sur la méthodologie de modélisation des deux comportements fondamentaux des antennes incluses dans le lien : leur comportement électrique et leur rayonnement.

Le chapitre V est consacré à la présentation de notre solution de modélisation d'un système RFID complet qui intègre le modèle du lien RF proposé dans le chapitre IV. Compte tenu de la spécificité fonctionnelle de tels systèmes, une attention particulière sera accordée à la modélisation du tag afin de prendre en compte les comportements essentiels à la simulation de l'ensemble du système. Plusieurs exemples de simulations démontreront l'intérêt d'utiliser nos modèles comportementaux pour répondre aux besoins en exploration d'architecture, en évaluation de performances et en optimisation des systèmes RFID UHF et micro-ondes.

Enfin, la conclusion résumera les travaux exposés dans ce mémoire et présentera les principales perspectives envisagées.

CHAPITRE II

FLOT DE CONCEPTION DES SYSTEMES MIXTES ET RF ET MODELISATION COMPORTEMENTALE

2.1 Introduction

Le développement frénétique des applications de télécommunications et de l'électronique en général pousse les fabricants de systèmes électroniques à intégrer et à miniaturiser les circuits. Du fait des progrès technologiques accomplis ces dernières années, des systèmes entiers composés de fonctions hétérogènes sont intégrés sur une seule et même puce. En effet, ces systèmes sur puce que l'on appelle aussi SoCs (System-on-Chip), contiennent, en plus des fonctions numériques, des fonctions analogiques, de la RF ou des capteurs. D'après les prévisions de l'association SIA (Semiconductor Industry Association), en 2006, 70% des ASICs (Application-Specific Integrated Circuits) contenaient des parties analogiques, alors qu'en 1998, la proportion de ces systèmes mixtes n'était que de 17% [Martin-01](Fig.2.1). Cette nouvelle donne a bouleversé la méthodologie de travail des concepteurs de SoCs et a provoqué, pour la conception de ces systèmes complexes, l'adoption de plus en plus fréquente de ce qu'on appelle le flot de conception Top-Down.

Nouveaux systèmes

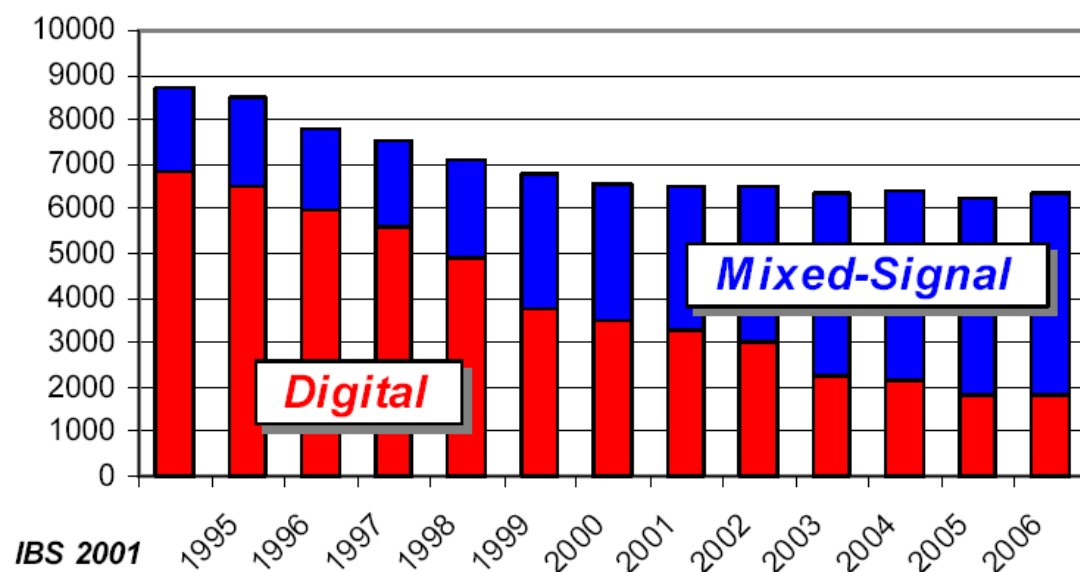


Fig.2.1. Evolution de la proportion de la composante non numérique dans les SoCs[Kundert-03]

Dans ce chapitre, nous donnerons tout d'abord un aperçu général de cette nouvelle méthodologie de conception. Nous nous intéresserons, en second lieu, aux moyens qui permettent sa mise en œuvre, c'est-à-dire, aux techniques et outils de modélisation et de simulation des systèmes complexes. Enfin, nous présenterons le niveau d'abstraction clef du flot de conception Top-Down des systèmes mixte et RF : le niveau comportemental.

2.2 Conception Top-Down des systèmes mixtes et RF

2.2.1 Origines et finalités

2.2.1.1 Objectifs

Du fait de l'explosion du marché des SoCs mixtes et RF, de nombreux produits apparaissent chaque année. Afin de toujours rester en phase avec la demande et son évolution rapide, les fabricants se doivent de mettre leurs produits sur le marché le plus vite possible. Il est aujourd'hui évident que les fabricants qui mettent en premier leurs produits sur le marché sont ceux qui en tirent le plus de bénéfices. La Fig.2.2 illustre la perte de revenu due à une entrée tardive d'un produit sur le marché.

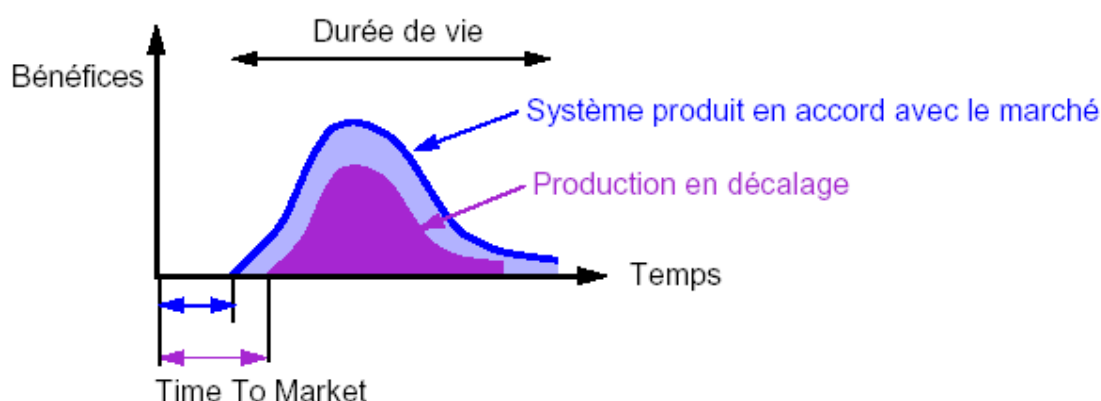


Fig.2.2. Influence du temps de mise sur le marché d'un produit[Auguin-03]

La réduction du temps de mise sur le marché d'un produit, appelé Time-to-Market, concerne non seulement les procédés de fabrication mais aussi la durée de conception que l'on souhaite la plus courte possible. Cela implique l'utilisation d'une méthodologie de conception qui permet un gain de temps maximum pour passer de l'idée d'un produit jusqu'à sa mise en fabrication. L'objectif de la méthodologie de conception Top-Down des systèmes mixtes et RF est donc d'optimiser le temps de conception de manière à réduire le Time-to-Market. Cette optimisation doit faire face à la complexité croissante des SoCs et surtout à « l'hétérogénéité » grandissante de ces derniers. Nous verrons dans la suite de notre étude comment l'adoption de la méthodologie Top-Down, inspirée du monde de la conception numérique, permet de relever ces défis.

2.2.1.2 Apports de la conception numérique

L'évolution de la méthodologie de conception des systèmes numériques est remarquable à bien des égards. Les concepteurs de circuits numériques furent confrontés au problème de la conception de systèmes complexes bien avant les concepteurs analogiques. Leur réponse

fut d'œuvrer, dès la fin des années 80, à l'unification et à la normalisation de la conception numérique. Cela c'est traduit par la standardisation des descriptions des systèmes numériques, par la hiérarchisation de ces descriptions en partant de la description la plus abstraite à la plus concrète, et enfin, par la formulation de méthodes pour passer d'un niveau hiérarchique à un autre. Les passages entre ces niveaux de descriptions sont aujourd'hui de plus en plus automatisés, notamment grâce à l'utilisation de langages de description normalisés comme le VHDL [VHDL-http]. Le flot de conception numérique est appelé de manière schématique sur la Fig.2.3.

Aujourd'hui, la réutilisation de blocs ou IP (Intellectual Property), c'est-à-dire de modules représentant des fonctions numériques déjà validées, permet un gain de temps considérable. De plus, la méthodologie ainsi instaurée permet de vérifier et d'affiner les différentes descriptions du système tout au long du processus de conception. L'objectif ainsi visé est l'obtention, sans avoir recours à de nombreuses itérations, de la solution de conception optimum. Cet objectif est appelé First Time Right Design.

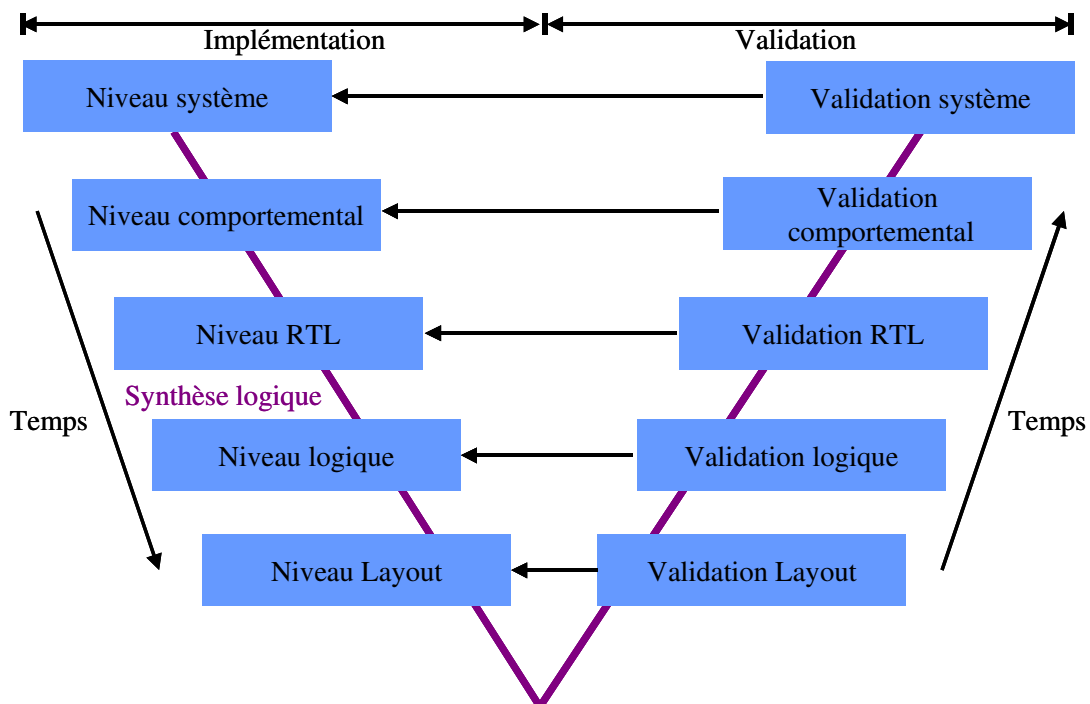


Fig.2.3. Cycle de conception numérique en V

Cette méthodologie intéresse les concepteurs de circuits analogiques et mixtes. Les apports majeurs de la méthodologie de conception numérique peuvent être résumés par ces quatre principaux points:

- l'homogénéisation du flot de conception.
- La hiérarchisation des descriptions tout au long de ce flot de conception.
- L'automatisation du passage d'un niveau de description à un autre.
- La possibilité de vérification tout au long du cycle de conception.

2.2.1.3 Conception classique des systèmes analogiques

La méthodologie traditionnelle de conception des circuits analogiques est appelée

conception Bottom-Up. C'est une méthodologie ascendante dans laquelle le concepteur s'appuie sur des composants élémentaires (transistors, diodes, capacités...) pour créer des fonctions. Ensuite, ces fonctions sont assemblées pour créer des blocs qu'on associe à leur tour les uns aux autres jusqu'à parvenir au système complet. C'est donc une description du système en tant qu'association de composants électroniques élémentaires qui est obtenue. Ce niveau de description est généralement désigné comme étant le niveau transistor. L'inconvénient majeur de cette méthodologie est la difficulté de simuler l'ensemble du système. En effet, plus le système comporte un nombre élevé de composants, plus les temps de simulations sont longs et coûteux en terme de capacité de calculs. Cela rend bien évidemment difficile la vérification du système dans sa totalité. Généralement, chaque bloc est vérifié individuellement en fonction des spécifications qui lui sont propres. Toute erreur constatée oblige le concepteur à reprendre son travail depuis le début. Cela est d'autant plus pénible et coûteux que l'erreur est détectée tardivement.

Pour vérifier le fonctionnement du système dans sa globalité, les concepteurs ont le plus souvent recours à la mesure directe sur des prototypes. Cela nécessite généralement plusieurs itérations de conception et de test avant d'obtenir la solution optimum.

La conception selon la méthode Bottom-Up s'avère donc inadéquate pour répondre à la complexité grandissante des SoCs mixtes et RF. Elle ne permet ni l'exploration d'architecture, ni la vérification graduelle du système à concevoir. Cela se traduit par un cycle de conception très long comparé au cycle de conception des systèmes numériques.

2.2.1.4 Vers la conception Top-Down des systèmes mixtes et RF

Dans les années 90, compte tenu des limitations de la méthodologie classique de conception des systèmes analogiques présentées dans le paragraphe précédent, la migration vers une approche de conception Top-Down des SoCs mixtes est devenue inévitable. La complexité des systèmes due à l'intégration et à l'incorporation de parties analogiques et RF dans les SoCs a naturellement poussé les concepteurs à explorer des solutions architecturales préalablement à tout processus de conception bas niveau. L'utilisation de simulateurs systèmes à haut niveau d'abstraction tels que Matlab-Simulink est aujourd'hui une étape indispensable [Matlab-http]. Malheureusement, la majorité des concepteurs se contentent de cette première étape et reviennent ensuite à une conception Bottom-Up classique, qui ne permet pas de palier aux problèmes de vérification et d'optimisation de leurs produits lors de la phase de conception. En effet, l'adoption d'un flot de conception standardisé, hiérarchique et descendant se heurte principalement aux difficultés inhérentes au domaine de l'électronique analogique et RF. Ces difficultés apparaissent dès lors que l'on considère les quatre points principaux de la méthodologie de conception Top-Down que nous avons relevés à la fin du paragraphe 2.2.1.2 :

- En ce qui concerne l'homogénéisation du flot de conception, elle consiste surtout en l'utilisation de moyens de description standardisés. Le langage VHDL-AMS [VHDL-AMS-http] permet aujourd'hui de répondre à cette exigence, mais les bibliothèques d'IP analogiques et RF sont loin d'être aussi riches que celles disponibles pour les concepteurs numériques. De plus, les modèles proposés sont souvent utilisées en « interne » au sein d'une même entreprise et sont difficilement transportables en dehors de leur contexte d'origine.
- La définition d'une hiérarchie dans les descriptions des fonctions analogiques et RF souffre encore d'un manque de consensus entre concepteurs. En effet,

contrairement au domaine numérique, il existe une multitude de phénomènes à prendre en compte pour décrire un composant analogique ou RF. Les différents niveaux de description représentent donc chacun un compromis entre précision du modèle et rapidité de simulation. Il est encore difficile aujourd'hui de « standardiser » ces niveaux.

- L'automatisation du passage d'un niveau de description hiérarchique à un autre s'avère bien plus difficile en analogique qu'en numérique à cause de la nature même du signal analogique. Ce dernier, en tant que signal continu, dépend fortement des interactions entrées-sorties, ce qui rend extrêmement problématique sa transposition d'un niveau hiérarchique à un autre. Cette difficulté est d'autant plus grande que le niveau de description est bas.
- Enfin, la possibilité de vérifier les différentes descriptions tout au long du flot de conception se heurte simultanément à toutes les difficultés citées précédemment.

Les concepteurs sont donc confrontés à des difficultés conceptuelles et techniques relatives aux outils de modélisation et de simulation qui permettraient la mise en oeuvre de la méthodologie de conception Top-Down des systèmes mixtes et RF. Heureusement, certains outils qui répondent à une grande partie de ses difficultés (surtout en permettant la simulation mixte et RF) ont récemment fait leur apparition ; ils feront l'objet de la section 2.3 de ce chapitre. Nous allons d'abord détailler, dans le paragraphe qui suit, les grandes étapes qui caractérisent le flot de conception des systèmes mixtes et RF.

2.2.2 Flot de conception Top-Down mixte et RF

Le nombre d'étapes du flot de conception des systèmes mixtes et RF varie selon la complexité de ces systèmes. Dans le cadre de notre étude, nous nous limiterons à la présentation des grandes lignes de cette méthodologie afin d'en faire ressortir les principes.

2.2.2.1 Description système et planification de la validation système

La première étape du flot de conception consiste en une formulation du concept originel en tant que cahier des charges [Kundert-99]. Cette phase permet de déterminer les spécifications générales du système à un très haut niveau d'abstraction. A ce stade, le concepteur ne s'occupe pas de la manière avec laquelle il est supposé atteindre son objectif. Par exemple, il ignore s'il va utiliser une solution numérique ou analogique pour répondre au besoin qu'il vient d'exprimer pour telle ou telle fonction. Il s'en suit une étape d'exploration algorithmique, toujours à un niveau d'abstraction élevé. Le concepteur doit donc disposer d'un simulateur fonctionnel très rapide et facile d'accès. Généralement, Matlab-Simulink est l'outil le plus utilisé à ce stade du flot de conception.

Même à un tel niveau d'abstraction et dès que l'algorithme général du système est trouvé, le concepteur se doit déjà de définir les méthodes et critères de vérification de son système. Pour cela, il réalise ce qu'on appelle un plan de modélisation auquel sera associé un plan de vérification [Kundert-03]. Il devra donc identifier les paramètres critiques qui nécessiteront une attention particulière. En conséquence, il sera en mesure de prévoir le niveau de précision nécessaire à la modélisation de chacune des parties de son système et déterminer ainsi, le niveau de description et le simulateur appropriés à chacune d'entre elles.

2.2.2.2 Description architecturale et vérifications

Une fois les fonctions nominales déterminées et différenciées, l'étape suivante consiste à choisir les architectures qui vont permettre de réaliser chacune de ces fonctions. L'interaction entre les différents blocs représentant les différentes fonctions n'est donc plus d'ordre mathématique : elle est dorénavant assurée par une connexion électrique. En effet, l'objectif principal de ce niveau de description architecturale est de garantir le fonctionnement du système complet en prenant en compte les interconnexions de manière précise. De ce fait, l'exploration d'architecture est rendue possible et le concepteur pourra mesurer l'influence de ses choix architecturaux sur le comportement final du système.

Un tel niveau de description ne peut être visualisé qu'à l'aide d'un simulateur mixte et RF. Les particularités des sous-systèmes numériques, analogiques et RF sont maintenant prises en compte et une attention particulière doit être portée aux conversions entre les signaux de nature différentes. Nous détaillerons ce point dans la section 2.3 lorsque nous présenterons les particularités du langage VHDL-AMS ainsi que les modalités de simulation mixtes et RF.

Chaque sous-système décrit peut lui-même être modélisé à des niveaux d'abstractions différents tant que les conventions d'entrée/sortie sont respectées. Les modèles seront donc le résultat d'un compromis entre précision de la description et rapidité de la simulation. Généralement, l'exploration d'architecture ne nécessite pas l'utilisation de modèles bas niveau (niveau porte logique ou transistor) car ces derniers ralentissent considérablement la simulation. Il est plus judicieux d'utiliser des modèles comportementaux où seuls les comportements significatifs sont pris en compte. Nous étudierons plus en détail les principes et méthodes de la modélisation comportementale dans la section 2.4.

Enfin, les différents sous-systèmes doivent être vérifiés et testés séparément. Ils peuvent ensuite constituer une bibliothèque d'IPs et être réutilisés ultérieurement. Cependant, ces vérifications ne doivent pas occulter la validation du système dans sa totalité comme nous le montrerons dans la section 2.2.2.5.

2.2.2.3 Niveau circuit

Après avoir choisi les architectures des différents sous-systèmes et avoir vérifié non seulement leurs fonctionnements individuels mais aussi l'adéquation de l'ensemble du système avec les spécifications du cahier des charges initial, nous pouvons affiner la description de chacun des blocs et les modéliser directement à l'aide de primitives électriques. Ce niveau de description correspond au niveau porte logique pour les parties numériques et au niveau transistor pour les parties analogiques. L'intérêt de ce niveau de modélisation est de simuler avec une bien meilleure précision et en prenant en compte la technologie que nous souhaitons utiliser. En contrepartie les temps de simulations sont indéfiniment supérieurs à ceux correspondants aux cas précédents, ce qui rend très difficile les vérifications et quasi-impossible la vérification de tout le système.

Les simulateurs utilisés pour ce niveau de description sont appelés SPICE-LIKE en allusion au célèbre simulateur de l'université de Berkeley [Spice-http].

2.2.2.4 Raffinement

La facilité du passage d'un niveau de description à un autre dépend essentiellement des outils que nous avons à disposition. En numérique, l'automatisation de ces passages

touchent aujourd'hui la plupart des étapes du flot de conception jusqu'à la synthèse. Dans le domaine analogique et RF, l'automatisation n'est pas encore à l'ordre du jour malgré les nombreuses études qui lui sont consacrées [Kundert-03]. Néanmoins, il existe des outils de synthèses spécifiques pour les dernières étapes, dès lors que les schémas niveau transistor et les technologies cibles sont connus.

2.2.2.5 Vérifications et validations Bottom-Up

Après l'implémentation complète d'un bloc, il est possible d'utiliser le niveau de description le plus bas de ce bloc pour affiner la modélisation de la description hiérarchique qui lui est directement supérieure, comme indiqué sur la figure (Fig.2.4). On parle alors d'extraction de modèles. En effet, vu que la dernière description est la plus précise, il se peut que la marge d'erreur entre la simulation de cette dernière et celle de la description hiérarchiquement supérieure soit conséquente. Or, il est difficile d'utiliser le modèle bas niveau pour la simulation système complète ; l'extraction d'une description moins complexe s'avère donc être une bonne solution et surtout un meilleur compromis, entre précision et rapidité de simulation, que le modèle antérieur. De plus, le modèle ainsi extrait pourra être intégré dans une bibliothèque d'IP et donc être réutilisé ultérieurement.

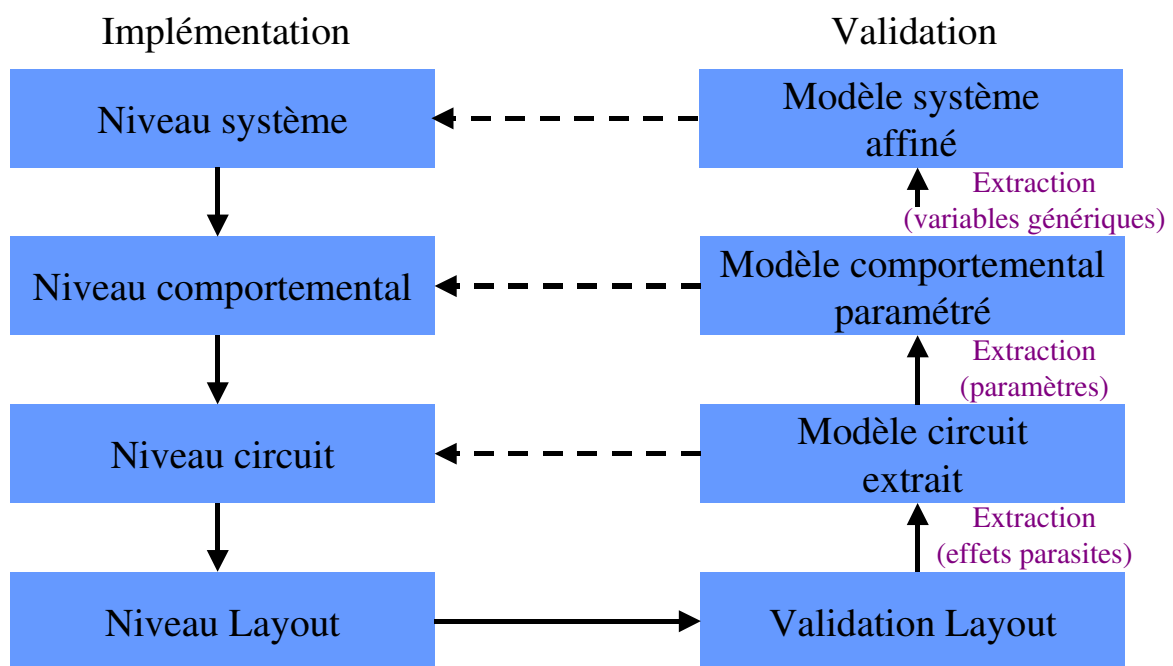


Fig.2.4. Raffinement des modèles lors de la vérification Bottom-Up

Enfin, le flot de conception se termine par une étape de validation Bottom-Up qui concerne l'ensemble des descriptions du système. En effet, pour les niveaux d'abstraction bas, la simulation complète du système est extrêmement lente et parfois même impossible à réaliser. Les concepteurs ont donc souvent recours à des simulations multi-niveaux afin d'éviter les parties très gourmandes en temps de calcul.

2.2.2.6 Conclusion

En guise de résumé, la Fig.2.5 représente le flot de conception des systèmes mixtes et RF tel que nous venons de le décrire. Nous retrouvons un cycle de conception en V comparable à celui présenté en Fig.2.3 : le système complexe est décrit de manière

hiérarchique, les passages d'un niveau de description à un autre sont identifiés et l'étape de validation finale est représentée par la flèche ascendante à droite dans la Fig.2.5. La partition du système qui apparaît dès l'étape de description architecturale implique une conception séparée mais néanmoins simultanée des différents domaines composant le système. La conception de chaque partie est d'ailleurs généralement effectuée par des équipes différentes de spécialistes. Toutefois, la nécessité d'une validation transversale pour chacun des niveaux de description oblige les concepteurs à adopter une représentation harmonisée garantissant les interactions entre modèles du même niveau. Cela est d'autant plus important qu'il existe des sous-blocs mixtes comme les convertisseurs par exemple.

Ainsi, il apparaît clairement que la mise en œuvre du flot de conception des systèmes mixtes et RF nécessite des outils de modélisation assurant l'harmonisation des description à tout les niveaux hiérarchiques, et des moteurs de simulation capables de gérer des domaines différents, simultanément.

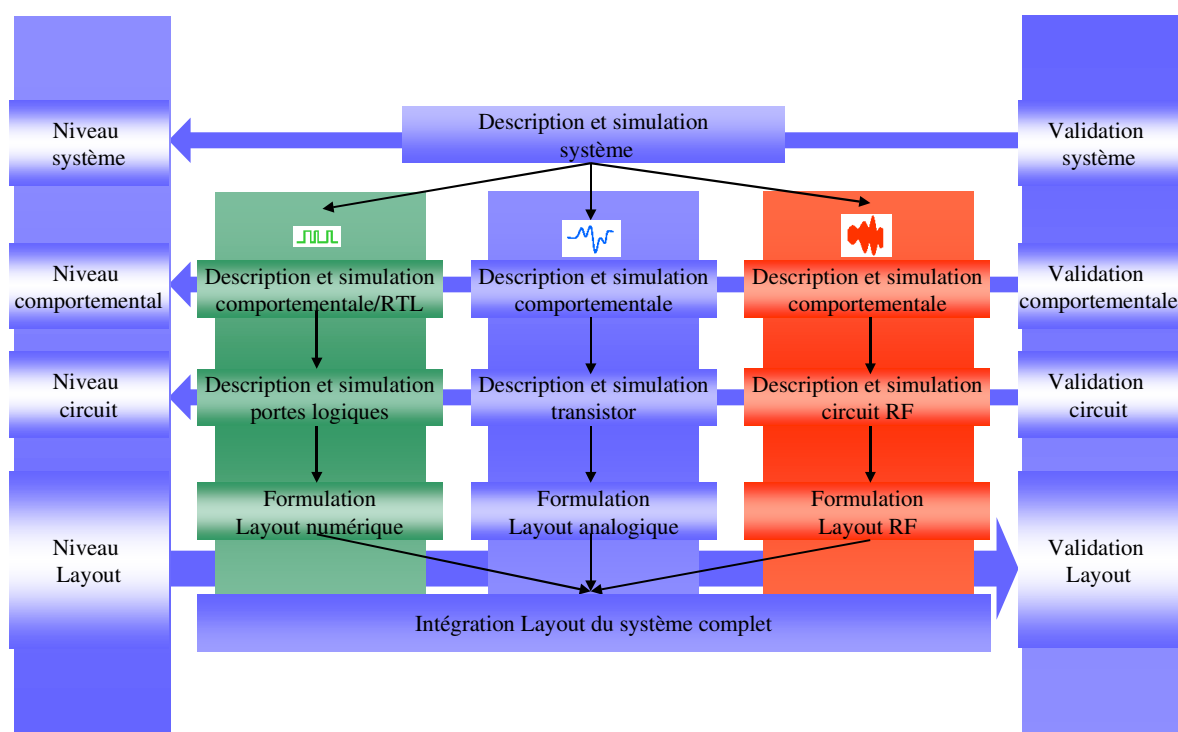


Fig.2.5. Flot de conception Top-Down et vérification Bottom-Up des systèmes mixtes et RF

2.3 Outils de simulation et langages de modélisation des systèmes mixtes et RF

L'application de la méthodologie de conception des systèmes mixtes et RF explicitée dans la section précédente nécessite l'utilisation d'outils de modélisation et de simulation adéquats. En effet, tout au long du flot de conception, l'efficacité de la méthode dépend directement des performances de l'environnement de simulation, compte tenu de la mixité des signaux et des problèmes éventuelles que nous avons indiqués dans le paragraphe 2.2.1.4. De plus, nous avons aussi souligné l'importance de l'utilisation d'un langage de description standard pour faciliter la transportabilité des modèles et la constitution de bibliothèques d'IP. Dans cette section, nous allons tout d'abord présenter brièvement les

outils de simulation actuels utiles à la conception des systèmes mixtes et RF. Ensuite, nous présenterons les langages de modélisation en nous intéressant en particulier au langage VHDL-AMS.

2.3.1 Simulation des systèmes mixtes et RF

Pour les systèmes qui font l'objet de notre étude, nous distinguons trois types de signaux : les signaux numériques, les signaux analogiques et les signaux RF. Chacune de ces catégories possède ses propres caractéristiques et nécessite donc des algorithmes de simulation spécifiques. Nous exposerons brièvement les particularités de ces trois domaines de simulation pour ensuite présenter les outils capables de les rassembler au sein d'un environnement unique, permettant ainsi la simulation mixte et RF.

2.3.1.1 Simulation numérique

Les signaux numériques peuvent être considérés comme des successions d'états logiques différents et de durées déterminées. Cette représentation permet aux simulateurs numériques de reposer entièrement sur des algorithmes de simulation événementiels. Les simulations numériques sont généralement très rapides et s'adaptent parfaitement à la description matérielle et hiérarchique des systèmes. La quasi-totalité des simulateurs numériques supportent le langage VHDL. Les simulateurs les plus connus sont ModelSim de Mentor Graphics et NC-Sim de Cadence.

2.3.1.2 Simulation analogique

La simulation analogique est basée sur la mise en équations des courants et tensions d'un réseau de composants électriques. Ces relations sont gérées par les équations de Kirchhoff [Nagel-75]. Le système d'équations ainsi obtenu est d'autant plus complexe que le réseau électrique comprend de composants. A partir de ces équations, plusieurs types d'analyses permettent de visualiser la réponse du circuit à étudier en fonction d'une stimulation donnée. Les principales analyses permettant d'étudier les circuits analogiques sont les suivantes :

- l'analyse statique DC est l'étude du point de fonctionnement du circuit. Elle consiste en la détermination, en régime permanent, des tensions et courants du réseau électrique.
- L'analyse transitoire est quant à elle utilisée pour déterminer la réponse temporelle d'un circuit pour une durée d'observation finie.
- L'analyse fréquentielle AC est une étude de la réponse fréquentielle du circuit à des stimuli sinusoïdaux.

Pour chacune de ces analyses un système d'équations plus ou moins complexe est mis en place. L'analyse DC repose sur la résolution d'un système d'équations non-linéaires. Pour l'analyse transitoire, la résolution d'un système d'équations différentielles non-linéaires est nécessaire à chaque pas de la durée d'observation. Enfin, l'analyse fréquentielle repose sur la linéarisation des éléments non-linéaires du circuit autour d'un point de fonctionnement obtenu grâce à une analyse DC préalable. L'efficacité de ces analyses dépend fortement du niveau de complexité du circuit à étudier. Elles deviennent très gourmandes en temps et en capacité de calculs dès que le nombre de transistors est conséquent où dès que le nombre de pas de simulation est important.

Le simulateur le plus connu et le plus largement utilisé est sans conteste le simulateur SPICE développé par l'université de Berkeley [Nagel-75]. D'autres simulateurs plus récents, et aujourd'hui d'une efficacité comparable, sont aussi largement utilisés comme ELDO de Mentor Graphics et Spectre de Cadence.

2.3.1.3 Simulation RFIC

La partie RF d'un système de transmission permet généralement la transformation du signal en bande de base contenant l'information en un signal modulé prêt à emprunter un canal de propagation. Cette transformation implique l'adoption de techniques de simulation spécifiques à ce type de signaux et aux composants RF correspondants. Ainsi, il existe des simulateurs permettant l'extension des analyses présentées dans le paragraphe précédent au cas des signaux RF. En effet, un tel signal composé d'un signal modulant basse fréquence et d'une porteuse largement plus rapide pose principalement deux problèmes aux simulateurs analogiques classiques :

- L'analyse transitoire d'un circuit RF se fait forcément en fonction d'un pas de temps très court imposé par la fréquence de la porteuse. Cela allonge considérablement les temps de simulation car le signal utile est le signal modulant basse fréquence.
- L'analyse fréquentielle n'est valable qu'autour d'un point de fonctionnement invariant dans le temps. Cela rend impossible la visualisation des effets de composants RF non-linéaires comme les mélangeurs par exemple.

Pour pallier à ces problèmes, la mise en équation des grandeurs électriques des circuits RF reposent principalement et selon les simulateurs, sur deux concepts différents : l'équilibrage harmonique et la « méthode de shooting ». Ces deux méthodes sont présentées dans [Kundert-05]. Elles rendent possibles les deux analyses indispensables à l'étude des circuits RF : l'analyse périodique ou quasi-périodique et l'analyse transitoire de l'enveloppe.

L'analyse périodique ou quasi-périodique représente en quelque sorte l'extension de l'analyse DC classique au cas des circuits RF. Ainsi, la réponse en régime permanent est obtenue à l'aide d'un ou de plusieurs stimuli périodiques en entrée du circuit. Cette analyse est efficace dès lors qu'il s'agit de visualiser le spectre d'un signal, notamment si ce dernier fait intervenir plusieurs fréquences. Elle permet, par exemple, d'étudier les distorsions dues à un mélangeur ou le point de fonctionnement d'un amplificateur RF. La Fig.2.6 illustre les représentations fréquentielles et temporelles de deux simulations obtenues à l'aide d'une analyse périodique (Steady State) et celle obtenue à l'aide d'une simulation transitoire (Transient). Nous y remarquons que l'analyse périodique ne concerne que les signaux sinusoïdaux alors que l'analyse transitoire gère tout type de signaux. Cette dernière nécessite cependant des temps de simulations beaucoup plus long.

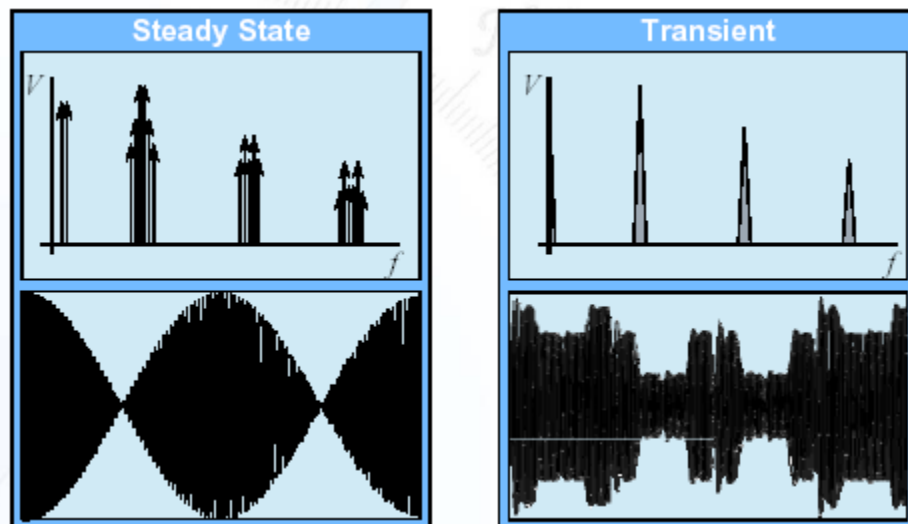


Fig.2.6. Analyse périodique et analyse transitoire [Kundert-05]

La deuxième analyse nécessaire à l'étude des circuits RF est l'analyse transitoire de l'enveloppe. En effet, elle permet de remédier aux limites d'une analyse transitoire classique pour l'étude des signaux modulés, surtout si le signal modulant n'est pas sinusoïdal, mais plutôt proche d'un signal carré. Grossièrement, nous pouvons dire que cette méthode consiste en la combinaison d'une analyse transitoire de l'enveloppe autour d'une analyse pseudo-périodique. Le temps de simulation sera donc à peu près égal à celui d'une analyse périodique simple multiplié par le nombre de points nécessaire à la description de l'enveloppe, ce qui est largement plus efficace qu'une analyse transitoire classique. Ainsi, il est possible de simuler temporellement une transmission numérique et donc par exemple de visualiser les distorsions dues à l'intermodulation ou le temps de montée d'un signal en phase transitoire.

Les logiciels les plus courants permettant la simulation RFIC sont le flot ADS 2003 C d'Agilent Technologies, la Suite Ansoft Designer d'Ansoft, Microwave Office d'AWR, Spectre RF de Cadence et ELDO RF de Mentor GraphiCs.

2.3.1.4 Simulation électromagnétique

Traditionnellement, la conception des composants RF relève aussi de la méthode Bottom-Up comme pour les circuits analogiques, sauf que le point de départ se situe souvent au niveau physique. En effet, les composants RF se doivent d'être étudiés d'un point de vue électromagnétique et non plus simplement électrique comme en basse fréquence, notamment pour les composants distribués. Cela implique des règles de conception totalement différentes de ceux de l'électronique analogique classique.

Les simulateurs électromagnétiques (EM) sont des moteurs permettant la résolution des équations de Maxwell aux sommets de polygones réguliers qui définissent la géométrie de la structure à étudier. La densité du maillage ainsi réalisé influe directement sur la précision de la simulation. Nous distinguons les simulateurs EM 3D qui permettent l'étude complète d'une structure physique quelconque. Cette famille de simulateurs donne des résultats très précis mais nécessite des temps de calcul très importants. Plus rapides mais cependant moins précis, les simulateurs EM 2D se contentent du calcul des champs électromagnétiques à la surface d'une structure. Ces derniers sont largement utilisés car ils permettent aisément l'extraction des paramètres S nécessaire à l'étude fréquentiel d'un

circuit RF. Notons enfin une dernière catégorie de simulateurs dits EM 2.5D, capables de prendre en compte l'épaisseur d'une structure dans le cas où celle-ci est homogène, permettant ainsi de prendre en considération des phénomènes comme l'effet de peau par exemple.

Les éditeurs les plus connus de ce type de simulateurs sont CST Microwave Studio, Ansoft, Agilent Technologies et AWR.

2.3.1.5 Environnement de simulation mixte et RF

De la même manière que pour les méthodes de conception présentées en 0, les outils de simulation traditionnellement utilisés par les concepteurs électroniques diffèrent selon que l'on travaille dans le domaine numérique, analogique ou RF et selon le niveau de description. La figure suivante permet de répertorier les familles de simulateurs présentées dans les paragraphes précédents et de spécifier leur utilisation au sein du flot de conception des systèmes mixtes et RF.

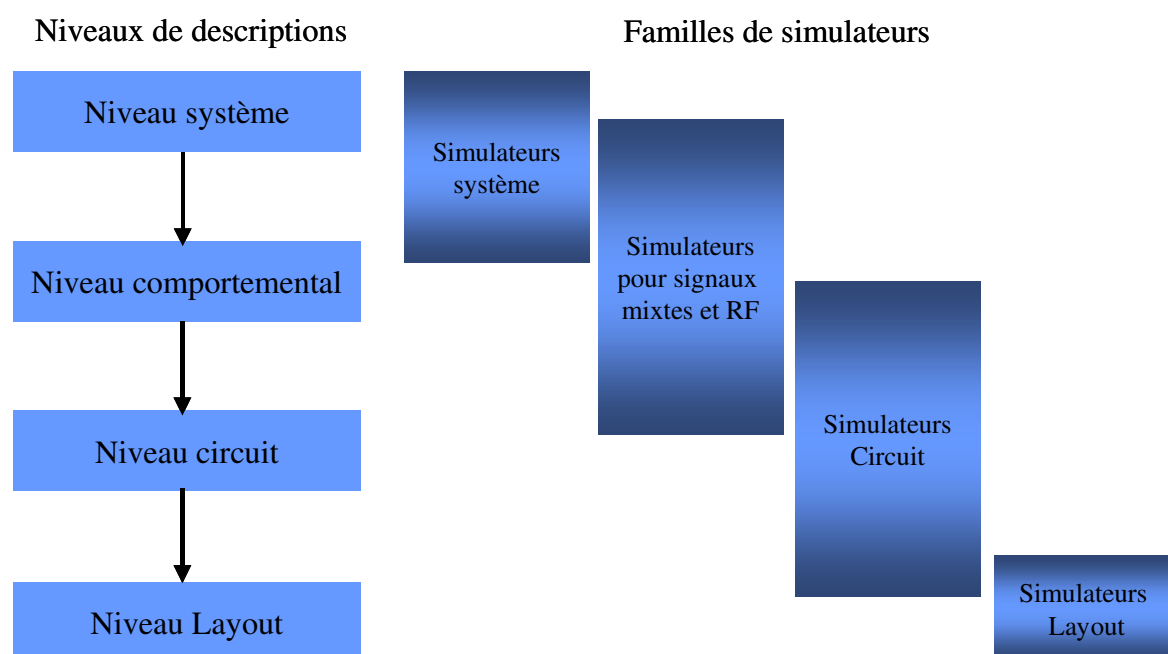


Fig.2.7. Utilisation des différentes familles de simulateurs dans le flot de conception mixte et RF [MSRF-05]

Sur la Fig.2.7, nous remarquons que pour chaque niveau de description il existe une famille de simulateurs dédiée. Mais certains de ces simulateurs peuvent parfois supporter un deuxième niveau de description en plus du niveau auquel ils sont principalement dédiés. Or, pour répondre aux besoins du flot de conception mixte et RF, plusieurs éditeurs de simulateurs proposent aujourd'hui des environnements de simulation intégrant les différents types de simulation présentés ci-dessus. Nous relevons trois principaux environnements de simulation mixte et RF: l'environnement RFDE issu de l'alliance entre Cadence et Agilent, l'environnement ADMS RF de Mentor GraphiCs et la Suite Ansoft Designer de la société Ansoft.

Parmi ces trois plates-formes de simulation, deux sont issues des géants de l'édition de logiciels de simulation numérique et analogique : Cadence et Mentor GraphiCs. Quant à l'éditeur Ansoft, il est avant tout spécialiste de la simulation électromagnétique. Le

tableau.2.1, extrait de l'étude comparative présentée en [Gauthier-04], permet de comparer les capacités de chacun de ces environnements.

Editeur	Nom du logiciel	Outil de schématique	Simulateur EM	Simulateur fréquentiel	Simulateur temporel	Outils de mesures	Placement routage	Support VHDL-AMS
Ansoft	Suite Ansoft Designer	Oui	Oui	Oui	Oui (limité)	Oui	Oui	Oui
Cadence et Agilent Technologies	Flot RFDE	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui
Mentor Graphics	ADMS RF	Oui	Non	Oui	Oui	Non	Oui	Oui

tableau.2.1. Tableau comparatif des trois environnements de simulation

D'après le tableau.2.1, nous constatons que les trois plates-formes précitées permettent de couvrir les trois principaux niveaux hiérarchiques que sont le niveau système, le niveau comportemental et le niveau circuit. En ce qui concerne le niveau Layout, l'avantage va assurément aux produits de Cadence et Mentor GraphiCs pour les domaines numérique et analogique. De plus, l'allié de Cadence, l'éditeur Agilent, permet au produit RFDE de simuler des circuits RF au niveau physique, alors qu'ADMS RF de Mentor GraphiCs ne propose aucune solution de simulation électromagnétique. Pour Ansoft, les simulations électromagnétique et RFIC sont très performantes mais les simulations numérique et analogique basse fréquence restent limitées aux fonctions de base. Notons que cet éditeur permet depuis 2005 la simulation de modèles décrits en VHDL-AMS. Enfin, il est à remarquer que la tendance actuelle des éditeurs d'environnements de simulation mixtes et RF est à l'incorporation en leur sein d'outils d'acquisition. Par exemple, Agilent propose de combiner la simulation avec la mesure de circuits RF, ce qui ajoute une dimension supérieure aux techniques de validation.

