

UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ÉCOLE DOCTORALE Science et Ingénierie pour l'Information
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES LIMOGES

Département : OSA – C2S2

Année : 2010

Thèse N° [79-2010]

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

**Discipline : Electronique des Hautes Fréquences,
Photonique et Systèmes**

Présentée et soutenue publiquement par

Georges ZAKKA EL NASHEF

le 10 Décembre 2010

*Développement de modèles et d'outils de cosimulation
EM/Circuit pour application aux antennes agiles actives*

Directeur de thèse : Thierry MONÉDIÈRE

Jury :

Président :

Mr. Edouard NGOYA

Directeur de recherche CNRS, Limoges

Rapporteurs :

Mr. Juan-Mari COLLANTES

Professeur de l'université de Bilbao

Mr. Ronan SAULEAU

Professeur de l'université de Rennes1

Examineurs :

Mr. Philippe EUDELIN

Directeur TI, Thales Air Systems

Mr. Olivier MAAS

Ingénieur Expert Thales Air Systems

Mr. Thierry MONÉDIÈRE

Professeur à l'université de Limoges

Mr. François TORRES

Chargé de recherche CNRS, Limoges

Mr. Sébastien MONS

Chargé de recherche CNRS, Limoges

À la mémoire de mon père Hani,

à ma mère et mon frère,

à tous ceux qui me sont très chers...

Remerciements

Ce travail est le fruit de trois années passées dans le laboratoire XLIM de l'université de Limoges, au sein des deux départements « Ondes et Systèmes Associés » (OSA) et « Composants Circuits Signaux et Systèmes Hautes Fréquences » (C2S2). Cette thèse a bénéficié du soutien du pôle de compétitivité « Elopsys » et la Direction Générale des Entreprises (DGE) au travers du projet collaboratif « Lipsys ».

Je tiens donc à remercier Mr. Dominique CROS, Professeur à l'Université de Limoges et directeur d'XLIM, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire, de même que Mr. Bernard JECKO, M. Thierry MONÉDIÈRE et Mr. Raymond QUÉRÉ, Professeurs à l'Université de Limoges, pour m'avoir accueilli au sein de leurs départements OSA et C2S2.

J'adresse plus particulièrement mes sincères remerciements au professeur Thierry MONÉDIÈRE, pour avoir bien voulu diriger et encadrer cette thèse, pour sa compétence, ainsi que pour la grande confiance qu'il m'a constamment accordée.

J'exprime également toute ma gratitude à Mr. Edouard NGOYA, directeur de recherche CNRS, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance, ainsi que pour toutes ses remarques pertinentes au cours de ces trois années.

Que Mr. Ronan SAULEAU, professeur à l'université de Rennes 1, Mr Juan-Mari COLLANTES, professeur à l'université de Bilbao, trouvent ici ma sincère reconnaissance pour avoir accepté de juger ce travail et d'en être les rapporteurs scientifiques. Je remercie également Mr. Philippe EUDELIN, Directeur Technologies et Innovations à Thales Air Systems et Mr. Olivier MAAS, ingénieur à Thales Air Systems, pour avoir accepté de participer au jury de cette thèse.

Je tiens particulièrement à remercier mon premier co-encadrant, Mr. François TORRÈS, Chargé de Recherche CNRS, qui m'a soutenu tout au long de ce travail, en me faisant profiter de son expérience et de ses compétences dans les différents domaines abordés, ainsi que pour la confiance qu'il m'a accordée. Je le remercie pour ses remarques constructives sur mon travail, pour les conseils pertinents et les remarques critiques qu'il a su me prodiguer. J'aimerais également le remercier pour les nombreuses discussions et pour ses efforts à bien comprendre mon français, surtout au début de la thèse. Je vous remercie infiniment... un grand et sincère respect pour vous Mr. TORRÈS.

Un autre remerciement particulier va à mon deuxième co-encadrant, Mr. Sébastien MONS « Seb », Chargé de Recherche CNRS, à l'université de Limoges pour les discussions enrichissantes et conviviales, sa disponibilité, ses qualités humaines et ses précieux conseils qui ont permis l'accomplissement de ce travail dans une ambiance très agréable.