En conclusion, nous pouvons dire que depuis 2003, les concepteurs de systèmes mixtes et RF disposent d'environnements de simulation qui permettent l'étude simultanée des différentes parties d'un système complexe et cela, pour plusieurs niveaux d'abstraction. Afin de profiter au maximum de ces différentes possibilités de simulation, l'adoption d'un langage de description standard et multi-niveaux est essentielle.

2.3.2 Langages de modélisation des systèmes mixtes et RF

Le choix d'un langage de modélisation dépend, comme pour le choix d'un simulateur, de la nature de l'objet à modéliser ainsi que du niveau d'abstraction souhaité pour le modèle. Nous distinguons trois grandes familles de langages qui interviennent dans la conception des systèmes complexes : les langages de programmation orientés objet, les langages mathématiques explicites et les langages de description matérielle. Dans le cadre de notre étude, nous nous limiterons à la présentation des langages de description matérielle. C'est en effet cette dernière famille de langage qui nous intéresse, car elle concerne plus spécifiquement les niveaux d'abstractions liés à notre problématique. Cependant, au delà du cadre de notre étude, la méthodologie de conception des systèmes complexes s'oriente vers le développement conjoint logiciel/matériel (ou Co-Design). C'est à ce niveau d'abstraction, encore supérieur à ceux que nous avons cités dans la section relative à la présentation du flot de conception Top-Down des systèmes mixtes et RF (section 2.2.2),

que se rapporte la famille des langages de programmation orientés objet. Notons que cette jonction logiciel/matériel est souvent décrite à la fois au niveau système et au niveau architecture. C'est pourquoi, en plus des langages mathématiques comme Matlab qui concernent de manière spécifique le niveau d'abstraction système, de nouveaux langages « intermédiaires » ont récemment fait leur apparition comme SystemC et SystemC-AMS [SystemC-http]. Ces derniers présentent l'avantage d'être totalement compatible avec le C, langage de référence pour la description d'algorithmes, tout en permettant une description matérielle [Gauthier-04].

Ainsi, pour répondre aux exigences du flot de conception des systèmes complexes, de plus en plus de langages permettent la description simultanée de plusieurs niveaux, généralement des niveaux hiérarchiquement adjacents. C'est aussi le cas des langages de description matérielle (ou HDL pour Hardware Description Language). En écho à la Fig.2.7 qui illustre les champs d'utilisation des différentes familles de simulateurs, le tableau.2.2 présente de manière simplifiée les domaines d'utilisation des langages de modélisation les plus populaires.

Abstraction \ Domaine	Logiciel	Numérique	Analogique	RF	Multi-physique
Spécifications	System C Matlab (limité)	System C Matlab	System C-AMS (limité) Matlab	Matlab	Matlab
Niveau système		System C Matlab VHDL-AMS	System C-AMS (limité) Matlab VHDL-AMS	Matlab VHDL-AMS	Matlab VHDL-AMS (limité)
Niveau architecture		System C (limité) Matlab (limité) VHDL-AMS	System C-AMS (limité) Matlab (limité) VHDL-AMS	Matlab (limité) VHDL-AMS	Matlab VHDL-AMS
Niveau circuit		VHDL-AMS (possibilités du VHDL)	VHDL-AMS SPICE	VHDL-AMS (limité) SPICE RF	

tableau.2.2. Domaines de validités de différents langages de modélisation

Il apparaît, d'après le tableau.2.2, qu'il n'existe pas de langage de modélisation universel. Les concepteurs doivent donc choisir les langages adaptés aux différentes étapes du flot de conception. La suite de cette section est consacrée à la présentation des langages VHDL et VHDL-AMS qui se retrouvent ainsi au cœur du flot de conception des systèmes mixtes et RF. Enfin, nous exposerons les principales possibilités qu'ils permettent ainsi que leurs limites.

2.3.2.1 VHDL

Le VHDL (Very High Speed Integrated Circuits Hardware Description Language) [VHDL-http] est un langage standard de description de matériels permettant de décrire et de simuler le comportement et la structure de circuits numériques. Ce langage est devenu standard en 1987, c'est la norme IEEE 1076-1987. Il est communément utilisé lors de la

conception d'ASICs ou d'autres circuits numériques intégrés.

Le langage VHDL possède plusieurs spécificités qui le rendent difficilement comparable aux langages « classiques » : il possède certains attributs des langages « haut-niveau », et c'est un langage de description textuelle avec un aspect schématique implicite. Ses principaux avantages sont sa complétude (utilisation tout au long du flot de conception numérique) et son indépendance par rapport à la cible et au fondeur (cette donnée n'intervient qu'à la fin du flot de conception). Ce dernier point est très important car il implique des notions de réutilisation (Reuse) et de propriété intellectuelle (IP) : un sous-système convenablement écrit en VHDL peut être réutilisé et intégré dans la description d'un autre système. Comme nous l'avons expliqué dans la section 2.2.1.2, le « Reuse » permet de réduire considérablement les temps de conception.

La syntaxe VHDL est assez particulière, elle est organisée autour de deux éléments de base : le couple Entité/Architecture :

- L'entité d'un modèle est la description de l'interface de ce dernier avec son environnement extérieur. Dans cette partie, le type des signaux (bit, booléen...) et leur « sens » électrique (entrée, sortie, entrée/sortie...) sont spécifiés.
- L'architecture d'un modèle est la description de son fonctionnement interne. C'est là que sont établies les relations entre les différents signaux spécifiés dans l'entité. Ces relations peuvent correspondre à différents niveaux de descriptions. Une entité peut donc avoir plusieurs architectures différentes.

Un modèle ayant une entité et une architecture peut être utilisé comme un composant élémentaire, et donc être utilisé pour décrire un autre composant ou système.

De part son caractère adapté au flot de conception des circuits numériques, le VHDL permet d'accompagner ce flot dans chacune de ces étapes. Naturellement ce langage a été réactualisé plusieurs fois. Son succès a conduit à l'élaboration d'une extension permettant la conception de systèmes analogiques.

2.3.2.2 VHDL-AMS : langage de description des systèmes mixtes

Le VHDL-AMS est l'extension du langage VHDL pour les circuits analogiques et mixtes. Il a été adopté comme norme par l'IEEE en 1999 [VHDL-AMS-http]. C'est un langage de conception qui permet l'approche Top-Down (2.2.2) pour ce type de circuits. En plus des possibilités du VHDL, cette extension permet de décrire des comportements continus. En effet, «VHDL-AMS ajoute (au VHDL) les instructions simultanées permettant de manipuler des valeurs à temps continu stockées dans des variables appelés quantités (QUANTITY) et un mécanisme de synchronisation des noyaux de simulation numériques et analogiques» [Hervé-02].

De plus, pour chacune des quantités, leurs dérivées et intégrales peuvent être calculées. Ainsi, les quantités peuvent être liées entre elles par des équations différentielles, et cela sous la forme d'instruction simultanées.

De plus, ce langage inclut la notion de « TERMINAL » pour la conservation de l'énergie. En électronique, les terminaux correspondent aux nœuds des composants par lesquels transitent des quantités comme le courant et la tension. Ils obéissent aux lois de Kirchhoff. Il est aussi possible de décrire des systèmes conservatifs autres que les systèmes électriques, comme les systèmes mécaniques, thermiques ou hydrauliques. Cela implique

la manipulation de terminaux de natures différentes, c'est-à-dire associés à des quantités autres que courant et tension : par exemple, la vitesse et la force, en mécanique.

2.3.2.3 Limites du langage VHDL-AMS

Pour notre problématique, les deux principales limitations « techniques » du VHDL-AMS concernent l'impossibilité de décrire des composants dans le domaine fréquentiel et l'impossibilité d'écrire des équations à dérivées partielles.

En effet, bien qu'il soit possible de décrire des équations différentielles dans le domaine fréquentiel en VHDL-AMS, il est impossible d'y faire intervenir des instructions séquentielles. Cette limitation a poussé un éditeur privé à développer une extension appelée VHDL-FD (FD pour Frequency Domain) au VHDL-AMS [Rincon-http]. Malheureusement, cette extension fréquentielle n'est pas normalisée et n'est donc supportée par aucun autre simulateur que celui de cet éditeur. Notons enfin qu'un groupe de travail IEEE tente de développer une extension standard pour la description des systèmes Radio Fréquence, appelée VHDL-RF/MW (pour Radio Frequency/Micro Waves), mais cette entreprise censée aboutir en 2004, n'a toujours pas été adoptée [VHDL-RF-http].

Concernant l'écriture des équations à dérivées partielles, le VHDL-AMS ne permet pas la modélisation directe de ce type d'équation, ce qui rend difficile les modélisations géométriques. Seules les dérivées temporelles sont acceptées par VHDL-AMS [Hervé-02] [Vachoux-http].

Enfin, l'absence de simulateur « normalisé » ajoute une difficulté supplémentaire à l'utilisation du langage VHDL-AMS. D'après [Vachoux-http], il existe encore des différences sensibles en terme de performances temporelles entre les différents outils de simulation supportant le VHDL-AMS.

2.4 La modélisation comportementale

Les considérations exposées dans la section 2.2 démontrent l'importance de la simulation complète d'un système mixte et RF pour la mise en œuvre du flot de conception Top-Down. Celle-ci est récemment rendue possible grâce aux environnements de simulation et aux langages de modélisation que nous avons présentés dans la section 2.3. Ainsi, le développement d'IPs, surtout pour les parties analogiques et RF, est aujourd'hui une préoccupation majeure des concepteurs de ce type de systèmes hétérogènes [Nikitin-1-06] [Snaidero-04] [Mentor-Gu] [Descleves-05]. Ce besoin concerne plus particulièrement le niveau de modélisation comportemental parce que ce dernier représente la première description différenciée (en parties numérique, analogique ou autre) du système global (cf. Fig.2.5). De ce fait, le niveau comportemental a une position centrale dans le flot de conception des systèmes mixtes et RF, indispensable à la phase de conception descendante comme à la phase de validation ascendante.

D'après [Vachoux-http], un modèle comportemental peut être défini comme étant une représentation abstraite ou une description d'un système physique dont on ne conserve que les aspects essentiels à une certaine utilisation. Ces aspects ou comportements expriment des relations de cause à effet, des algorithmes, des processus ou des équations définissant des relations entre variables qui représentent des grandeurs physiques d'entrées/sorties. Ainsi, un modèle comportemental doit répondre aux exigences suivantes [Vachoux-http]

[Hervé-02] [MSRF-05] :

- Une description fidèle des comportements choisis pour la représentation du système lorsque celui-ci est soumis aux stimuli relatifs à son utilisation.
- Une simulation rapide et fiable pour les différentes conditions d'utilisation et les différents modes de simulation.
- Une compatibilité des nœuds d'entrées/sorties avec les autres composantes du système global.
- Une transportabilité du modèle pour permettre sa ré-utilisation en tant qu'IP. Cela implique l'utilisation d'un langage de description standard et la possibilité d'adapter le modèle à d'autres utilisations similaires, par l'intermédiaire de paramètres génériques.

En résumé, l'obtention d'un modèle comportemental doit réaliser un compromis entre rapidité de simulation et précision de la description. Ce compromis dépend des conditions d'utilisation du modèle telles qu'elles sont définies par les plans de modélisation et de validation élaborés par le concepteur (cf. 2.2.2.1). Ainsi, si le modèle est destiné à être utilisé lors de la phase de conception descendante (Top-Down), la rapidité de la simulation prime généralement sur la précision de la description. Pour la phase de validation ascendante, c'est un modèle extrait qui est utilisé (cf. 2.2.2.5) [Hartung-03][Kundert-99]. Ces deux types d'utilisation impliquent deux méthodes différentes pour l'obtention des modèles comportementaux [FakhFakh-02] [MSRF-05]:

- Une approche ascendante où les modèles sont extraits à partir d'une description hiérarchiquement inférieure.
- Une approche descendante où les modèles sont génériques et principalement destinés aux premières phases du flot de conception.

Dans la suite de cette section, nous présenterons brièvement ces deux approches classiques pour ensuite exposer une troisième méthode intermédiaire, inspirée des deux premières, que nous utiliserons pour répondre à la problématique générale de notre étude : la modélisation comportementale d'un système d'identification par radio fréquence (RFID).

2.4.1 Obtention d'un modèle comportemental par la méthode ascendante

La méthode ascendante consiste en l'élaboration d'un modèle comportemental en partant d'un système existant ou d'une modélisation de niveau inférieur. Les modèles ainsi obtenus sont surtout destinés à être utilisés lors de la phase de validation d'un système complexe. En effet, ils doivent permettre une simulation bien plus rapide qu'une description niveau transistor par exemple, tout en gardant les caractéristiques essentielles du circuit modélisé.

Pour les systèmes ou circuits analogiques, deux types d'extraction sont classiquement envisagés [Phillips-03]:

- L'exploitation d'une description au niveau transistor. Elle consiste en la réduction du système d'équations qui caractérise le circuit. Cette simplification doit permettre une simulation plus rapide du système, tout en gardant ses caractéristiques de transfert (entre les variables d'entrées et de sorties) à un niveau de précision acceptable [Casinovi-91] [Boyle-74] [Fakhfakh-02].

- L'exploitation des résultats de simulation du modèle au niveau transistor. Dans ce cas, la modélisation consiste en la recherche de fonctions mathématiques approchées, permettant de décrire les variables de sorties[Fakhfakh-02].

Pour les composants et circuits RF, l'obtention des modèles comportementaux provient de trois sources principales [Root-03]:

- L'exploitation des résultats de simulations électromagnétiques (cf. section 2.3.1.4) [MSRF-05].
- L'exploitation de mesures réalisées sur un composant RF existant [Ku-02].
- L'extraction d'équations simplifiées à partir de schémas électriques équivalents aux composants RF à modéliser [MSRF-05] [Johanon-06].

Notons que les modèles de composants RF prennent généralement en compte des comportements hautement non-linéaires ce qui nécessite des techniques d'extraction complexes dont les principales sont examinées et comparées dans [Root-03].

La complexité des modèles obtenus dépend du niveau de précision requis ainsi que de la nature des comportements que l'on désire modéliser. Ces comportements, extraits d'une représentation de niveau inférieur, ne permettent généralement pas l'obtention de modèles à paramètres génériques. De plus, vu que ces modèles dépendent d'une technologie donnée, la possibilité de les réutiliser pour une conception différente se retrouve grandement limitée.

2.4.2 Obtention d'un modèle comportemental par la méthode descendante

La deuxième famille de modèles comportementaux est composée de modèles dits génériques, car généralement décrits indépendamment d'un composant ou circuit de référence. L'approche qui conduit à l'obtention de ce type de modèle a pour base la fonction première de l'objet à modéliser. Cette démarche présente l'avantage de produire des modèles plus rapides à simuler, plus paramétrables et donc plus transportables que ceux obtenus par la méthode ascendante présentée ci-dessus [Milet-Lewis-01]. Néanmoins, la précision des résultats de simulation est amoindrie.

L'obtention de ce type de modèle est assez intuitive. Une méthodologie systématique a été proposée par [FakhFakh-02]. Elle propose de décomposer le modèle en trois parties comme indiqué sur la Fig.2.8.

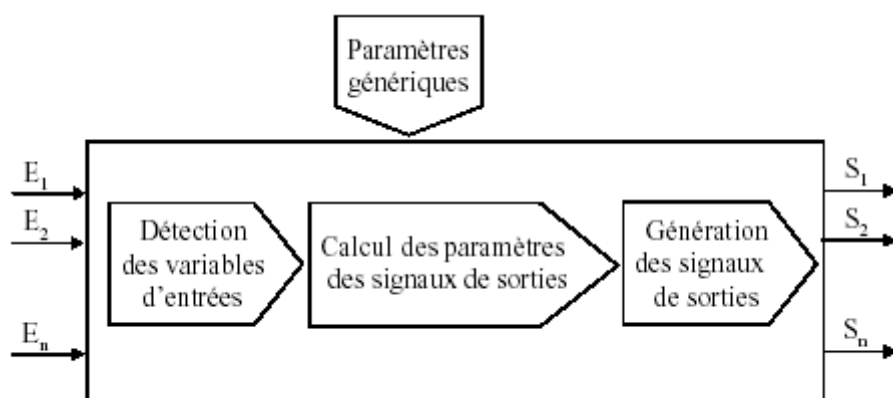


Fig.2.8. Structure fondamentale d'un modèle obtenu grâce à l'approche systématique[Fakhfakh-02]

L'objectif est de mettre en relation les entrées/sorties en fonctions des paramètres génériques et de la caractéristique de transfert. Pour cela, le modèle doit détecter les variables d'entrées, appliquer la fonction de transfert qui permet de calculer les paramètres de sorties et enfin, générer les signaux de sorties.

L'étape de détection des variables d'entrées permet d'isoler la ou les composantes du signal d'entrée sur lesquelles s'applique la fonction de transfert. C'est par exemple la tension ou le courant en entrée, l'amplitude d'un signal, sa fréquence ou sa phase. La deuxième étape consiste en la modélisation de la relation entre les paramètres d'entrées détectés et les paramètres de sorties. Cette relation peut être mathématique, algorithmique ou composée de tout autre type d'instructions que permet le langage de modélisation. Elle doit évidemment prendre en compte les paramètres génériques du modèle. Enfin, la dernière étape doit assurer la génération des signaux de sorties en fonction des modifications survenues lors de l'étape précédente.

Cette famille de modèles comportementaux est destinée à être utilisée lors des premières phases du flot de conception Top-Down (cf. 2.2.2.2). Le caractère générique de ces modèles leur permet de constituer des bibliothèques d'IP réutilisables pour différents projets de conception de systèmes mixtes et RF. Il existe d'ailleurs plusieurs organismes qui partagent leurs modèles comportementaux comme l'association BEAMS [BEAMS-http], les bibliothèques Commlib et Commlib RF de Mentor Graphics, la bibliothèque fournie par Cadence ou celle de l'institut Fraunhofer de Dresde [MSRF-05].

2.4.3 *Obtention d'un modèle comportemental par la méthode « meet in the middle »*

La méthode dite « meet in the middle » permet de réaliser un compromis entre les deux approches précédentes. En effet, il se peut que le plan de modélisation impose au concepteur l'observation de plusieurs comportements d'un même composant ou sous-système à des niveaux de précisions différents. Le choix du niveau de précision requis pour ces comportements représente d'ailleurs la problématique principale du plan de modélisation. L'élaboration d'un tel modèle doit évidemment tenir compte des possibilités de modélisation offertes par le langage utilisé mais aussi des possibilités des simulateurs disponibles.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les grandes lignes de la méthodologie de conception Top-Down des systèmes mixtes et RF qui s'impose aujourd'hui aux concepteurs. Nous avons ensuite présenté les outils de simulation et les langages de modélisation qui permettent sa mise en oeuvre. Ces considérations nous ont permis de mettre la lumière sur une étape clef de ce flot de conception, la modélisation comportementale. Enfin, un bref état de l'art des techniques de modélisation comportemental a été dressé.

Dans la suite de notre étude, nous montrerons les implications de cette méthode sur la conception d'un système d'identification par radio-fréquence dans le cadre de notre collaboration avec le CEA-LETI pour le projet MIMOSA (cf. Introduction). Pour cela, nous présenterons dans le chapitre suivant, les particularités des systèmes RFID ainsi que les besoins en modélisation comportementale qu'elles impliquent.

CHAPITRE III

SYSTEMES RFID UHF ET MICRO-ONDES

3.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de présenter un exemple de système mixte et RF dont la conception s'inscrit complètement dans la méthodologie exposée dans le chapitre précédent. Les systèmes d'identification par radio fréquence ou RFID (Radio Frequency IDentification) constituent pour cela un point de rencontre entre plusieurs domaines technologiques : rencontre entre les technologies radar, la microélectronique et les télécommunications.

Dans ce chapitre, une introduction générale aux systèmes RFID sera tout d'abord présentée dans la section 3.2. La section 3.3 est quant à elle dédiée à l'état de l'art des architectures des systèmes RFID UHF, dont la modélisation est au cœur de notre collaboration avec le CEA-LETI. Pour finir, nous terminerons ce chapitre par la formulation de notre problématique dans le cadre de la conception des systèmes RFID UHF.

3.2 Présentation générale des systèmes RFID

3.2.1 Applications et marché de la RFID

La popularité actuelle des systèmes d'identification par radiofréquence est principalement due aux besoins croissants en traçabilité de toute sorte de produits. Cette dernière est définie comme étant « l'aptitude à retrouver l'historique d'un article ou d'une activité au moyen d'une identification enregistrée »[AFNOR-http]. Ainsi, que ce soit dans les domaines de la grande ou petite distribution, de la production ou de la logistique, la traçabilité est aujourd'hui un facteur majeur d'efficacité commerciale [Traçabilité-http]. En plus de cette dimension économique, la traçabilité joue un rôle sécuritaire important. Elle est d'ailleurs aujourd'hui obligatoire dans les domaines alimentaire et pharmaceutique et ses applications s'étendent rapidement à de nombreux secteurs d'activités, comme par exemple le suivi et l'identification de bagages dans les aéroports.

Encore aujourd'hui, la principale technique de traçabilité reste l'identification à l'aide de code-barres. Leurs principaux avantages sont leur faible coût, leur robustesse et la présence de normes d'utilisation bien établies. Mais un code-barre ne peut contenir qu'une information limitée et forcément figée dans le temps. De plus, sa lecture nécessite une visibilité optique directe et donc une utilisation dans un espace restreint. Afin de contourner ces inconvénients, le remplacement de ces code-barres par des puces

électroniques communicant par ondes électromagnétiques semble être une solution ingénieuse. En effet, l'information contenue dans une puce électronique est non seulement plus grande que celle contenue dans un code-barre, elle peut aussi être dynamique. Plus encore, un transfert sans contact de données entre la puce et le lecteur par ondes électromagnétiques permet de s'affranchir de la condition de visibilité directe. Ces considérations expliquent le succès des systèmes RFID pour les applications de traçabilité. D'après [Finkenzeller-03], plus de 75% des applications RFID étaient dédiées en 2002 aux secteurs des transports, de la distribution et de l'industrie, comme indiqué sur la Fig.3.1.

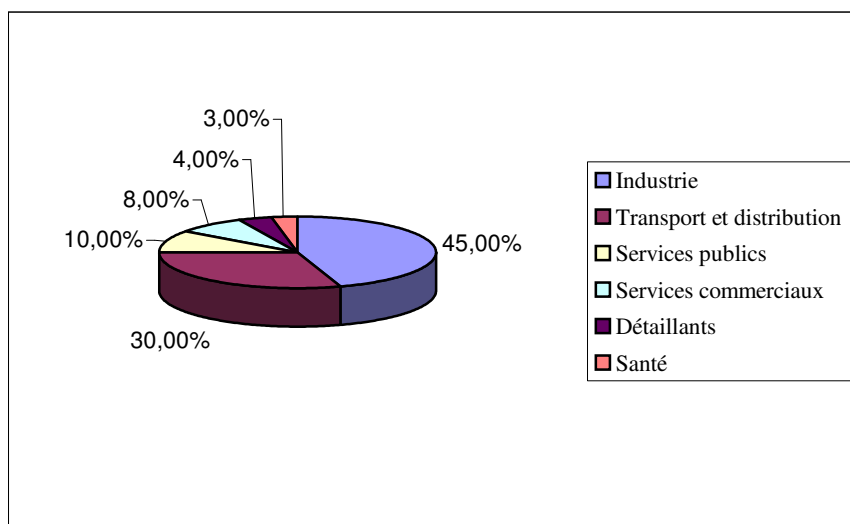


Fig.3.1. Répartition des applications RFID par secteur d'activité [Bechevet-05]

L'augmentation vertigineuse des applications de cette technologie fait du marché de la RFID, le secteur d'activité qui présente la plus grande courbe de progression à l'échelle mondiale, de pair avec celui de la téléphonie mobile [Finkenzeller-03]. La Fig.3.2 montre que celui-ci dépassera les 20 milliards de Dollars américains vers 2013. Selon les prévisions de [AMR-03], nous remarquons que les applications du secteur industriel (Supply Chain Infrastructure) sont aujourd'hui celles qui dominent le marché et que le secteur de la distribution et du stockage (Item-Level Tagging) sera, à partir de 2010, le secteur dominant.

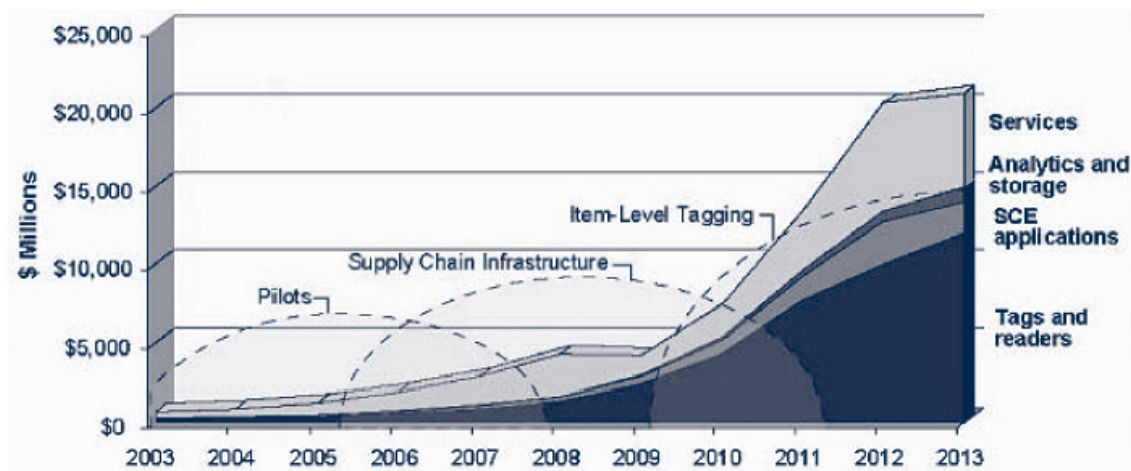


Fig.3.2. Evolution prévisionnelle du marché de la RFID [AMR-2003]

Ces prévisions économiques posent deux défis majeurs aux fabricants de puces RFID sur lesquels dépend la rentabilité du marché [VT-05] : le coût de fabrication des puces RFID et la normalisation.

Il est clair que le coût de fabrication d'une puce RFID sera pour longtemps encore plus cher que l'impression d'un code-barre, mais le progrès qu'apporte un tel dispositif à la production, la gestion et la distribution d'un produit, fait que le retour sur investissement sera vraisemblablement très important [Paret-01]. D'après [IDC-04], le coût moyen d'une puce RFID était en 2004 de 0,5 Dollar américain pour un volume mondial de puces vendues de 510 millions d'unités. Cette étude stipule que pour que ce marché devienne rentable, le coût de production d'une puce RFID se doit d'être inférieur à 0,05 Dollar pour un volume de vente de 20 milliards de puces par an. Or, d'après les prévisions de plusieurs sociétés d'analyse du marché de l'électronique [AMR-03][VT-05], la fabrication d'une puce RFID à moins de 0,1 Dollar est un objectif qui ne sera atteint qu'en 2010.

Le deuxième défi essentiel que pose la technologie RFID est celui de la normalisation [Paret-01]. Elle est censée garantir le bon fonctionnement des systèmes RFID tout en évitant de nuire aux utilisateurs et aux autres systèmes existants. La normalisation au niveau international permet surtout d'endiguer la prolifération de systèmes propriétaires afin de préserver la dimension mondiale du marché de la RFID et donc de maximiser les volumes de vente.

Ces deux préoccupations influencent directement les solutions techniques retenues par les concepteurs de systèmes RFID. Dans les paragraphes suivants, après une brève présentation du principe de fonctionnement des systèmes RFID (section 3.2.2), nous présenterons les différentes catégories de systèmes existants (section 3.2.3) puis nous exposerons les grandes lignes des normes et réglementations existantes (section 3.2.4).

3.2.2 Principe de fonctionnement

Un système RFID est composé de deux entités qui communiquent entre elles :

- Un tag ou étiquette intelligente (aussi appelé transpondeur), associé à l'élément à identifier. Il est capable de répondre à une demande venant d'un lecteur.
- Une station de base ou lecteur RFID qui a pour mission d'identifier le tag. Le lecteur envoie une onde électromagnétique en direction de l'élément à identifier. En retour, il reçoit l'information renvoyée par le tag.

La Fig.3.3 montre comment un système RFID peut être utilisé dans quelques exemples d'application.

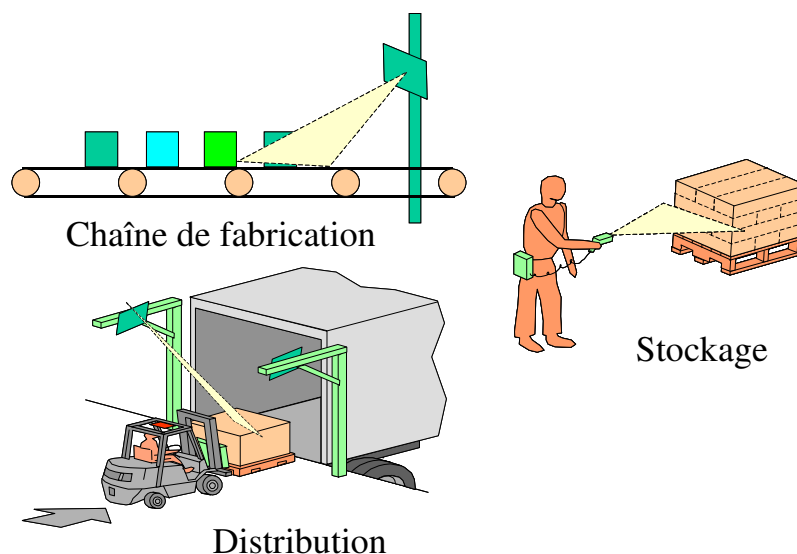


Fig.3.3. Exemples d'application des systèmes RFID [Sridhar-05]

La Fig.3.4 présente le fonctionnement général d'un système RFID. Le lecteur agit généralement en maître par rapport au tag ; si le tag est dans la zone de rayonnement du lecteur, ce dernier l'active en lui envoyant une onde électromagnétique et entame la communication. Le lecteur est relié à un ordinateur qui récupère l'information pour la traiter selon l'application souhaitée. Un lecteur RFID est donc chargé de l'interface avec le système global relatif à l'application et de la gestion de l'identification des tags qui se présentent à lui. Il existe plusieurs protocoles de communication et de familles de systèmes RFID que nous présenterons succinctement dans la section 3.2.3.

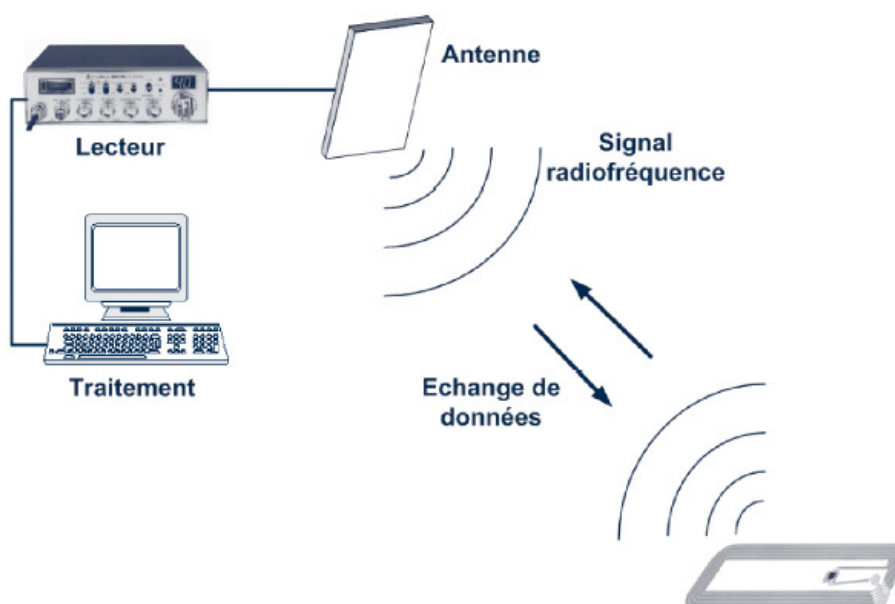


Fig.3.4. Fonctionnement d'un système RFID [Hauet-06]

Quant au tag, il est composé d'une puce électronique et d'une antenne, tous deux assemblés dans un « package ». La Fig.3.5 présente un exemple de tag où l'on distingue ses éléments constitutifs.

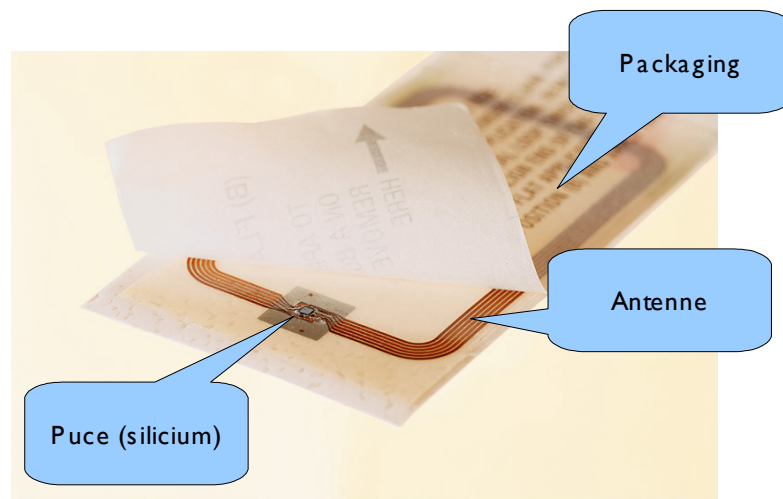


Fig.3.5. Composition d'un Tag RFID [RFIDpr-http]

La particularité des systèmes RFID réside dans la manière qu'utilise le tag pour se faire comprendre par le lecteur. Contrairement aux systèmes de communications classiques, le tag ne possède pas de chaîne d'émission RF. Afin de communiquer une information au lecteur, il va agir sur le signal incident qu'il reçoit : c'est la perturbation qu'il engendre sur ce signal qui est porteuse de l'information. Cette technique sera étudiée en détail dans la suite de notre étude.

3.2.3 Différentes catégories de systèmes RFID

Il existe plusieurs familles de systèmes RFID dont les principaux critères de différenciation sont la fréquence de fonctionnement et la nature de la source d'alimentation du tag. En plus de ces critères physiques, il existe une classification des systèmes RFID en fonction du protocole de communication [Paret-01] [Finkenzeller-03]. Dans cette partie, nous nous limiterons à la présentation des différentes familles de systèmes RFID différenciées en fonction des critères physiques.

3.2.3.1 Tags télé-alimentés et tags avec alimentation propre

Les tags RFID peuvent être télé-alimentés ou posséder leur alimentation propre. Les tags dits passifs ne comportent pas de pile, ils tirent l'énergie nécessaire à leur alimentation du signal RF envoyé par la station de base. Le courant induit aux bornes de l'antenne du tag suffit à l'activer et à permettre l'envoi d'une réponse, généralement courte.

Les tags actifs possèdent quant à eux une alimentation propre qui leur permet de fonctionner à de plus grandes distances (de plusieurs dizaines de mètres) que les tags passifs et surtout d'échanger un plus grand nombre d'information. La grande majorité des tags RFID existants aujourd'hui sont de type passif et sont donc destinés à des applications nécessitant de courtes distances de fonctionnement. Dans la suite de notre exposé, nous nous limiterons à l'étude des tags passifs.

Enfin, notons que c'est toujours l'application qui dicte la nature du tag RFID à utiliser, que ce soit en terme de performance ou de forme géométrique du tag.

3.2.3.2 Systèmes RFID basses fréquences

Les systèmes RFID basse fréquence (moins de 30 MHz) fonctionnent généralement pour des distances de communication faibles allant de 0 à 1 mètre [Finkenzeller-03]. Cette limitation en distance de fonctionnement est principalement due à la nature du rayonnement des antennes pour cette gamme de fréquences. En effet, le lien RF entre les antennes du lecteur et du tag se fait par couplage inductif ou capacitif. Dans ces conditions, la distance entre le lecteur et le tag est très petite devant la longueur d'onde du signal, nous sommes donc en champ proche. Cela implique que les lois qui permettent d'étudier ce type de lien RF sont de nature électrostatique ou magnétostatique, comme par exemple pour l'étude d'un transformateur.

Les systèmes RFID fonctionnant en couplage capacitif sont destinés à des applications dites de presque contact [Paret-01]. En effet, la lecture se fait pour un tag situé entre 0 et 1 cm de la station de base. Le couplage capacitif garanti une télé-alimentation robuste et importante ce qui permet l'intégration dans le tag de composants complexes comme un microprocesseur par exemple. Ce type de système est utilisé pour des applications dites « évoluées » comme le paiement sécurisé ou le contrôle d'accès [Finkenzeller-03].

Le fonctionnement en couplage inductif permet des distances de fonctionnement plus grande que pour un couplage capacitif, allant jusqu'à 1 mètre. La Fig.3.6 présente le schéma de principe d'un couplage magnétique. Dès que l'antenne du tag entre dans le champ produit par le lecteur, le tag est activé et alimenté. Ensuite, la manière avec laquelle le tag perturbe le champ permet au lecteur d'identifier le tag. Plus de 90% des systèmes RFID actuellement utilisés fonctionnent avec ce type de tag.

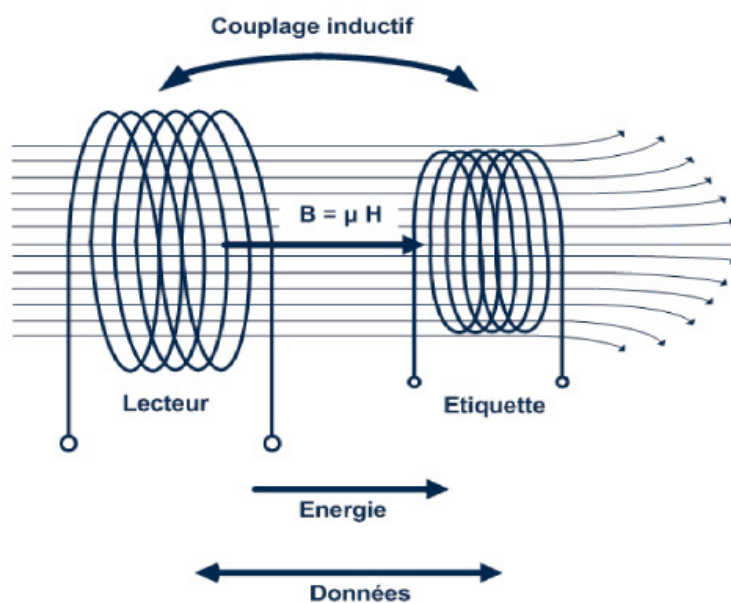


Fig.3.6. Couplage magnétique en champ proche [Hauet06]

3.2.3.3 Systèmes RFID UHF et micro-ondes

Dès lors que l'application impose de plus grandes distances de communication ou un plus grand débit d'échange d'information, les systèmes RFID fonctionnant en UHF et micro-ondes sont préférés. Dans ce cas, les phénomènes de rayonnement n'obéissent plus aux lois du couplage, mais à ceux de la propagation ; on dit que la communication se produit en

champ lointain. Ainsi, l'amplitude du champ propagé décroît en $1/d$, d étant la distance entre le lecteur et le tag, au lieu d'une décroissance en $1/d^3$ pour le champ proche [Balanis-05]. La frontière théorique entre le champ proche et le champ lointain se situe à une distance de $\lambda/2\pi$ de l'antenne, λ étant la longueur d'onde du signal [Balanis-05]. Là encore, le tag récupère l'énergie contenue dans l'onde électromagnétique émise par le lecteur pour s'alimenter.

Quant à la communication descendante, du tag vers le lecteur, elle est assurée par la technique de rétro-modulation ou « backscattering ». Cette technique est basée sur le principe de la réflexion d'une partie de l'onde électromagnétique envoyée par le lecteur. En effet, en variant le coefficient de réflexion au niveau de l'interface entre l'antenne du tag et la puce, l'onde incidente est plus ou moins densément réfléchi. La variation de ce coefficient de réflexion résulte d'une variation de l'impédance d'entrée de la puce, créant ainsi une désadaptation d'impédance. C'est pourquoi cette technique est aussi appelée la technique de modulation de charge. Son mécanisme de fonctionnement sera étudié en détail dans notre paragraphe consacré à l'architecture des tags RFID UHF (section 3.3.2).

Si les systèmes RFID UHF permettent des distances de fonctionnement et un débit d'échange d'information plus importants, ils sont en contrepartie plus complexes que les systèmes à couplage. De plus, la propagation est plus sensible aux interférences que le phénomène de couplage ce qui peut être gênant pour certaines applications (propagation dans un liquide par exemple).

A chacune des familles de systèmes RFID précitées correspond une normalisation bien précise qui permet de fixer par exemple les fréquences permises de fonctionnement ou les niveaux de puissances autorisés. Ces considérations font l'objet du paragraphe suivant.

3.2.4 Régulations et normes RFID

Comme pour tout système destiné à être commercialisé, il existe plusieurs normes régissant le domaine de la RFID. Celles-ci ont pour objectif d'harmoniser le secteur de la RFID afin de faciliter l'accès au marché et donc d'augmenter les volumes de ventes. De plus, elles doivent garantir l'interopérabilité des systèmes RFID et bien sûr, protéger l'utilisateur des dangers que cette technologie peut éventuellement provoquer au niveau de la santé et du respect de la liberté individuelle [Traçabilité-http]. A ce jour, deux organisations proposent des normes pour les systèmes RFID : l'ISO et l'EPC Global. Avant de présenter brièvement ces dernières, le paragraphe suivant expose les régulations auxquelles doivent satisfaire les systèmes RFID.

3.2.4.1 Régulations concernant les fréquences d'utilisation et les puissances d'émission

Les systèmes RFID, comme tout système radio, doivent obéir aux réglementations d'allocation des fréquences. Ainsi, la technologie RFID ne peut utiliser que les gammes de fréquences allouées aux applications industrielles, scientifiques ou médicales, appelées bandes ISM (Industrial Scientific Medical). Ces bandes présentent l'avantage d'être libre de droit mais elles ne bénéficient pas d'une harmonisation au niveau international et sont utilisées par bien d'autres technologies de communication sans fil. La Fig.3.7 présente les fréquences autorisées et retenues pour les applications RFID.

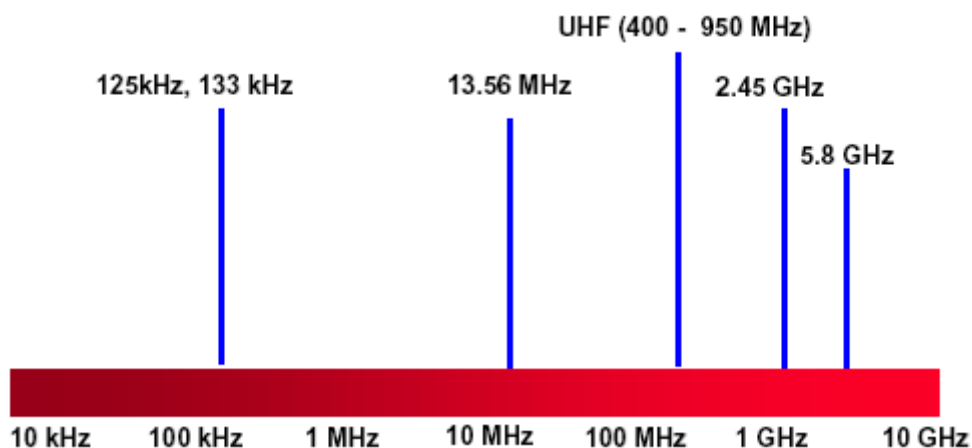


Fig.3.7. Fréquences autorisées et retenues pour les applications RFID

Pour les systèmes RFID fonctionnant en couplage inductif, les fréquences 125 kHz-133kHz et 13,56 MHz font aujourd'hui l'objet d'un consensus international mais ce n'est pas encore complètement le cas pour les hautes fréquences UHF (400-950 MHz) et micro-ondes (2,45 GHz et 5,8 GHz) [VT-05].

En ce qui concerne les niveaux de puissances autorisés, les réglementations varient fortement en fonction des pays. Les puissances permises aux Etats-Unis sont supérieures à celle permises en Europe. Le tableau.3.1 donne un aperçu des puissances maximales autorisées en Europe et aux Etats-Unis pour les différentes fréquences de communication. Ces données sont celles proposées par les instances de régulation ETSI (European Telecommunications Standard Institute) pour l'Europe et FCC (Federal Communications Commission) pour les Etats-Unis [Finkenzeller-03] [Paret-01].

Région	Bande de fréquence	Puissance maximale autorisée
Europe	13,56 MHz	42 dB μ A / m @ 10 m
Europe	865,5-867,6 MHz	2 W ERP
Europe	869,4-869,5 MHz	0,5 W ERP
Europe	2,400-2,4835 GHz	0,5 W ERP en extérieur
Europe	2,400-2,4835 GHz	4 W ERP en intérieur
Etats-Unis	902-928 MHz	4 W EIRP
Etats-Unis	2,400-2,4835 GHz	4 W EIRP

tableau.3.1. Puissances autorisées en fonction des principales fréquences de communication

Dans le tableau.3.1, les puissances maximales autorisées sont exprimées en Watt pour les fréquences UHF et micro-ondes (bandes 800-900 MHz et 2,4-2,5 GHz). Mais ces puissances sont calculées différemment en Europe et aux Etats-Unis. En Europe, l'unité est le Watt calculé en ERP (Effective Radiated Power) alors qu'aux Etats-Unis, l'unité est toujours le Watt mais calculé en EIRP (Equivalent Isotropic Radiated Power). La méthode de calcul américaine se base sur une normalisation de la puissance par rapport à une antenne témoin isotrope [Balanis-05]. Le rapport entre les deux unités est le suivant : 1W ERP=1,62 W EIRP. En ce qui concerne les systèmes fonctionnant en champ proche

(autour de 13,56 MHz), c'est l'intensité maximum du champ en A/m qui est spécifiée.

3.2.4.2 Standard ISO

L'ISO est une organisation basée à Genève et ses normes font souvent office de loi dans plusieurs pays. Cette organisation s'est intéressée à la RFID afin de définir les règles à respecter par les étiquettes destinées à la traçabilité d'objets, et cela dans les principales gammes de fréquences mentionnées dans la Fig.3.7. La Fig.3.8 présente les principales normes techniques développées par l'ISO qui réglementent les paramètres de communication, comme la fréquence de fonctionnement, la bande passante, la puissance d'émission maximum, le type de modulation, le codage, le débit, le protocole de communication et bien d'autres paramètres essentiels.

Références	Fréquences concernées	Intitulé	Statut
18000-1	Vocabulaire et définitions	RFID pour la gestion d'objets - Partie 1 : Architecture de référence et définition des paramètres à normaliser	Publiée le 13 septembre 2004
1800-2	<135 kHz	RFID pour la gestion d'objets - Partie 2 : Paramètres de communications d'une interface d'air à moins de 135 kHz	Publiée le 13 septembre 2004
18000-3	13,56 MHz	RFID pour la gestion d'objets - Partie 3 : Paramètres de communications d'une interface d'air à 13,56 MHz	Publiée le 13 septembre 2004
18000-4	2,45 GHz	RFID pour la gestion d'objets - Partie 4 : Paramètres de communications d'une interface d'air à 2,45 GHz	Publiée le 31 août 2004
18000-5	5,8 et 5,9 GHz	RFID pour la gestion d'objets - Partie 5 : Paramètres de communications d'une interface d'air à 5,8 GHz	Arrêtée faute de consensus
18000-6	900 MHz	RFID pour la gestion d'objets - Partie 6 : Paramètres de communications d'une interface d'air entre 860 MHz et 960 MHz	Publiée le 31 août 2004
18000-7	433 MHz	RFID pour la gestion d'objets - Partie 7 : Paramètres de communications actives d'une interface d'air à 433 MHz	Publiée le 12 décembre 2005

Fig.3.8. Normes ISO 18000 pour la standardisation des systèmes RFID [Hauet-06]

Notons que les normes citées dans la Fig.3.8 sont des normes techniques qui concernent l'identification d'objets. Il existe aussi des normes applicatives qui concernent d'autres types d'applications comme l'identification d'animaux ou les systèmes anti-vol par exemple. Un exposé de l'ensemble de ces normes et de leurs implication est disponible dans [VT-05] et [Finkenzeller-03].

3.2.4.3 Standard EPC Global

EPC Global [EPC-http] développe des standards uniquement pour les applications d'identification d'objet. Ces normes gèrent, en plus des spécifications techniques, la structure des données et donc l'allocation des numéros d'identification spécifiques à chaque tag [Finkenzeller-03]. En effet, c'est ce dernier point qui fait la force de l'initiative EPC Global car elle est portée par les organismes qui gèrent déjà les normes d'utilisation des code-barres. En plus de ces organismes et de grands acteurs industriels [EPC-http], plusieurs laboratoires de recherche se sont associés au sein de l'auto-ID center [Auto-ID-http] afin d'appuyer l'initiative EPC global. Notons enfin qu'en 2006, il y a eu une proposition de convergence entre les normes EPC Global et ISO pour l'identification d'objet à l'aide de systèmes fonctionnant en UHF.

3.3 Etat de l'art des architectures des systèmes RFID UHF et micro-ondes

Des considérations développées dans la section précédente, il apparaît clairement que les architectures des systèmes RFID dépendent étroitement de la nature des applications auxquels ces systèmes sont destinés ainsi que des réglementations et des normes qui leur correspondent. Dans cette section, nous nous limiterons à la présentation des procédures de communication et des architectures relatives aux systèmes RFID fonctionnant en UHF et micro-ondes. En effet, la conception de tels systèmes mêlant traitement numérique, fonctions analogiques et phénomènes de propagation radio fréquence, représente un excellent cas d'étude qui nous permettra, dans la suite de notre étude, d'illustrer notre contribution à la méthodologie de conception des systèmes mixtes et RF.

3.3.1 Protocoles de communication

Nous avons vu dans le paragraphe 3.2.3.1 que les systèmes RFID UHF et micro-ondes sont télé-alimentés. La communication consiste donc en un transfert de données associé à un transfert d'énergie. La communication des données est bidirectionnelle : la communication du lecteur vers le tag est appelée liaison montante (uplink) et la réponse du tag vers le lecteur est appelée liaison descendante (downlink). La Fig.3.9 illustre le principe d'une communication RFID.

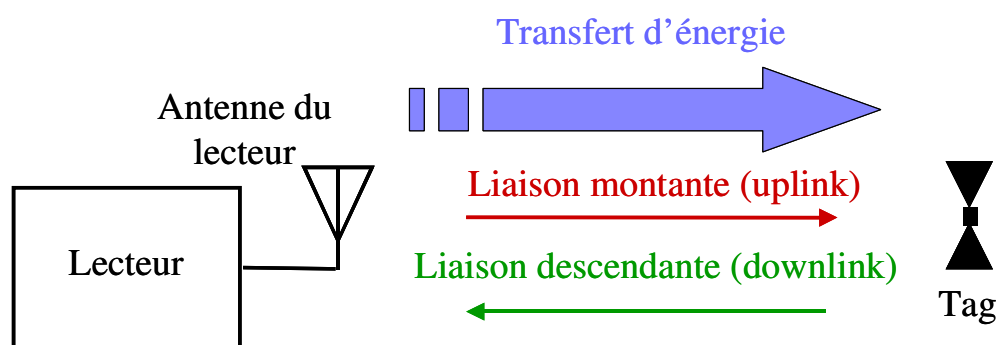


Fig.3.9. Représentation schématique d'une communication RFID

On distingue deux types de procédures de communication entre le lecteur et le tag : celles qui utilisent un transfert d'énergie continu et celles qui le font de manière séquentielle. Parmi, les procédures à transfert continu d'énergie, certains systèmes y associent un transfert de données bidirectionnel simultané (FDX pour Full Duplex) et d'autres un transfert alterné (HDX pour Half Duplex). Pour les systèmes à transfert séquentiel de l'énergie, seul le transfert alterné des données est possible. Ces différentes procédures sont représentées dans le tableau.3.2.

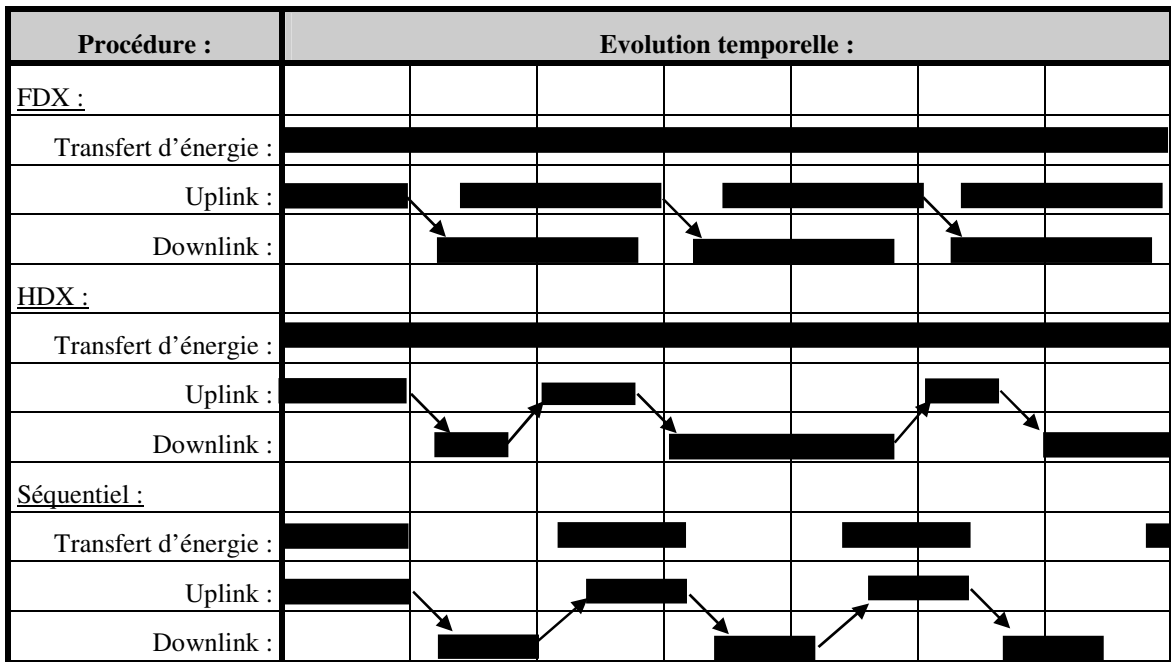


tableau.3.2. Principales procédures de communication RFID [Finkenzeller-03]

Comme toujours en RFID, le choix d'un protocole plutôt qu'un autre dépend de l'application visée. Dans la suite de notre étude, nous ne considérerons que les systèmes RFID UHF et micro-ondes fonctionnant en transfert continu d'énergie et transfert alterné de données : c'est le cas HDX du tableau.3.2.

Dans le cas d'une procédure HDX, le protocole de communication entre le lecteur et le tag est généralement composé de trois phases temporelles [Paret-01] [Finkenzeller-03] :

- Phase de réveil du tag : le lecteur envoie une onde électromagnétique vers le tag pour lui permettre de récupérer l'énergie nécessaire à son fonctionnement et de se mettre dans un état d'attente des instructions à venir du lecteur.
- Phase d'instruction : le lecteur envoie un message au tag. C'est une transmission numérique sur porteuse qui assure cette communication. Cette transmission se traduit en réalité par une variation de l'onde électromagnétique envoyée. Or, parallèlement à l'envoi des instructions, le lecteur doit continuer à assurer l'alimentation du tag. Ainsi, un compromis doit être trouvé lors de la mise en forme du signal envoyé par le lecteur afin d'assurer ces deux fonctions. Cette mise en forme nécessite donc un choix judicieux du codage de l'information, de la technique de modulation et des temps de transmissions. Les normes citées dans la section 3.2.4 proposent plusieurs protocoles de communication optimisés selon les types d'application. Les différents choix possibles sont présentés et discutés dans [Paret-01] et [Finkenzeller-03]. Cette question sera aussi abordée dans le chapitre V de notre étude, lors de la présentation de notre modèle VHDL-AMS d'un système RFID 2,45 GHz.
- Phase de lecture : le lecteur reçoit la réponse du tag. Ce dernier, après réception des instructions du lecteur, se met en mode rétro-modulation. Ainsi, par la technique du même nom que nous avons expliqué dans le paragraphe 3.2.3.3, le tag se fait comprendre en réfléchissant plus ou moins l'onde incidente. Or, là encore, un compromis doit être trouvé entre ce transfert de données descendant et la puissance que le tag doit continuer à absorber afin d'assurer son alimentation. La rétro-

modulation est le point le plus critique du flot de conception des systèmes RFID : c'est généralement sa qualité qui détermine les performances générales d'un système RFID. Nous détaillerons ce point dans la dernière section de ce chapitre (section 3.4).

Suite à ce bref exposé d'un protocole de communication simplifié des systèmes RFID UHF et micro-ondes, les deux sections suivantes sont dédiées à la présentation de quelques architectures classiques des tags et lecteurs permettant de réaliser ce type de communication.

3.3.2 Architecture des tags RFID UHF et micro-ondes

3.3.2.1 Description générale de l'architecture d'une puce RFID UHF ou micro-ondes

La Fig.3.10 présente un schéma bloc fonctionnel d'un tag communicant selon le protocole HDX (section 3.3.1). Nous y distinguons trois fonctions principales : la récupération d'énergie, la réception du signal informatif et la rétro-modulation.

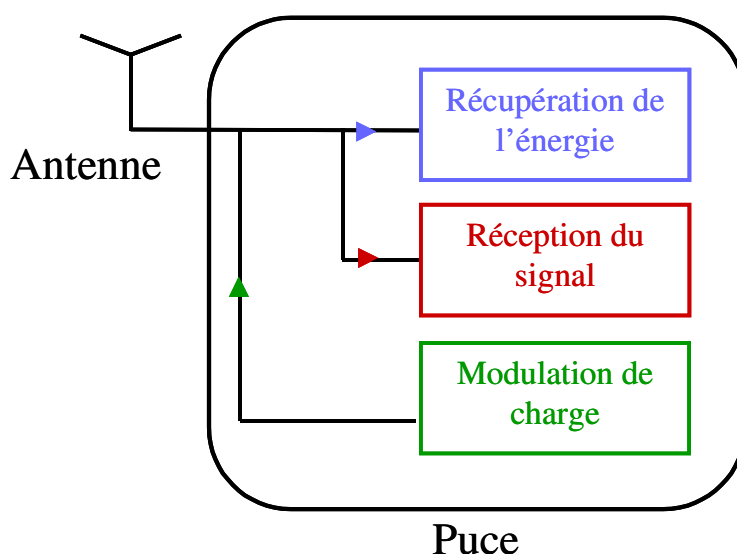


Fig.3.10. Schéma bloc fonctionnel d'un tag RFID UHF ou micro-ondes

La fonction de récupération d'énergie est généralement assurée par un redresseur qui permet de récupérer une tension continue à partir du signal RF capté par l'antenne. C'est cette tension qui doit permettre l'alimentation du tag. Souvent, le redresseur est suivi d'un régulateur ou d'un limiteur de tension afin de stabiliser la tension et de protéger la puce des risques de surtension [Curty-2-05] [De Vita-05]. Il existe plusieurs architectures capables de réaliser cette fonction de redressement, les principales sont présentées et comparées dans [Zhu-04].

La fonction de récupération du signal informatif est généralement assurée par une chaîne de réception classique comprenant un démodulateur, un filtre en bande de base et un convertisseur analogique/numérique. Le décodage ainsi que le traitement de l'information est réalisé en numérique, le plus souvent à l'aide d'un système logique simple [Curty-2-05] [Karthaus-03] [Yeoh-05].

Enfin, la fonction de rétro-modulation est assurée par un système de modulation de la charge à l'entrée de l'antenne. Cette dernière est souvent directement commandée par la

partie numérique du tag. Nous étudierons en détail les techniques de modulation de charge dans le paragraphe (3.3.2.2) suivant.

En guise de résumé, la Fig.3.11 donne un exemple d'architecture d'un tag RFID UHF ou micro-ondes. Nous y distinguons une partie RF (Front-End RF), une partie analogique basse fréquence où se fait le traitement en bande de base et une partie numérique.

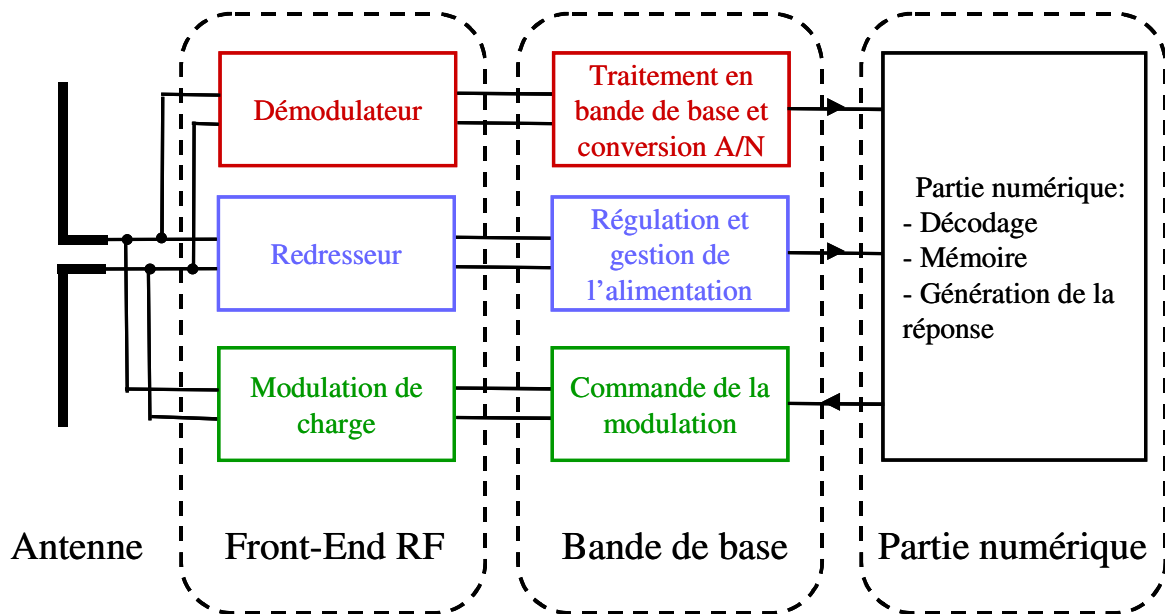


Fig.3.11. Architecture d'un tag RFID UHF ou micro-ondes

3.3.2.2 Techniques de rétro-modulation

Nous avons défini la technique de modulation de charge comme étant une variation du coefficient de réflexion au niveau de l'interface entre l'antenne du tag et la puce. Physiquement, elle consiste en une variation de l'impédance d'entrée de la puce, créant ainsi une désadaptation d'impédance avec l'antenne. Or, pour modifier une impédance, on peut faire varier sa partie réelle ou sa partie imaginaire. Ainsi, en fonction du signal binaire qui commande la modulation de charge et en fonction du type de modulation, le signal incident est plus ou moins réfléchi comme indiqué sur la Fig.3.12. Sur cette figure, l'impédance Z_t représente une charge adaptée à l'impédance de l'antenne. Si la modulation porte sur la partie réelle de la charge (Fig.3.12 a), on réalise alors une modulation ASK (pour Amplitude Shift Keying) et si c'est la partie imaginaire qui est concernée (Fig.3.12 b), c'est une modulation PSK (pour Phase Shift Keying).

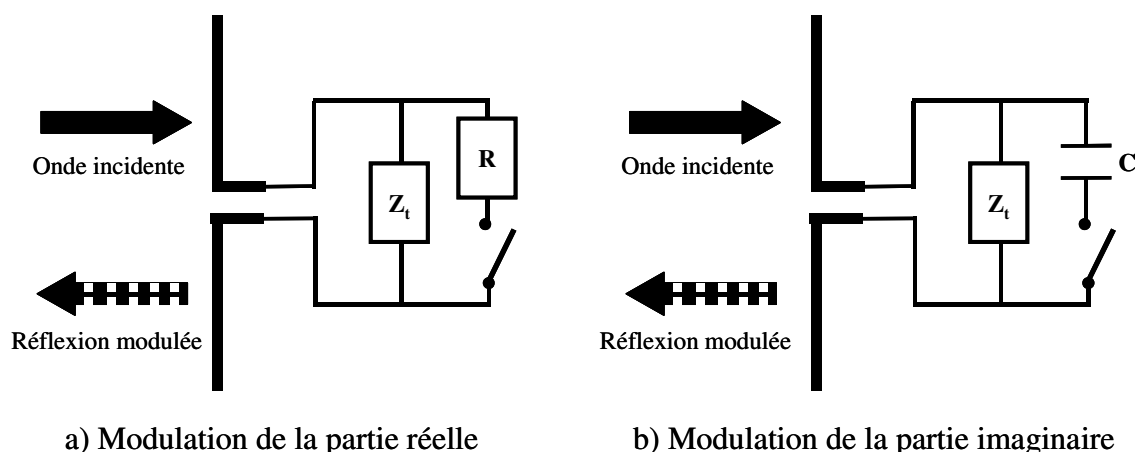


Fig.3.12. Réflexion de l'onde incidente grâce à la technique de modulation de charge : modulation de la partie réelle (a) et de la partie imaginaire (b) [Finkenzeller-03]

La qualité de la modulation est fonction de la facilité avec laquelle on peut différencier les deux états binaires, lors de la démodulation. Pour une modulation ASK, l'idéal serait d'avoir une différence d'amplitude maximum entre l'état haut et l'état bas. Celle-ci est obtenue, par exemple, lorsque l'on passe de l'adaptation parfaite de l'antenne au cas où l'antenne est court-circuitée. Mais cela implique que lorsque qu'il y a réflexion totale de l'onde incidente, la récupération d'énergie devient impossible. C'est pourquoi l'indice de la modulation ASK est généralement choisie de manière à réaliser un compromis entre la récupération de l'énergie et la qualité de la transmission de données.

Quant à la modulation PSK, c'est un déphasage maximum que l'on désire obtenir pour différencier l'état haut de l'état bas. Cette technique présente l'avantage de procurer la même quantité d'énergie au tag, quelque soit l'état binaire du signal modulant, mais la rétro-modulation est plus difficile à détecter [Curty-1-05].

Les normes autorisent les deux types précédents ASK et PSK de modulation pour la rétro-modulation. Mais en pratique, il est à noter qu'il est difficile d'avoir une variation purement réelle ou purement imaginaire lors de la modulation [Finkenzeller-03]. Nous verrons dans le paragraphe 3.3.4 que la plupart des tags RFID UHF et micro-ondes existants réalisent une modulation mixte, en amplitude et en phase.

Pour la grande majorité des tags UHF et micro-ondes existants, le dispositif permettant de réaliser la rétro-modulation est basé sur l'utilisation d'un interrupteur commandé par le signal numérique modulant [Curty-2-05] [Karthaus-03] [Yeoh-05]. Notons cependant l'existence de certaines architectures qui utilisent plutôt des dispositifs à base de capacités variables pour réaliser la rétro-modulation.

Quelque soit la technique de rétro-modulation choisie, la qualité de la réponse du tag dépend directement de l'antenne associée à la puce RFID.

3.3.2.3 Antenne

Le choix de l'antenne d'un tag dépend très étroitement de l'application visée. En effet, la nature de l'objet à identifier, sa taille ainsi que sa localisation par rapport au lecteur imposent l'utilisation d'un type d'antenne plutôt qu'un autre. Par exemple, si l'application visée exige l'identification d'un objet quelque soit sa position par rapport au lecteur, le concepteur aura tout intérêt à choisir une antenne omnidirectionnelle pour le tag. Inversement, l'application peut aussi exiger une directivité forte de l'antenne du tag, afin

par exemple d'augmenter la distance de lecture.

Le deuxième paramètre à prendre en compte est la composition de l'objet à identifier. Si cet objet est métallique par exemple, les antennes Patches ou F-inversés sont préférées pour leur meilleure immunité face à l'influence du métal [Griffin-06]. D'autre part, certaines applications imposent un substrat spécifique pour l'antenne elle-même, comme par exemple un substrat papier ou plastique [Bechevet-05], ou même silicium pour les antennes intégrées [Yeoh-06]. Enfin, des critères tels que le coût de fabrication et les dimensions des antennes sont aussi à prendre en compte lors du choix de ces dernières.

En plus de ces critères directement liés aux applications visées, il faut aussi bien sûr prendre en compte les critères de performance pour choisir une antenne appropriée à un tag. En effet, nous avons vu dans les deux paragraphes précédents (section 3.3.2.1 et 3.3.2.2) que les fonctions de récupération d'énergie et de rétro-modulation dépendent directement de la qualité de l'adaptation entre les impédances de la puce et de l'antenne. Il est donc primordial de prendre en compte les caractéristiques propres de l'antenne comme son impédance d'entrée, sa bande passante et son diagramme de rayonnement, lors de la conception globale du système RFID [Rao-05].

Pour finir, précisons que pour plus de 80% des tags RFID UHF et micro-ondes réalisés aujourd'hui [Paret-01] [Finkenzeller-03], les antennes utilisées sont des antennes du type dipôle ou dipôle modifié. Ce type d'antenne présente l'avantage d'être simple à réaliser tout en garantissant des performances acceptables pour le fonctionnement général des systèmes RFID et cela, pour la grande majorité des applications visées aujourd'hui. La Fig.3.13 présente quelques exemples d'antenne de tag RFID UHF et micro-ondes.

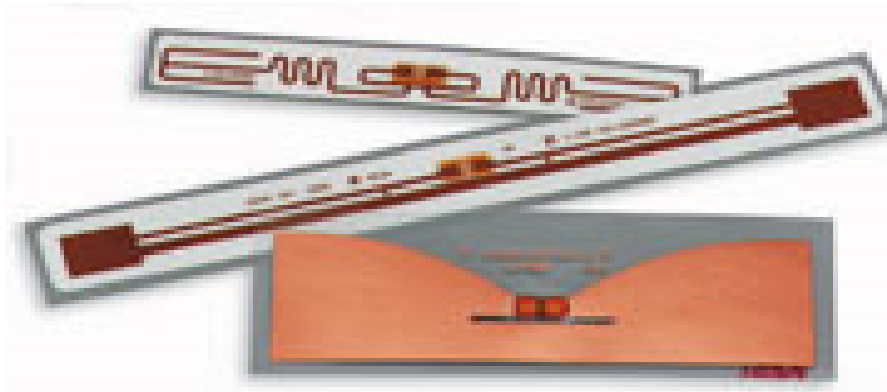


Fig.3.13. Exemples d'antennes de tag [RFidea-http]

3.3.2.4 Packaging de la puce RFID

Le packaging de la puce RFID a une influence directe sur son impédance d'entrée. Selon la technologie de packaging utilisée, des effets parasites de nature résistive, capacitive ou inductive sont produits et doivent donc être pris en compte lors de la conception du tag.

3.3.3 Architecture des lecteurs RFID UHF ou micro-ondes

3.3.3.1 Description générale de l'architecture d'un lecteur RFID UHF ou micro-ondes

Les deux principaux rôles d'un lecteur RFID sont la gestion de l'application et la mise en place de la communication.

La gestion de l'application implique l'implémentation d'un logiciel spécifique ainsi que le contrôle du protocole de communication. Ces tâches sont assurées par une unité de contrôle numérique, classiquement composée d'un microprocesseur, d'une mémoire et d'une interface de commande de la partie en charge de l'établissement de la communication. C'est donc cette unité de contrôle qui génère et met en forme le signal numérique contenant l'information à transmettre au tag et traite en retour, la réponse de celui-ci. Ainsi, en plus de l'implémentation du protocole de communication, l'unité numérique est en charge du codage/décodage des signaux et éventuellement du cryptage/décryptage ou toute autre fonction imposée par l'application.

La communication proprement dite est quant à elle réalisée par un front-end RF composé d'un émetteur et d'un récepteur. Cette partie est donc en charge de la génération d'une porteuse capable de télé-alimenter le tag, de la modulation du signal numérique généré par l'unité de contrôle et enfin, de la démodulation de la réponse. Le schéma bloc de la Fig.3.14 illustre les différentes fonctions du lecteur que nous venons de décrire.

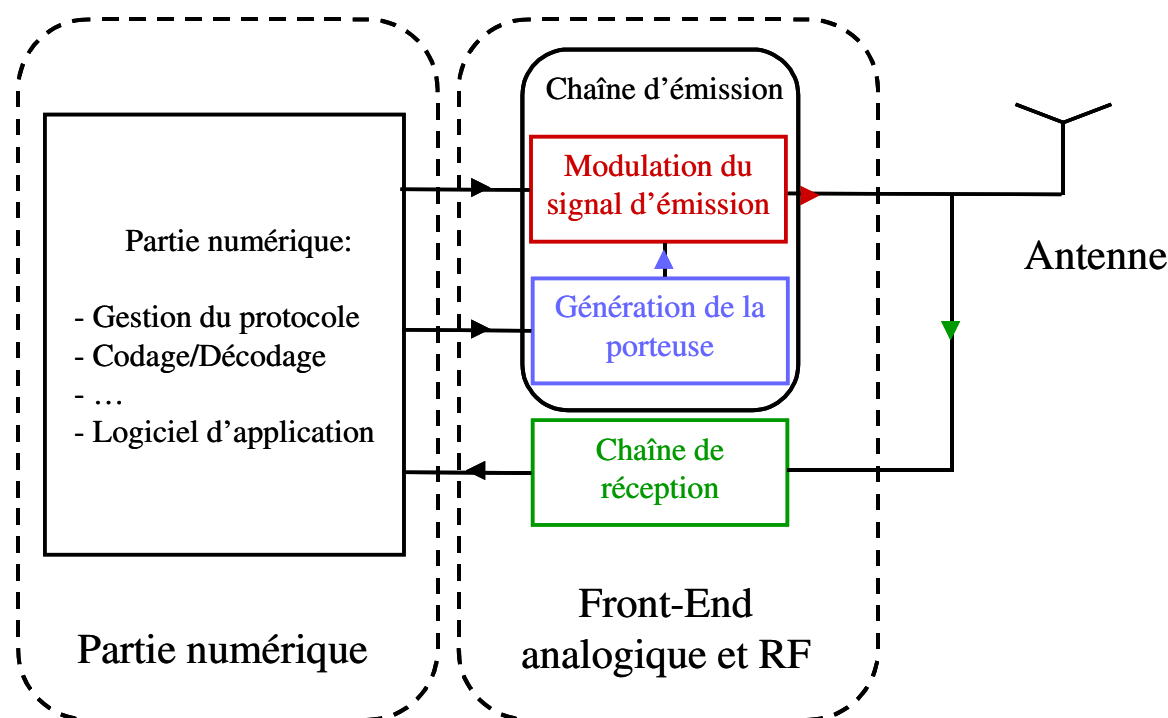


Fig.3.14. Schéma bloc fonctionnel d'un lecteur RFID UHF ou micro-ondes

3.3.3.2 Chaîne d'émission

Un schéma bloc d'une chaîne d'émission classique d'un lecteur RFID est donné en Fig.3.15. Les données arrivent codées de la partie numérique, elles sont filtrées en bande de base puis modulées grâce à une porteuse générée par un oscillateur. Le signal modulé est ensuite amplifié avant d'être transmis.

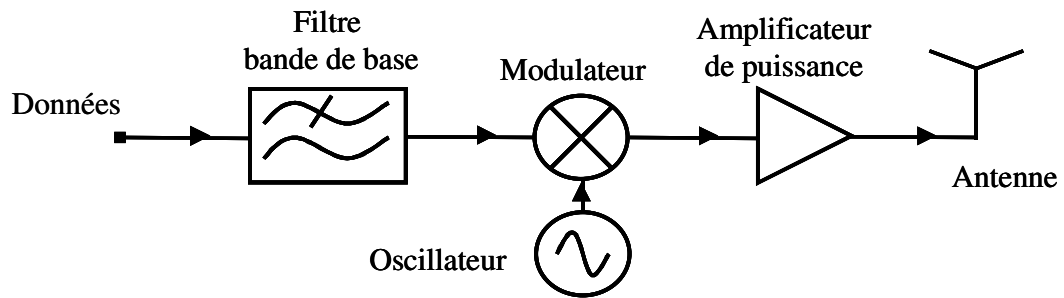


Fig.3.15. Exemple de chaîne d'émission classique

Parmi les différents types de modulation permis par les normes (section 3.2.4) pour la liaison montante, les deux techniques les plus largement utilisées [Curty-1-05] sont la modulation d'amplitude (ASK) et la modulation de la largeur d'impulsion (PWM pour pulse Width Modulation). Ces deux techniques présentent l'avantage de permettre une démodulation facile à réaliser, ce qui permet d'alléger l'architecture du tag. Pour la modulation ASK, c'est généralement un mélangeur classique qui est utilisé. La modulation PWM est quant à elle souvent réalisée par un interrupteur [Han-04].

3.3.3.3 Chaîne de réception

Un schéma bloc de l'architecture classique d'un récepteur est donné en Fig.3.16. Le signal reçu est d'abord amplifié à l'aide d'un amplificateur faible bruit (LNA pour Low Noise Amplifier), filtré puis démodulé.

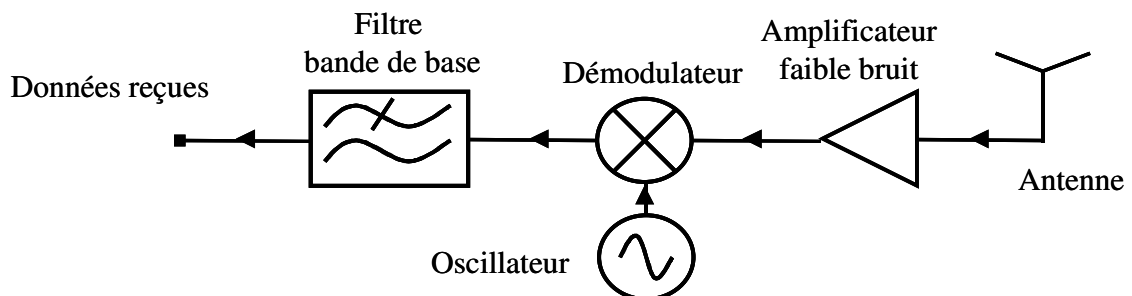


Fig.3.16. Exemple de chaîne de réception d'un lecteur RFID

La démodulation dépend évidemment de la nature de la modulation effectuée par le tag. Or, nous avons vu au paragraphe (3.3.2.2) que celle-ci pouvait être, soit une modulation ASK, soit une modulation PSK, mais que le plus souvent, c'est un mélange des deux qui est effectivement réalisé. C'est pour cette raison que la plupart des lecteurs utilisent un démodulateur I/Q pour pouvoir récupérer le signal modulant [Finkenzeller-03].

3.3.3.4 Antenne et couplage directe

Certains lecteurs RFID possèdent deux antennes, une pour l'émission et une pour la réception. Cela permet certes d'éviter les soucis d'interférences entre les deux chaînes, mais au prix d'un encombrement qui peut être gênant. C'est pourquoi la plupart des lecteurs RFID existants profitent de la réciprocité d'une antenne pour l'utiliser simultanément en émission et en réception. La Fig.3.17 montre quelques exemples d'antenne de lecteur.



Fig.3.17. Exemples d'antenne de lecteur RFID [Traçabilité-http]

La séparation des signaux émis et reçus se fait à l'aide d'un coupleur directionnel ou d'un circulateur. L'architecture type de ce genre de lecteur est donnée en Fig.3.18 [Finkenzeller-03] [Paret-01]. Malheureusement, les coupleurs directionnels et les circulateurs ne sont pas parfaits. L'isolation entre les voies montante et descendante n'est généralement pas suffisante et la perturbation qui vient s'ajouter au signal reçu peut limiter la sensibilité de la réception et donc abaisser considérablement les performances globales du système. Ce défaut est souvent corrigé à l'aide d'un bloc de compensation [Finkenzeller-03] [Paret-01] [Curty-1-05].

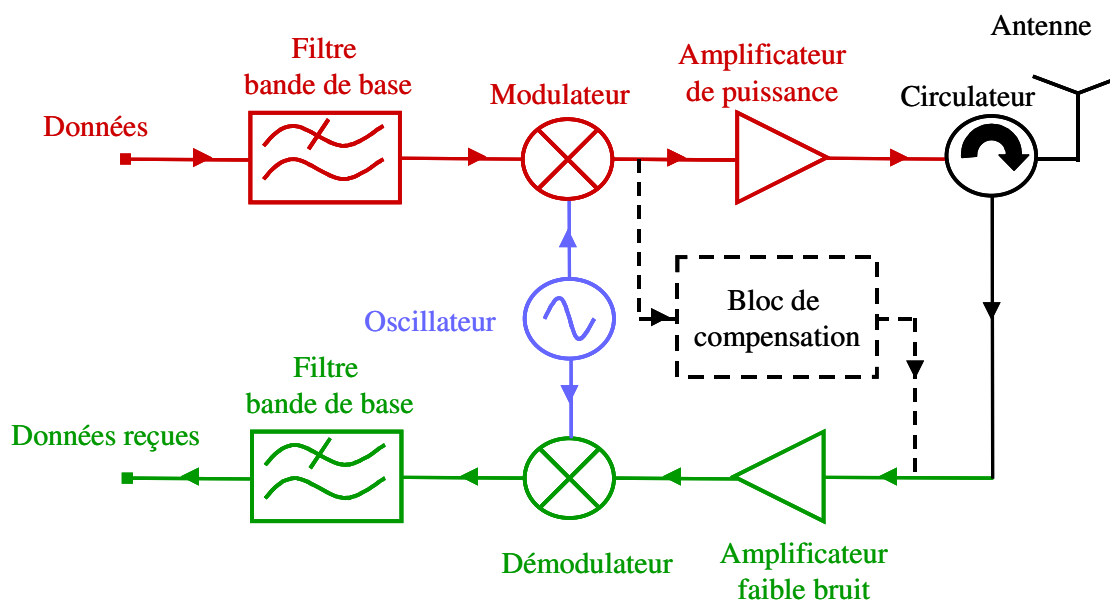


Fig.3.18. Architecture d'un lecteur RFID UHF ou micro-ondes avec une seule antenne

Ces considérations montrent que la sensibilité en réception du front-end RF d'un lecteur RFID dépend, non seulement de sa propre architecture, mais aussi de la qualité de la modulation du signal réfléchi par le tag RFID. Celle-ci dépend à son tour de l'association

antenne/puce au niveau du tag (3.3.2.2). Il apparaît clairement que seule une conception conjointe de l'ensemble du système RFID pourrait permettre l'évaluation et l'optimisation des performances globales du système. Nous montrerons dans la section 3.4, comment la modélisation au niveau comportemental du système apporte une solution à cette problématique.

3.3.4 Exemples de systèmes RFID UHF et micro-ondes existants

Le tableau.3.3 et le tableau.3.4, extraits de [Curty-1-05], présentent les caractéristiques de plusieurs tags disponibles aujourd'hui sur le marché.

Model	Process	Input impedance Ω	Read distance m 4 W EIRP	Forward link	Backward link	Power at antenna μ W	V_{DC} V
Atmel ATA5590	0.5 μ m CMOS Schottky	$6.7 - j \cdot 210$	9.5	PWM 5-80 kbits/s	ASK, PSK 5-80 kbits/s	30	1.5
EM Micro. EM4222	0.5 μ m CMOS Schottky	n/a	n/a	PWM <256 kbits/s	ASK <256 kbits/s	n/a	1
Impinj Zuma	0.25 μ m CMOS SAS	n/a	8 τ /w	PWM 40/80 kbits/s	FSK	42	n/a
Philips Ucode	n/a	n/a	7	ASK 40 kbits/s	AM (ASK) 40 kbits/s	55	n/a
ST XRA00	CMOS	$6.7 - j \cdot 197$	10	PWM 15-70 kbits/s	FSK 30-140 kbits/s	27	1.5

tableau.3.3. Caractéristiques de quelques tags RFID UHF fonctionnant à 900 MHz [Curty-1-05]

Dans les données du tableau.3.3, nous retrouvons les différentes considérations techniques décrites dans cette section. En terme de performance, nous remarquons que les systèmes fonctionnant autour de 900 MHz permettent des distances de fonctionnement supérieures à 7 mètres avec des débits de communication pouvant aller jusqu'à 256 kbits/s. Précisons que ces performances prennent en compte l'utilisation d'antennes optimisées pour chacune des puces présentées.

Model	Process	Input impedance Ω	Read distance m 4 W EIRP	Forward link	Backward link	Power at antenna μ W	V_{DC} V
EM Micro. EM4222	0.5 μ m CMOS Schottky	n/a	1	PWM	ASK	380	1
Philips Ucode	n/a	n/a	1.8	(ASK)	(ASK)	117	n/a
Hitachi μ chip	0.18 μ m CMOS	60	0.4	n/a (none)	ASK	2200	0.5
Atmel Research	0.5 μ m CMOS Schottky	$4 - j \cdot 89$	2.6	PWM	PSK	56	1.5

tableau.3.4. Caractéristiques de tags RFID micro-ondes fonctionnant à 2,45 GHz [Curty-1-05]

Pour les systèmes fonctionnant autour de 2,45 GHz, nous remarquons que les distances de lecture annoncées sont nettement plus faibles que ceux réalisées par les systèmes fonctionnant autour de 900 MHz. D'après [Curty-1-05], cela est dû aux phénomènes parasites inhérents aux technologies utilisées pour cette gamme de fréquence. Notons enfin que plusieurs tags nettement meilleurs en termes de performances sont aujourd'hui annoncés par plusieurs laboratoires de recherche [Curty-1-05] [Karthaus-03] [Yeoh-05].

3.4 Aide à la conception d'un système RFID UHF ou micro-ondes

Dans le cadre du projet MIMOSA (cf. chapitre d'introduction), la conception d'une application RFID 2,45 GHz a été confiée au département circuit et système (DCIS) du CEA-LETI. L'application visée consiste à intégrer un capteur de pression dans un tag RFID. Le lecteur est quant à lui intégré à un téléphone portable. La conception d'un tel système hétérogène a nécessité la mise en œuvre d'un flot de conception Top-Down analogue à celui que nous avons présenté dans le chapitre précédent. Dans cette optique et compte tenue des considérations spécifiques aux systèmes RFID UHF et micro-ondes exposées dans ce chapitre, la simulation conjointe de l'ensemble des composantes du système RFID s'est avérée indispensable. Nous présenterons dans cette section le besoin exprimé par le CEA-LETI en matière de simulation d'un système RFID 2,45 GHz, pour ensuite exposer nos solutions de modélisation.

3.4.1 Nécessité de la simulation système conjointe

Ce sont les étapes du flot de conception qui déterminent les besoins en terme de simulation complète du système RFID 2,45 GHz. Compte tenu du plan de vérification (cf. section 2.2.2) exprimé par le CEA-LETI, nous avons regroupé les différents besoins en trois catégories distinctes : besoins en exploration d'architecture, en évaluation de performances et en optimisation.

3.4.1.1 Besoins en exploration d'architecture

Dans la section 3.3 dédiée à l'état de l'art des architectures de systèmes RFID UHF et micro-ondes, nous avons pu constater la diversité des solutions architecturales possibles. L'exploration des possibilités qu'offrent chacune d'entre elles est une préoccupation majeure des concepteurs. Il serait par exemple judicieux de visualiser très tôt dans le flot de conception, les avantages et les limites de tel ou tel type de codage ou technique de modulation. Cela permettrait de vérifier l'adéquation de la solution retenue avec les exigences du cahier des charges.

Afin de mener à bien cette étape, les concepteurs souhaitent simuler très tôt dans l'avancement du projet les fonctionnalités principales du système RFID. Pour cela, la modélisation du système global au niveau fonctionnel s'avère suffisante. Cette étude a déjà été menée par le CEA-LETI mais sans disposer de modèles fonctionnels du lien RF (antenne-medium-antenne) compatibles avec le reste de la description du système. Il est donc nécessaire d'avoir un modèle fonctionnel décrit en VHDL-AMS de ce dernier, permettant des simulations temporelles et fréquentielles rapides du système RFID global.

La solution généralement retenue est de modéliser le lien RF à l'aide de la formule de Friis [Balanis-05] [Orfanidis-04]. Dans cette optique, les antennes sont simplement représentées par leur gain et la propagation comme étant une atténuation de la puissance de transmission. Notons qu'à ce niveau de description, les entrées/sorties des modèles ne sont pas des nœuds électriques, mais des signaux. Ce type de modèle ne prend donc pas en compte les désadaptations d'impédances et présente surtout l'inconvénient d'être unidirectionnel ; la modélisation complète du système RFID à ce niveau d'abstraction nécessite une modélisation disjointe du lien ascendant et du lien descendant, ce qui limite grandement les possibilités d'évaluation de la rétro-modulation.

Cette solution de modélisation du lien RF au niveau fonctionnel dans le cadre d'une

simulation complète d'un système RFID UHF a été retenue par au moins deux groupes de recherche confrontés à cette même problématique [Han-04] [Derbek-05]. Notons enfin que les deux modèles proposés sont décrits sous Matlab.

3.4.1.2 *Besoins en évaluation de performances*

La deuxième catégorie de simulations nécessaire à la conception des systèmes RFID UHF ou micro-ondes est l'évaluation des performances globales du système. Ces performances doivent être en adéquation avec les exigences de l'application ainsi que des normes en vigueur. Généralement, la principale caractéristique que l'on cherche à évaluer est la distance maximum de communication car elle englobe à elle seule, toutes les caractéristiques du système RFID. D'après les considérations de la section 3.3, l'évaluation de la distance maximum de communication dépend d'un grand nombre de paramètres dont voici les principaux : la puissance d'émission, la qualité des antennes, la puissance minimale d'alimentation du tag, la position du tag par rapport au lecteur, le bruit dans le canal, la sensibilité du tag, la sensibilité du lecteur en réception et la qualité de la rétro-modulation.

L'évaluation de ces paramètres nécessitent à nouveau la simulation complète du système RFID mais avec des exigences bien plus prononcées : la seule modélisation fonctionnelle de l'ensemble ne suffit plus car il est nécessaire de prendre en compte certaines grandeurs électriques et géométriques afin d'obtenir une évaluation réaliste des performances globales du système. Ces exigences concernent plus particulièrement deux parties critiques du système RFID UHF ou micro-ondes : le lien RF et le tag.

En ce qui concerne le lien RF, c'est-à-dire les antennes du lecteur, du tag et le médium de propagation, les principales influences qu'il exerce sur les performances globales du système sont de deux sortes (cf. 3.3.2.3) :

- Influence de l'adaptation des antennes aux front-ends RF du lecteur et surtout du tag sur la qualité de la rétro-modulation.
- Influence de la position du tag par rapport au lecteur et donc influence des diagrammes de rayonnement des antennes ainsi que de leurs polarisations.

Il est nécessaire d'avoir une modélisation précise de l'impédance d'entrée de la puce du tag car d'elle dépend la qualité de la récupération d'énergie et l'efficacité de la technique de rétro-modulation (cf. section 3.3.2.1). Or, la difficulté majeure réside dans le fait que cette impédance d'entrée varie fortement en fonction de l'onde incidente, de la consommation des différents constituants de la puce, du packaging et bien sûr, de la technique de rétro-modulation [Paret-01] [Finkenzeller-03] [Atmel-http].