Je tiens à adresser ma profonde reconnaissance à Mr. Tibault REVEYRAND, ingénieur CNRS, pour son implication de tout instant dans ces travaux de thèse, les mesures « load-pull » d'amplificateurs de puissance et ses nombreux conseils dont il a su me faire bénéficier durant ces années. C'est grâce à lui que je me suis lancé dans la modélisation des amplificateurs de puissance. Que du respect, « Tibo ».

J'exprime mes sincères remerciements à Mr. Marc THÉVENOT, Chargé de recherche CNRS, pour sa disponibilité, son aide, son soutien et ses conseils précieux tout au long de cette thèse. Le regard critique, juste et avisé qu'il a porté sur mes travaux ne peut que m'encourager à être encore plus perspicace et engagé dans mes futures recherches.

Je tiens aussi à remercier Mmes Nadine AYMARD, Patricia LEROY et Marie-Claude LEROUGE pour leur grande disponibilité, leur gentillesse et leur aide pour tous les aspects logistiques et administratifs.

Je remercie également Monsieur Éric ARNAUD, Ingénieur d'étude CNRS, pour les mesures d'antennes et les conversations acharnées, mais toujours dans la bonne humeur...

J'adresse un merci spécial et particulier à mon cousin Michel AL KHOURY (Freda shway) pour son infini soutien pendant la période de la rédaction et tout au long de cette thèse. Beaucoup de reconnaissance et d'appréciations sont dédiées à ce magnifique cousin. Encore merci à Michel et Elie HAJJ « Rock my morning ☺ » pour les soirées inoubliables, les moments agréables et les discussions intéressantes.

Un autre spécial merci à Hussein EZZEDDINE (Barney Stinson), a.k.a. « Amigo » pour les moments de détente, surtout en basketball (it's awesome !!!), son encouragement et sa bonne humeur.

Je tiens à faire part de mes remerciements à l'équipe de recherche « Libanaise » d'XLIM de Limoges et de Brive pour leur accueil toujours chaleureux. Je réserve toute ma sympathie à Majed KOUBEISSI, Alaa SALEH, Ahmad EL SAYED AHMAD et Mohamad SAAD EL DINE pour leur support et leur aide précieuse et efficace. Je remercie sincèrement Hassan CHREIM, Hussein ALAAEDDINE, Ali KHALIL, Hassan MEHDI, Mohamad CHAKAROUN, Ali SAFEYDINE, Abdallah HIJAZI, Rabia RAMMAL, Mohamad

KENAAN, Alia HAMADI, Ahmad KANSO, Alaa CHOUMANE, Jad FARAJ, Naim KHODOR, Alaa RAMADAN, Dina SERHAL, Momo HAJJ et tous ceux que j'ai oublié, pour leur amitié, nos longs échanges enrichissants et pour leurs encouragements. Bon courage à ceux qui me suivent...

J'ai une pensée en particulier à mon seul collègue de bureau Julien DROUET. Je le remercie pour son aide précieuse dans la réussite de mes travaux et tous nos moments d'échanges.

Je tiens aussi à remercier chaleureusement tous les membres du laboratoire XLIM, permanents comme doctorants, que j'ai côtoyés pendant tout ce temps dans la bonne ambiance qui y régnait, pour la joie et la bonne humeur dont certains ne manquent pas de porter. Il me serait impossible d'oublier ceux qui sont devenus au fil du temps plus que des collègues : Marc FABERT, Julien GUILLOT, Cédric ENGUEHARD, Bruno BEN M'HAMED et Nicolas DUCROS. Encore Merci !!

Une pensée à la fois émue pour tous ceux qui sont déjà partis, et plus particulièrement à F.X ESTAGERIE qui m'a aidé pendant ma période du stage de DEA à acquérir les bases sur la modélisation des amplificateurs de puissance. Merci également à Marylène CUEILLE.

J'exprime également mes remerciements à l'équipe de « Cisteme » pour avoir contribué à la réalisation des différents prototypes dans le cadre du projet collaboratif « Lipsys ».