La prise en compte de ces différents paramètres relatifs au lien RF et au tag est indispensable à l'évaluation des performances globale du système. Dans cette optique, les concepteurs du CEA-LETI ont besoin de modèles capables de réaliser ce type d'évaluation en des temps de simulation relativement courts pour pouvoir estimer les performances de leur système et ensuite pouvoir l'améliorer.

3.4.1.3 *Besoins en optimisation*

La dernière catégorie de simulation exigée découle de la précédente. En effet, après l'étape d'évaluation des performances globales, leur optimisation permettrait un gain de temps conséquent pour l'obtention d'un produit final adéquat. Nous nous intéresserons surtout à

l'optimisation de l'association antenne-puce du tag compte tenu de son influence sur les performances globales du système, notamment sur la distance maximale de fonctionnement. Or, l'optimisation implique une certaine souplesse des modèles du lien RF et du tag afin de pouvoir comparer plusieurs solutions. Ce besoin en degré de liberté vient s'ajouter aux exigences de précision et de rapidité de simulation du paragraphe précédent.

3.4.2 Nécessité de la modélisation comportementale du lien RF et du tag

Si les besoins en exploration d'architecture peuvent être satisfaits à l'aide de modèles fonctionnels simples, une tout autre solution de modélisation doit être trouvée pour les besoins en évaluation de performances et en optimisation. Seule la modélisation au niveau comportemental permet de répondre aux exigences relevées au paragraphe précédent. En effet, une modélisation comportementale du lecteur, du lien RF et du tag qui tient compte des comportements indispensables à l'évaluation des performances précitées, est une solution qui devrait permettre la simulation complète du système avec une précision suffisante et en des temps de simulation acceptables, comme nous l'avons établi dans la section 2.4 du chapitre précédent. De plus, ces modèles doivent être robustes aux différents types de simulation (cf. section 2.3.1) tout en admettant les degrés de liberté nécessaires à l'optimisation.

En ce qui concerne la modélisation comportementale du lecteur, il n'y a pas de difficulté majeure à relever. En effet, des bibliothèques d'IPs décrites en VHDL-AMS permettent de réaliser cette tâche. Dans le cadre de notre étude, les concepteurs du CEA-LETI utilisent les modèles d'IPs de la bibliothèque Commlib RF de Mentor Graphics [Mentor-Lib-05] pour la description de leur lecteur. Nous présenterons quelques-unes de ces descriptions lors de la présentation du modèle complet du système RFID en question, dans le chapitre V.

Compte tenu de l'interdépendance des différents composants d'un tag RFID, la modélisation comportementale de ce dernier est plus délicate que celle du lecteur. En effet, nous avons relevé dans la section 3.4.1.2 la considérable dépendance de l'impédance d'entrée de la puce du tag à pratiquement tous les éléments qui le constituent. Cette difficulté a d'ailleurs poussé les concepteurs du CEA-LETI à développer directement un modèle niveau transistor de leur tag pour en évaluer les performances. Malheureusement, ce niveau de description ne permet pas la simulation complète du système à cause des temps de simulations excessivement longs qu'il implique. Il est donc inutilisable tel quel pour l'évaluation des performances globales du système. Pour répondre à cette problématique, nous présenterons dans le chapitre V, notre solution de modélisation d'un tag RFID 2,45 GHz obtenue grâce à une méthodologie de modélisation comportementale du type « meet in the middle ». Notons que dans la littérature, il n'existe que des modèles de tag RFID UHF ou micro-ondes décrit au niveau fonctionnel [Han-04] [Derbek-06] ou des modèles électriques simplifiés qui ne prennent pas en compte les variations de l'impédance d'entrée de la puce [Nikitin-05] [Curty-2-05] [Bechevet-05] [Griffin-06] [Kwon-05] [Penttilä-06].

Quant au problème de la modélisation du lien RF, c'est-à-dire des antennes du tag et du lecteur ainsi que de la propagation, il est généralement traité soit exclusivement au niveau fonctionnel [Han-04] [Derbek-05] [Nikitin-2-06] [Kwon-05] [Penttilä-06] avec les limites que ce niveau de description implique (cf. section 3.4.1.1), soit à l'aide de modèles comportementaux extraits [Miller-99] [Demirkan-05] [Duroc-06] grâce à des méthodes

similaires à celles présentées dans la section 2.4.1 du chapitre II. Ces modèles présentent l'inconvénient d'être lents à simuler et surtout d'être spécifiques à un cas d'utilisation unique (pas de variation de position ou de polarisation possible). Cela rend bien sûr impossible toute utilisation bidirectionnelle du modèle ainsi que toute optimisation rapide du système. Dans le cadre de notre étude, nous sommes confrontés à deux difficultés principales pour la modélisation du lien RF:

- la modélisation du rayonnement dans le cadre des limitations du langage VHDL-AMS
- la prise en compte du comportement électrique des antennes aux interfaces avec les Front-End RF du lecteur et du tag.

Or, la modélisation de ces deux comportements que nous pouvons appeler comportement en rayonnement et comportement électrique, permettrait de combler la totalité des besoins qui concernent le lien RF ; besoins exprimés dans le paragraphe 3.4.1.2. Plus encore, il nous faut veiller à disposer d'un modèle qui soit bidirectionnel et le plus générique possible pour répondre aux besoins en optimisation. Pour répondre à cette problématique, nous avons développé un modèle comportemental du lien RF qui sera présenté dans le chapitre IV suivant.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, après une introduction générale à la technologie RFID, nous avons présenté un état de l'art des architectures des systèmes RFID UHF et micro-ondes, pour ensuite souligner les difficultés auxquelles sont confrontés les concepteurs de tels systèmes. La nature mixte et RF et le caractère sans-fil d'une application RFID imposent l'utilisation de la méthodologie de conception Top-Down présentée dans le chapitre précédent. Celle-ci implique la conception conjointe de la totalité du système et donc sa simulation et sa modélisation complète au niveau comportemental. Enfin, dans le cadre de notre collaboration avec le CEA-LETI, nous avons identifié les besoins et défis auxquels les concepteurs de système RFID UHF et micro-ondes sont confrontés. Dans la suite de notre étude, nous présenterons nos solutions en matière de modélisation comportementale du lien RF et du tag pour ensuite démontrer la validité et l'intérêt de notre approche.

CHAPITRE IV

MODELISATION COMPORTEMENTALE DU LIEN RF

4.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de proposer une modélisation comportementale du lien RF qui soit intégrable dans une description VHDL-AMS complète d'un système RFID UHF. Nous avons vu dans le premier chapitre comment le niveau de description comportemental s'inscrit dans le flot de conception de tels systèmes mixtes et hétérogènes. Ce niveau représente un niveau intermédiaire réalisant un compromis entre une certaine rapidité de simulation et une précision suffisante permettant, assez tôt dans le processus de conception, l'évaluation et l'optimisation des performances globales du système.

Afin de répondre aux différents besoins en simulation, nous avons montré dans le chapitre précédent que la modélisation du lien RF à ce niveau d'abstraction nécessite la prise en compte des deux comportements principaux des antennes du lecteur et du tag : leur comportement électrique et leur rayonnement. Compte tenu des limitations du langage VHDL-AMS, les sections 4.2 et 4.3 expliquent comment ces deux comportements sont modélisés dans le cas d'une transmission simple. Ensuite, la section 4.4 décrit l'obtention du modèle comportemental complet, c'est-à-dire dans le cadre d'une utilisation bidirectionnelle du lien RF. Enfin, la section 4.5 est dédiée à la validation de notre méthode de modélisation comportementale des antennes.

4.2 Comportement électrique d'une antenne

Nous avons défini dans le chapitre précédent le lien RF comme étant l'association de deux antennes communicant à travers un médium. La modélisation du comportement électrique de ce lien doit permettre l'interconnexion de ce modèle avec le reste du système RFID, c'est-à-dire avec les front-end RF du lecteur et du tag ; c'est donc la représentation électrique des antennes dans le cas d'une transmission qui est l'objet cette section. Pour ce faire, nous allons d'abord justifier théoriquement la modélisation électrique d'une antenne en mode émission puis en mode réception.

4.2.1 *Fondement théorique de la représentation électrique d'une antenne en mode émission*

4.2.1.1 *Modèle électrique équivalent d'une antenne en mode émission*

L'étude des antennes, des phénomènes de propagation et de l'électromagnétisme en

général est régie par le système d'équations de Maxwell. Dans le domaine des micro-ondes, les champs sont classiquement étudiés en régime harmonique, ce qui permet de simplifier l'écriture du système d'équations de Maxwell en adoptant la notation complexe [Balanis-05] [Orfanidis-04]. Dans le cas d'une propagation dans un milieu linéaire, isotrope et sans perte, ces équations s'écrivent de la manière suivante :

$$\begin{aligned}\vec{\nabla} \wedge \vec{E} &= -j\omega\mu\vec{H} \\ \vec{\nabla} \wedge \vec{H} &= \vec{J} + j\omega\varepsilon\vec{E} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{E} &= \frac{\rho}{\varepsilon} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{H} &= 0\end{aligned}\tag{4.1}$$

\vec{E} et \vec{H} étant respectivement les champs électrique et magnétique, \vec{J} la densité de courant de source (le courant dans une antenne par exemple), ρ la densité de charge volumique, ε la permittivité et μ la perméabilité du milieu.

En régime harmonique, il est plus intéressant de raisonner sur les valeurs moyennes calculées sur une période plutôt que sur les valeurs instantanées. Ainsi, l'expression de la densité de puissance moyenne complexe d'une onde émise par une antenne, aussi appelée vecteur de Poynting complexe, s'écrit :

$$\vec{S} = \frac{1}{2} \vec{E} \wedge \vec{H}^*\tag{4.2}$$

Le transfert de puissance électromagnétique ainsi créé est quantifié par la divergence du vecteur de Poynting complexe. Cette équation de transfert, aussi appelée théorème de Poynting, peut s'écrire à l'aide des deux premières équations de Maxwell (4.1), de la manière suivante :

$$\nabla \cdot \left(\frac{1}{2} \vec{E} \wedge \vec{H}^* \right) = -\frac{1}{2} \vec{J}^* \cdot \vec{E} - 2j\omega(\omega_m - \omega_e)\tag{4.3}$$

avec :

$$\omega_m = \frac{1}{4} \mu \vec{H} \cdot \vec{H}^*\tag{4.4}$$

et :

$$\omega_e = \frac{1}{4} \varepsilon \vec{E} \cdot \vec{E}^*\tag{4.5}$$

ω_m et ω_e étant respectivement les densités d'énergie des champs magnétique et électrique [Li-05] [Geyi-00].

La puissance moyenne traversant une surface est alors donnée par le flux de la *partie réelle* du vecteur \vec{s} à travers celle-ci. La *partie imaginaire*, quant à elle, représente l'énergie stockée par les champs électrique et magnétique.

Supposons maintenant un volume V_0 représentant le volume occupé par la source de courant électrique \vec{J} et S_0 la surface délimitant V_0 , comme indiqué sur la Fig.4.1:

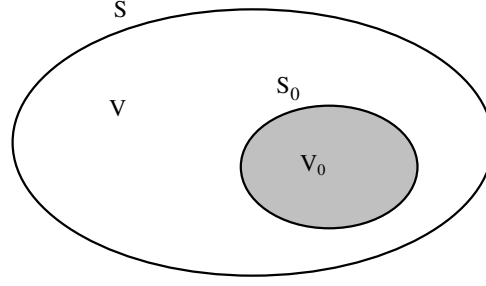


Fig.4.1. Source de courant contenue dans un volume \$V\$

En intégrant l'équation (4.3) sur un volume \$V\$, délimité par une surface \$S\$ et contenant \$V_0\$, nous obtenons la forme intégrale du théorème de Poynting :

$$\int_S \left(\frac{1}{2} \vec{E} \wedge \vec{H}^* \right) \cdot d\vec{S} = \int_{V_0} \left(-\frac{1}{2} \vec{J} \cdot \vec{E} \right) \cdot dv - 2j\omega \int_V (\omega_m - \omega_e) \cdot dv \quad (4.6)$$

La partie réelle de l'équation (4.6) représente la puissance moyenne rayonnée par la source contenue dans \$V_0\$:

$$P_{\text{ray}} = \text{Re} \left\{ \int_S \left(\frac{1}{2} \vec{E} \wedge \vec{H}^* \right) \cdot d\vec{S} \right\} = \text{Re} \left\{ \int_{V_0} \left(-\frac{1}{2} \vec{J} \cdot \vec{E} \right) \cdot dv \right\} \quad (4.7)$$

Choisissons maintenant le volume \$V_0\$ de manière à ce que la surface \$S_0\$ coïncide avec la surface de l'antenne comme indiqué sur la Fig.4.2:

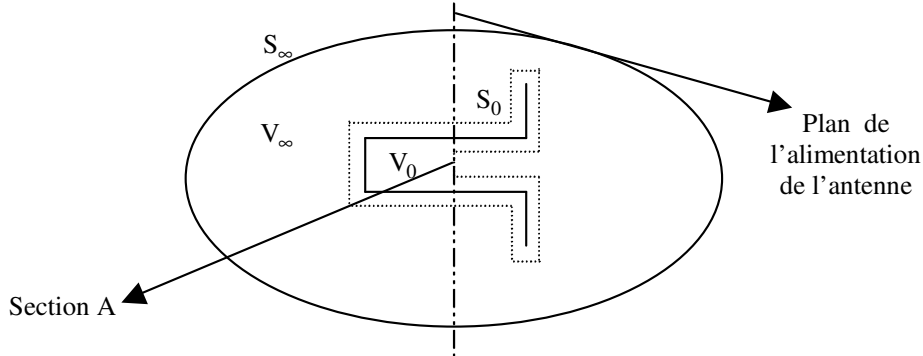


Fig.4.2. Modèle d'une antenne quelconque en mode émission

La section \$A\$ indiquée sur la Fig.4.2 représente l'intersection de la surface \$S_0\$ avec l'alimentation de l'antenne. Pour étudier le rayonnement, on choisit le volume \$V=V_\infty\$ de manière à ce que l'antenne soit contenue dans une sphère de rayon \$r_\infty\$, ce dernier étant assez grand pour être en champ lointain. En intégrant sur \$S_\infty-S_0\$, l'équation (4.6) devient:

$$\begin{aligned} & \int_{S_\infty-S_0} \left(\frac{1}{2} \vec{E} \wedge \vec{H}^* \right) \cdot d\vec{S} \\ &= \frac{1}{2} \int_{S_\infty} \left(\vec{E} \wedge \vec{H}^* \right) \cdot d\vec{S}_1 + \frac{1}{2} \int_{S_0} \left(\vec{E} \wedge \vec{H}^* \right) \cdot d\vec{S}_2 \\ &= -\frac{1}{2} \int_{V_\infty-V_0} \left(\vec{J} \cdot \vec{E} \right) \cdot dv - 2j\omega \int_{V_\infty-V_0} (\omega_m - \omega_e) \cdot dv \\ &= -\frac{1}{2} \int_{V_\infty-V_0} \left(\sigma \vec{E} \cdot \vec{E}^* \right) \cdot dv - 2j\omega \int_{V_\infty-V_0} (\omega_m - \omega_e) \cdot dv \end{aligned} \quad (4.8)$$

\$\sigma\$ étant la conductivité du médium dans \$V_\infty-V_0\$ tel que \$\vec{J} = \sigma \vec{E}\$. Si l'on suppose que la surface

de l'antenne est un conducteur parfait, le produit vectoriel $\vec{E} \wedge \vec{H}^*$ s'annule partout sur la surface S_0 sauf sur la section A représentant l'entrée de l'alimentation ; nous pouvons donc écrire :

$$\frac{1}{2} \int_{S_0} (\vec{E} \wedge \vec{H}^*) \cdot d\vec{S} = \frac{1}{2} \int_A (\vec{E} \wedge \vec{H}^*) \cdot d\vec{S} = -\frac{1}{2} VI^* \quad (4.9)$$

V et I étant respectivement la tension et le courant complexes à la section A . De plus, d'après l'équation (4.7), vu que nous sommes en champ lointain [Balanis-05] [Li-05] [Geyi-00], nous avons :

$$P_{\text{ray}} = \text{Re} \left\{ \int_{S_\infty} \left(\frac{1}{2} \vec{E} \wedge \vec{H}^* \right) \cdot d\vec{S} \right\} = \int_{S_\infty} \left(\frac{1}{2} \vec{E} \wedge \vec{H}^* \right) \cdot d\vec{S} \quad (4.10)$$

En combinant les équations (4.8), (4.9) et (4.10), nous obtenons :

$$\frac{1}{2} VI^* = P_{\text{ray}} + P_{\text{pertes}} + 2j\omega \int_{V_\infty - V_0} (\omega_m - \omega_e) \cdot dv \quad (4.11)$$

avec la puissance de pertes telle que :

$$P_{\text{pertes}} = \frac{1}{2} \int_{V_\infty - V_0} (\sigma \vec{E} \cdot \vec{E}^*) \cdot dv \quad (4.12)$$

De plus, la partie imaginaire de l'équation (4.11) peut s'écrire de la manière suivante :

$$2\omega \int_{V_\infty - V_0} (\omega_m - \omega_e) \cdot dv = 2\omega (W_m - W_e) \quad (4.13)$$

W_m et W_e étant respectivement les énergies magnétique et électrique moyennes stockées (non propagées) dans le volume entourant l'antenne. Les expressions analytiques de ces quantités sont disponibles dans [Li-00].

Ainsi, comme indiqué sur la Fig.4.3, l'antenne peut être modélisée par une impédance Z_A définie par :

$$Z_A = \frac{V}{I} \quad (4.14)$$

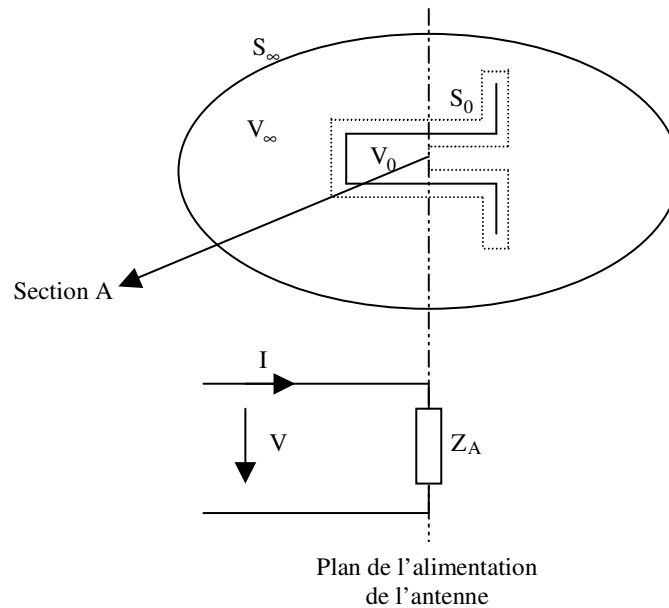


Fig.4.3. Modèle électrique d'une antenne quelconque en mode émission

Nous en déduisons, en utilisant les équations (4.11) et (4.13):

$$\begin{aligned}
 Z_A &= \frac{2P_{\text{ray}}}{|I|^2} + \frac{2P_{\text{pertes}}}{|I|^2} + j \frac{4\omega(W_m - W_e)}{|I|^2} \\
 &= \frac{2P_{\text{ray}}}{|I|^2} + \frac{2P_{\text{pertes}}}{|I|^2} + j \frac{4\omega(W_m - W_e)}{|I|^2} \\
 &= R_A + jX_A \\
 &= R_{\text{ray}} + R_{\text{pertes}} + j\left(\omega L_A - \frac{1}{\omega C_A}\right)
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

R_A et X_A étant respectivement les parties réelle et imaginaire de Z_A , R_{ray} la résistance de rayonnement de l'antenne, R_{pertes} sa résistance de pertes, L_A représentant l'énergie magnétique stockée autour de l'antenne et enfin, C_A représentant l'énergie électrique stockée toujours autour de cette même antenne.

Il est donc possible de représenter une antenne émettrice quelconque, en champ lointain et pour le premier mode de propagation, par un circuit électrique équivalent comme illustré sur la Fig.4.4:

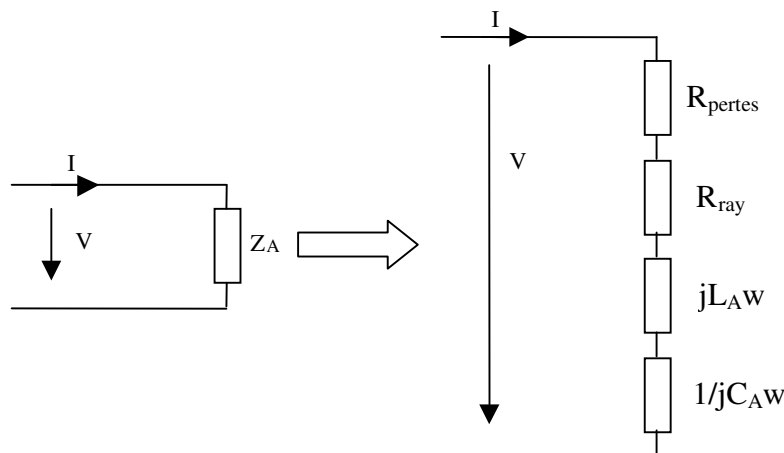


Fig.4.4. Modèle électrique détaillé d'une antenne quelconque en mode émission

Il est à noter que la détermination des paramètres composant le circuit électrique équivalent de l'antenne en mode émission dépend de sa géométrie. En effet, l'expression du courant I dans la résistance de rayonnement ainsi que la valeur de cette dernière dépendent de la distribution du courant dans la section A d'alimentation (voir équation (4.9)). Il est donc nécessaire de toujours indiquer le point d'excitation lors de l'utilisation du modèle électrique équivalent d'une antenne.

4.2.1.2 Modèle électrique équivalent d'une antenne en mode émission reliée à un générateur

Supposons maintenant que notre antenne est reliée à un générateur V_g sinusoïdal en régime établi ayant une impédance interne complexe : $Z_g = R_g + jX_g$. Le circuit équivalent du générateur relié au modèle équivalent de l'antenne est donné dans la Fig.4.5:

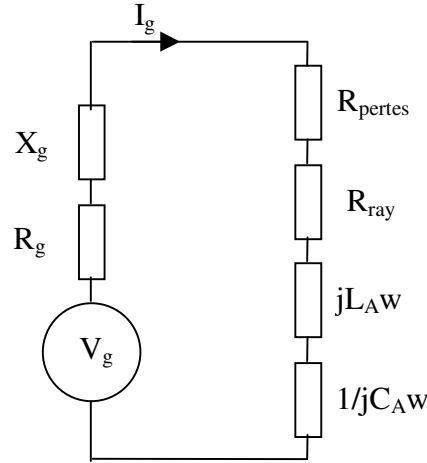


Fig.4.5. Circuit équivalent d'un générateur relié à une antenne d'émission

D'après ce schéma équivalent, nous pouvons écrire :

$$I_g = \frac{V_g}{Z_A + Z_g} \quad (4.16)$$

L'amplitude de I_g s'écrit donc :

$$|I_g| = \frac{|V_g|}{\sqrt{(R_{ray} + R_{pertes} + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2}} \quad (4.17)$$

La puissance P_E émise par l'antenne est la puissance dissipée dans R_{ray} :

$$P_E = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_{ray} = \frac{|V_g|^2 R_{ray}}{2(R_{ray} + R_g + R_{pertes})^2 + 2(X_A + X_g)^2} \quad (4.18)$$

Le maximum de puissance est fourni à l'antenne lorsque l'adaptation de cette dernière est conjuguée, c'est-à-dire lorsque $R_g = R_{ray} + R_{pertes}$ et $X_A = -X_g$. Si nous supposons l'antenne sans perte ($R_{pertes} = 0$), l'équation (4.18) devient :

$$P_E = \frac{|V_g|^2}{8R_{ray}} \quad (4.19)$$

Dans le cas sans perte et adapté, une antenne en émission divise la puissance qui lui est fournie en deux parties égales : une partie dissipée dans R_g et une partie rayonnée dans R_{ray} .

4.2.2 Modèle électrique d'une antenne en réception

Classiquement [VanBladel-02] [Orfanidis-04] [Balanis-05], l'impédance complexe Z_A que nous venons de définir comme modèle électrique équivalent pour l'antenne en mode émission est aussi utilisée pour représenter cette même antenne en mode réception. La validité de cette réciprocité est conditionnée par deux points [Love-03] [VanBladel-02] [Geyi-04]:

- le champ incident arrivant aux bornes de l'antenne en mode réception est considéré comme provenant d'une source assez distante pour être considérée comme une source lointaine. L'onde incidente est donc plane.

- La tension générée par l'onde incidente est représentée par une source de tension V_{CO} équivalente, induite aux bornes du circuit équivalent de l'antenne quand celle-ci est en circuit ouvert (Fig.4.6). Cette tension est donc indépendante de la charge de l'antenne de réception.

Le circuit équivalent d'une antenne d'impédance complexe $Z_{A2}=R_{A2}+jX_{A2}$ en mode réception reliée à une charge complexe $Z_L=R_L+jX_L$ est représenté dans la Fig.4.6 :

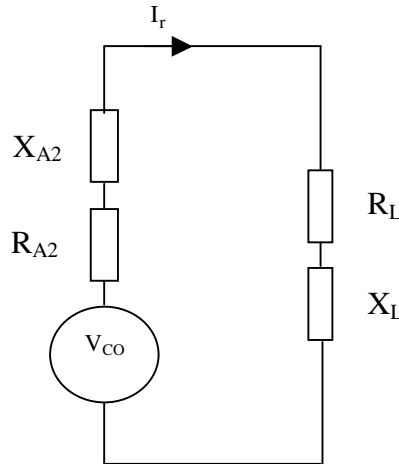


Fig.4.6. Circuit équivalent d'une antenne en mode réception reliée à une charge

Comme pour l'étude de l'antenne en émission, nous pouvons écrire l'expression de la puissance P_{charge} fournie à la charge reliée à l'antenne de réception :

$$P_{charge} = \frac{|V_{CO}|^2 R_L}{2(R_{ray2} + R_L + R_{pertes2})^2 + 2(X_{A2} + X_L)^2} \quad (4.20)$$

Dans le cas où l'antenne est sans perte et que la charge lui est adaptée, l'équation (4.20) devient :

$$P_{charge} = \frac{|V_{CO}|^2}{8R_L} \quad (4.21)$$

Toujours dans le cas sans perte et adapté, la puissance « re-rayonnée » P_{reray} fournie à la résistance de rayonnement s'écrit :

$$P_{reray} = \frac{|V_{CO}|^2}{8R_{ray2}} \quad (4.22)$$

Les limitations du modèle électrique équivalent de l'antenne en réception ont été étudiées dans [Collin-03] [Love-03] [Geyi-03] [Pozar-04] et concernent surtout l'interprétation physique de la puissance fournie à la résistance de rayonnement de l'antenne lorsque celle-ci est en mode réception. En effet, le fait de considérer la puissance P_{reray} comme étant la puissance re-rayonnée n'est vrai que pour une classe spécifique d'antennes que nous définirons lors de l'étude du lien descendant (cf. 4.4.1).

Ces circuits équivalents de l'antenne en émission et en réception vont nous permettre de modéliser l'impédance de l'antenne du point de vue du générateur et de la charge. Ce type

de modélisation est très utile pour étudier l'influence des impédances des antennes sur la qualité de la transmission, notamment pour la détermination de la puissance rayonnée P_{ray} ou de la tension V_{CO} générée par l'onde reçue. De plus, compte tenu de la réciprocité des modèles, nous pourrions aussi étudier la transmission inverse, ce qui est particulièrement important pour l'étude des systèmes RFID.

Il nous faut donc maintenant décrire le lien entre les deux antennes de manière à prendre en compte les paramètres de transmission, c'est-à-dire, la propagation et les propriétés de rayonnement des antennes. Nous avons choisi d'exprimer ce lien entre la tension d'émission aux bornes de R_{ray} et la tension induite V_{CO} en fonction de paramètres classiques. Ces paramètres sont la longueur d'onde de travail, la directivité de chaque antenne et la distance entre les deux antennes.

4.3 Comportement en rayonnement

Pour décrire analytiquement le comportement en rayonnement tout en évitant les équations à dérivées partielles incompatibles avec le VHDL-AMS, nous allons écrire les propriétés d'émission et de réception de nos antennes dans le cas d'une transmission en champ lointain. Ensuite, ces expressions serviront à mettre en relation la tension V_r aux bornes de la résistance de rayonnement de l'antenne émettrice et la tension V_{CO} induite sur l'antenne de réception, comme illustré sur la figure suivante :

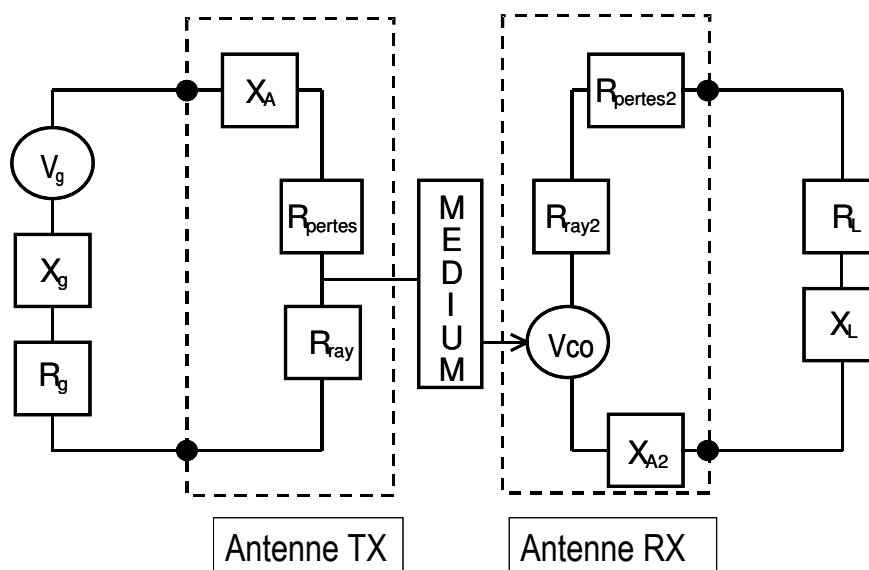


Fig.4.7. Circuit équivalent complet d'une transmission

Sur la Fig.4.7, l'antenne d'émission est représentée par l'encadré en pointillés intitulé *Antenne TX* et l'antenne de réception par *Antenne RX*. Le comportement en rayonnement que nous nous proposons d'étudier dans ce paragraphe doit nous permettre de qualifier la propagation entre ces deux antennes.

4.3.1 Fondements théoriques

4.3.1.1 Propriétés d'émission

L'expression de la densité de puissance créée par une antenne émettrice est donnée par le

module du vecteur de Poynting complexe (4.2):

$$P_s = |\vec{S}| = \left| \frac{1}{2} \vec{E} \wedge \vec{H}^* \right| \quad (4.23)$$

En champ lointain, c'est-à-dire en considérant les ondes planes et en supposant que la propagation se fait dans le vide, la densité de puissance s'écrit de la manière suivante :

$$P_s = \frac{|\vec{E}|^2}{2Z_0} \quad (4.24)$$

Z_0 étant l'impédance caractéristique du vide telle que :

$$Z_0 = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (4.25)$$

Il nous reste à expliciter l'expression du champ électrique \vec{E} rayonné en fonction des paramètres de l'antenne d'émission. Or, pour une antenne quelconque, l'expression en champ lointain de ce champ électrique rayonné est donnée par [Meys-00] et [Balanis-05] :

$$\vec{E} = -j \left(\frac{Z_0}{2} \right) \left(\frac{e^{-j\beta r}}{d} \right) \left(\frac{\vec{L}_e}{\lambda} \right) I_g \quad (4.26)$$

Avec d la distance à laquelle on se place, β la constante de propagation, λ la longueur d'onde de travail, I_g le courant fourni par la source (Fig.4.5) et enfin, \vec{L}_e la longueur effective complexe de l'antenne. Cette dernière, en tant que grandeur vectorielle, permet de décrire l'influence de l'antenne d'émission sur l'amplitude et sur la polarisation du champ rayonné.

Classiquement et pour des raisons de commodités expérimentales, la longueur effective complexe est rarement utilisée pour caractériser une antenne ; elle est souvent remplacée par des grandeurs mesurables telles que le gain G , la directivité D et un facteur d'erreur de polarisation. Nous allons donc retenir l'expression suivante du module de la longueur effective complexe $|\vec{L}_e|$ [Meys-00] [Orfanidis-04]:

$$|\vec{L}_e| = 2 \sqrt{\frac{\text{Re}(Z_A) A_e(\theta, \phi)}{Z_0}} \quad (4.27)$$

$\text{Re}(Z_A)$ étant la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne d'émission et $A_e(\theta, \phi)$ la surface équivalente de cette même antenne, pour une direction donnée en coordonnées polaires. Or, la surface équivalente, grandeur qui exprime la capacité d'une antenne à capter une densité de puissance incidente, est liée au gain par cette équation [Balanis-05] :

$$A_e(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\theta, \phi) \quad (4.28)$$

De plus, le gain directif d'une antenne est relié à la directivité par l'expression suivante [Balanis-05]:

$$G(\theta, \phi) = \eta D(\theta, \phi) \quad (4.29)$$

Or, le rendement de l'antenne η exprime le rapport entre la puissance émise par l'antenne et la puissance fournie à l'antenne, il peut aussi être décrit par les paramètres du circuit

équivalent :

$$\eta = \frac{R_{\text{ray}}}{\text{Re}(Z_A)} = \frac{R_{\text{ray}}}{R_{\text{ray}} + R_{\text{pertes}}} \quad (4.30)$$

En remplaçant les équations (4.29) et (4.30) dans (4.28), nous obtenons :

$$A_e(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} \frac{R_{\text{ray}}}{\text{Re}(Z_A)} D(\theta, \phi) \quad (4.31)$$

Enfin, en remplaçant cette dernière équation dans (4.27), nous avons l'expression du module de la longueur effective complexe en fonction des grandeurs mesurables :

$$|\overline{L_e}| = 2\sqrt{\frac{R_{\text{ray}} \frac{\lambda^2}{4\pi} D(\theta, \phi)}{Z_0}} \quad (4.32)$$

4.3.1.2 Propriétés de réception

D'après [Meys-00] et [Balanis-05], lorsqu'une onde plane irradie une antenne, il se crée une tension induite V_{CO} dans l'antenne telle que :

$$V_{CO} = \overline{L_{e2}} \cdot \overline{E} \quad (4.33)$$

Cette tension dépend donc de la longueur effective L_{e2} de l'antenne de réception. En réitérant les transformations du paragraphe précédent pour obtenir une expression de la longueur effective de l'antenne de réception en fonction des paramètres mesurables, nous obtenons :

$$|\overline{L_{e2}}| = 2\sqrt{\frac{R_{\text{ray}2} \frac{\lambda^2}{4\pi} D_2(\theta, \phi)}{Z_0}} \quad (4.34)$$

Ainsi, il est possible de caractériser complètement une antenne, que ce soit en mode émission ou en mode réception, par sa longueur effective complexe et donc aussi par les grandeurs mesurables usuelles.

4.3.2 Relation entre la tension de rayonnement et la tension circuit ouvert

En utilisant l'équation (4.26) dans l'expression (4.33), nous obtenons :

$$V_{CO} = -j \left(\frac{Z_0}{2} \right) \left(\frac{e^{-j\beta r}}{d} \right) \left(\frac{\overline{L_e} \cdot \overline{L_{e2}}}{\lambda} \right) I_g \quad (4.35)$$

Or, d'après le circuit équivalent de l'antenne en mode émission (Fig.4.5) et en introduisant la tension V_r aux bornes de la résistance de rayonnement R_{ray} , nous avons :

$$V_{CO} = -j \left(\frac{Z_0}{2} \right) \left(\frac{e^{-j\beta r}}{d} \right) \left(\frac{\overline{L_e} \cdot \overline{L_{e2}}}{\lambda} \right) \frac{V_r}{R_{\text{ray}}} \quad (4.36)$$

Nous avons donc, en passant en représentation temporelle et en remplaçant les longueurs effectives par leurs expressions en (4.32) et (4.34) :

$$V_{CO} \left(t + \frac{d}{c} \right) = \sqrt{\frac{D(\theta, \phi)}{R_{\text{ray}}}} \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \cos(\overline{L_e}, \overline{L_{e2}}) \right) \sqrt{R_{\text{ray}2} D_2(\theta, \phi)} V_r(t) \quad (4.37)$$

L'expression temporelle $V_{CO}(t)$ ainsi obtenue est valable en régime harmonique. Cependant, nous ferons dans la suite l'hypothèse que cette expression est également valable pour un signal V_{CO} à bande étroite.

Ainsi, le modèle complet d'une transmission peut être représenté de la manière suivante en faisant correspondre les trois facteurs de l'équation (4.37) respectivement aux blocs rayonnement de l'antenne d'émission, médium et rayonnement de l'antenne de réception :

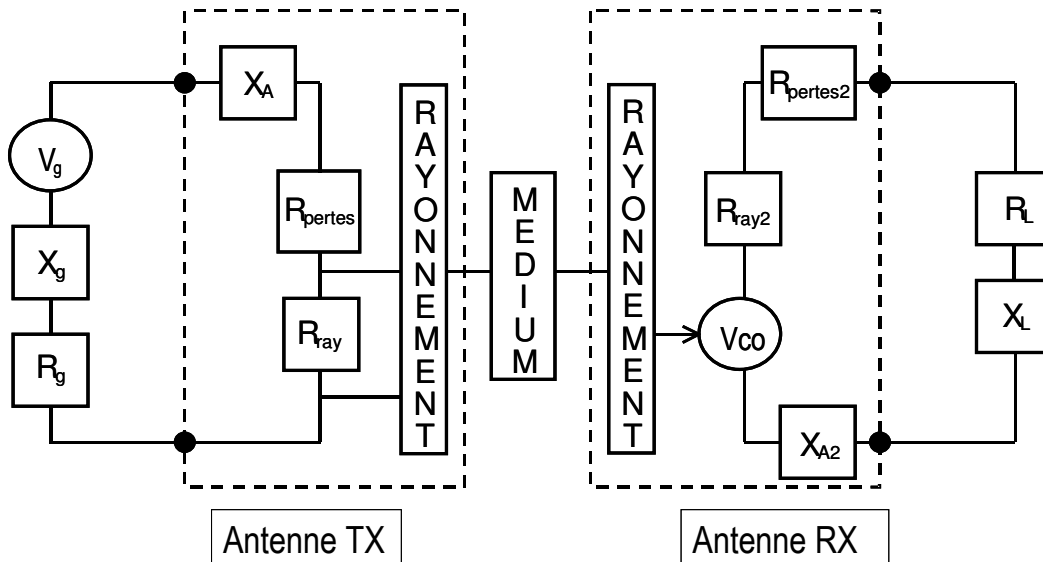


Fig.4.8. Modèle comportemental d'une transmission

Sur cette figure (Fig.4.8), le comportement électrique des antennes est représenté par un circuit équivalent à l'émission et à la réception et la propagation est représentée par trois blocs analytiques relatifs aux trois facteurs de l'équation (4.37). De plus, le fait d'avoir remplacé les longueurs effectives par des expressions dépendant des directivités des antennes, permet de modéliser analytiquement la distribution spatiale du rayonnement de chacune des antennes en fonction des angles θ et φ en coordonnées polaires. Cette distribution spatiale est plus communément appelée diagramme de rayonnement de l'antenne et son expression analytique dépend de la géométrie de cette dernière. Il faut remarquer que l'expression analytique de la directivité d'une antenne est souvent une équation trigonométrique plus ou moins complexe dont nous verrons un exemple dans la dernière section de ce chapitre.

Pour conclure, nous pouvons dire que notre modèle comportemental de la transmission entre deux antennes prend en compte le comportement électrique des antennes, les atténuations dues à la propagation et à la désadaptation en polarisation ainsi que celles dues aux positionnements dans l'espace des deux antennes.

4.4 Modèle comportemental bidirectionnel du lien RF

4.4.1 Lien descendant

La communication descendante d'un système RFID, c'est-à-dire entre le tag et le lecteur, est basée sur la technique de rétro-modulation que nous avons présenté dans le chapitre III. Ainsi, notre modèle du lien RF doit prendre en compte cette technique de transmission afin

de modéliser précisément une communication bidirectionnelle.

Rappelons qu'un tag peut être modélisé électriquement par une charge complexe reliée au circuit électrique équivalent de l'antenne en réception, comme indiqué sur la figure Fig.4.6. Une variation de l'impédance complexe du tag implique donc une variation de la tension aux bornes de la résistance de rayonnement R_{ray2} de l'antenne du tag.

Lors de notre étude sur le comportement électrique de l'antenne en mode réception (cf. section 4.2.2), nous avons mentionné les limites de ce modèle, notamment pour l'interprétation de la puissance P_{reray} re-rayonnée. Plusieurs études [Wang-82] [Schneider-96] [Nikitin-05] stipulent en effet que la puissance réfléchie par une antenne connectée à une charge peut être divisée en deux parties : une partie due à la réflexion de l'antenne lorsque celle-ci n'est pas reliée à une charge (aussi appelée réflexion en circuit ouvert) et une partie « re-rayonnée » quand cette dernière est chargée. D'après [Hansen-89] et [Nikitin-2-06], pour les antennes dites à « faible réflexion », ce qui représente la grande majorité des antennes utilisées pour les tags RFID fonctionnant en UHF et en micro-ondes, la puissance re-rayonnée est largement supérieure à la seule réflexion en circuit ouvert de l'antenne. Cette dernière est d'ailleurs négligée par plusieurs auteurs qui se sont intéressés à la puissance re-rayonnée [Schneider-96] [White-98] [Su-03] et à la technique de rétro-modulation [Kwon-05] [Nikitin-05] [Nikitin-2-06], sans que cette simplification n'induisse d'erreurs sur leurs résultats expérimentaux. La réflexion en circuit ouvert de l'antenne en réception sera donc négligée dans la suite de notre étude et nous verrons dans la dernière section (cf. section 4.5.1.3) dédiée à la validation de notre stratégie de modélisation, que cette simplification n'aura pas d'incidence sur nos résultats.

D'après le circuit équivalent de la Fig.4.6, et dans l'équation (4.22) qui en découle dans le cas sans perte et adapté, seule la puissance re-rayonnée par l'antenne chargée est prise en compte ; en effet, dans ce modèle, si l'antenne est en circuit-ouvert, elle ne rayonne pas. Pour modéliser cette propagation due à la réflexion du tag, il suffit de réutiliser l'expression de la propagation donnée par l'équation (4.37), en reliant cette fois la tension V_{reray} aux bornes de la résistance de rayonnement de l'antenne de réception R_{ray2} à une tension V_{COR} au niveau de l'antenne d'émission, comme indiqué sur la figure suivante :

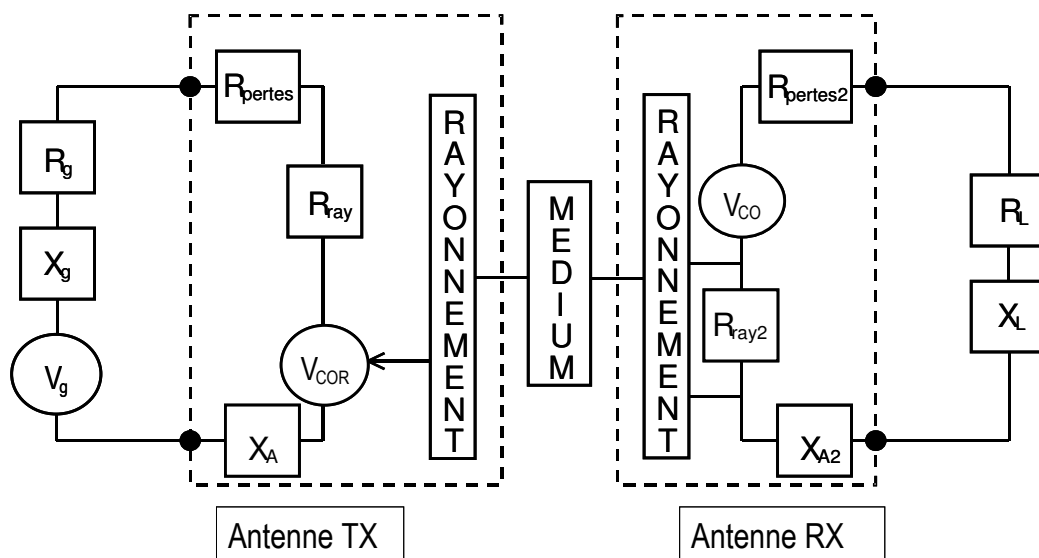


Fig.4.9. Modèle comportemental de la réflexion

De manière analogue au cas d'une transmission simple, les blocs analytiques représentant l'onde réfléchie par le tag correspondent aux facteurs de l'équation (4.38) :

$$V_{COR}\left(t + \frac{d}{c}\right) = \sqrt{R_{ray}D(\theta, \phi)} \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \cos(\vec{L}_e, \vec{L}_{e2}) \right) \sqrt{\frac{D_2(\theta, \phi)}{R_{ray2}}} V_{reray}(t) \quad (4.38)$$

4.4.2 Modèle bidirectionnel et vérifications théoriques

Pour obtenir le modèle comportemental bidirectionnel complet du lien RF, il suffit d'inclure la modélisation de la réflexion (Fig.4.9) au modèle de la transmission (Fig.4.8) de la manière suivante :

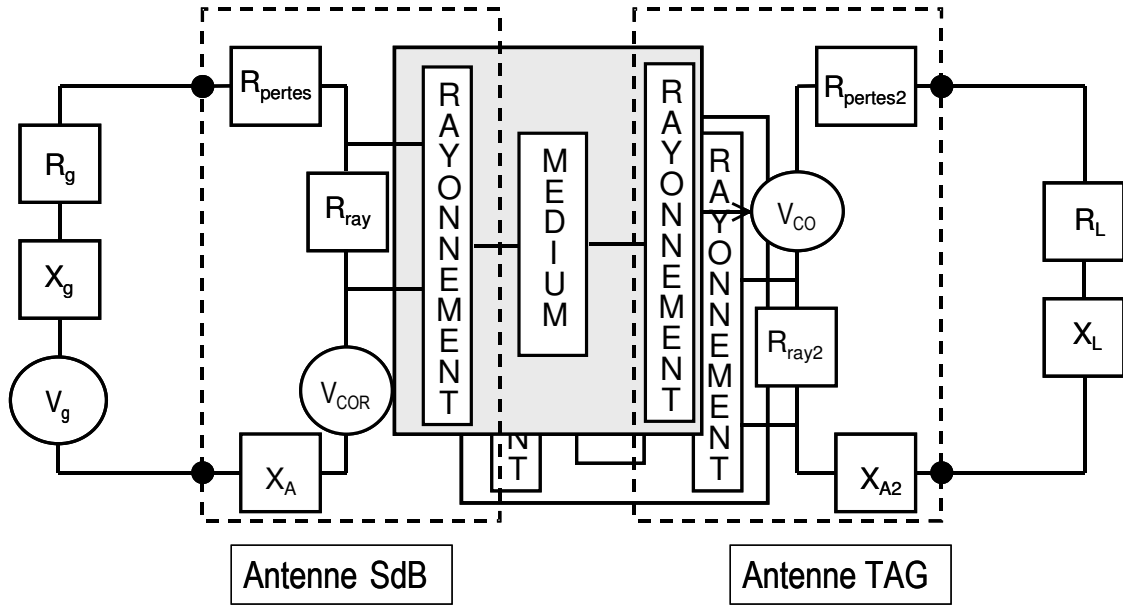


Fig.4.10. Modèle comportemental Full-Duplex du lien RF

Afin de vérifier analytiquement notre démarche, nous allons retrouver à partir de notre modèle les équations de propagations classiques que sont la formule de Friis et l'équation radar qui permettent respectivement de décrire une transmission et une réflexion.

4.4.2.1 Adéquation avec la formule de Friis complète

En champ lointain, la formule de Friis relie la puissance reçue par une antenne à la puissance fournie par un générateur. D'après [Balanis-05], la formule de Friis complète s'écrit classiquement de la manière suivante :

$$\frac{P_{reçue}}{P_{fournie}} = \eta\eta_2 (1 - |\Gamma_{em}|^2) (1 - |\Gamma_r|^2) \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \left(\cos(\vec{L}_e, \vec{L}_{e2}) \right)^2 D(\theta, \phi) D_2(\theta, \phi) \quad (4.39)$$

Où Γ_{em} et Γ_r sont respectivement les coefficients de réflexion au niveau des antennes d'émission et de réception. En exprimant ces coefficients en fonction des circuits équivalents en émission (Fig.4.5) et en réception (Fig.4.6), nous obtenons:

$$\Gamma_{em} = \frac{Z_A - Z_g^*}{Z_A + Z_g} \quad (4.40)$$

et

$$\Gamma_r = \frac{Z_{A2} - Z_L^*}{Z_{A2} + Z_L} \quad (4.41)$$

Ainsi, nous pouvons écrire les deux termes de l'équation (4.39) qui représentent les pertes dues aux désadaptations en émission et en réception de la manière suivante :

$$\left(1 - |\Gamma_{em}|^2\right) = \frac{4R_A R_g}{|Z_A + Z_g|^2} \quad (4.42)$$

et

$$\left(1 - |\Gamma_r|^2\right) = \frac{4R_{A2} R_L}{|Z_{A2} + Z_L|^2} \quad (4.43)$$

De plus, les rendements η et η_2 des deux antennes de la formule de Friis peuvent aussi s'écrire en fonction des paramètres des circuits équivalents des antennes comme indiqué par l'équation (4.30). En remplaçant ces deux derniers paramètres et en introduisant les expressions (4.42) et (4.43) dans la formule de Friis (4.39), nous obtenons son expression en fonction des paramètres circuits :

$$\frac{P_{reçue}}{P_{fournie}} = 4 \frac{R_{ray} R_g}{|Z_A + Z_g|^2} \frac{R_{ray2} R_L}{|Z_{A2} + Z_L|^2} \left(\frac{\lambda}{2\pi d}\right)^2 \left(\cos(\overline{L_e}, \overline{L_{e2}})\right)^2 D(\theta, \phi) D_2(\theta, \phi) \quad (4.44)$$

D'après le circuit équivalent de l'antenne en émission (Fig.4.5), l'expression de la puissance fournie à l'antenne en fonction de la tension aux bornes de la résistance de rayonnement s'écrit dans le cas adapté (ce qui est pratiquement toujours le cas pour un lecteur RFID):

$$P_{fournie_adap} = \frac{|V_r|^2 |Z_A + Z_g|^2}{8R_g R_{ray}^2} \quad (4.45)$$

Et en réception (Fig.4.6), la puissance reçue par la charge s'écrit en fonction de la tension V_{CO} :

$$P_{reçue} = \frac{|V_{CO}|^2 R_L}{2|Z_{A2} + Z_L|^2} \quad (4.46)$$

Ainsi, le rapport des puissances de la formule de Friis peut s'écrire en fonction des tensions V_r et V_{CO} de la manière suivante :

$$\frac{P_{reçue}}{P_{fournie_adap}} = 4 \frac{R_{ray}^2 R_g}{|Z_A + Z_g|^2} \frac{R_L}{|Z_{A2} + Z_L|^2} \frac{|V_{CO}|^2}{|V_r|^2} \quad (4.47)$$

En introduisant cette équation (4.47) dans l'expression de la formule de Friis donnée par (4.44), nous obtenons :

$$\frac{|V_{CO}|^2}{|V_r|^2} = \frac{R_{ray2}}{R_{ray}} \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \right)^2 \left(\cos(\vec{L}_e, \vec{L}_{e2}) \right)^2 D(\theta, \phi) D_2(\theta, \phi) \quad (4.48)$$

En prenant la racine carrée de cette dernière expression et en passant en temporel, nous retrouvons notre description d'une transmission en champ lointain donnée par (4.37). Ceci démontre l'adéquation théorique de notre modèle comportemental d'une transmission avec l'expression classique représentée par la formule de Friis.

4.4.2.2 Adéquation avec l'équation Radar

Afin de valider théoriquement notre modèle comportemental du lien complet décrit par la figure (Fig.4.10), nous allons montrer dans ce paragraphe l'adéquation de celui-ci avec la formulation classique d'une détection radar qui repose sur le même principe que notre communication RFID. En effet, l'équation radar est issue de la formule de Friis et permet de qualifier la détection d'une cible en fonction de paramètres de puissance. La figure (Fig.4.11) illustre l'application Radar : une antenne émet une onde vers la cible placée à une distance d_1 que nous souhaitons localiser, cette dernière réfléchit l'onde vers une antenne de réception placée à une distance d_2 de la cible.

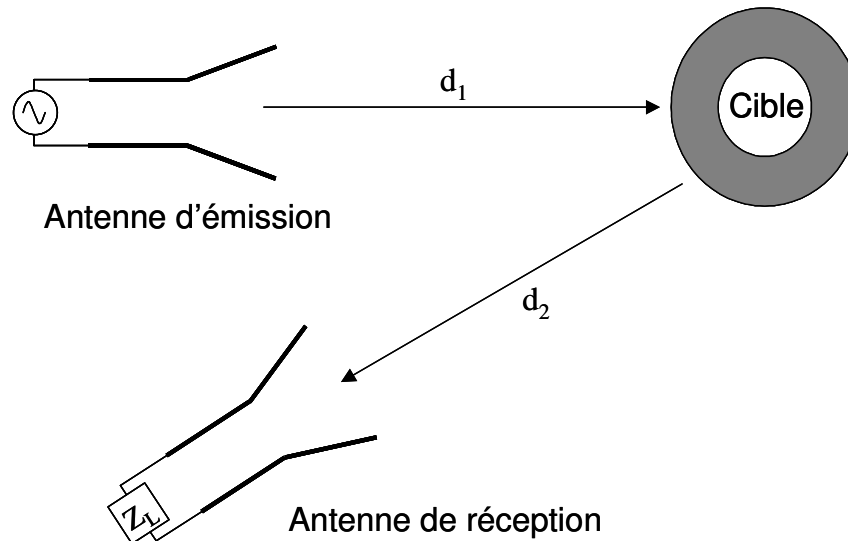


Fig.4.11. Illustration de l'application radar

D'après [White-98] et [Balanis-05], l'équation qui relie la puissance reçue et la puissance émise dans le cadre d'une application radar, en supposant aucune désadaptation des antennes ou de polarisation et le cas sans perte, est la suivante :

$$\frac{P_{\text{radar_reçue}}}{P_{\text{radar_émise}}} = \frac{\lambda^2 \sigma_{RCS} G_R(\theta, \phi) G_T(\theta, \phi)}{(4\pi)^3 (d_1 d_2)^2} \quad (4.49)$$

Dans l'équation (4.49), les paramètres G_R et G_T représentent respectivement les gains des antennes d'émission et de réception de l'application radar disposées comme indiqué sur la Fig.4.11. La faculté de la cible à réfléchir une onde incidente est quantifiée par le paramètre σ_{RCS} appelé « Radar Cross Section » que nous allons définir, dans le cadre d'une application RFID.

Pour valider notre modèle bidirectionnel du lien RF, nous nous intéressons au cas où l'équation radar est appliquée à une détection par une seule antenne utilisée à la fois en émission et en réception. Le tag RFID lui, est considéré comme étant une antenne reliée à une charge comme indiqué sur la figure (Fig.4.10). L'équation (4.49) devient :

$$\frac{P_{\text{radar_reçue}}}{P_{\text{radar_émise}}} = \frac{\sigma_{RCS} \lambda^2 (G(\theta, \phi))^2}{(4\pi)^3 d^4} \quad (4.50)$$

Classiquement, le paramètre σ_{RCS} est défini comme étant une surface équivalente, analogue à la surface effective définie dans l'équation (4.28), représentant, non pas la puissance captée par l'antenne du tag, mais celle réfléchiée par ce dernier. Ainsi, la capacité de notre tag RFID à réfléchir une onde incidente peut complètement être définie par son σ_{RCS} . En ce plaçant dans les mêmes conditions de fonctionnement que nous avons présentées dans le paragraphe 4.4.1, c'est-à-dire en considérant le fonctionnement en champ lointain et la réflexion de l'antenne du tag en circuit ouvert comme étant négligeable, son σ_{RCS} s'écrit de la manière suivante [White-98] [Balanis-05] [Kwon-05] [Penttilä-06] [Nikitin-2-06]:

$$\sigma_{RCS} = \frac{\lambda^2 (G_2(\theta, \phi))^2 R_{\text{ray}2}^2}{\pi |Z_{A2} + Z_L|^2} \quad (4.51)$$

Il nous reste maintenant à retrouver cette dernière grandeur à partir de notre modèle comportemental bidirectionnel. Pour cela, nous allons exprimer les puissances émise et reçue par l'antenne du lecteur comme illustré sur la figure (Fig.4.10).

Nous avons déjà donné l'expression de la puissance émise par le lecteur dans l'équation (4.45) comme étant :

$$P_{\text{lecteur_émise_adap}} = \frac{|V_r|^2}{2R_{\text{ray}}} \quad (4.52)$$

La puissance reçue par le lecteur après réflexion du tag est donnée, de manière analogue à l'équation (4.21) par :

$$P_{\text{lecteur_reçue_adap}} = \frac{|V_{COR}|^2}{8R_{\text{ray}}} \quad (4.53)$$

Afin de retrouver l'équation (4.50), nous devons donc développer le rapport des équations (4.52) et (4.53) :

$$\frac{P_{\text{lecteur_reçue_adap}}}{P_{\text{lecteur_émise_adap}}} = \frac{|V_{COR}|^2}{4|V_r|^2} \quad (4.54)$$

Il nous faut donc maintenant remplacer la tension V_{COR} de l'équation précédente par son expression donnée en (4.38):

$$|V_{COR}|^2 = \frac{R_{\text{ray}}}{R_{\text{ray}2}} \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \right)^2 D(\theta, \phi) D_2(\theta, \phi) |V_{\text{reray}}|^2 \quad (4.55)$$

Or :

$$|V_{\text{reray}}|^2 = \frac{R_{\text{ray}2}^2 |V_{\text{CO}}|^2}{|Z_{A2} + Z_L|^2} \quad (4.56)$$

En introduisant l'équation (4.48) dans (4.56) :

$$|V_{\text{reray}}|^2 = \frac{R_{\text{ray}2}^3}{R_{\text{ray}} |Z_{A2} + Z_L|^2} \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \right)^2 D(\theta, \phi) D_2(\theta, \phi) |V_r|^2 \quad (4.57)$$

Ensuite, en introduisant cette dernière expression dans (4.55), nous avons :

$$|V_{\text{COR}}|^2 = \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \right)^4 (D(\theta, \phi) D_2(\theta, \phi))^2 \frac{R_{\text{ray}2}^2}{|Z_{A2} + Z_L|^2} |V_r|^2 \quad (4.58)$$

Enfin, en introduisant l'équation (4.58) dans (4.54), nous obtenons :

$$\frac{P_{\text{lecteur_re\c{c}ue_adap}}}{P_{\text{lecteur_\e{e}mise_adap}}} = \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \right)^4 (D(\theta, \phi) D_2(\theta, \phi))^2 \frac{R_{\text{ray}2}^2}{|Z_{A2} + Z_L|^2} \quad (4.59)$$

Vu que nous sommes dans un cas sans perte, les directivités sont égales aux gains correspondants. Ainsi, en identifiant l'équation (4.59) avec l'équation radar classique donnée en (4.50), nous obtenons bien la même expression de σ_{RCS} . Cela démontre analytiquement l'adéquation de notre modèle comportemental avec l'expression classique de l'équation radar que nous trouvons dans la littérature.

4.4.3 Modèle écrit en VHDL-AMS

La stratégie de modélisation comportementale présentée tout au long de ce chapitre nous permet de décrire le lien RF d'une manière compatible avec les limitations du langage VHDL-AMS. En effet, la représentation électrique des antennes (cf. section 4.2) et la modélisation analytique de leur rayonnement (cf. section 4.3) nous permet d'éviter la formulation classique du domaine électromagnétique, formulation généralement exprimée à l'aide d'équations à dérivées partielles incompatibles avec le VHDL-AMS. Or, les deux comportements que nous venons de décrire ne sont pas au même niveau d'abstraction : le comportement électrique est décrit structurellement au niveau circuit et le comportement en rayonnement est décrit analytiquement. Seul un langage comme le VHDL-AMS permet ce type de description multi-abstraction et son intégration dans un environnement de simulation électrique analogique et mixte. La figure Fig.4.12 montre un exemple simplifié de la description VHDL-AMS du comportement électrique d'une antenne dipôle $\lambda/2$ classique.

Comme nous l'avons indiqué dans le chapitre II, une description VHDL-AMS comporte deux parties distinctes : une entité et une architecture. Ainsi, l'entité du programme présenté dans la Fig.4.12 énonce les connexions qu'aura le modèle électrique de l'antenne avec son environnement extérieur. Ce modèle dépendra donc de paramètres génériques tels que la fréquence de travail Fr , le facteur de qualité Q et l'impédance complexe de l'antenne $Re+j.Im$. Il communiquera à travers des ports d'entrées/sorties décrits dans cette même entité. Quant à l'architecture de ce modèle (Fig.4.12), elle décrit le comportement interne de ce dernier qui est équivalent, comme nous l'avons démontré dans la section 4.2,

au comportement d'un circuit RLC. Les valeurs des trois composants R, L, et C sont calculées en fonction des paramètres génériques déclarés dans l'entité. Ces composants ne sont pas directement décrits dans l'architecture donnée en Fig.4.12, mais appelés à partir de la bibliothèque *work* dans laquelle ils ont été préalablement compilés. De plus, ces composants sont interconnectés entre eux et avec les ports d'entrées/sorties à l'aide de terminaux électriques. Ainsi, le programme décrit dans la Fig.4.12 assure la modélisation du comportement électrique de l'antenne.

```

-----
                                Entité
-----
entity antenne_generique is

generic (   Fr:real:=2.45e9;    -- Fréquence de travail
           Q : real := 10.0;   -- Facteur de qualité
           Re : real := 73.0;  -- Partie réelle de l'impédance de
                                -- l'antenne
           Im : real := 0.0);  -- Partie imaginaire de l'impédance de
                                -- l'antenne

port (     terminal vin:ELECTRICAL; -- Terminal électrique d'entrée
           terminal vout:ELECTRICAL; -- Terminal électrique de sortie
           terminal vss:ELECTRICAL); -- Terminal électrique de la
                                -- référence

end entity antenne_generique;
-----
                                Architecture
-----
architecture bhv of antenne_generique is

terminal net:ELECTRICAL;
constant R:real:= Re;                                -- Calcul de la
                                                    -- résistance
constant L:real:=(R*Q)/(2.0*math_pi*Fr);             -- Calcul de
                                                    -- l'inductance
constant C:real:=1.0/((2.0*math_pi*Fr)*(R*Q-Im));    -- Calcul de la
                                                    -- capacité

begin
  Ra: entity work.resistor(ideal) -- Instanciation d'une résistance
      generic map (res=>R)        -- Affectation de la valeur de la
      -- résistance
      port map (p1=>vout,        -- Interconnexions
                p2=>vss);
  La: entity work.inductor(ideal) -- Instanciation d'une inductance
      generic map (L=>L)         -- Affectation de la valeur de
      -- l'inductance
      port map (p1=>vin,         -- Interconnexions
                p2=>net);
  Ca: entity work.capa(ideal)    -- Instanciation d'une capacité
      generic map (C=>C)         -- Affectation de la valeur de la
      -- capacité
      port map (p1=>net,        -- Interconnexions
                p2=>vout);
end architecture bhv;

```

Fig.4.12. Description VHDL-AMS du comportement électrique d'une antenne $\lambda/2$

Quant au comportement en rayonnement défini dans la section 4.3, la Fig.4.13 donne un aperçu de la modélisation de ce dernier, toujours dans le cas d'une antenne dipôle $\lambda/2$ classique :

```

-----
                                Entité
-----
entity Comp_rayonnement is
generic(D0:real:=1.0;      -- Directivité maximum de l'antenne
       Teta:real:=90.0;  -- Angle de positionnement par rapport à la
                          -- verticale
       Rray:real:=73.0); -- Résistance de rayonnement

port  (terminal input_tran:electrical; -- Terminal électrique
       terminal in_ref_tran:electrical; -- Terminal électrique de la
                                         -- référence

       terminal output_tran:electrical; -- Terminal électrique de
                                         -- sortie(sens1)
       terminal out_ref_tran:electrical; -- Terminal électrique de la
                                         -- référence

       terminal input_rev:electrical;    -- Terminal électrique
                                         -- d'entrée(sens2)
       terminal in_ref_rev:electrical;    -- Terminal électrique de la
                                         -- référence

       terminal output_rev:electrical;   -- Terminal électrique de
                                         -- sortie(sens2)
       terminal out_ref_rev:electrical); -- Terminal électrique de la
                                         -- référence

end entity Comp_rayonnement;
-----
                                Architecture
-----
architecture bhv of Comp_rayonnement is

constant DD:real:=((cos((math_pi/2.0)*cos(Teta*math_pi/180.0)))-
                  → /(sin(Teta*math_pi/180.0)))**2;
quantity vin across input_tran to in_ref_tran;
quantity vout across iout through output_tran to out_ref_tran;
quantity voutr across ioutr through output_rev to out_ref_rev;
quantity vinr across input_rev to in_ref_rev;
begin
vout==vin*SQRT(D0*DD)/SQRT(Rray);
voutr==vinr*SQRT(D0*DD*Rray);
end architecture bhv;

```

Fig.4.13. Description VHDL-AMS du comportement en rayonnement d'une antenne $\lambda/2$

Là encore, nous retrouvons dans la description de la Fig.4.13 la décomposition en entité et en architecture. Dans le cas présenté, les paramètres génériques déclarés sont la directivité maximum D_0 de l'antenne, son positionnement $Teta$ par rapport à la verticale du plan de travail et sa résistance de rayonnement R_{ray} . L'entité comporte aussi la déclaration des ports d'entrées/sorties du modèle : nous y distinguons les sens 1 et 2 correspondant aux fonctionnements en émission et en réception de l'antenne. Concrètement, les "efforts" (quantités "across") associés à ces ports sont les tensions V_r et V_{CO} de l'équation (4.37) dans le sens ascendant et V_{reray} et V_{COR} de l'équation (4.38) dans le sens descendant. Ainsi, l'architecture représente l'implémentation des deux équations précitées sans le facteur de propagation ni l'effet de la polarisation. Ces derniers sont modélisés dans un bloc à part représentant le médium, comme indiqué sur la Fig.4.10. De plus, l'expression de la directivité a été divisée en deux parties [Balanis-05]:

$$D(\theta, \phi) = D_0 D_D(\theta, \phi) \quad (4.60)$$

D_0 est la directivité maximum, elle est représentée dans notre programme en tant que paramètre générique, et D_D représente le « facteur d'antenne » c'est-à-dire l'atténuation de la directivité en fonction de la position du récepteur par rapport à l'axe de l'antenne. L'expression de D_D peut être assez complexe. Dans le programme de la Fig.4.13 et pour une antenne dipôle $\lambda/2$, nous avons [Balanis-05]:

$$D_D(\theta) = \left[\frac{\cos\left\{\frac{\pi}{2} \cos(\theta)\right\}}{\sin(\theta)} \right]^2 \quad (4.61)$$

Ainsi, nous avons montré comment le comportement électrique et le rayonnement permettant de représenter une antenne peuvent être décrit en VHDL-AMS. Il suffit de réunir les deux descriptions, par exemple celles présentées sur les Fig.4.12 et Fig.4.13, au sein d'un seul programme et d'y ajouter une description du médium, pour avoir un modèle comportemental complet du lien RF comme celui illustré sur la Fig.4.10. Si le comportement électrique peut facilement être implémenté dans tout simulateur électrique, l'expression de la directivité (4.61) ne peut être décrite qu'analytiquement. Cet exemple démontre l'intérêt d'utiliser le langage VHDL-AMS pour décrire simultanément deux modèles à deux niveaux d'abstraction différents.

4.5 Validations par simulations électromagnétiques

Dans cette section, nous allons présenter deux modèles de liens RF avec pour chacun de ces modèles une antenne spécifique pour le tag. Nous utiliserons ces modèles dans le chapitre suivant, pour évaluer et optimiser un système RFID 2,45 GHz, mais nous devons d'abord vérifier la validité de ces descriptions en les comparant à leurs modèles électromagnétiques respectifs. Pour cela, nous allons premièrement présenter nos critères de validation avant d'étudier le cas d'une liaison où l'antenne du tag est une antenne dipôle classique. Ensuite, nous étudierons le cas d'une antenne conçue pour être adaptée à une puce RFID fournie par le CEA-LETI.

4.5.1 Techniques de validation

Afin de valider nos modèles d'antennes écrits en VHDL-AMS, nous avons relevé trois critères principaux :

- l'étude du paramètre de réflexion S_{11} qui permet de valider le comportement électrique
- l'étude du diagramme de rayonnement qui permet de valider le comportement en rayonnement
- l'étude du paramètre σ_{RCS} ou « Radar Cross Section », qui permet de valider le lien « retour » (cf. section 4.4.2.2)

Cette dernière étude est indispensable dans le cas d'une application RFID. Précisons que les simulations des modèles VHDL-AMS sont effectuées à l'aide du logiciel ADMS RF de Mentor GraphiCs [Mentor-http] et seront comparées aux résultats de simulations électromagnétiques obtenus à l'aide du logiciel CST Microwave Studio [CST-http]. Enfin, nous considérerons dans toute cette partie un canal de propagation idéal : soit de l'air, sans obstacle et non bruité.

4.5.1.1 Paramètre S_{11}

Afin de valider le comportement électrique de notre modèle d'antenne VHDL-AMS, nous avons choisi d'étudier le paramètre de réflexion S_{11} car celui-ci qualifie la manière dont est perçue électriquement l'antenne du point de vue de la source. En effet, ce paramètre est lié directement à l'impédance complexe de l'antenne Z_A par la formule suivante :

$$S_{11} = \frac{Z_A - Z_G}{Z_A + Z_G} \quad (4.62)$$

Z_G étant l'impédance complexe associée au générateur sinusoïdal permettant la simulation du paramètre S_{11} . Ainsi, en comparant le paramètre de réflexion S_{11} simulé grâce à notre modèle VHDL-AMS d'une antenne donnée à celui obtenu à l'aide du logiciel CST, nous nous assurons de la conformité de notre modélisation du comportement électrique au modèle « physique » simulé sous CST. Pour cela, nous utilisons une configuration de simulation identique pour les deux types d'analyses électrique et électromagnétique Fig.4.14. Précisons enfin que sous ADMS RF, l'analyse effectuée est une analyse fréquentielle en régime établi (cf. section 2.3.1.3).

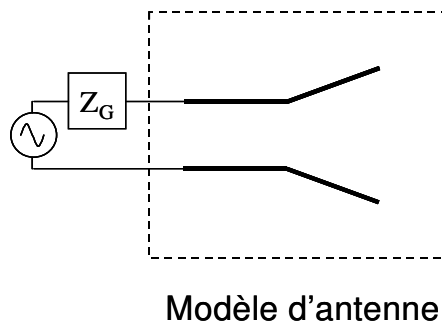


Fig.4.14. Configuration utilisée pour la simulation du paramètre S_{11}

A la fréquence de résonance, l'antenne est jugée « bien adaptée » à l'impédance Z_G quand la valeur du paramètre S_{11} est inférieure à -10 dB [Balanis-05]. En effet, cela signifie que

plus de 90% de la puissance fournie à l'antenne est transmise à l'air libre.

4.5.1.2 Diagramme de rayonnement

Dans le paragraphe 4.4.3, nous avons vu comment le rayonnement dans l'espace peut être décrit en VHDL-AMS. La manière la plus simple de valider cette description est de simuler la densité de puissance rayonnée de chacune des antennes en fonction de différents points dans l'espace. Afin de faciliter la comparaison entre les simulations issues d'ADMS RF et celles issues de CST, nous présenterons les résultats en coordonnées polaires.

4.5.1.3 Calcul du RCS

Le dernier critère de validation de nos modèles du lien RF consiste à comparer les paramètres σ_{RCS} ou « Radar Cross Section » obtenus avec nos descriptions comportementales à ceux obtenus avec le modèle « physique ». En effet, le logiciel de simulation électromagnétique CST permet le calcul du σ_{RCS} d'une structure en réalisant une simulation analogue à l'application radar que nous avons décrite dans le paragraphe 4.4.2.2. Dans le cadre d'une application RFID, cette structure est un tag composé d'une antenne associée à une puce. Sous ADMS RF et afin de valider le lien descendant de notre description bidirectionnelle du lien RF, nous calculons le paramètre σ_{RCS} en utilisant l'expression suivante issue de l'équation (4.50) :

$$\sigma_{\text{RCS}} = \frac{P_{\text{lecteur_reçue}}}{P_{\text{lecteur_émise}}} \frac{(4\pi)^3 d^4}{\lambda^2 (G_2(\theta, \phi))^2} \quad (4.63)$$

Nous avons vu dans le paragraphe 4.4.2.2, que la valeur de σ_{RCS} varie en fonction de l'impédance complexe de la puce du tag comme indiquée par l'équation (4.59). Nous comparerons donc les variations du σ_{RCS} , issues des deux types de simulations comportementale et électromagnétique, en fonction des variations de l'impédance complexe de la puce RFID utilisée.

4.5.2 Antenne dipôle $\lambda/2$ classique

La première antenne étudiée est l'antenne dipôle $\lambda/2$ classique. Elle présente l'avantage d'être facilement décrite analytiquement du fait de la simplicité de sa géométrie [Balanis-05]. La figure suivante est une illustration de l'antenne modélisée à l'aide du logiciel CST :

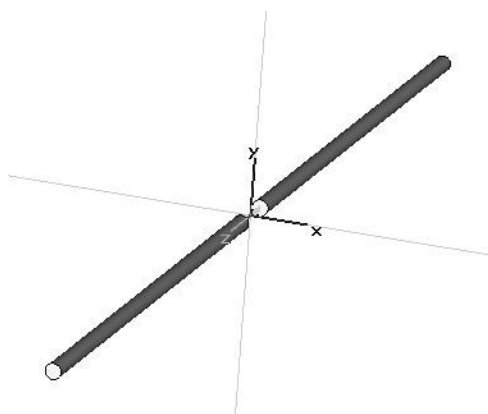


Fig.4.15. Géométrie d'une antenne dipôle $\lambda/2$ classique simulée sous CST.

L'impédance complexe de cette antenne est réelle et vaut $Z_A=73\Omega$ à sa fréquence de résonance. Elle présente un gain de 2,15dB. Enfin, la longueur de cette antenne est de 5,6cm ce qui correspond à la moitié de la longueur d'onde de travail.

4.5.2.1 Paramètre S_{11}

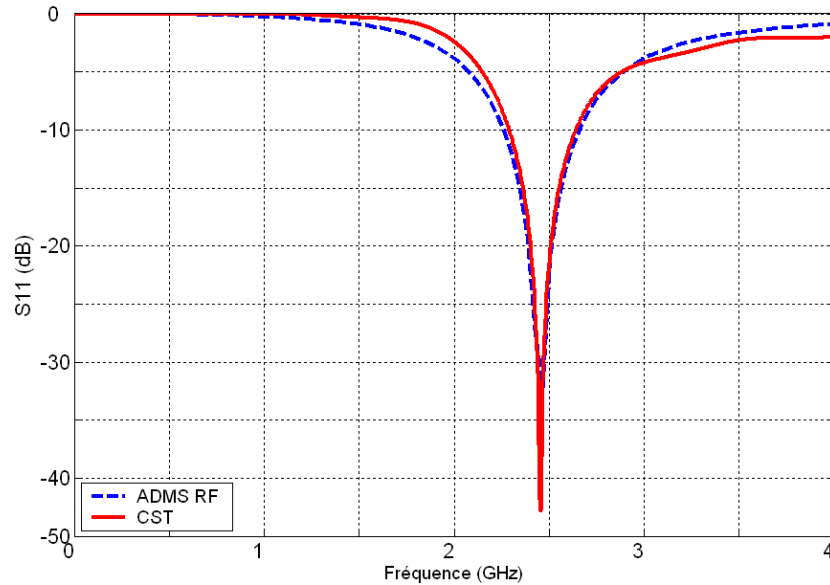


Fig.4.16. Paramètres S_{11} pour une antenne dipôle $\lambda/2$ classique obtenus avec ADMS RF et CST.

La simulation du paramètre S_{11} permet de visualiser la fréquence de résonance de l'antenne. La Fig.4.16 montre que notre modèle VHDL-AMS simulé à l'aide du logiciel ADMS RF résonne à la fréquence attendue de 2,45 GHz, en adéquation avec le modèle physique simulé sous CST. De plus, à cette fréquence, nous avons $S_{11}=-33$ dB, ce qui démontre une bonne précision d'adaptation de notre antenne modélisée en VHDL-AMS. Enfin, on note que la variation du S_{11} en fonction de la fréquence obtenue avec ADMS RF (courbe en pointillés de la Fig.4.16) est conforme à celle obtenue avec CST autour de la fréquence de résonance ; le facteur de qualité de l'antenne modélisée au niveau comportemental est donc conforme à celui du modèle physique.

4.5.2.2 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement complet (en 3D) simulé sous CST de l'antenne dipôle présentée dans la Fig.4.15 est le suivant :

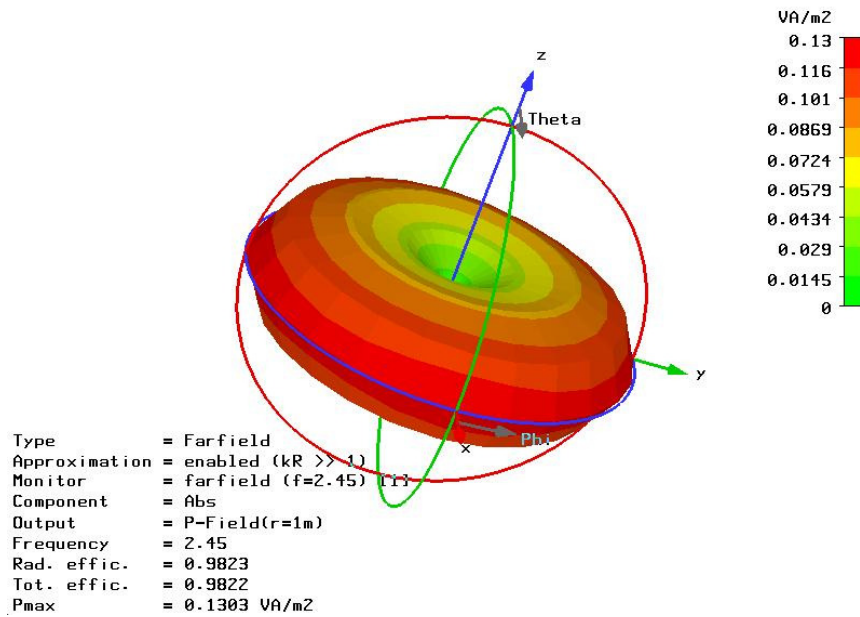


Fig.4.17. Diagramme de rayonnement d'une antenne dipôle $\lambda/2$ classique obtenu avec CST

On remarque sur la Fig.4.17 que le rayonnement ne dépend que de l'angle θ , en coordonnées polaires. C'est donc la variation du gain en fonction de cet angle que nous modélisons en VHDL-AMS. Les deux diagrammes de rayonnement obtenus à l'aide d'ADMS RF et de CST sont présentés sur la Fig.4.18. On remarque que les deux courbes se superposent parfaitement. Cela est dû au fait que l'antenne dipôle $\lambda/2$ classique présente une géométrie simple pour laquelle il est facile d'extraire analytiquement l'expression de la directivité comme nous l'avons mentionné dans le paragraphe 4.4.3.

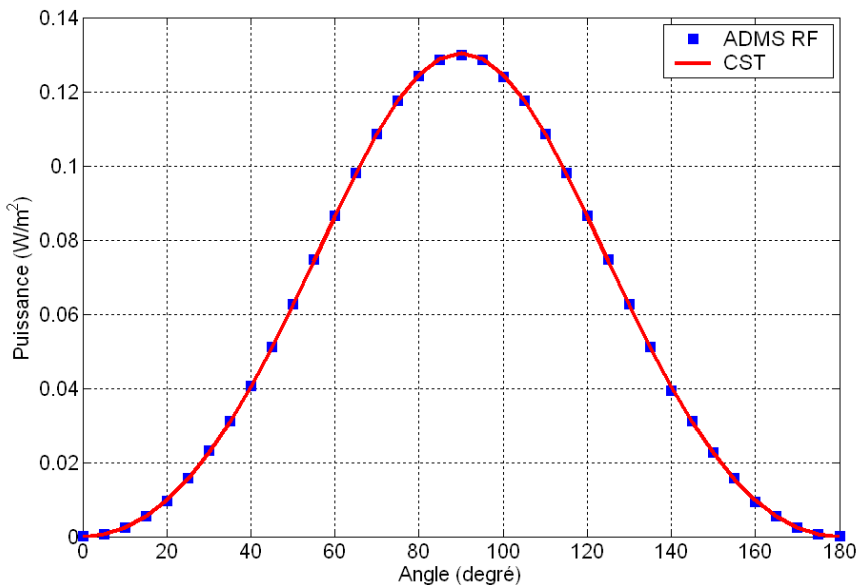


Fig.4.18. Diagrammes de rayonnement de l'antenne dipôle $\lambda/2$ obtenus avec ADMS RF et CST.

Le maximum de puissance est obtenu pour un angle $\theta=90^\circ$. Nous retrouvons aussi l'angle d'ouverture à mi-puissance caractéristique de ce type d'antenne : $\theta_{\text{ouverture}}=80^\circ$.

4.5.2.3 Calcul du RCS

Afin de valider le lien descendant du modèle VHDL-AMS bidirectionnel de l'antenne dipôle $\lambda/2$, nous devons comparer les valeurs du paramètre σ_{RCS} obtenus aux résultats de la simulation électromagnétique. Pour ce faire, nous procédons en deux étapes :

- étude de la variation du σ_{RCS} en fonction de la partie réelle de la charge, en considérant que sa partie imaginaire est adaptée à l'antenne dipôle $\lambda/2$.
- étude de la variation du σ_{RCS} en fonction de la partie imaginaire de la charge, en considérant que sa partie réelle est adaptée à l'antenne $\lambda/2$.

La Fig.4.19 présente les résultats obtenus pour les modèles VHDL-AMS et électromagnétique de l'antenne $\lambda/2$ dans le cas de la première étude. Nous remarquons que la simulation du modèle comportemental (en pointillé) est conforme à la simulation électromagnétique pour une variation de la partie réelle de la charge de l'antenne allant du court-circuit jusqu'à environ 400Ω . Sur la Fig.4.19, on remarque que le σ_{RCS} diminue lorsque la partie réelle augmente. Alors que cette diminution continue pour le modèle VHDL-AMS au delà des 400Ω de la partie réelle, le modèle électromagnétique affiche un σ_{RCS} quasi-constant de 8cm^2 . Cela s'explique par le fait que le modèle électromagnétique prend en compte la réflexion de l'antenne en circuit ouvert, réflexion négligée par le modèle comportementale (cf. section 4.4.1). Notre modèle comportemental de l'antenne dipôle $\lambda/2$ est donc fiable dès lors que la désadaptation en partie réelle ne dépasse pas 6 fois la valeur de son impédance réelle.

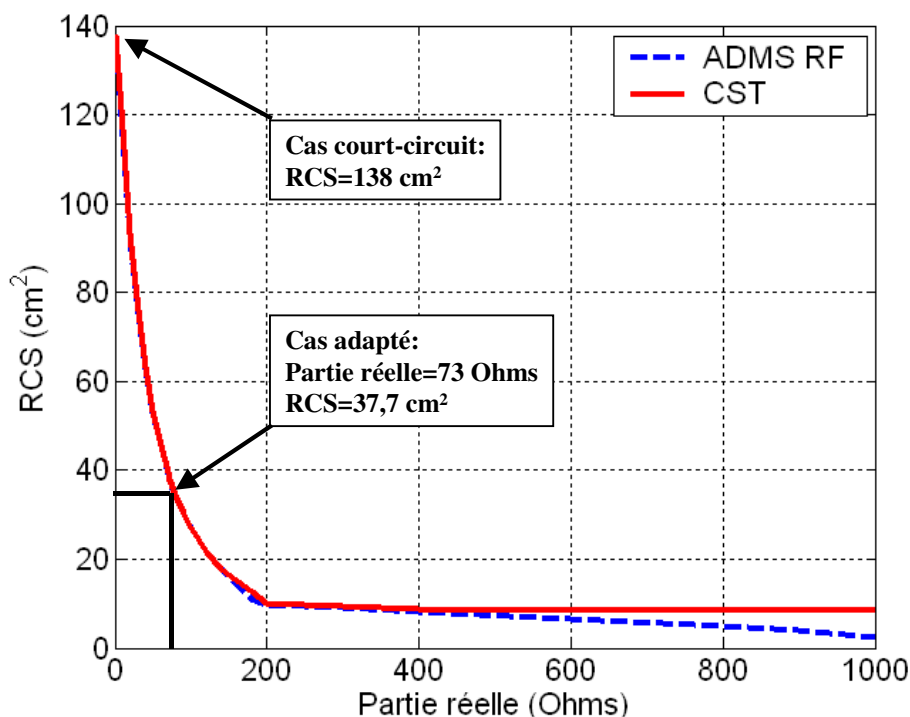


Fig.4.19. Variation du RCS en fonction de la partie réelle de la charge de l'antenne dipôle $\lambda/2$ obtenus avec ADMS RF et CST.

La Fig.4.20 correspond à l'étude du paramètre σ_{RCS} en fonction de la variation de la partie imaginaire de la charge de l'antenne dipôle $\lambda/2$, alors que sa partie réelle est adaptée. Notons que les valeurs de la partie imaginaire sont données en valeurs absolues, car nous

considérons le cas d'une variation capacitive de la charge de l'antenne (c'est souvent le cas dans les applications RFID). Là encore, nous observons que le modèle comportemental est fidèle au modèle électromagnétique dès lors que les valeurs du σ_{RCS} sont grandes devant la réflexion due à l'antenne en circuit ouvert.

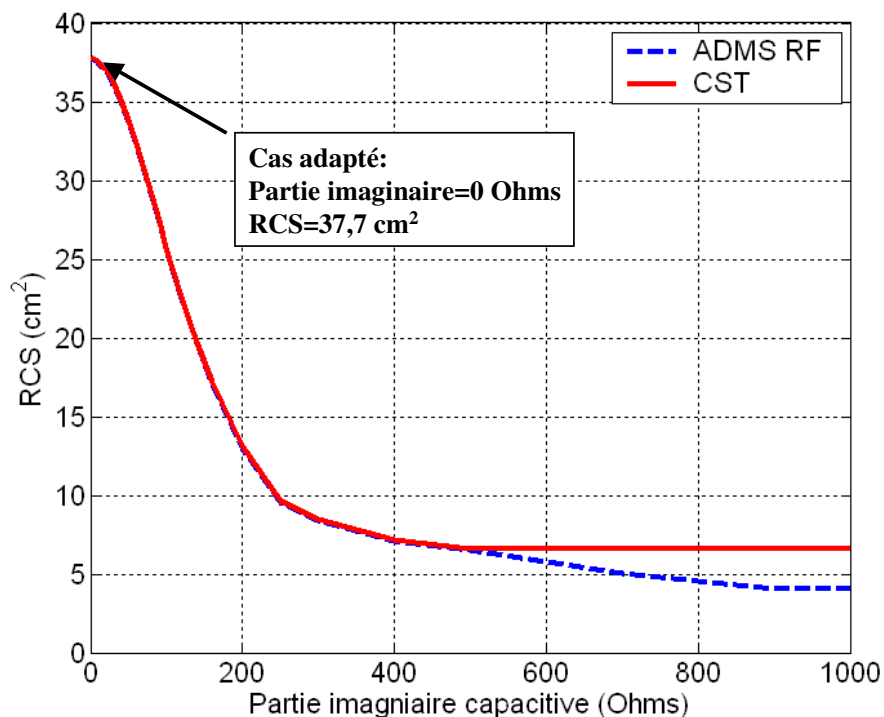


Fig.4.20. Variation des RCS en fonction de la partie imaginaire capacitive de la charge de l'antenne dipôle $\lambda/2$ obtenues avec ADMS RF et CST.

Remarquons enfin que d'après les deux simulations présentées dans cette section, le σ_{RCS} maximum de l'antenne dipôle $\lambda/2$ est obtenu lorsque celle-ci est court-circuitée.

4.5.3 Antenne pour Puce CEA

Le deuxième cas que nous nous proposons de valider dans ce paragraphe correspond à celui d'une antenne que nous avons conçue spécifiquement pour être utilisée avec un tag RFID fourni par le CEA-LETI. Comme nous l'avons expliqué dans le chapitre III, à chacun des modes de fonctionnement de la puce RFID (fonctionnement en réception ou fonctionnement en rétro-modulation) correspond une impédance complexe. La conception d'une antenne dédiée doit donc forcément prendre en compte l'adaptation de son impédance à celle de la puce. Ce point fera l'objet d'une étude approfondie dans le chapitre IV de ce mémoire. Pour les besoins de la présente validation, l'impédance de la puce RFID fournie par le CEA-LETI à laquelle nous souhaitons adapter l'antenne est de $Z_G=16-142j$. La figure suivante présente la géométrie de l'antenne que nous avons conçue et qui satisfait cette exigence d'adaptation :

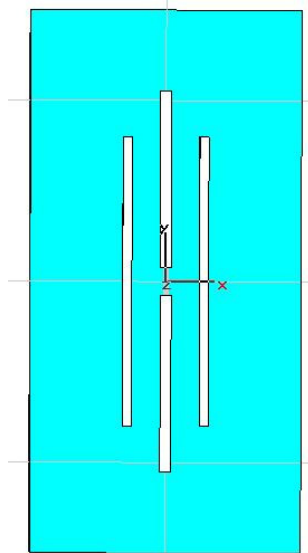


Fig.4.21. Antenne adaptée à la puce fournie par le CEA-LETI

Le substrat utilisé ici est du FR4 (substrat constitué d'époxy et de tissus de verre entrant dans la composition de la majorité des circuits imprimés double face et multicouches), généralement apprécié par les concepteurs d'antennes pour ses propriétés diélectriques [Balanis-05]. Ses dimensions sont de $3 \times 6 \text{ cm}^2$. La puce est placée au centre de l'antenne. Pour simuler cette dernière avec le logiciel CST, l'impédance complexe du générateur illustré sur la Fig.4.14 représente l'impédance complexe de la puce, c'est-à-dire $Z_G = 16 - 142j$. La fréquence de travail est toujours de 2,45GHz et le gain obtenu est de 2,5 dB.

4.5.3.1 Paramètre S_{11}

La Fig.4.22 montre que notre modèle VHDL-AMS simulé à l'aide du logiciel ADMS RF résonne à la fréquence attendue de 2,45GHz, en adéquation avec le modèle physique simulé sous CST. Cependant, contrairement au cas précédent, la résonance ainsi obtenue est celle du tag complet, c'est-à-dire, de l'antenne associée à la puce du CEA-LETI. Nous avons une approximation acceptable du paramètre de réflexion à $S_{11} = -34\text{dB}$, soit une erreur inférieure à 0,5% par rapport au S_{11} issu de la simulation électromagnétique. Quant au facteur de qualité, l'erreur est inférieure à 2% autour de $S_{11} = -10\text{dB}$.

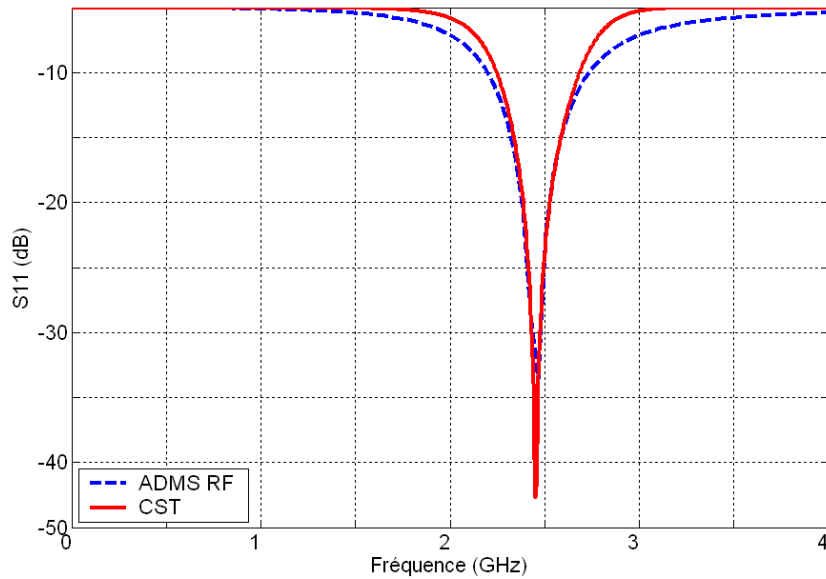


Fig.4.22. Paramètres S_{11} pour le tag du CEA obtenus avec ADMS RF et CST.

4.5.3.2 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement complet (en 3D) de l'antenne simulé sous CST, pour la puce du CEA-LETI présentée dans la Fig.4.21, est le suivant :

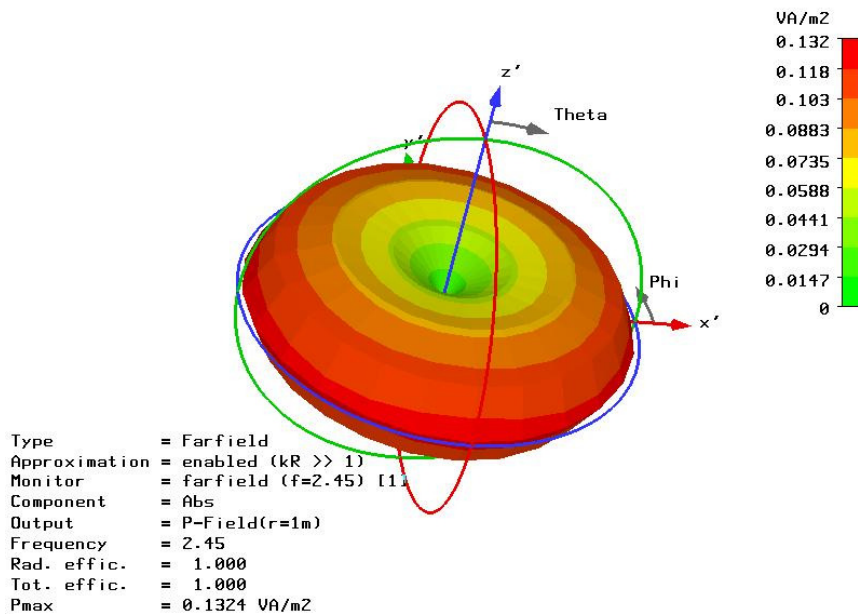


Fig.4.23. Diagramme de rayonnement de l'antenne obtenu avec la puce du CEA-LETI sous CST

On remarque que le rayonnement de notre antenne est similaire à celui de l'antenne dipôle du paragraphe précédent (Fig.4.17). Cela s'explique par le fait que nous avons conçu cette antenne comme une variation du dipôle imprimé afin de garder le même diagramme de rayonnement et donc afin de pouvoir le modéliser facilement. Les deux bandes « ajoutées » autour du dipôle simple sont en effet sans grande conséquence sur le rayonnement de l'antenne. Il est donc possible de modéliser en VHDL-AMS le rayonnement de cette antenne de la même manière que pour l'antenne dipôle $\lambda/2$ du paragraphe 4.5.2.2, c'est-à-

dire à l'aide de l'expression analytique donnée dans l'équation (4.61). Les deux diagrammes de rayonnement obtenus à l'aide d'ADMS RF et de CST sont présentés sur la Fig.4.24. On remarque que la simulation du modèle VHDL-AMS présente une erreur inférieure à 2%. Précisons enfin qu'en cas de modélisation d'un diagramme de rayonnement qu'on ne peut décrire analytiquement, une solution simple mais plus coûteuse en temps de simulation consisterait à modéliser ce diagramme sous la forme d'un tableau de valeurs en VHDL-AMS.

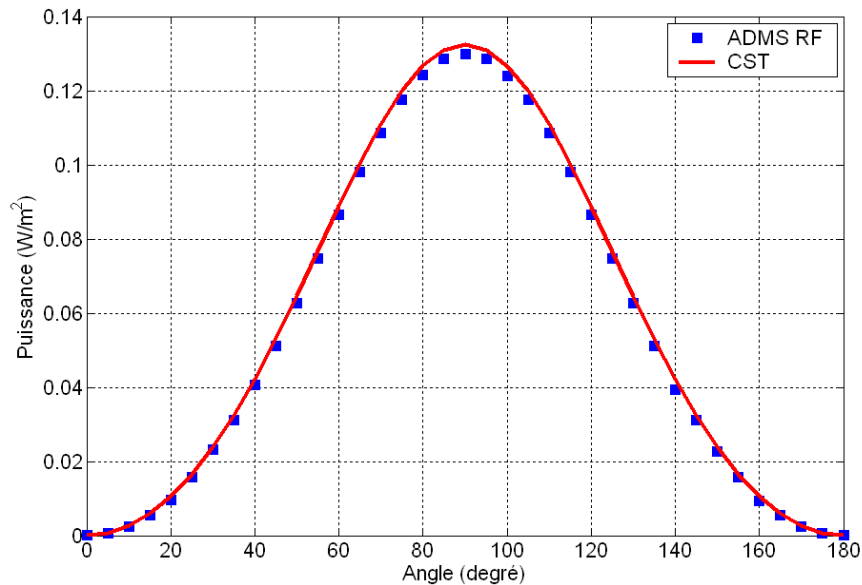


Fig.4.24. Diagrammes de rayonnement de l'antenne du tag du CEA obtenus avec ADMS RF et CST.

4.5.3.3 Calcul du RCS

De la même manière que pour la validation de l'antenne dipôle $\lambda/2$, nous comparons le paramètre σ_{RCS} d'abord en fonction de la variation de la partie réelle de l'impédance de la puce en considérant que sa partie imaginaire est adaptée à l'antenne, ensuite en fonction de sa partie imaginaire en considérant que sa partie réelle est adaptée à l'antenne. Vu que cette antenne est conçue spécifiquement pour être utilisée avec la puce développée par le CEA-LETI, nous bornerons ces deux études aux limites de variation de l'impédance complexe de la puce. Ainsi, la Fig.4.25 présente l'étude du paramètre σ_{RCS} lorsque la partie réelle de l'impédance de la puce varie entre 10Ω et 40Ω . Nous remarquons que dans ces limites, le modèle VHDL-AMS se comporte conformément au modèle électromagnétique, avec une erreur estimée inférieure à 0,1%.

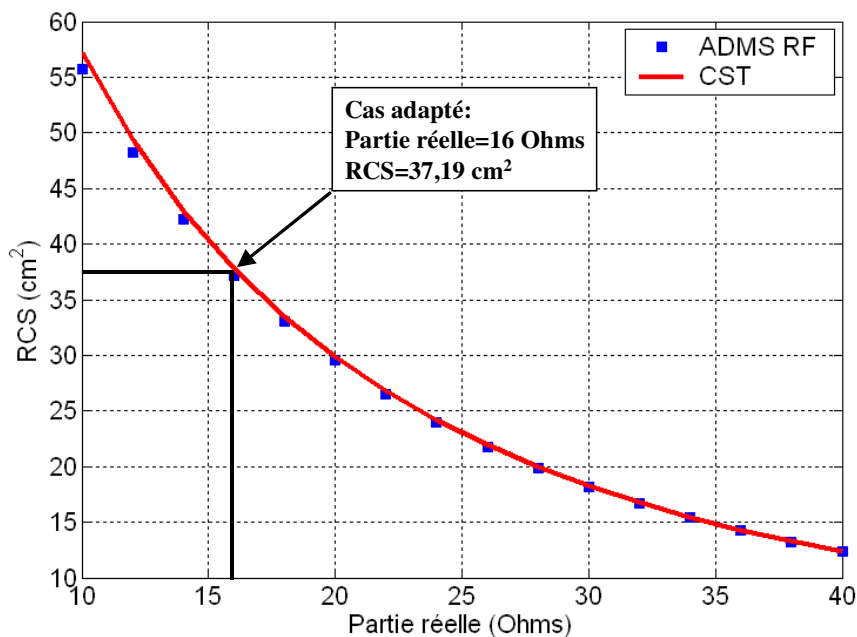


Fig.4.25. Variations du RCS en fonction de la partie réelle de la charge de l'antenne adaptée à la partie imaginaire de la puce du CEA-LETI, obtenues avec ADMS RF et CST.

La Fig.4.26 présente les résultats de l'étude du paramètre σ_{RCS} en fonction de la partie réelle de l'impédance de la puce, en considérant que sa partie imaginaire est adaptée à celle de l'antenne. Notons que là encore, nous considérons une partie imaginaire capacitive (les valeurs de l'abscisse de la Fig.4.26 sont données en valeurs absolues). Le modèle VHDL-AMS (en pointillé) reproduit la courbe obtenue par simulation électromagnétique avec une erreur maximale de 2%. On observe par ailleurs que le paramètre σ_{RCS} présente un maximum lorsque la partie imaginaire de l'impédance de la puce est adaptée à l'antenne.

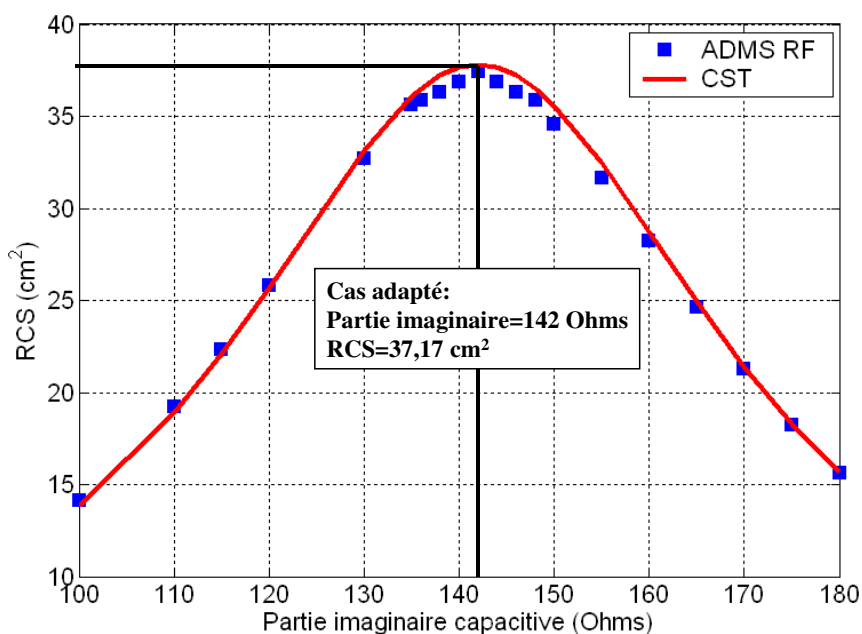


Fig.4.26. Variations du RCS en fonction de la partie imaginaire de la charge de l'antenne adaptée à la partie réelle de la puce du CEA-LETI, obtenues avec ADMS RF et CST.

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une approche de modélisation comportementale du lien RF bidirectionnel adaptée au langage VHDL-AMS ; lien RF qui inclut les antennes et le médium de propagation. Ce type de modèle est destiné à être utilisé dans la description complète de systèmes communicants – dans notre cas, les systèmes RFID UHF et micro-ondes – afin de répondre aux besoins en terme de simulation conjointe électrique et RF.

Dans cet approche de modélisation du lien RF, nous prenons en compte les deux comportements fondamentaux des antennes appartenant à ce lien : leur comportement électrique et leur rayonnement. Le circuit équivalent proposé pour modéliser le comportement électrique des antennes suppose une communication en champ lointain et donc pour des fréquences appartenant aux bandes UHF et micro-ondes. Le rayonnement est quant à lui modélisé analytiquement de manière à être facilement implantable en VHDL-AMS. La forme analytique proposée suppose une communication à bande étroite autour de la fréquence de la porteuse, ce qui est toujours le cas pour les systèmes RFID UHF classiques.

De plus, le caractère réciproque de notre modèle du lien RF permet de modéliser la technique de rétro-modulation typique d'une communication RFID UHF bidirectionnelle et donc de répondre aux besoins en évaluation de performances du système comme nous le montrerons dans le chapitre V. Cette réciprocity du modèle n'est cependant valable que pour des antennes dites à « faibles réflexions » [Nikitin-2-06], catégorie à laquelle appartient la grande majorité des antennes utilisées en RFID. Plus particulièrement et dans le cadre de notre collaboration avec le CEA-LETI, nous avons conçu une antenne spécifique à l'application visée et nous avons validé notre modèle VHDL-AMS du lien RF en comparant les résultats de simulations de cette antenne avec ceux de son modèle électromagnétique.

CHAPITRE V

MODELISATION COMPORTEMENTALE D'UN SYSTEME RFID 2,45 GHz

5.1 Introduction

Nous consacrons le présent et dernier chapitre à présenter notre solution de modélisation d'un système RFID 2,45 GHz ; plus particulièrement à présenter la modélisation comportementale du tag. En effet, comme pour la modélisation du lien RF exposée dans le chapitre précédent, il est nécessaire de fournir aux concepteurs de systèmes RFID UHF et micro-ondes un modèle du tag capable de prendre en compte les comportements essentiels à l'évaluation des performances globales du système ainsi qu'à son optimisation.

Dans ce chapitre, un exposé général de notre solution de modélisation d'un système RFID 2,45 GHz sera développé dans la section 5.2. Nous y présenterons en premier lieu un modèle simplifié d'un lecteur RFID pour ensuite détailler notre stratégie de modélisation comportementale d'un tag RFID 2,45 GHz, en nous appuyant sur un exemple de tag conçu au CEA-LETI. Dans la section 5.3, plusieurs exemples de simulations démontreront l'intérêt d'utiliser nos modèles comportementaux pour répondre aux besoins en exploration d'architecture, en évaluation de performances et en optimisation des systèmes RFID UHF et micro-ondes.

5.2 Modélisation comportementale d'un système RFID à 2,45 GHz

Nous avons insisté tout au long de notre étude sur la nature mixte et RF des composants d'un système RFID 2,45 GHz. C'est d'ailleurs ce constat qui nous a conduit à la modélisation comportementale en VHDL-AMS de l'ensemble du système.

Avant de détailler notre modèle du tag, nous allons présenter quelques modèles d'éléments clefs du lecteur RFID afin d'illustrer les possibilités offertes par le langage VHDL-AMS en terme de modélisation mixte au niveau comportemental.

5.2.1 Modélisation du lecteur

La modélisation comportementale en VHDL-AMS des différentes parties du lecteur ne posent pas de difficultés majeures. Des modèles comportementaux de pratiquement tous les composants d'un lecteur RFID sont en effet disponibles dans des bibliothèques d'IPs telles que Commlib et Commlib RF de Mentor Graphics. Précisons que ces modèles sont conçus pour être génériques et sont donc issus d'une approche de modélisation

descendante (cf. section 2.4.2).

Dans le cadre de notre étude, nous ne pouvons pas présenter pour des raisons de confidentialité le modèle du lecteur développé par le CEA-LETI. Cependant, afin d'illustrer l'intérêt de notre approche, nous présentons un modèle simplifié d'un lecteur RFID dont l'architecture s'inspire du schéma bloc présenté dans la section 3.3.3 du chapitre III et que nous reproduisons ici :

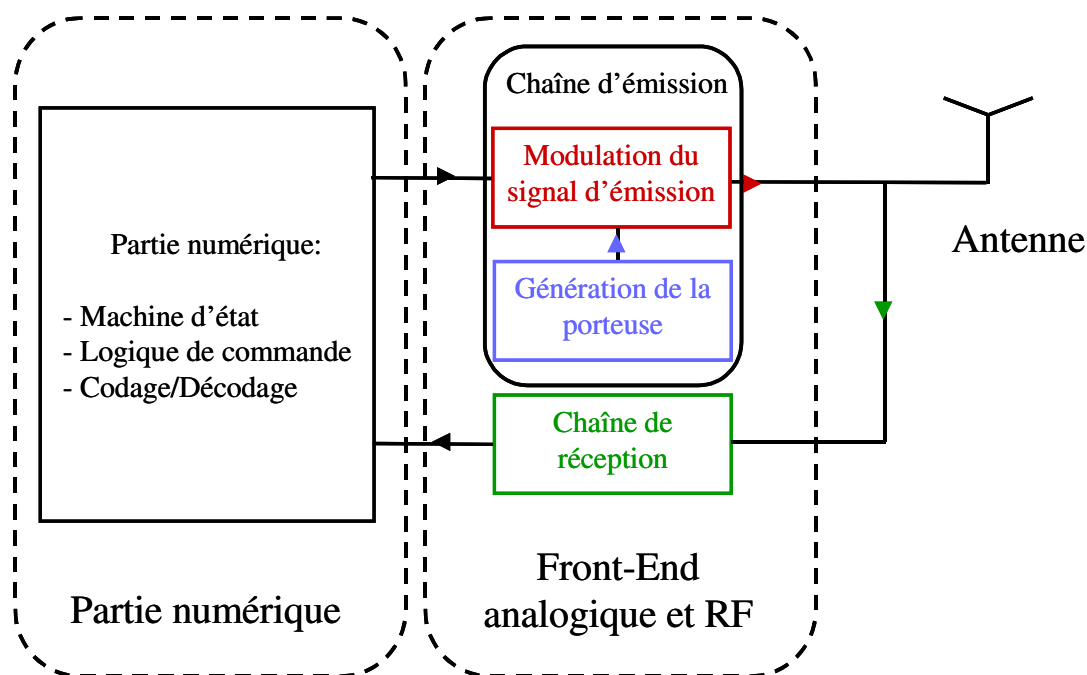


Fig.5.1. Schéma bloc du lecteur RFID 2,45 GHz modélisé en VHDL-AMS

5.2.1.1 Modélisation de la partie numérique du lecteur

Le lecteur est maître de la communication par rapport au tag (cf. section 3.3.1). Un protocole de communication simplifié a été modélisé par une machine à états finis représentée en Fig.5.2. Nous y distinguons trois états :

- Un état d'attente où le lecteur envoie en permanence une onde non modulée permettant l'alimentation et l'activation d'un éventuel tag.
- Un état d'émission (TR) où le lecteur envoie un signal modulé permettant simultanément l'alimentation du tag ainsi que la transmission d'une requête.
- Un état de réception (RCV) où le lecteur envoie un signal non-modulé qui assure l'alimentation du tag tout en recevant les réflexions de ce dernier.

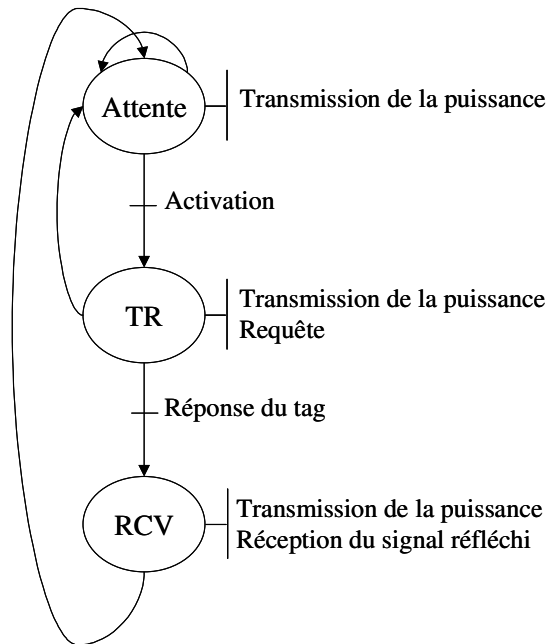


Fig.5.2. Machine à états du lecteur modélisé en VHDL-AMS

En plus de la gestion de la communication, la partie numérique du lecteur est chargée de la mise en forme du signal numérique à transmettre au tag. La Fig.5.3 présente le traitement numérique modélisé en VHDL.

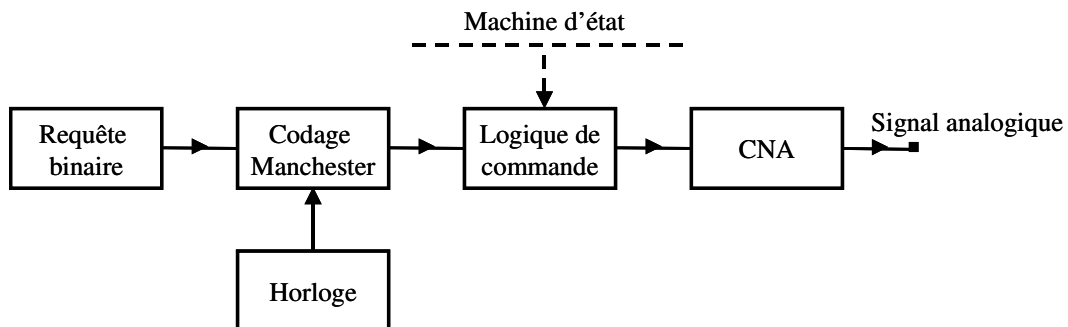


Fig.5.3. Traitement numérique du signal envoyé par le lecteur modélisé en VHDL-AMS

Les données binaires représentant la requête envoyée par le lecteur sont codées au format Manchester comme spécifié dans les normes ISO/IEC 18000-4 (cf. section 3.2.4.2). Le bloc logique de commande est piloté par la machine d'état et sa fonction principale est de définir la forme du signal spécifique à chaque état. Enfin, les données codées et « commandées » sont converties en un signal analogique prêt à être traité par le front-end RF du lecteur.

La Fig.5.4 présente les principaux signaux issus de la simulation de cette partie numérique du lecteur. On distingue dans le signal commande *a* les trois états de fonctionnement du tag (cf. Fig.5.2). Celui-ci est à l'état bas pendant 80 μ s afin de permettre au lecteur d'envoyer la porteuse seule sans signal modulant. Ce laps de temps permet au tag de récupérer l'énergie nécessaire à son activation. Ensuite, le signal commande est à l'état haut, autorisant ainsi pendant 840 μ s, la communication du signal informatif. Enfin, l'état de réception se traduit par un retour à l'état bas du signal commande. Les deux signaux numériques suivants de la Fig.5.4 représentent respectivement le signal informatif binaire (signal *b*) et ce même signal codé au format Manchester (signal *c*). Notons que

l'information est transmise à un débit de 80 kbits/s.

Le codage Manchester a pour principal avantage de posséder une transition systématique au milieu de chaque bit quelque soit son état. Ceci permet une détection plus aisée lors de la réception grâce notamment à l'extraction du signal d'horloge. Ce changement d'état à chaque bit permet aussi une bonne immunité au bruit [Paret-01] [Finkenzeller-03]. De plus, en cas de modulation d'amplitude (ASK) de ce signal, sa forme garantit la transmission de la moitié de la puissance contenue dans le signal, quelque soit son état.

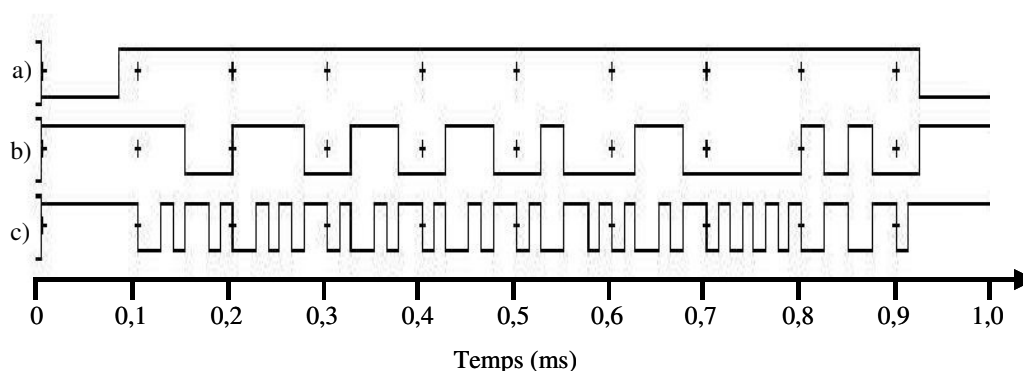


Fig.5.4. Simulation de la chaîne d'émission numérique du lecteur

La modélisation de ces blocs numériques ainsi que du traitement numérique du signal reçu par le lecteur est effectuée à un niveau d'abstraction « élevé » mais néanmoins suffisant pour les objectifs de simulation que nous nous sommes fixés dans le cadre de notre étude.

5.2.1.2 Modélisation comportementale de la partie analogique et RF du lecteur

La modélisation du front-end analogique et RF du lecteur est réalisée grâce aux modèles comportementaux des composants de la librairie Commlib RF de Mentor Graphics. La Fig.5.5 présente le schéma bloc du lecteur décrit en VHDL-AMS. Les chaînes d'émission et de réception sont optimisées pour un fonctionnement à 2,45 GHz et pour une puissance d'émission de 500 mW, conformément aux normes (cf. section 3.2.4.1). En émission, le signal analogique correspondant aux données est d'abord filtré en bande de base afin d'éliminer les hautes fréquences dues aux transitions rapides. Ensuite, celui-ci est modulé en amplitude ASK 100% à l'aide d'une porteuse à 2,45GHz. Enfin, le signal est amplifié puis dirigé par un circulateur vers l'antenne du lecteur. Pour la chaîne de réception, le signal récupéré par l'antenne est dirigé grâce au même circulateur vers un amplificateur faible bruit. Le filtre passe-bande permet de récupérer le signal reçu tout en améliorant le rapport signal sur bruit. Ensuite, le signal est démodulé, filtré en bande de base puis envoyé vers la partie numérique.

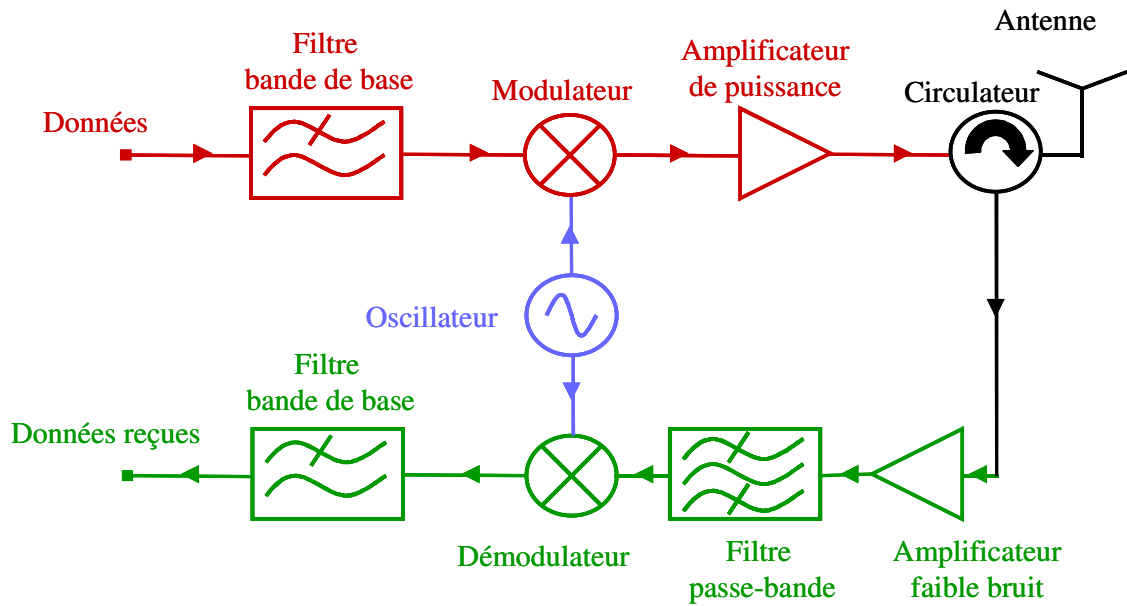


Fig.5.5. Front-end RF du lecteur modélisé en VHDL-AMS

Afin d'illustrer le fonctionnement général du lecteur, la Fig.5.6 présente les principaux signaux analogiques et RF obtenus lors de la simulation du lecteur.

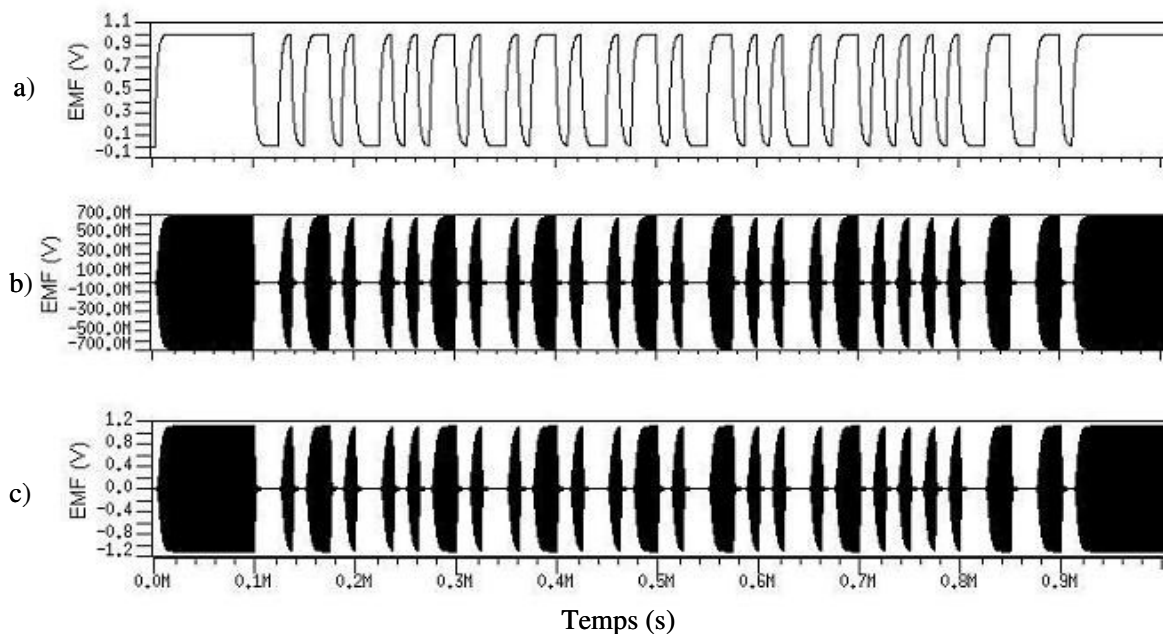


Fig.5.6. Simulation de la chaîne d'émission analogique du lecteur

Le signal *a* de la Fig.5.6 représente la sortie du filtre passe-bas en bande de base du signal émis par le lecteur. Le signal *b* est le résultat de la modulation en amplitude ASK 100% du signal *a*. Remarquons que pour les étapes d'activation du tag (de 0 μ s à 80 μ s) et d'attente de la rétro-modulation (de 920 μ s à 1,3 ms), seule la porteuse est envoyée. Enfin, le signal *c* représente le signal amplifié et émis par l'antenne.

Tous les modèles de composants utilisés pour décrire la partie analogique et RF du lecteur (cf. Fig.5.5) prennent en compte les désadaptations éventuelles à leurs entrées/sorties ainsi que les principaux comportements non linéaires comme les phénomènes de saturation et

les produits d'inter-modulation des mélangeurs et des amplificateurs [Mentor-Lib-05]. Précisons enfin que ces modèles sont compatibles avec les différents modes de simulation RFIC (cf. section 2.3.1.3) parmi lesquels l'analyse transitoire de l'enveloppe qui nous a permis d'obtenir les simulations présentées en Fig.5.6.

5.2.2 *Modélisation du tag*

Pour répondre aux exigences de simulation exprimées dans la section 3.4.1 du chapitre III, le modèle du tag RFID doit prendre en compte le comportement électrique variable de la puce développée par le CEA-LETI. C'est en effet son impédance d'entrée qui détermine la quantité d'énergie récupérée par le tag ainsi que la technique de rétro-modulation. Or, cette impédance dépend non seulement de l'architecture de la puce, de son mode de fonctionnement et de son packaging, mais aussi de l'amplitude de l'onde captée par l'antenne du tag.

Si nous adoptons la même stratégie de modélisation classique que celle que nous avons utilisée pour la modélisation de l'architecture du lecteur, seule la modélisation au niveau transistor de toutes les composantes du tag permettrait d'avoir une estimation dynamique du comportement électrique de la puce. Malheureusement, ce niveau de description demande des temps de simulation extrêmement longs ce qui rend impossible la simulation de l'ensemble du système RFID.

Pour répondre à cette problématique, nous avons opté pour une modélisation comportementale du tag par la méthode dite « meet in the middle » (cf. section 2.4.3). Un schéma général de la structure du modèle comportemental proposé est donné en . Ainsi, le comportement électrique de la puce est modélisé par une impédance d'entrée globale commandée par un modèle fonctionnel du tag. Les valeurs de cette impédance globale sont extraites du modèle au niveau transistor réalisé par le CEA-LETI quand celui-ci fonctionne en mode réception et en mode rétro-modulation. Quant au modèle fonctionnel, il ne comporte pas d'impédance propre ; tous ses constituants sont décrits de manière analytique. Notons que seul un langage permettant des descriptions à multi-niveaux d'abstraction comme le VHDL-AMS permet une telle modélisation. Dans la suite de cette section, ces deux parties de notre modèle comportemental seront explicitées.

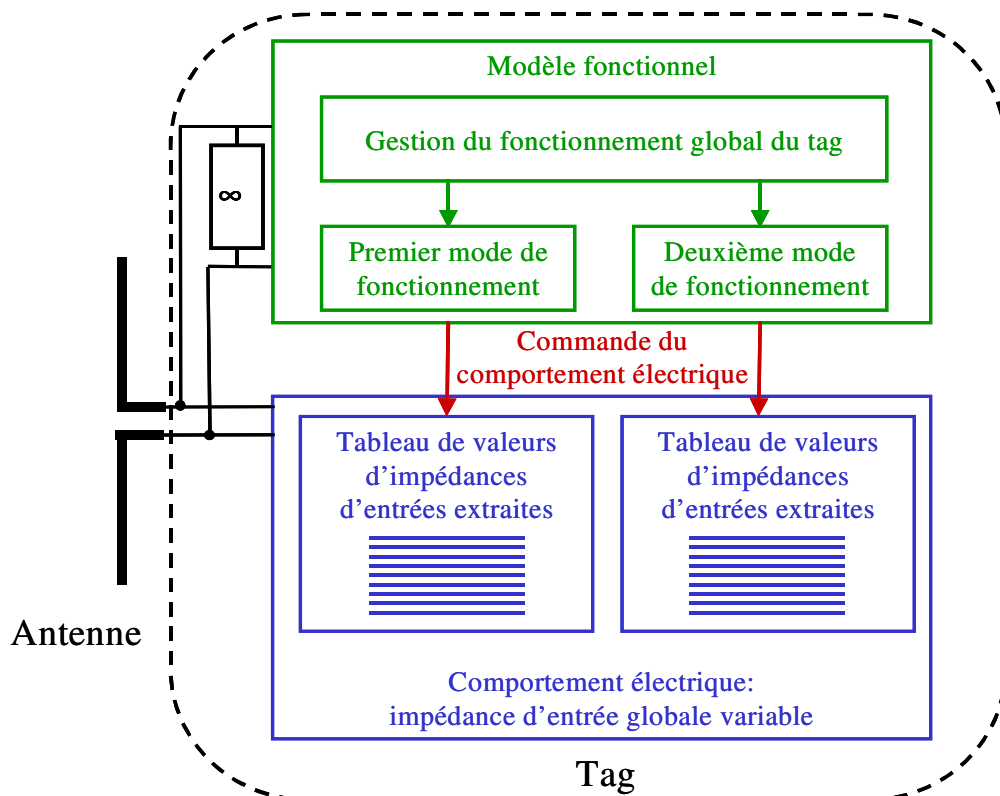


Fig.5.7. Structure du modèle comportemental du tag

5.2.2.1 Modélisation fonctionnelle et pilotage du comportement électrique

Afin de piloter le comportement électrique du tag, il est nécessaire de modéliser ses trois fonctions principales qui sont la récupération de l'énergie, la réception de la requête et la commande de la modulation de charge. Ces fonctions sont illustrées par le schéma de la Fig.5.8 (cf. section 3.3.2.1).

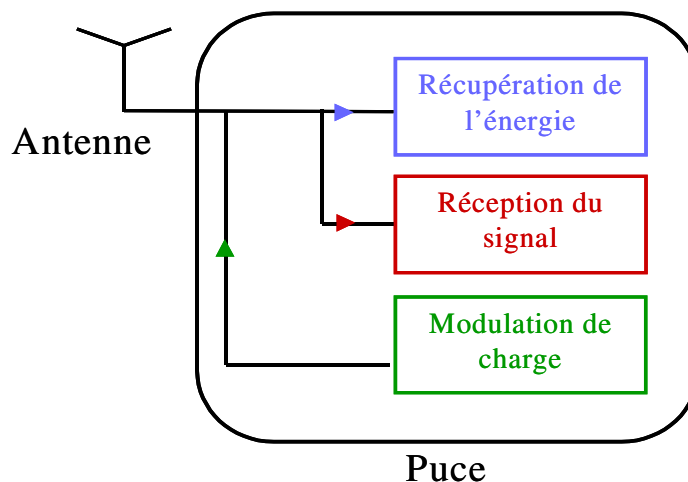


Fig.5.8. Schéma bloc fonctionnel d'un tag RFID UHF

Chacune de ces fonctions requiert un traitement numérique et un traitement analogique que nous avons modélisés en VHDL-AMS.

5.2.2.1.1 Modélisation de la partie numérique du tag

Comme pour notre modèle du lecteur, la partie numérique du tag est commandée par une

machine à états finis dont le diagramme est présenté en Fig.5.9. De manière complémentaire à la qualité de « maître » du lecteur, nous distinguons trois états pour le tag :

- Un état où le tag est désactivé. Il n'y a aucune activité qui se produit dans le tag tant qu'il n'est pas dans le champ de rayonnement d'un lecteur.
- Un état de réception (RCV) où le tag reçoit tout d'abord uniquement la porteuse afin d'amorcer son alimentation et ensuite, reçoit la requête du lecteur tout en continuant à être télé-alimenté.
- Un état de rétro-modulation (RTR) où le tag réfléchit une partie de l'onde envoyée par le lecteur. La commande de cette réflexion définit l'information qu'il désire envoyer au lecteur, tout en conservant sa télé-alimentation.

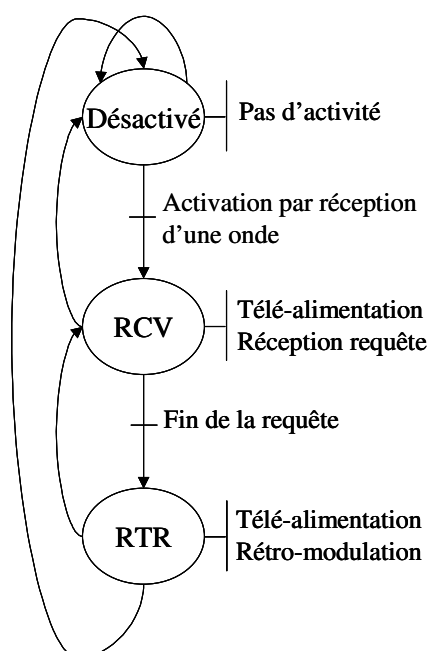


Fig.5.9. Machine d'état du tag modélisée en VHDL-AMS

En plus de la gestion de la communication, la partie numérique du tag est chargée du décodage du signal reçu, de la récupération de l'horloge et enfin, de la génération du signal commande de la rétro-modulation. La Fig.5.10 résume le traitement numérique modélisé en VHDL au niveau du tag.

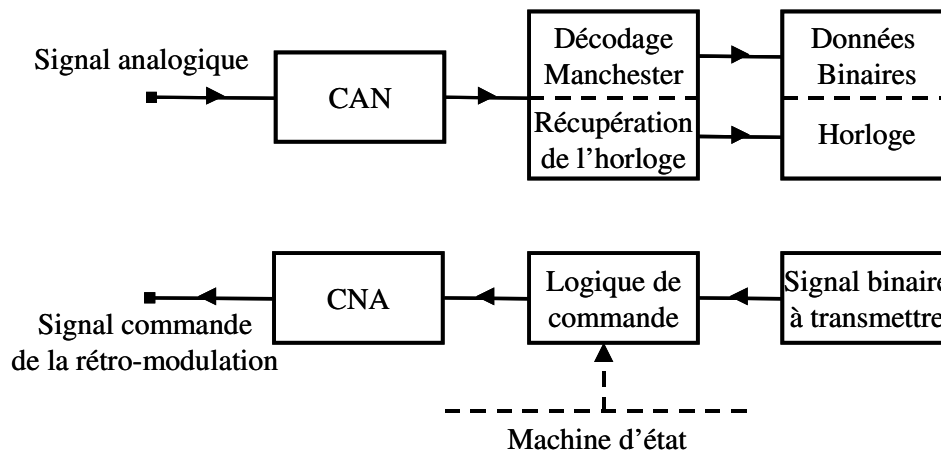


Fig.5.10. Traitement numérique modélisé en VHDL-AMS du signal reçu par le tag et génération de la commande de la rétro-modulation

Le signal de commande de la rétro-modulation décrit en Fig.5.10 est chargé du choix du mode de fonctionnement du tag (cf. Fig.5.7). C'est en effet selon la valeur de l'état logique du signal commande que l'impédance globale du tag va réfléchir ou pas l'onde incidente. Pour reprendre le vocabulaire usuel des concepteurs de systèmes RFID, on parle de mode 0 lorsque le tag absorbe l'onde incidente et de mode 1 lorsqu'il la réfléchit. C'est l'alternance des modes de fonctionnement 0 et 1 qui traduit l'identifiant du tag. Mais la valeur de l'impédance globale ne dépend pas seulement du mode de fonctionnement, elle varie aussi selon l'amplitude de l'onde incidente. Cette dépendance est prise en compte par la partie analogique du modèle fonctionnel.

5.2.2.1.2 Modélisation fonctionnelle de la partie analogique du tag

La partie analogique de notre modèle fonctionnel est destinée à modéliser les fonctions de récupération d'énergie et de démodulation du signal reçu par le tag (cf. section 3.3.2.1). Comme spécifié lors de la description de notre stratégie de modélisation (cf. section 5.2.2), la modélisation de ces fonctions ne doit en aucun cas interférer avec la modélisation de l'impédance d'entrée globale du tag.

Au niveau fonctionnel, la démodulation peut être décrite par une fonction de récupération de l'enveloppe. En effet, vu que la communication du lecteur vers le tag est assurée par une modulation en amplitude (cf. 5.2.1), c'est l'enveloppe du signal récupéré par l'antenne qui contient l'information transmise par le lecteur. Pour réaliser cette fonction de récupération de l'enveloppe, nous utilisons un modèle fonctionnel de la bibliothèque de Mentor Graphics qui permet d'effectuer une conversion d'un signal RF en un signal analogique [Mentor-Eldo-05]. Ce modèle s'apparente en effet à une source de tension commandée par l'amplitude du signal RF d'entrée. De plus, il est possible d'appliquer une atténuation et un retard à cette tension pour modéliser les distorsions linéaires du démodulateur. La Fig.5.11 présente l'utilisation de ce convertisseur pour modéliser la récupération du signal reçu par le tag ; celui-ci est démodulé, filtré en bande de base puis converti afin d'être transmis à la partie numérique (cf. Fig.5.10).

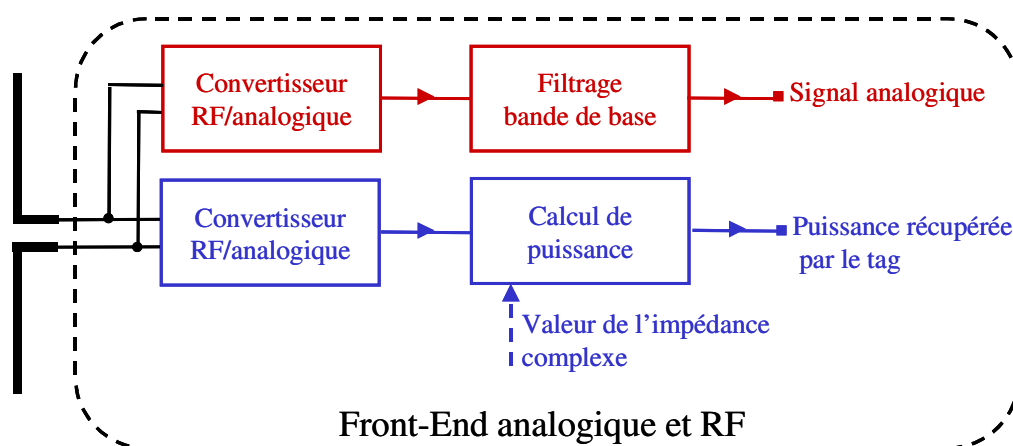


Fig.5.11. Modèle fonctionnel du Front-End analogique et RF du tag modélisé en VHDL-AMS

Pour estimer l'énergie récupérée par le tag, nous utilisons le même modèle de convertisseur RF/analogique que pour extraire l'amplitude du signal reçu par l'antenne. La puissance captée par le tag est ensuite calculée à partir de ce signal ainsi que de la valeur de l'impédance complexe du tag (cf. Fig.5.11).

Précisons enfin que l'impédance d'entrée des convertisseurs est électriquement considérée comme infinie, ce qui garantit leur transparence par rapport au comportement électrique global du tag que nous modélisons conjointement.

5.2.2.2 Modélisation du comportement électrique du tag

Vu la dépendance du comportement électrique de la puce RFID vis-à-vis d'un grand nombre de paramètres, la stratégie de modélisation choisie consiste à représenter la charge de l'antenne du tag en tant qu'impédance variable dont les valeurs englobent les principales caractéristiques d'un tag RFID UHF.

En effet, à partir d'un modèle complet d'un tag décrit au niveau circuit, il est possible d'extraire les caractéristiques de l'impédance globale en fonction du mode de fonctionnement du tag ainsi que de l'amplitude de l'onde incidente en provenance du lecteur. Dans le cadre de notre collaboration avec le CEA-LETI, nous avons pu appliquer cette méthode au circuit d'un tag décrit au niveau transistor. Ce modèle intègre un circuit équivalent au packaging du tag ainsi que la charge du capteur intégré. La simulation de ce modèle permet donc d'avoir une bonne estimation de l'impédance d'entrée globale du tag. Si des simulations temporelles complètes du modèle à ce niveau de description sont pratiquement impossibles car très coûteuses en ressources et en temps, il est en revanche possible d'estimer la valeur de l'impédance d'entrée du tag à l'aide d'une analyse quasi-périodique du modèle (cf. section 2.3.1.3). Ainsi, le CEA-LETI nous a fourni les caractéristiques de l'impédance globale d'entrée de leur tag en fonction de la tension disponible à la sortie de l'antenne et ceci, pour chacun des deux modes de fonctionnement du tag.

La variation de l'impédance d'entrée globale du tag en fonction de la tension à l'entrée de la puce est donnée en Fig.5.12 pour un fonctionnement en mode 0. La Fig.5.13 illustre cette même caractéristique pour le fonctionnement en mode 1. Nous remarquons que la partie imaginaire (en pointillés) de l'impédance complexe du tag varie très peu en fonction de la tension d'entrée, quelque soit le mode de fonctionnement. Le comportement électrique du tag est plus capacitif pour le fonctionnement en mode 0. La partie réelle (en trait plein) de l'impédance globale du tag augmente sensiblement avec la tension d'entrée,

pour les deux modes de fonctionnement. Cette caractéristique aura une influence considérable sur les performances globales du système RFID comme nous le montrerons dans la suite de notre étude.

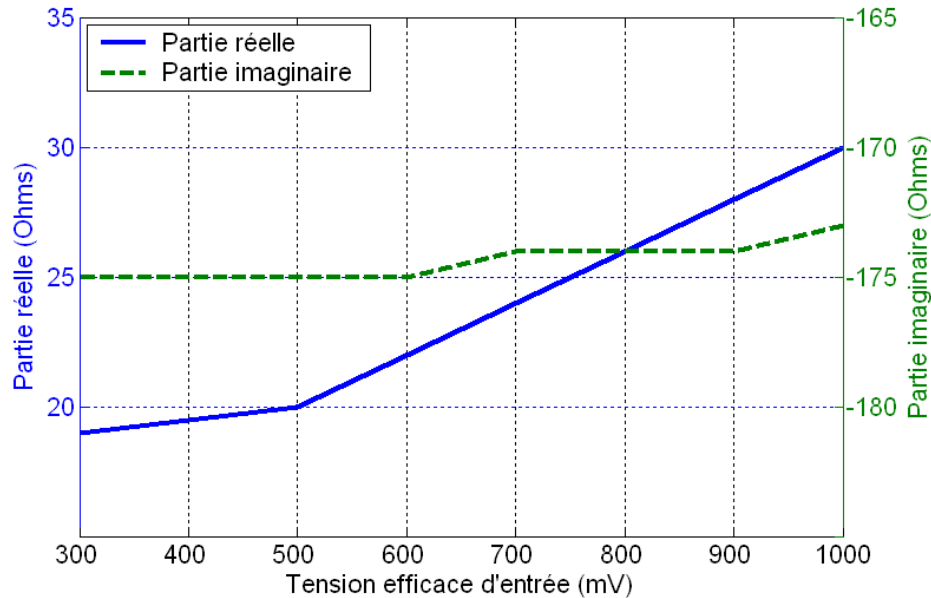


Fig.5.12. Impédance complexe du tag en fonction de sa tension d'entrée pour le mode 0

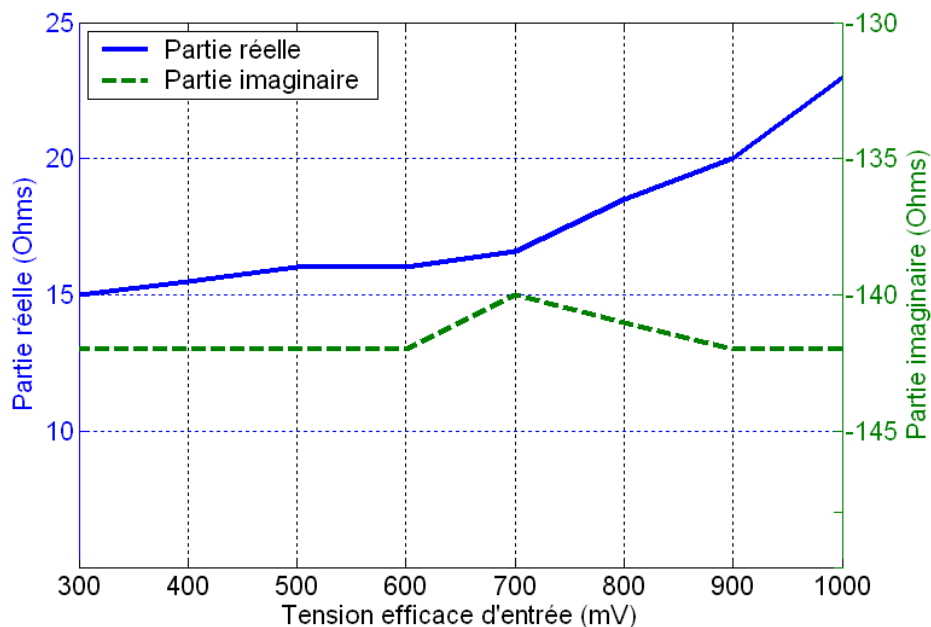


Fig.5.13. Impédance complexe du tag en fonction de sa tension d'entrée pour le mode 1

Pour chacun des deux modes de fonctionnement, les caractéristiques de l'impédance complexe représentant le comportement électrique du tag ont été modélisées en VHDL-AMS sous la forme d'un tableau de valeur. La sélection d'une impédance complexe se fait grâce à un processus, commandée par la tension d'entrée prélevée aux bornes de l'antenne du tag.

5.2.2.3 Modélisation comportementale du tag

La Fig.5.14 résume la structure de notre modèle comportemental du tag. Nous y distinguons le comportement électrique (en pointillé sur la figure) et le modèle fonctionnel. L'utilisation de ce modèle permet d'observer le signal reçu par le tag, d'estimer la puissance collectée et enfin, de répondre au lecteur par la rétro-modulation de la charge. C'est le modèle fonctionnel qui commande la rétro-modulation en choisissant l'impédance correspondant à l'un des deux modes de fonctionnement. De plus, l'impédance d'entrée du tag est fonction de la tension disponible en entrée.

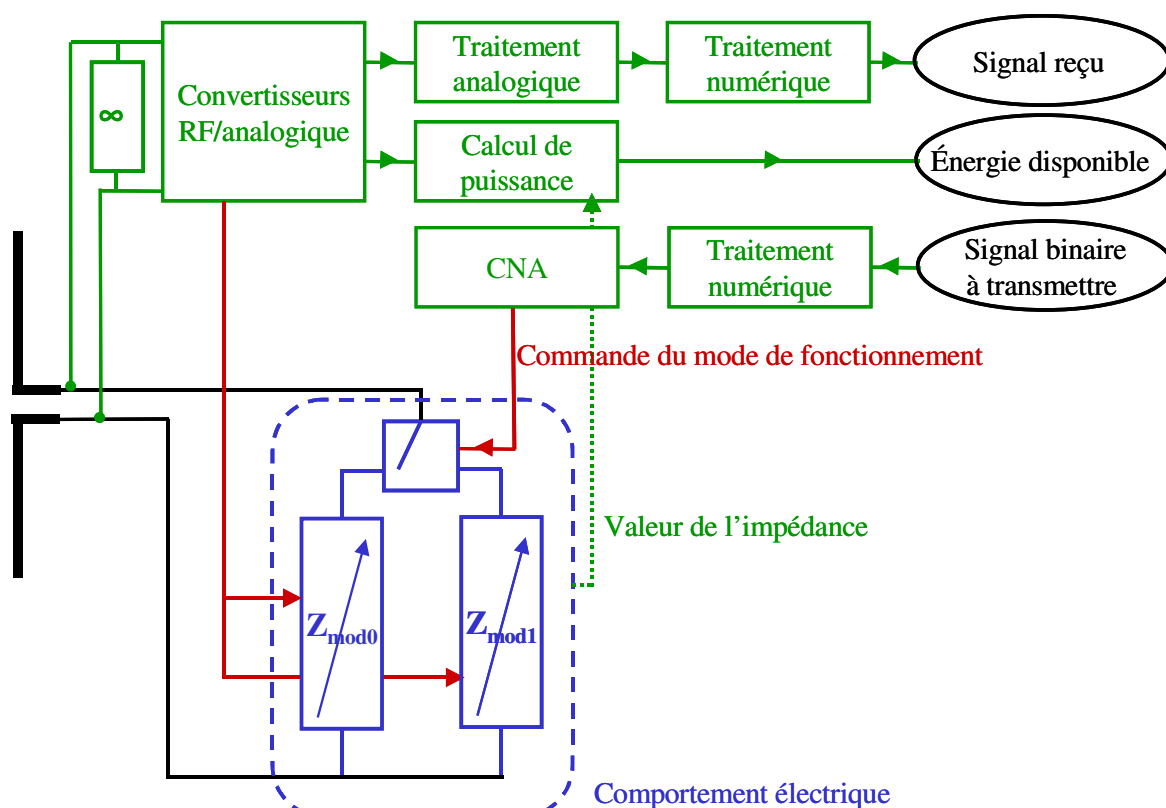


Fig.5.14. Schéma structurelle du modèle comportemental du tag

Notons que ce modèle supporte les analyses périodiques et l'analyse transitoire de l'enveloppe qui permettent un gain de temps important par rapport à l'analyse transitoire classique (cf. 2.3.1.3). Ceci est rendu possible grâce à notre stratégie de modélisation dite « meet in the middle » où seul le comportement électrique global est extrait d'un modèle de niveau inférieur.

La Fig.5.15 présente les résultats de simulation permettant de visualiser les fonctions de récupération de la requête et de récupération de la puissance moyenne. Le signal a est le signal émis par le lecteur. Le signal b correspond à l'onde récupérée par l'antenne du tag pour une distance entre le lecteur et le tag de 70 cm. En d , c 'est ce même signal b mais une fois démodulé qui est représenté. Nous y observons l'effet du bruit gaussien introduit par le canal de propagation. Enfin, le signal c correspond à la puissance moyenne récupérée par le tag.

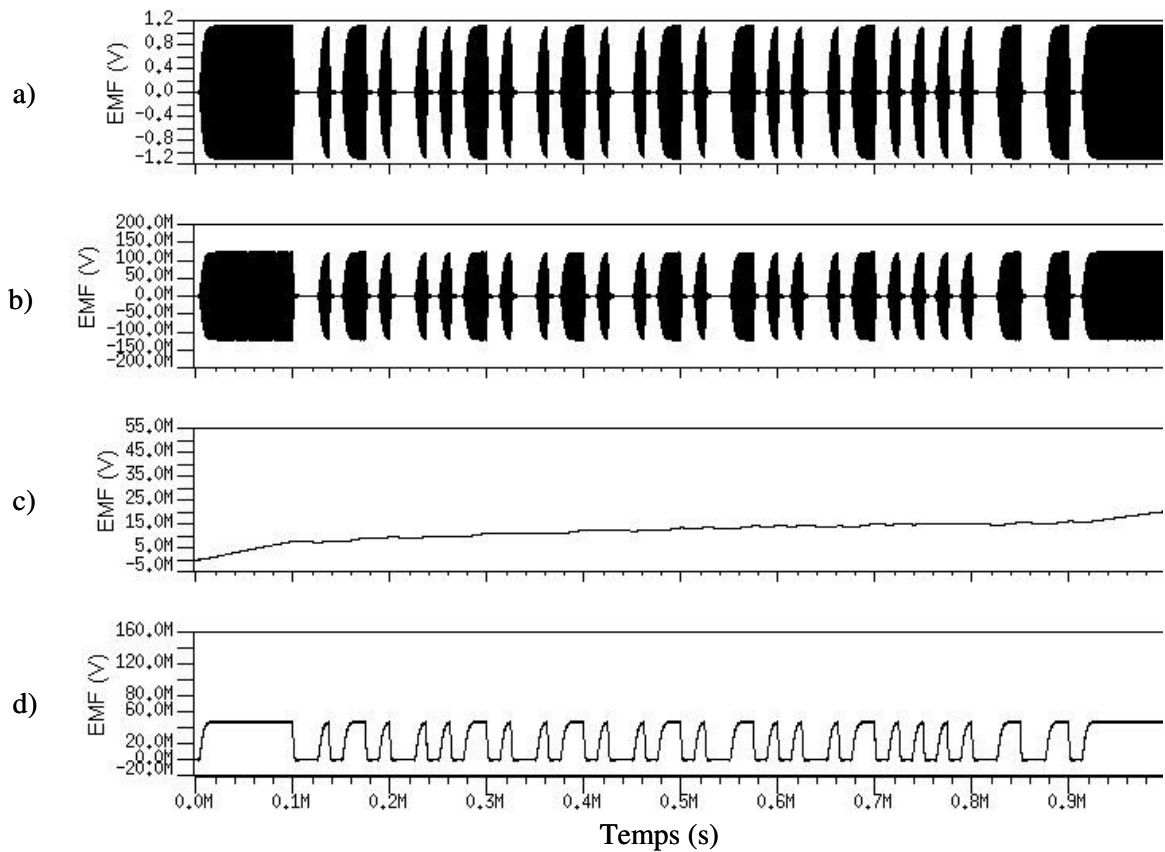


Fig.5.15. Simulation des fonctions de récupération du signal et de la puissance par le tag

Les signaux présentés par la Fig.5.16 correspondent aux résultats de la rétro-modulation due au tag. Le signal *a* représente le signal de commande de la rétro-modulation issu de la partie numérique du tag (cf. Fig.5.10). Le signal *b* donne l'allure du signal RF à la sortie de l'antenne du tag. Les réflexions dues à la rétro-modulation provoquent une augmentation de l'amplitude de l'onde *b*. Enfin, le signal *c* représente le signal RF au niveau du lecteur RFID dans le cadre d'un fonctionnement bidirectionnel complet de la communication RFID (émission du lecteur vers le tag et du tag vers lecteur). L'effet de la rétro-modulation sur l'amplitude de ce signal est très faible par rapport à sa valeur initiale. En effet, dans la configuration choisie pour cette simulation, la puissance rétro-modulée n'est que de -62 dBm alors que le lecteur émet à une puissance de 27 dBm (correspondant à la puissance d'émission de 500 mW préconisée par les normes). Le signal *d* correspond à un zoom du signal *c* afin de visualiser l'effet de la rétro-modulation perçue par le lecteur.

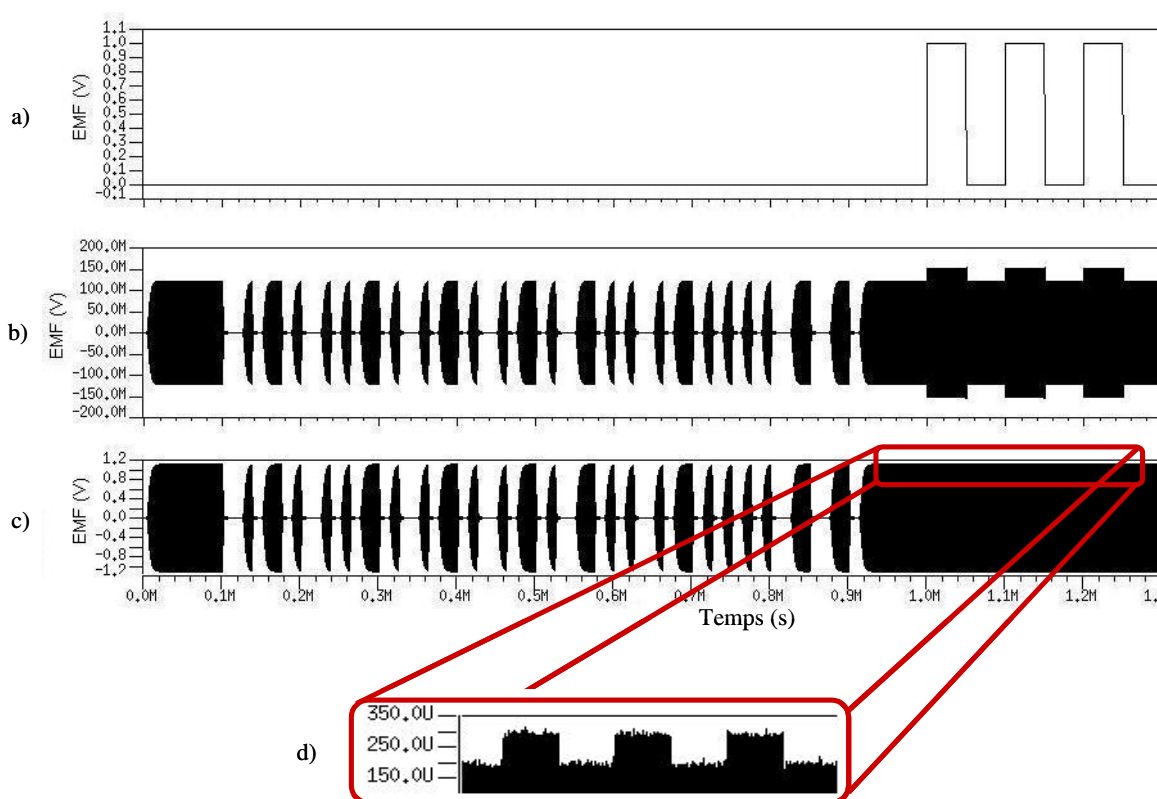


Fig.5.16. Simulation de la retro-modulation

5.3 Exemples d'utilisation du modèle comportemental d'un système RFID 2,45 GHz

Afin de démontrer l'intérêt de notre approche, nous présentons dans cette section un exemple d'exploration d'architecture, puis une série d'évaluation de performances systèmes indispensables à la vérification des systèmes RFID UHF et micro-ondes. Enfin, nous terminerons l'optimisation de la distance maximale de fonctionnement d'un système RFID fonctionnant à 2,45 GHz.

5.3.1 Exemple d'exploration d'architecture : indice de modulation

Le niveau de modélisation comportemental doit permettre aux concepteurs de choisir très tôt dans le flot de conception, la solution idéale en terme d'architecture globale du système, notamment pour vérifier son adéquation avec les spécifications et les réglementations en vigueur. Afin d'illustrer les possibilités en exploration d'architecture qu'offre notre modèle comportemental d'un système RFID 2,45 GHz, cette section est dédiée à l'étude de l'indice de modulation du signal émis par le lecteur.

Le choix de l'indice de modulation agit en effet directement sur la largeur de la bande passante et sur la puissance du signal émis par le lecteur. Il est donc indispensable de visualiser la densité spectrale de puissance émise par le lecteur afin de s'assurer par exemple de sa conformité avec les réglementations en termes de puissance d'émission et de bande passante autorisée. La Fig.5.17 présente la représentation temporelle de deux types de signaux émis par le lecteur, le premier (signal *a*) est modulé en ASK 100% et le deuxième (signal *b*) en ASK 50%.

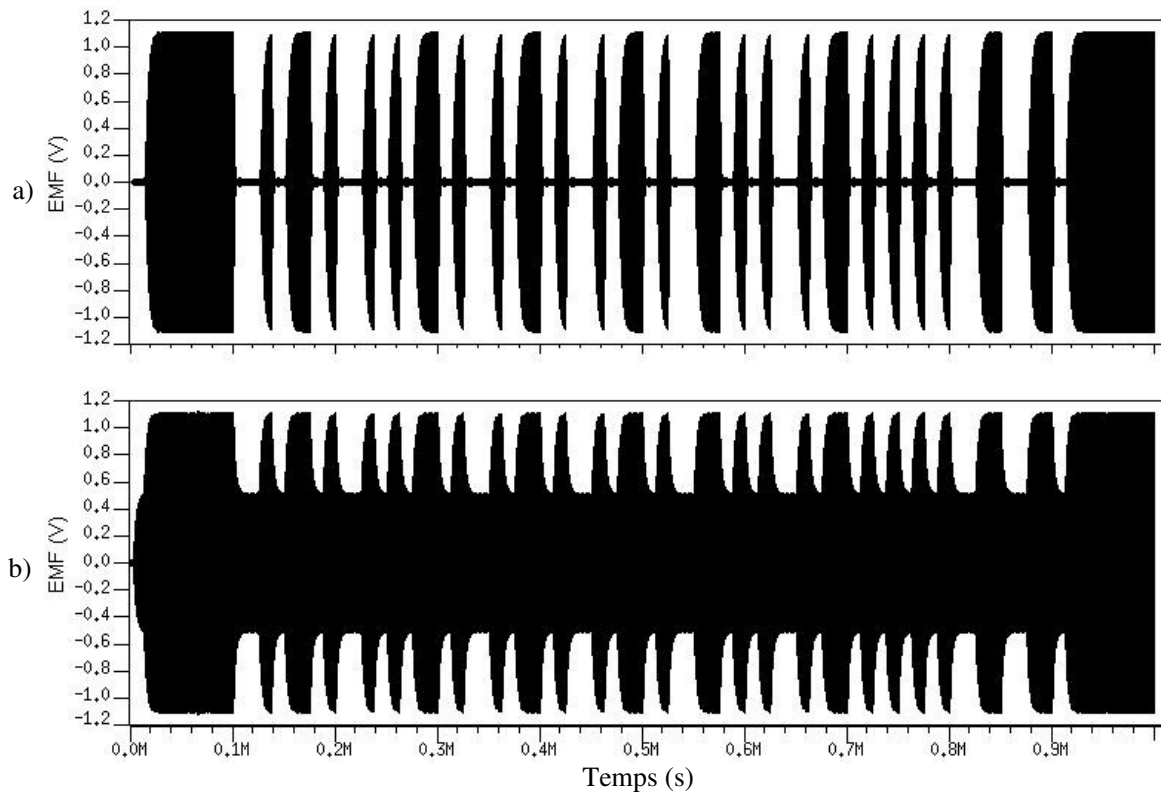


Fig.5.17. Représentation temporelle du signal émis par le lecteur modulé en ASK 100% (signal a) et du même signal modulé en ASK 50% (signal b)

Sur la Fig.5.18, ce sont les densités spectrales de puissance normalisées du signal modulé en ASK 100% (signal a) et du signal modulé en ASK 50% qui sont représentées. Nous reconnaissons sur ces deux signaux la forme spectrale classique d'un signal numérique codé au format Manchester. Pour le signal modulé en ASK 100%, la largeur de chaque lobe de son spectre correspond à un débit de 80 kbits/s. Pour le signal b, on observe une chute de la densité spectrale de puissance de 10 dB et un amoindrissement de la largeur de la bande passante. Le spectre du signal émis dépend aussi du filtrage en bande de base et des non-linéarités de la chaîne d'émission en plus de l'indice de modulation [Radio-02]. Généralement, l'étape d'exploration d'architecture permet d'optimiser conjointement les paramètres de chacun des composants de la chaîne d'émission pour s'assurer que le spectre du signal émis entre bien dans les limites imposées par les régulations en vigueur.

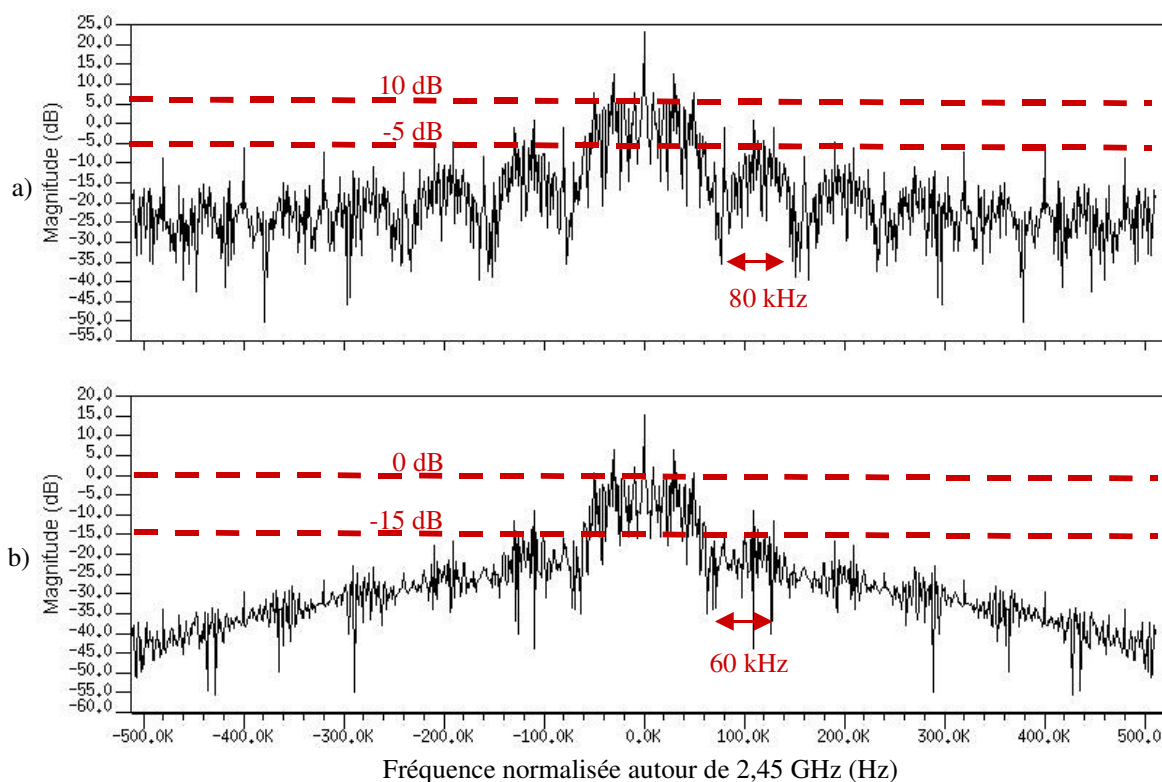


Fig.5.18. Densités spectrales du signal émis par le lecteur modulé en ASK 100% (signal a) et du même signal modulé en ASK 50% (signal b)

Le temps d'exécution de cette simulation (sans bruit dans le canal) à l'aide de l'environnement ADMS RF de Mentor Graphics est de l'ordre de 40 secondes, sur un serveur Sparc Sun-Fire-280R bi-processeur 1 GHz et une mémoire de 2 Giga-octets. La rapidité de la simulation est en effet l'avantage principal de l'analyse transitoire de l'enveloppe que permet cet environnement de simulation. Cette durée de simulation est comparable à ce qu'il est possible d'obtenir à l'aide de simulateurs fonctionnels tels que Matlab [Matlab-http] ou Cosis [Cosis-http] par exemple. Le niveau de modélisation comportemental de notre système RFID UHF s'avère donc être bien adapté aux besoins classiques en exploration d'architecture.

5.3.2 Evaluation des performances globales d'un système RFID 2,45 GHz et optimisation de sa distance de fonctionnement

Dans la section 3.4.1 du chapitre III, nous avons relevé d'autres types de besoins que les besoins en exploration d'architecture. Nous avons alors affirmé que le niveau de modélisation comportemental est le seul à même de permettre l'évaluation précise de certaines performances globales d'un système RFID 2,45 GHz, compte tenu de la spécificité et de la complexité de tels systèmes. A titre d'illustration, une série d'évaluation des performances globales d'un système RFID 2,45 GHz sera présentée dans cette section, ainsi qu'un exemple d'optimisation de la distance maximale de fonctionnement, en fonction de l'adaptation ente l'antenne et la puce du tag.

5.3.2.1 Exemples d'évaluation des performances globales des systèmes RFID UHF et micro-ondes

Les deux principaux critères qui permettent d'évaluer les performances globales d'un système RFID UHF et micro-ondes sont l'estimation de l'énergie récupérée par le tag et la

qualité de sa rétro-modulation. Ces deux critères sont généralement considérés comme étant les grandeurs critiques pour la validation des deux sens d'une communication RFID [Curty-1-05] [De Vita-05]. En effet, c'est la télé-alimentation qui limite les performances de la liaison montante (du tag vers le lecteur) et c'est la facilité de distinguer le mode 0 du mode 1 du tag qui limite la qualité de la liaison descendante (tag vers antenne). Dans cette section, ces deux critères seront évalués en fonction de trois paramètres différents : la distance entre le tag et le lecteur, la position géométrique de l'un par rapport à l'autre et enfin, la polarisation de l'antenne du tag par rapport à celle du lecteur.

5.3.2.1.1 Etude de l'influence de la distance entre le tag et le lecteur

La Fig.5.19 présente l'estimation de la puissance reçue par notre modèle du tag conçu par le CEA-LETI en fonction de la distance qui le sépare du lecteur. Celle-ci est évaluée pour un fonctionnement en mode 0 et en mode 1 du tag. Nous supposons toujours un fonctionnement à une fréquence de 2,45 GHz et une puissance d'émission de 500 mW. L'antenne du lecteur utilisée pour cette simulation est une antenne dipôle classique comme celle présentée dans la section 4.5.2 du chapitre IV. Quant à l'antenne du tag, nous utilisons une antenne du type de celle présentée dans la section 4.5.3 du même chapitre (avec un gain optimisé pour l'application) et adaptée au mode 0 du tag. Pour cette simulation, le lecteur et le tag sont disposés face à face et avec la même polarisation. Précisons enfin que seules les distances supérieures à 0,2 m sont considérées afin de préserver la condition de fonctionnement en champ lointain, conformément à nos hypothèses de modélisation (cf. section 3.2.3.3).

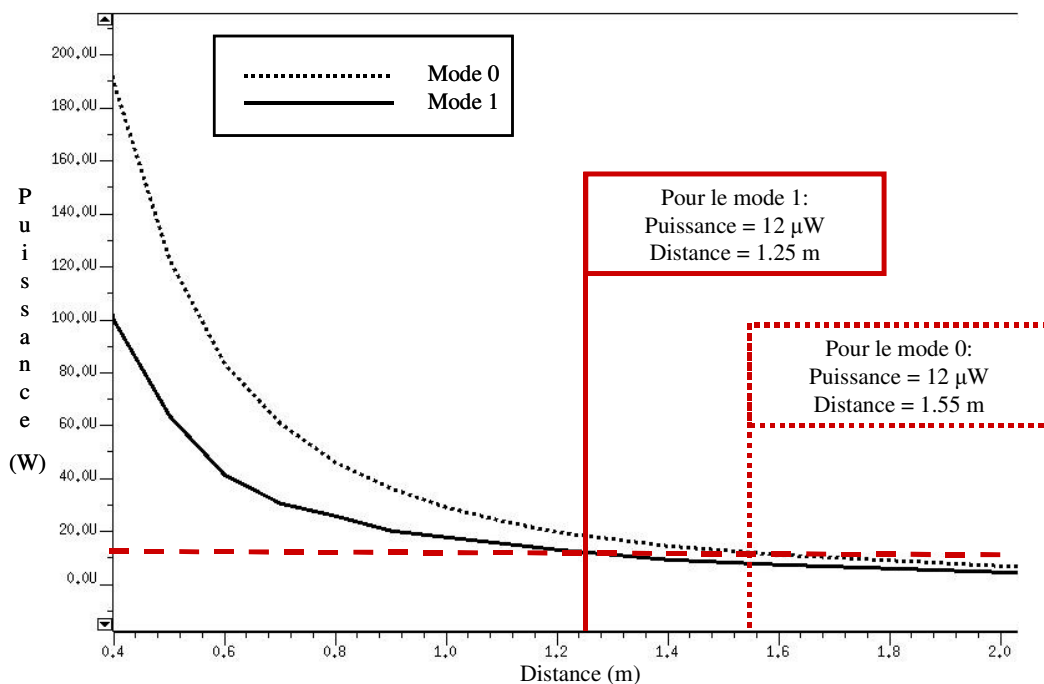


Fig.5.19. Puissance récupérée par le tag en fonction de la distance lecteur-tag

La puce modélisée nécessite une puissance minimum de $12 \mu\text{W}$ pour assurer son alimentation. Comme indiqué sur la Fig.5.19, ce seuil n'est plus assuré dès que la distance de fonctionnement dépasse 1,55 m pour le mode 0. Mais vu que le tag doit être télé-alimenté quelque soit son mode de fonctionnement, la distance maximum de fonctionnement pour ce cas de figure est limitée à 1,25 m, à cause de la puissance reçue en

télé-alimentation du mode 1. Ce résultat est logique vu que l'antenne est adaptée au mode 0 du tag.

Pour qualifier la liaison descendante, le paramètre qui nous permet de quantifier la faculté du tag à réfléchir l'onde incidente est le ΔRCS . Ce dernier est simplement la différence entre les σ_{RCS} (cf. 4.4.2.2 du chapitre IV) des mode 0 et mode 1 du tag. Plus cette différence sera grande, plus le signal rétro-modulé sera facile à détecter. Les normes dites de conformance ISO/IEC PDTR 1804-6 (cf. section 3.2.4.2) actuellement en cours de développement, précisent que le ΔRCS minimum requis est de 50 cm^2 . La Fig.5.20 présente le ΔRCS simulé en fonction de la distance entre le tag et le lecteur.

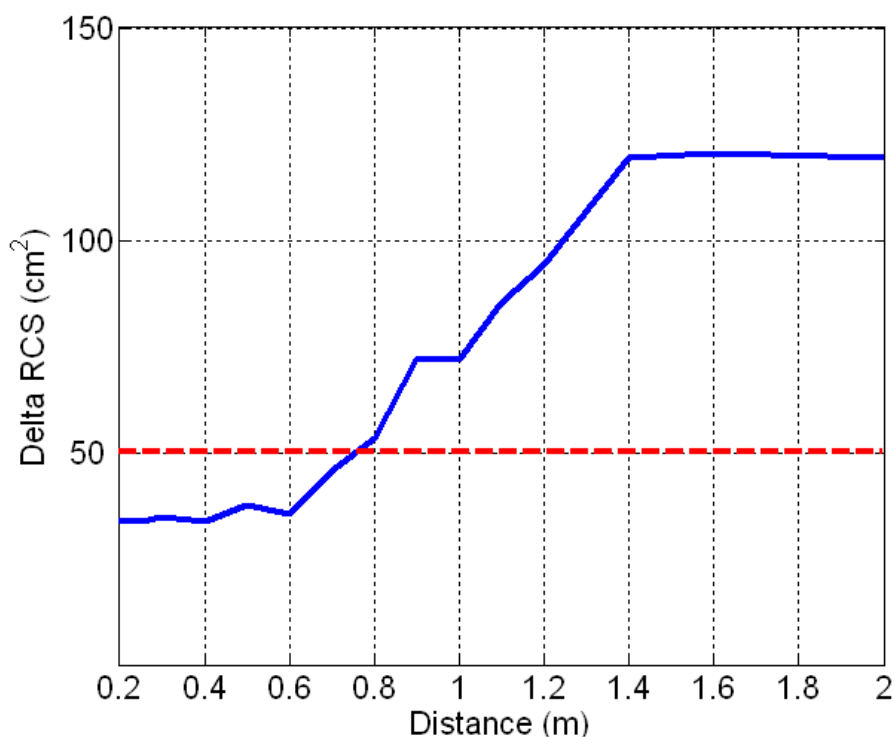


Fig.5.20. ΔRCS en fonction de la distance lecteur-tag

Compte tenu de la variation de l'impédance complexe du tag en fonction de l'amplitude de l'onde incidente, nous remarquons que la qualité de la détection du signal rétro-modulé n'est pas uniforme en fonction de la distance. A faible distance, la puissance de l'onde incidente est élevée, or la puce du tag est dotée d'une résistance de protection ou shunt qui lui permet de se protéger des surtensions. Electriquement, cela se traduit par un rapprochement des impédances complexes du mode 0 et du mode 1, ce qui explique la faible différence de σ_{RCS} dans le cas où le lecteur et le tag sont proches. Sur la Fig.5.20, le seuil minimum correspondant à $\Delta\text{RCS}=50 \text{ cm}^2$ n'est atteint que quand la distance dépasse 0,77 m.

En conclusion, nous observons que la distance maximum de fonctionnement du système RFID 2,45 GHz modélisé est limitée à 1,25 m à cause de la télé-alimentation du mode 1. De plus, à cause du seuil de détectabilité spécifié par les normes ISO sur le ΔRCS , le fonctionnement optimum du système RFID est limité à une utilisation entre 0,77 m et 1,25 m.

5.3.2.1.2 Etude de l'influence de la position du tag par rapport au lecteur

En fonction de l'application à laquelle est destinée le système RFID modélisé, le tag ne se présente pas obligatoirement en face du lecteur. Or, comme précisé dans le chapitre IV, les antennes ne sont pas forcément omnidirectionnelles, ce qui implique une variation du gain de l'antenne en fonction de son diagramme de rayonnement. Pour illustrer la prise en compte par notre modèle de ce paramètre, la puissance récupérée par le tag et le Δ RCS seront cette fois-ci évalués en fonction de la position du tag par rapport au lecteur. La configuration de simulation est présentée dans la Fig.5.21. La distance entre le tag et le lecteur est fixée à 0,9 m. Concernant tous les autres paramètres du système RFID simulé, nous conservons les mêmes dispositions que pour la simulation précédente.

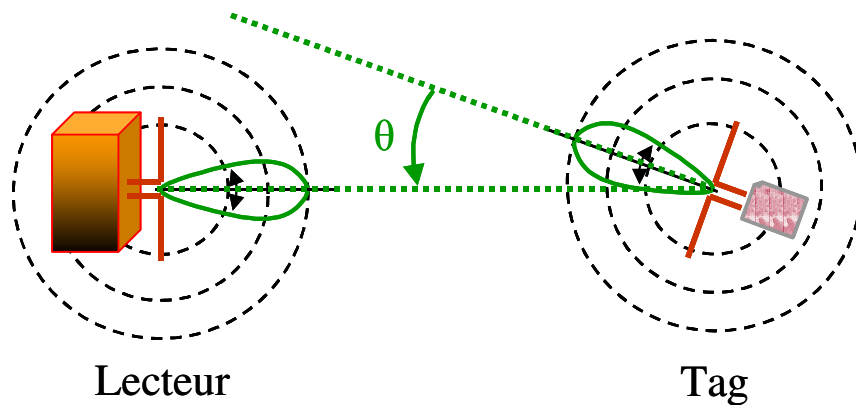


Fig.5.21. Configuration de l'évaluation de l'influence de la position du tag par rapport au lecteur

La Fig.5.22 présente l'évaluation de la puissance récupérée par le tag en fonction de la variation de l'angle θ indiqué sur la Fig.5.21 pour chacun des modes de fonctionnement du tag.

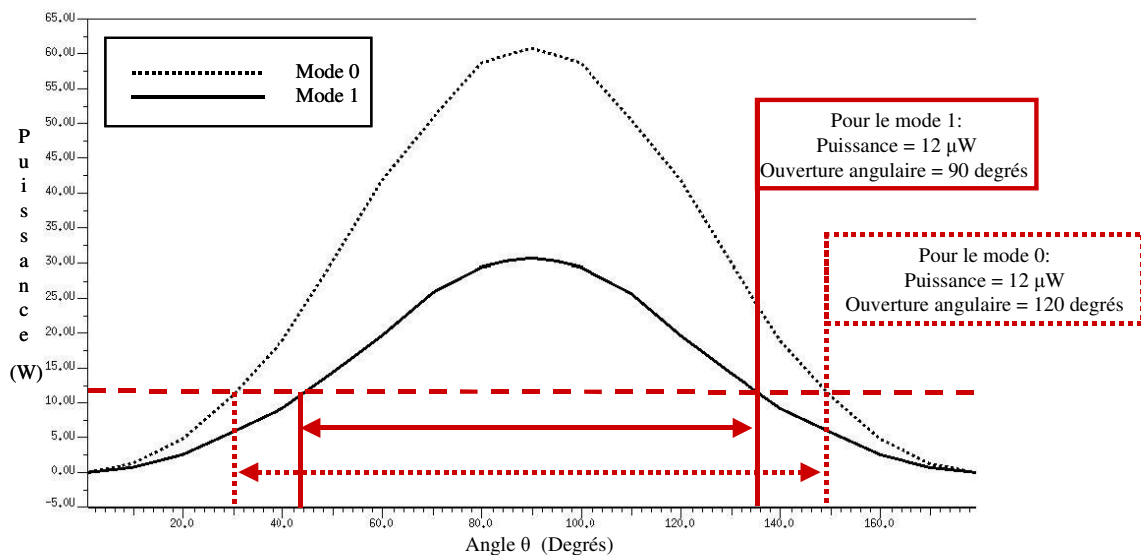


Fig.5.22. Puissance récupérée par le tag en fonction de sa position angulaire

Nous remarquons sur la Fig.5.22 que l'ouverture angulaire autour de l'axe de l'antenne du lecteur (cf. Fig.5.21) est limitée par la puissance minimum de télé-alimentation du tag. L'ouverture angulaire permise est de 120° pour le fonctionnement en mode 0 et de 90° pour un fonctionnement en mode 1.

Pour qualifier le lien descendant, la Fig.5.23 présente l'évaluation du ΔRCS en fonction de la variation de ce même angle θ . De la même manière que pour la simulation précédente, nous remarquons que l'ouverture angulaire limitée par la condition $\Delta\text{RCS}=50\text{ cm}^2$ est de 70° .

En conclusion, nous pouvons dire que la variation angulaire maximum qui garantit le fonctionnement bidirectionnel du système RFID est de 35° par rapport à l'axe de propagation. Au delà de cette limite, la position du tag par rapport au lecteur ne permet pas l'établissement d'une communication fiable.

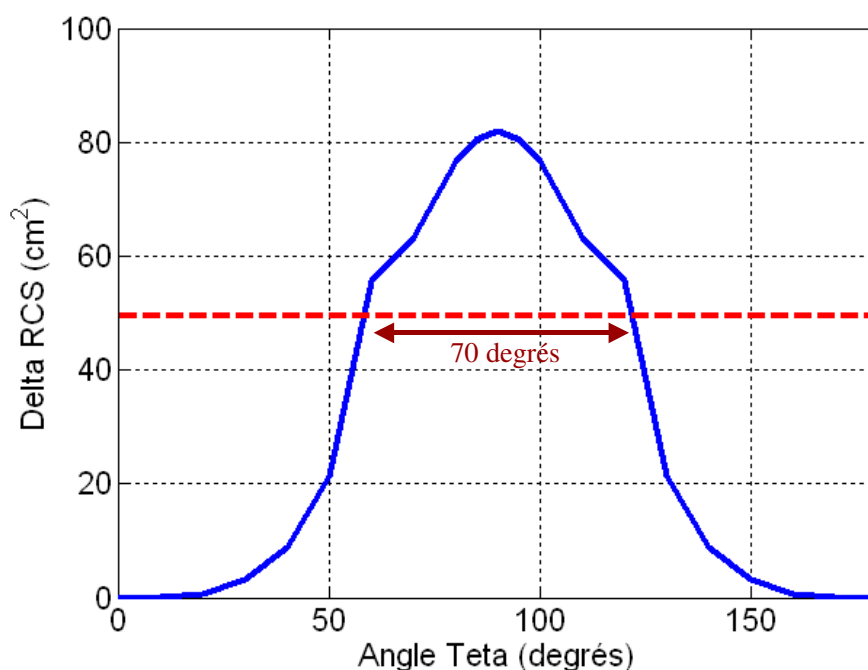


Fig.5.23. ΔRCS en fonction de la position angulaire du tag par rapport au lecteur

5.3.2.1.3 Etude de l'influence de la polarisation des antennes du tag et du lecteur

De manière analogue au cas précédent, la simulation suivante concerne l'évaluation de la puissance récupérée par le tag et le ΔRCS en fonction de la différence angulaire Ψ entre les polarisations des antennes du tag et du lecteur comme indiqué sur la Fig.5.24. En effet, si l'antenne du tag est en rotation autour de l'axe de communication entre elle et l'antenne du lecteur, sa capacité à capter l'onde incidente en sera influencée. Cette étude considère les deux antennes comme étant de polarisation linéaires (cf. chapitre IV).

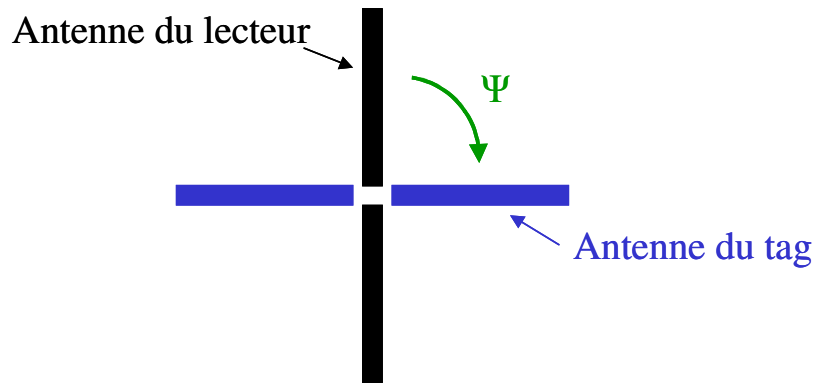


Fig.5.24. Configuration de l'évaluation de la désadaptation en polarisation

La Fig.5.25 présente l'évaluation de la puissance récupérée par le tag en fonction de la variation de l'angle Ψ indiqué sur la Fig.5.24 pour chacun des modes de fonctionnement du tag. Nous remarquons que c'est la télé-alimentation du tag en mode 1 qui limite la performance du système face à une désadaptation de sa polarisation. Le seuil de puissance minimum est en effet atteint pour une désadaptation angulaire de la polarisation de $\Psi=50,2$ degrés. Le fonctionnement en mode 0 autorise quant à lui une désadaptation de $\Psi=64,2$ degrés.

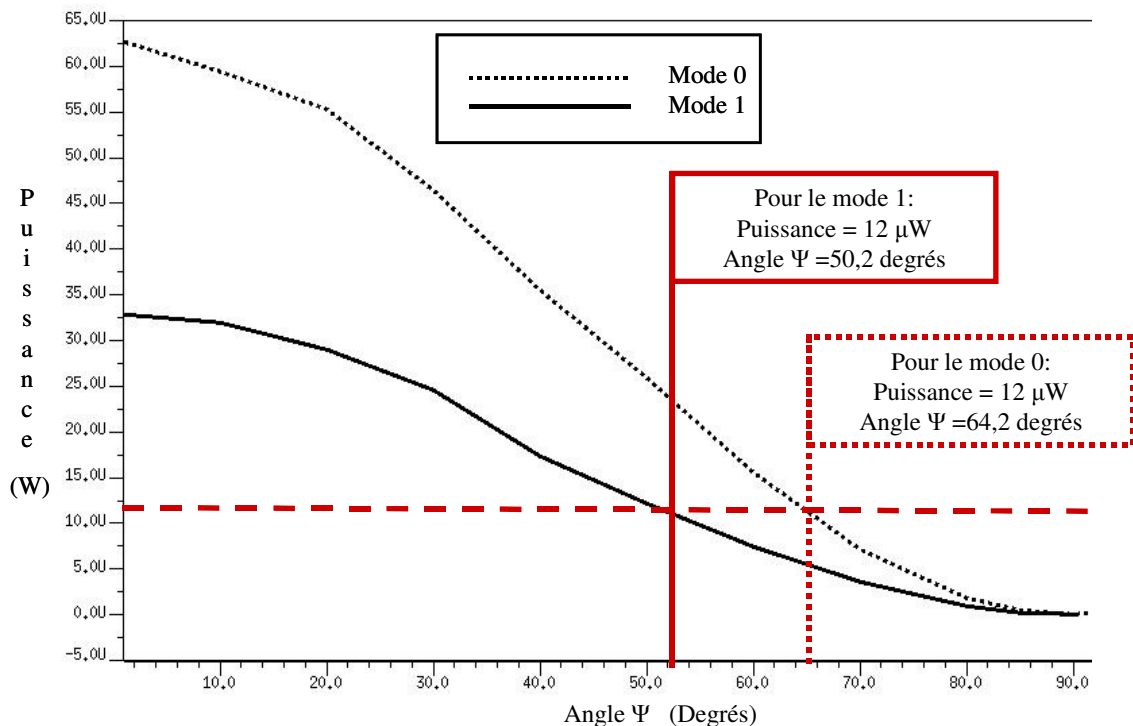


Fig.5.25. Puissance récupérée par le tag en fonction de la désadaptation en polarisation

Pour qualifier le lien descendant en fonction de la désadaptation en polarisation, la Fig.5.26 présente l'évaluation du Δ RCS en fonction de la variation de l'angle Ψ . On observe que le seuil de détectabilité impose une désadaptation maximale permise de $\Psi=28$ degrés. En conclusion, nous pouvons dire que comme pour l'étude précédente, c'est l'influence de la polarisation sur la qualité de la rétro-modulation qui limite la performance globale du système.

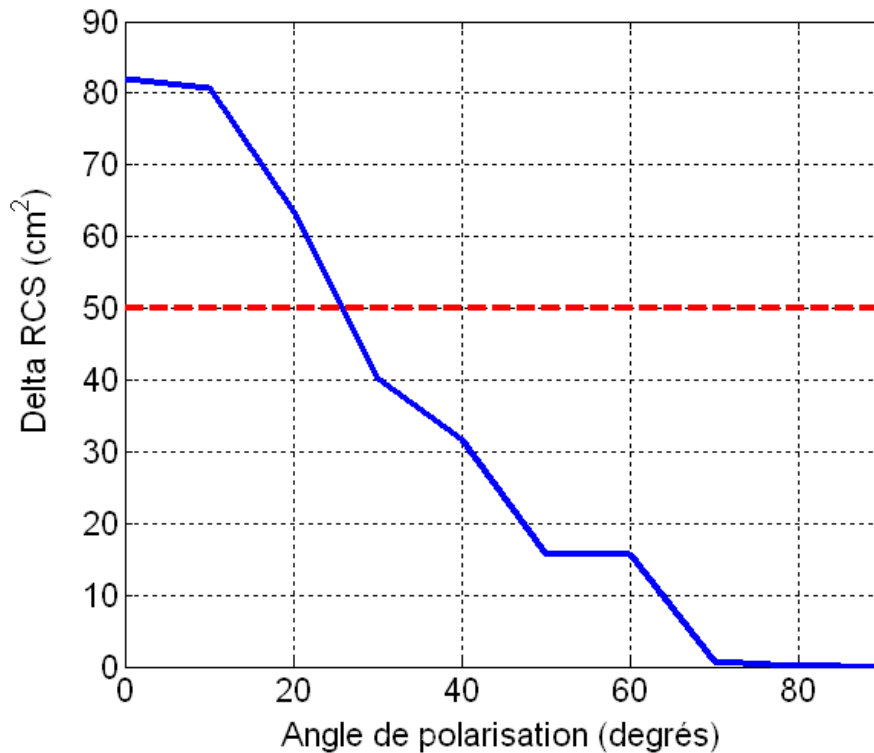


Fig.5.26. Δ RCS en fonction de la désadaptation en polarisation

Les trois séries de simulations présentées dans cette section ont permis d'illustrer les possibilités d'utilisation de notre modèle comportemental du système RFID UHF pour évaluer l'influence des paramètres géométriques principaux. Cette évaluation tient compte des spécificités des antennes utilisées ainsi que de la variation de l'impédance complexe du tag. Ainsi, nous avons pu estimer certaines performances globales du système comme la distance de fonctionnement, la position et la polarisation du tag par rapport à l'antenne.

5.3.2.2 Optimisation de la distance de fonctionnement en fonction de l'adaptation tag-antenne

Les simulations de la section précédente ont été réalisées pour une configuration précise où l'antenne du tag est adaptée au mode 0 de la puce. L'objectif de cette section est de présenter un exemple d'optimisation de la distance maximum de fonctionnement en fonction de l'adaptation de l'antenne du tag par rapport à son impédance globale. Comme dans la section précédente, l'étude consiste d'abord en l'évaluation de la puissance récupérée par le tag et ensuite, l'évaluation du Δ RCS en fonction de la distance. Ces deux séries de simulations sont réalisées pour trois configurations d'adaptation : cas où l'antenne est adaptée au mode 0 de la puce du tag, cas où elle est adaptée au mode 1 et enfin, un cas intermédiaire d'adaptation de l'antenne à la moyenne des impédances complexes du mode 0 et du mode 1.

5.3.2.2.1 Optimisation de la puissance récupérée par le tag

La première série de simulation concerne l'évaluation de la puissance récupérée par le tag en fonction de la distance, lorsque celui-ci fonctionne en mode 0. Sur la Fig.5.27, nous remarquons que c'est l'adaptation de l'antenne au mode 0 qui permet la plus grande distance de fonctionnement. Toutefois, l'adaptation de l'antenne au mode intermédiaire donne une performance quasi-équivalente.

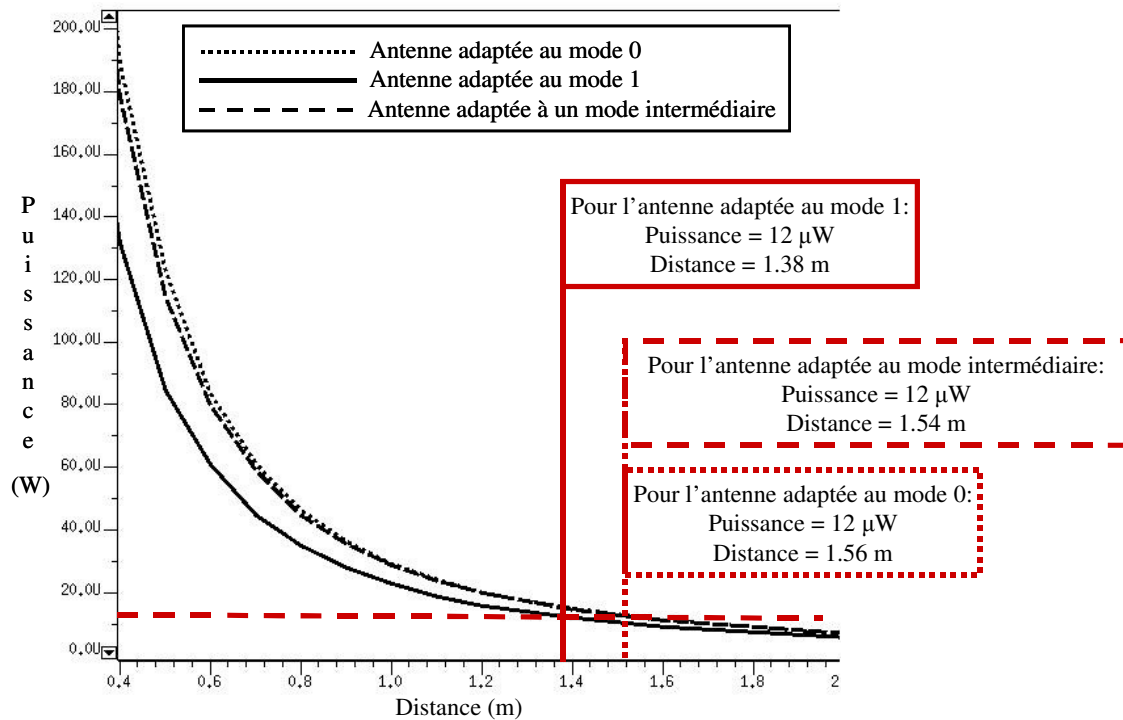


Fig.5.27. Puissance récupérée par le tag en mode 0, en fonction de la distance lecteur-tag, pour différentes configuration d'adaptation

La Fig.5.28 présente l'évaluation de la distance maximale de fonctionnement pour les trois mêmes configurations d'adaptation, mais cette fois ci, lorsque le tag fonctionne en mode 1. Nous remarquons que le cas d'adaptation de l'antenne au mode 1 permet la plus grande distance de fonctionnement alors que la configuration d'adaptation au mode intermédiaire donne le même résultat que celui présenté en Fig.5.27. Cela s'explique par le fait que ce mode intermédiaire correspond à la moyenne des impédances complexes du mode 0 et du mode 1.

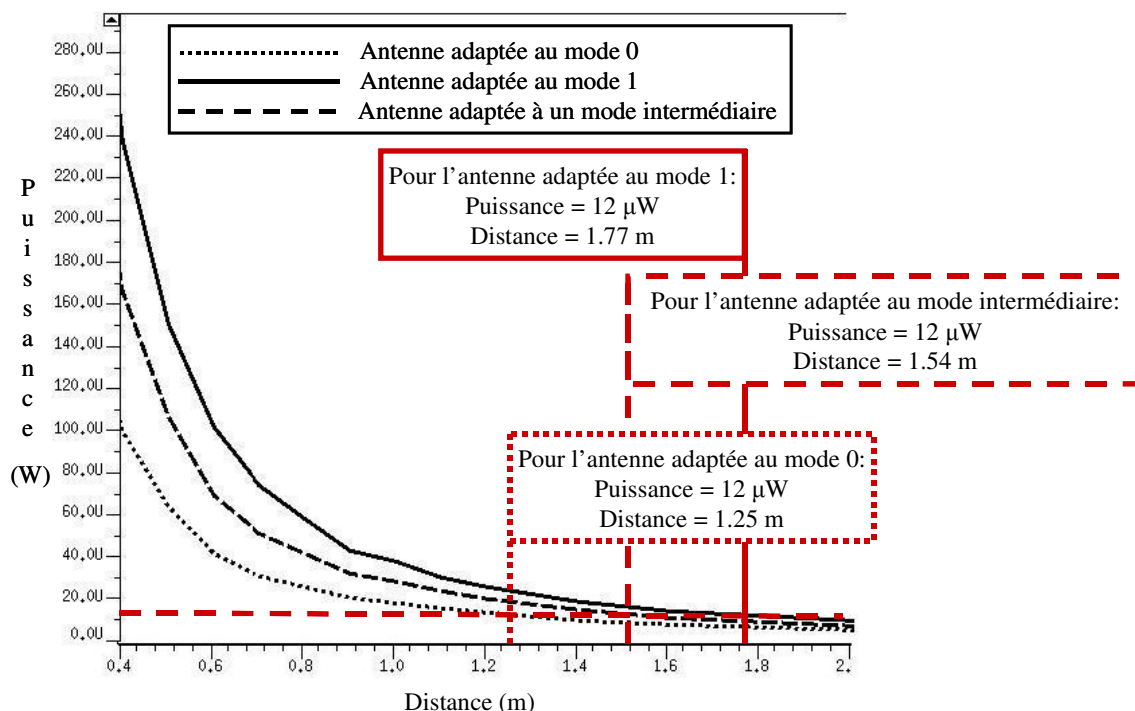


Fig.5.28. Puissance récupérée par le tag en mode 1, en fonction de la distance lecteur-tag, pour différentes configuration d'adaptation

Afin de choisir la configuration d'adaptation de l'antenne du tag à la puce qui permet la plus grande distance de fonctionnement, nous devons comparer les performances de chacune d'entre elle pour les deux modes de fonctionnement du tag. Le tableau suivant résume les distances maximums permises pour chacune de ces configurations.

Tag \ Antenne	Antenne adaptée au mode 0 du tag	Antenne adaptée au mode intermédiaire	Antenne adaptée au mode 1 du tag
Mode 0	1,56 m	1,54 m	1,38 m
Mode 1	1,25 m	1,54 m	1,77 m

tableau.5.1. Distance maximum de fonctionnement en fonction de la configuration d'adaptation de l'antenne du tag

D'après les données du tableau.5.1, Nous remarquons que la configuration qui permet la plus grande distance de fonctionnement entre le lecteur et le tag est lorsque l'antenne est adaptée à une impédance moyenne entre le mode 0 et le mode 1. Il nous reste maintenant à évaluer la qualité de la rétro-modulation pour choisir la configuration optimale d'adaptation de l'antenne.

5.3.2.2.2 Optimisation de la rétro-modulation

La Fig.5.29 présente le ΔRCS simulé en fonction de la distance entre le tag et le lecteur, pour chacune des configurations d'adaptation de l'antenne. Alors que l'adaptation de l'antenne au mode 1 assure une bonne détectabilité du tag, quelque soit la distance de fonctionnement (en supposant toujours la condition de fonctionnement en champ lointain, donc supérieur à 0,2 m), nous remarquons que l'adaptation de l'antenne au mode intermédiaire ne donne qu'une détectabilité très médiocre du tag. Or, c'est généralement ce critère qui est le plus critique car il est plus sensible aux influences de l'environnement

d'utilisation du système RFID que le lien ascendant.

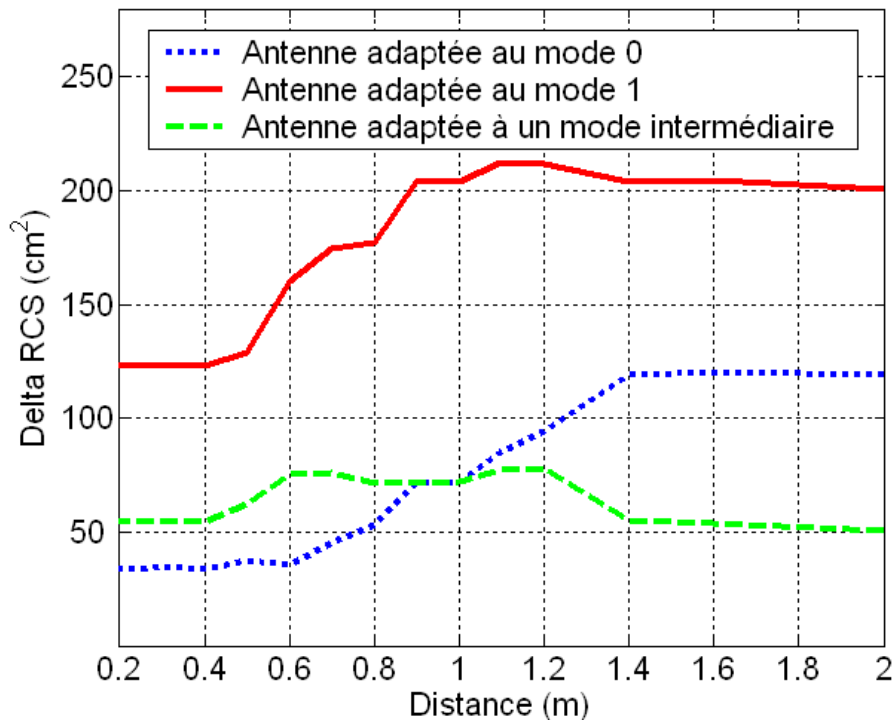


Fig.5.29. Δ RCS en fonction de la distance lecteur-tag, pour différentes configuration d'adaptation

5.3.2.2.3 Conclusion

D'après les deux séries de simulations présentées dans cette section, il apparaît que la meilleure configuration d'adaptation de l'antenne du tag par rapport à son impédance complexe est celle qui considère une adaptation au mode 1 du tag. Ce cas de figure autorise une distance de fonctionnement comprise entre 0,2 m et 1,38 m avec une bonne qualité de rétro-modulation. Compte tenu de l'importance de ce dernier critère, la plage optimale de fonctionnement pour cette même configuration d'adaptation se situe entre 0,9 m et 1,38 m.

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une stratégie originale de modélisation d'un système RFID à 2,45 GHz, qui permet de répondre aux besoins en simulation conjointe de l'ensemble du système, dès les premières étapes du flot de conception. Pour cela, nous avons développé un modèle VHDL-AMS d'un tag RFID à l'aide d'une approche de modélisation « meet in the middle » qui permet la prise en compte du comportement électrique complexe du tag, tout en étant compatible avec les modes de simulations usuels des concepteurs de systèmes mixtes et RF. Afin de démontrer l'intérêt de notre approche, ce modèle du tag et celui du lien RF présenté dans le chapitre précédent ont été utilisés dans plusieurs simulations parmi lesquelles un exemple d'exploration d'architecture, une série d'évaluation de performances globale du système et enfin, un exemple d'optimisation de la distance maximale de fonctionnement du système.

CHAPITRE VI

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

6.1 Conclusion générale

La thèse présentée dans ce mémoire s'inscrit dans une problématique très actuelle d'aide à la conception des systèmes électroniques hétérogènes. Plus particulièrement, la nature mixte et RF des systèmes communicants qui connaissent aujourd'hui un essor colossal, exige des concepteurs de tels systèmes, l'adoption d'une stratégie de conception globale efficace.

Dans le chapitre II de ce mémoire, les grandes lignes de la méthodologie de conception Top-Down des systèmes mixtes et RF qui s'impose aujourd'hui aux concepteurs sont présentées. Cette étude nous a permis de mettre en lumière l'importance du niveau de modélisation comportementale en tant qu'étape clef du flot de conception. Nous y avons aussi dressé un inventaire des outils de simulation et des langages de modélisation qui permettent la mise en œuvre de cette méthodologie. Ainsi, nous avons relevé l'intérêt que représente l'utilisation du langage VHDL-AMS pour la modélisation complète d'un système complexe au niveau comportemental. Ce langage permet en effet la simulation conjointe de l'ensemble des parties d'un système hétérogène grâce à sa compatibilité avec les différents modes de simulations classiques des systèmes mixtes et RF. Enfin, un état de l'art des stratégies d'obtention des modèles comportementaux a été exposé.

Le chapitre III présente un exemple de systèmes mixtes et RF dont la conception s'inscrit complètement dans la méthodologie exposée dans le chapitre précédent : les systèmes RFID UHF et micro-ondes. Une introduction générale à la RFID a montré comment celle-ci représente véritablement un point de rencontre entre plusieurs domaines technologiques : rencontre entre les technologies radar, la microélectronique et les télécommunications. Ensuite, nous avons présenté un état de l'art des architectures des systèmes RFID UHF et micro-ondes, afin de souligner les difficultés auxquelles sont confrontés les concepteurs de tels systèmes. Ces considérations nous ont permis de démontrer l'importance de la conception conjointe de la totalité d'un système RFID et donc de sa modélisation complète au niveau comportemental. Dans le cadre de notre collaboration avec le CEA-LETI, nous avons en effet identifié les besoins en terme de simulation système pour répondre aux défis de l'exploration d'architecture, de l'évaluation des performances globales et de l'optimisation du système. Afin de répondre à cette problématique de simulation et compte tenu de la spécificité des systèmes RFID UHF et micro-ondes, nous avons relevé les principales difficultés de la modélisation comportementale dudit système, difficultés qui concernent particulièrement la modélisation du lien RF et du tag RFID.

Dans le chapitre IV, nous avons présenté un modèle comportemental décrit en VHDL-AMS d'un lien RF bidirectionnel, qui inclut les antennes et le médium de propagation. Ce modèle est destiné à être utilisé dans un modèle complet d'un système RFID 2,45 GHz afin de répondre aux besoins exposés dans le chapitre précédent en terme de simulation conjointe des différentes parties du système. La stratégie de modélisation adoptée consiste en la prise en compte des deux comportements fondamentaux des antennes incluses dans ce lien : leur comportement électrique et leur rayonnement. Ces comportements sont modélisés sur deux niveaux de description différents, niveau analytique pour le rayonnement [Berouille-03] et niveau circuit pour le comportement électrique [Khouri-04] [Khouri-05]. Cette modélisation multi-niveau du lien RF bidirectionnel présente l'avantage d'être facilement implantable en VHDL-AMS et surtout de permettre des temps de simulations acceptables pour les besoins en simulation identifiés dans le chapitre III. La nature bidirectionnelle du modèle du lien RF le rend parfaitement adapté à la prise en compte de la technique de rétro-modulation nécessaire à la simulation complète d'un système RFID UHF ou micro-ondes. Précisons cependant que le domaine de validité de ce modèle est restreint à une communication en bande étroite et en champ lointain entre le lecteur et le tag, ce qui est généralement le cas pour la grande majorité des systèmes RFID UHF et micro-ondes. Enfin, dans le cadre de notre collaboration avec le CEA-LETI, nous avons validé grâce à des simulations électromagnétiques, un modèle de lien RF utilisant une antenne que nous avons spécifiquement conçue pour l'application du CEA-LETI.

Enfin, dans le chapitre V, nous avons présenté une stratégie originale de modélisation d'un système RFID 2,45 GHz, qui permet de répondre aux besoins en simulation conjointe de l'ensemble du système, dès les premières étapes du flot de conception. Pour cela, nous avons développé un modèle VHDL-AMS de tag RFID à l'aide d'une approche de modélisation « meet in the middle » qui permet la prise en compte du comportement électrique complexe du tag, tout en étant compatible avec les modes de simulations usuels des concepteurs de systèmes mixtes et RF [Khouri-07]. En effet, le comportement électrique de l'impédance complexe du tag est extrait à partir de simulations au niveau transistor du tag développé par le CEA-LETI, alors que les fonctionnalités principales de ce dernier sont modélisées au niveau fonctionnel. Cette stratégie de modélisation permet un gain de temps en simulation très important comparé à la simulation classique du tag au niveau transistor. Afin de démontrer l'intérêt de notre approche, ce modèle du tag et celui du lien RF présenté dans le chapitre IV ont été utilisés dans plusieurs configurations de simulation dont un exemple d'exploration d'architecture, une série d'évaluation de performances globale du système et enfin, dans un exemple d'optimisation de la distance maximale de fonctionnement, en fonction de l'adaptation d'impédance entre l'antenne du tag et sa puce [Khouri-07].

6.2 Perspectives

La solution de modélisation que nous avons proposée a permis l'évaluation des performances globales du système RFID 2,45 GHz développé par le CEA-LETI et d'optimiser l'adaptation de l'antenne avec le tag. Compte tenu des résultats de simulation de la rétro-modulation, l'étape suivante consisterait à optimiser la chaîne de réception du lecteur, afin d'obtenir la meilleure détectabilité possible du tag. La qualité de cette détection dépend en effet non seulement de la rétro-modulation du tag, mais aussi de la sensibilité en réception du lecteur. Or, cette sensibilité dépend à son tour de la qualité du

circulateur, du bloc de compensation et de la technique de démodulation du signal reçu. Cela implique la modélisation de la chaîne de réception du lecteur par une approche comportementale, similaire à celle que nous avons utilisée pour la modélisation du lien RF et du tag, notamment pour le circulateur et pour le bloc de compensation. Actuellement, la conception et l'obtention d'un modèle comportemental d'un circulateur à forte isolation fait l'objet d'une étude au LAAS à Toulouse [LAAS-http]. Quant à l'optimisation du bloc de compensation de la chaîne de réception du lecteur, elle est rendue possible grâce à nos modèles présentés dans ce mémoire et est en cours de réalisation au CEA-LETI.

La deuxième perspective de travail suite à ces travaux de thèse, concerne l'extension de notre stratégie de modélisation à d'autres types de système qui nécessitent également une modélisation comportementale du lien RF, comme les systèmes Ultra Large Bande (ULB). L'optimisation d'une transmission ULB, qui est aussi un système mixte et RF, doit en effet prendre en compte les effets non-linéaires des antennes sur la communication. La difficulté réside principalement dans la modélisation du comportement électrique de l'antenne qui varie en fonction de la fréquence. Une thèse au LCIS porte actuellement sur l'obtention de modèles paramétriques d'antennes ULB, modèles issus d'une approche ascendante [Duroc-06]. Un premier modèle VHDL-AMS de lien RF incluant ce type d'antennes a été réalisé et validé au niveau fonctionnel et nous travaillons actuellement sur un modèle comportemental du type « meet in the middle » qui puisse prendre en compte le comportement électrique et le diagramme de rayonnement de ces antennes UWB.

BIBLIOGRAPHIE

- [AFNOR-http] Association française de normalisation.
<http://www.afnor.fr>
- [AMR-03] Société de conseil (voir Supply Chain).
<http://www.amrresearch.com/>
- [Atmel-http] Datasheet du tag ATA5590 de la société ATMEL.
http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/A/T/A/5/ATA5590.shtml
- [Auguin-03] M. Auguin, “Introduction à la conception de SoC”, Laboratoire I3S Université de Nice Sophia Antipolis-CNRS, Ecole thématique 2003 Roscoff, 2003.
- [Auto-ID-http] Auto-ID Center Publications.
<http://www.autoidcenter.org>
- [Balanis-05] C.A. Balanis, “Antenna theory : analysis and design”, John Wiley & Sons, third edition, 2005.
- [BEAMS-http] Association BEAMS (Behavioural Modelling of Analogue and Mixed Systems).
https://www.listes.u-bordeaux1.fr/www/info/beams_members
- [Bechevet-05] D. Bechevet, “Contribution au développement de tag RFID, UHF et Microondes, sur des matériaux plastiques” thèse de l’INPG, Décembre 2005.
- [Beroulle-03] V. Beroulle, R. Khouri, T. Vuong, S. Tedjini, “Behavioral Modeling and Simulation of Antennas: Radio-Frequency Identification case study”, BMAS 2003, IEEE International Behavioral Modeling and Simulation Conference. San Jose, USA, 7-8 Octobre 2003.

- [Boyle-74] G.R. Boyle, B.M. Cohn, D.O. Pederson, J.E. Solomon, "Macromodeling of integrated circuit operational amplifiers", IEEE Journal of Solid-State Circuits, SC 9, 1974.
- [Casinovi-91] G. Casinovi, A. Sangiovanni-Vincentelli, "A Macromodeling Algorithm for Analog Circuits", IEEE Transactions on Computer Aided Design, Vol. 10, No. 2, 1991.
- [CEA-LETI-http] Laboratoire d'Electronique de Technologie de l'information, LETI-CEA Grenoble.
<http://www.leti.cea.fr>
- [Collin-03] R. E. Collin, "Limitations of the Thevenin and Norton Equivalent Circuits for a Receiving Antenna", IEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 45, No. 2, p. 119-124, Avril 2003.
- [Comsis-http] Logiciel Comsis de IPSIS.
<http://www.ipsis.com>
- [Curty-1-05] J-P. Curty, "Analysis and optimization of passive UHF RFID systems" thèse de l'EPFL, 2005.
<http://library.epfl.ch/theses/?nr=3418&lang=fre>
- [Curty-2-05] J-P. Curty, N. Joehl, C. Dehollain and M. Declercq, "Remotely powered addressable UHF RFID integrated system", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.50, No. 11, Novembre 2005.
- [CST-http] CST microwave Studio.
<http://www.cst.com>
- [De Vita-05] G. De Vita and G. Iannaccone, "Design Criteria for the RF Section of UHF and Microwave Passive RFID Transponders", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 53, No. 9, Septembre 2005.
- [Demirkan-05] M. Demirkan, R.R. Spencer, "UWB Antenna Characterization for Circuit Design", IEE ICU 2005.
- [Derbek-05] V. Derbek, J. Preischuber-Pfluegl, C. Steger, M. Pistauer and S. Kajtzovic, "Behavioral Model of UHF RFID Tag for System and Application Level Simulation", BMAS 2005, San Jose, California, USA, 2005.
-

- [Derbek-2-05] V. Derbek, J. Preischuber-Pfluegl, C. Steger and M. Pistauer “Architecture for Model-Based UHF RFID System Design Verification“, Proceedings of the 2005 European Conference on Circuit Theory and Design, Vol 2, Septembre 2005.
- [Descleves-05] C. Descleves, “Modeling and Simulating a ZigBee Wireless Transmitter Path using ADMS RF” Mentor Graphics Technical Publications, 2005.
http://www.mentor.com/products/ic_nanometer_design/techpubs/mentorpaper_26419.cfm
- [Duroc-06] Y. Duroc, T.P. Vuong, S. Tedjini, “Realistic modeling of antennas for ultra wideband systems”, IEEE Radio and Wireless Symposium, San Diego, US, janvier 2006.
- [ENIAC-http] Association “European Nanoelectronics Initiative Advisory Council.
<http://www.eniac.eu>
- [EPC-http] EPC Global.
<http://www.epcglobalinc.org>
- [FakhFakh-02] A. Fakhfakh, “Contribution à la modélisation comportementale des circuits radio-fréquence”, thèse de l’université de Bordeaux I, Janvier 2002.
- [Finkenzeller-03] K. Finkenzeller, “RFID Handbook”, Wiley, 2003.
- [Gauthier-04] F. Gauthier, “Les outils de conception RF et hyper”, Journal Electronique Mensuel, No. 144, Février 2004.
- [Geyi-00] W. Geyi, P. Jarmuszewsky and Y. Qi, “The Foster Reactance Theorem for Antennas and Radiation Q”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 48, No. 3, Mars 2000.
- [Geyi-03] W. Geyi, “Physical Limitations of Antenna”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 51, No. 8, Aout 2003.
- [Geyi-04] W. Geyi, “Derivation of Equivalent Circuits for Receiving Antenna”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 52, No. 6, Mars 2004.
- [Griffin-06] J. Griffin, G.D. Durgin, A. Haldi and B. Kippelen, “RF Tag Antenna Performance on Various Materials Using Radio Link Budgets”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 5. 2006.

-
- [Han-04] Y. Han, Q. Li and H. Min, "System modeling and simulation of RFID", Auto-ID Labs Research Workshop, Zurich, Switzerland, 2004.
- [Hansen-89] R. C. Hansen, "Relationships between Antennas as Scatterers and as Radiators", Proceedings of the IEEE, Vol. 77, No 5, p. 659-662, Mai 1989.
- [Hartung-03] J. Hartung, H.J. Wassener, G. Tränkle, M. Schröter, "Hot topic session: RF Design Technology for Highly Integrated Communication Systems", IEEE, 2003.
- [Hauet-06] J.P. Hauet, "L'identification par radiofréquence (RFID) Techniques et perspectives", article invité, REE No.10, Novembre 2006.
- [Hervé-02] Y. Hervé, "VHDL-AMS Applications et enjeux industriels", Cours et exercices corrigés, Dunod, 2002.
- [IDC-04] IDC, "U.S. RFID for the Retail Supply Chain Spending Forecast and Analysis", 2004.
- [Johanon-06] Y. Joannon, V. Beroulle, R. Khouri, C. Robach, S. Tedjini, J-L. Carbonero, "Behavioral modeling of WCDMA transceiver with VHDL-AMS language", Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems (DDECS'06), pp. 113-118, 2006.
- [Karthaus-03] U. Karthaus and M. Fischer, "Fully Integrated Passive UHF RFID Transponder IC with 16.7 μ W Minimum RF Input Power", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 38, No. 10, p. 1602-1608, Octobre 2003.
- [Khouri-04] R. Khouri, V. Beroulle, T. Vuong, S. Tedjini, "Wireless System Validation using VHDL-AMS Behavioral Antenna Models: Radio-Frequency Identification case study ", ECWT 2004, 7th European Microwave Week 2004, Amsterdam, The Netherlands, 11-15 Octobre 2004.
- [Khouri-05] R. Khouri, V. Beroulle, T. Vuong, S. Tedjini, "Modélisation comportementale en VHDL-AMS de systèmes sans-fil intégrés : application aux systèmes d'identification par radio fréquences" 14^{ième} Journées Nationales Microondes, Nantes, France, May 2005.
- [Khouri-07] R. Khouri, V. Beroulle, T. Vuong, S. Tedjini, "UHF RFID tag-antenna matching optimization using VHDL-AMS behavioral modeling", Springer, Analog Integrated Circuits and Signal Processing International Journal, Vol. 50, No. 2, Février 2007.
-

- [Ku-02] H. Ku, M.D. McKinley, J.S. Kenney, "Extraction of accurate behavioral models for power amplifiers with memory effects using two-tone measurements", IEEE Microwave Theory and Techniques, S2000, p139-142, Juin 2002.
- [Kundert-99] K.S Kundert, "Introduction to RF simulation and its application", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 34, No. 9, September 1999.
<http://www.kenkundert.com/pubs.html>
- [Kundert-05] K.S Kundert, "Challenges in RF Simulation", RFIC Symposium, 2005.
<http://www.kenkundert.com/pubs.html>
- [Kundert-03] K.S Kundert, "Principles of Top-Down mixed-signal Design", 2003.
<http://www.designers-guide.org/Design/>
- [Kwon-05] H. Kwon and B. Lee, "Meander Line RFID Tag at UHF Band Evaluated with Radar Cross Sections", APMC 2005 Proceedings, 2005.
- [LAAS-http] Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes.
<http://www.laas.fr>
- [Li-05] L. Li, H-X. Liu, Y. Shi and C-H. Liang, "Study of generalized Resonance in Multi-Antenna System and generalized Foster Reactance Theorem", Progress In Electromagnetics Research, PIER 52, p255-276, 2005.
- [Love-03] A. W. Love, "Comment on "Limitations of the Thevenin and Norton Equivalent Circuits for a Receiving Antenna"", IEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 45, No. 4, p. 119-124, Aout 2003.
- [Martin-01] B. Martin, "Automation comes to analog", IEEE Spectrum, P70-75, Juin 2001.
- [Matlab-http] Logiciel Matlab de Mathworks.
<http://www.mathworks.fr>
- [Mentor-Gu] A. Gupta, M. Sida, R. Ahola and D. Wallner, "Bluetooth Transceiver Design: A Top-Down Flow for Complex RF and Mixed-Signal ICs" Mentor Graphics Technical Publications.
http://www.mentor.com/training_and_services/tech_pubs.cfm

- [Mentor-Eldo-05] Mentor Graphics, “Eldo RF User’s Manual”, Software version 6.5_2 Release 2005.2.
<http://www.mentor.com>
- [Mentor-http] <http://www.mentor.com>
- [Mentor-Lib-05] Mentor Graphics, “CommLib RF VHDL-AMS Library”, Software version 1.5_2 Release 2005.2.
<http://www.mentor.com>
- [Meys-00] R. Meys, “A Summary of the Transmitting and Receiving Properties of Antennas”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol 42, No. 3, Juin 2000.
- [Milet-Lewis-01] N. Milet-Lewis, G. Monnerie, A. FakhFakh, D. Geoffroy, Y. Hervé, H. Lévi, J.J Charlot, “ A VHDL-AMS library of RF blocks models”, BMAS 2001, Santa Rosa, Octobre 2001.
- [Mimosa-http] Site du projet Mimosa.
<http://www.mimosa-fp6.com>
- [MSRF-05] R. Frevert, J. Haase, R. Jancke, U. Knöchel, P. Schwarz, R. Kakerow and M. Darianian “Modeling and Simulation for RF System Design”, Springer, First edition, 2005.
- [Muller-99] K. Muller, T.K. Sarkar, “An Introduction to the use of Model-Based Parameter Estimation in Electromagnetics”, in Review of Radioscience, ed by Oxford University Press, p.139-174, Aout 1999.
- [Nagel-75] L.W. Nagel, “SPICE2: A Computer program to simulate circuits”, Memorandum No. ERL-M520, Electronics Research Laboratory, University of California, Berkeley, 1975
- [Nikitin-05] P.V. Nikitin and K.V.S Rao, “Measurement of backscattering from RFID tags”, Antennas Measurement Techniques Association Symposium, Newport, RI, Octobre 2005.
- [Nikitin-1-06] P.V. Nikitin and C.J.R Shi. “VHDL-AMS Based Modeling and Simulation of Mixed Technology Microsystems: a Tutorial”, VLSI Journal of Integration, disponible en ligne, Janvier 2006.
<http://www.ee.washington.edu/faculty/nikitin/pavel>
-

- [Nikitin-2-06] P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, "Theory and Measurement of Backscattering from RFID Tags", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 48, No. 6, p. 212-218, December 2006
- [Orfanidis-04] S.J. Orfanidis, "Electromagnetic waves and antennas", June, 2004.
<http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>
- [Paret-01] D. Paret, "Identification radiofréquence et cartes à puce sans contact", Dunod, 2001.
- [Penttilä-06] K. Penttilä, M. Keskilammi, L. Sydänheimo and M. Kivikiski, "Radar cross-section analysis for passive RFID systems", *IEEE Proceedings of Microwave Antennas Propagation*, Vol. 153, No 1, Février 2006.
- [Phillips-03] J.R. Phillips, "Projection-based approaches for model reduction of weakly nonlinear time-varying systems", *IEEE Transactions on Computer Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, Vol. 22, No. 2, Février 2003.
- [Radio-02] "Radiocommunications numérique", tome 1, ouvrage collectif sous la direction de Geneviève Baudoin, Dunod, 2002.
- [Rao-05] K.V. Rao, P.V. Nikitin and S.F. Lam, "Antenna Design for UHF RFID Tags: A Review and a Practical Application", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 12, Décembre 2005.
- [RFidea-http] Intégrateur de solutions RFID.
<http://www.rfidea.com>
- [RFIDpr-http] Journal RFID en ligne.
<http://www.rfidprivacy.org>
- [Rincon-http] Logiciel Rincon de Ridgetop EDA Software.
www.ridgetop-group.com/docs/rincon_datasheet.pdf
- [Root-03] D.Root, J. Wood, N. Tuffiaro, "New Techniques for Non-Linear Behavioral Modeling of Microwave/RF ICs from Simulation and Nonlinear Microwave Measurements", *DAC 2003*, Anaheim, California, USA, Juin 2003.

-
- [Snaidero-04] “Modélisation multidisciplinaire VHDL-AMS de systèmes complexes : vers le Prototypage Virtuel”, thèse de l’Université Louis Pasteur de Strasbourg, Décembre, 2004.
- [Schneider-96] K. Schneider, “A Re-look at Antenna In-band (RCSR) via Load Mismatching”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol 2, p.1398-1401, Juin 1996.
- [Spice-http] Site du simulateur Spice.
<http://bwrc.eecs.berkeley.edu/Classes/IcBook/SPICE/>
- [Sridhar-05] L. Sridhar, “RFID: Technology and Applications”, présentation de l’Indian Institute of Technology de Bombay, disponible en ligne 2005.
<http://www.it.iitb.ac.in/~sri>
- [Su-03] C.C. Su, “On the Equivalent Generator Voltage and Generator Internal Impedance for Receiving Antennas”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 51, No. 2, Février 2004.
- [Systemc-http] "SystemC 2.0.1 Language Reference Manual".
<http://www.systemc.org/web/sitedocs/lrm.html>
- [Traçabilité-http] Pôle traçabilité.
<http://www.pole-traçabilité.fr>
- [Vachoux-http] A. VACHOUX , "Modélisation de Systèmes Analogiques et Mixtes - Introduction à VHDLAMS", notes de cours 2003 EPFL.
http://lsmwww.epfl.ch/design_languages/Model_Sys_Mix/Documents/modelmix03.pdf
- [VanBladel-02] J. VanBladel, “On the Equivalent Circuit of a Receiving Antenna”, IEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 44, No. 1, p. 164-165, Février 2002.
- [VHDL-http] <http://www.vhdl.org/>
- [VHDL-AMS-http] <http://www.vhdl.org/analog/>
- [VHDL-RF-http] J. WILLIS, "VHDL RF & MW: Radio Frequency & Microwave Extensions to VHDL for Mixed Signal Design & Verification", DAC 2001.
http://www.eda.org/vhdlams/ftp_files/wg_meetings/DASC_jun01/vhdlrfmw_status.pdf
-

- [VT-05] “Dossier spécial RFID”, Veille technologique No. 32, Septembre-Octobre 2006.
- [Wang-82] J. Wang, C. Chang and R. Moore, “Precision Experimental Characterization of the Scattering and Radiation Properties of Antennas”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 30, No. 1, Janvier 1982.
- [White-98] M. O. White, “Radar cross-section: measurement, prediction and control”, IEE Electronics and Communication Engineering Journal, Aout 1998.
- [Yeoh-05] W. G. Yeoh, et al., “A CMOS 2.45-GHz radio frequency identification tag IC with read/write memory,” IEEE RFIC Symposium Proceedings, pp. 365-368, June 2005.
- [Yeoh-06] W. G. Yeoh, et al.,”A 2.45-GHz RFID Tag with On-Chip Antenna” IEEE RFIC Symposium Proceedings, June 2006.
- [Zhang-05] G.Q Zhang, F. van Roosmalen,M. Graef, “The Paradigm of More than Moore”, IEEE 6th International Conference on Electronic Packaging Technology, 2005.
- [Zhu-04] Z. Zhu, B. Jamali, P.H. Cole, “Brief Comparison of Different Rectifier Structures for HF and UHF RFID”, Auto-ID Labs disponible en ligne, 2004.
<http://autoidlabs.eleceng.adelaide.edu.au/Papers/CompRect2.pdf>

RESUME

Mots-clefs : Modélisation comportementale, Flot de conception analogique mixte et RF, Antennes, Lien RF, Adaptation d'impédance du tag, VHDL-AMS, Simulation et optimisation système.

Résumé : L'optimisation de l'association " antenne - système" est une préoccupation majeure des concepteurs de tags RFID UHF et micro-ondes. L'évaluation conjointe de l'énergie reçue par ces antennes et de l'énergie re-rayonnée permettrait aux concepteurs d'évaluer directement les potentialités de télé-alimentation de leurs tags ainsi que la qualité de la communication. Pour répondre à cette problématique, nous avons développé une stratégie originale de modélisation et de simulation de systèmes RFID intégrés reposant sur l'utilisation du langage VHDL-AMS; langage compatible avec la majorité des outils de Conception Assistée par Ordinateur utilisés en microélectronique. La solution que nous proposons consiste en une modélisation à différents niveaux d'abstraction du système RFID que nous souhaitons optimiser, y compris le lien RF et les antennes. Nous adaptons ainsi le flot de conception classique largement utilisé en électronique numérique à un problème de conception mixte et RF.

Keywords : Behavioral modeling, RF analog and mixed signal design flow, Antennas, RF link, Tag impedance matching, VHDL-AMS, System simulation and optimization.

Abstract : Optimization of the "antenna-system" association is of major concern for UHF RFID tag designers. The mutual evaluation of the received and the re-radiated power by these antennas makes possible system performance evaluation, early in the design flow. Thus, we developed a modeling methodology in order to simulate integrated RFID systems, by using the VHDL-AMS language. This language is widely used within the computer-aided design tools and compatible with the microelectronic design flow. The proposed solution consists in modeling RFID systems at various levels of abstraction, including the RF link and the antennas.