Enfin, je remercie ma chère mère (Aziza) et mon petit frère (Johnny). Je ne serai jamais arrivé là sans votre soutien pendant toutes ces années. Je vous souhaite le meilleur... Je ne saurai terminer sans rendre hommage à la mémoire de mon père qui a toujours rêvé d'assister la soutenance de son fils pour obtenir le grade de Docteur de l'Université de Limoges, mais c'est la vie ☺. Je dédie cette thèse à toi « mon cher père : HANI ZAKKA EL NASHEF ».

Tables de matières

Introduction Générale	- 9 -
Chapitre I : Généralités et évolutions des architectures d'antennes actives (radars)	- 15 -
I. Introduction	- 17 -
II. Contexte, évolution et applications des radars	- 18 -
II.1. Historique et applications radars	- 18 -
II.2. Évolution des radars	- 19 -
II.3. Intérêt des antennes actives	- 20 -
II.4. Contraintes des antennes actives	- 23 -
II.5. Domaines d'applications et état de l'art des antennes actives	- 24 -
III. Module actif d'émission-réception (E/R).....	- 27 -
III.1. Fonctions des modules E/R.....	- 27 -
III.2. Les différents éléments analogiques du module E/R	- 28 -
III.3. Synthèse sur les modules E/R	- 29 -
IV. Intégration de réseaux d'antennes actifs	- 30 -
IV.1. Présentation des principaux types d'antennes utilisés dans le concept actif	- 30 -
IV.1.1. Dipôle.....	- 30 -
IV.1.2. Antennes constituées de guides à fentes.....	- 31 -
IV.1.3. Les antennes imprimées	- 31 -
IV.2. Notions de mise en réseau d'antennes	- 34 -
IV.3. Géométrie du réseau (avantages et inconvénients)	- 35 -
IV.3.1. Les réseaux linéaires	- 35 -
IV.3.2. Les réseaux planaires	- 39 -
IV.4. Techniques passives pour la formation des faisceaux.....	- 40 -
IV.4.1. Les matrices de Blass	- 40 -
IV.4.2. Lentille de Rotman.....	- 42 -
IV.4.3. Matrice de Butler.....	- 43 -
IV.4.4. Conclusion sur ces techniques passives pour la formation de faisceaux.....	- 44 -
IV.5. Techniques actives pour la formation des faisceaux agiles.....	- 45 -
IV.5.1. Déphasage par oscillateur local.....	- 45 -
IV.5.2. Utilisation de la technique « pondérations complexes »	- 46 -
IV.5.3. Utilisation de déphaseurs et d'atténuateurs variables actifs	- 48 -
IV.5.4. Conclusion sur ces techniques pour la formations des faisceaux	- 49 -

V. Etude de la fonction HPA dans le contexte antenne agile.....	- 50 -
V.1. Conversions AMAM et AMPM	- 51 -
V.2. Influence des AMAM et AMPM sur la distorsion harmonique et l'intermodulation.....	- 53 -
V.3. Effets dispersifs associés à la fonction amplificatrice dans le contexte antenne agile	- 56 -
V.3.1. Les effets mémoires HF (court terme).....	- 57 -
V.3.2. Les effets mémoires BF (long terme)	- 58 -
V.3.3. Les effets de désadaptation.....	- 59 -
V.4. Les méthodes d'analyse des circuits et systèmes non linéaires	- 62 -
V.4.1. Intégration Temporelle (IT) directe	- 62 -
V.4.2. Equilibrage Harmonique (EH) ou Harmonic Balance (HB).....	- 63 -
V.4.3. Transitoire d'Enveloppe (TE).....	- 64 -
V.4.4. Passage aux simulateurs système	- 65 -
VI. Conclusion et objectifs de la thèse.....	- 66 -
VII. Bibliographie	- 69 -

Chapitre II : Développement d'une méthode de conception globale pour la mise en réseau des antennes imprimées fortement couplées 79

I. Introduction	81
I. Rappels théoriques sur les antennes [II-]	82
I.1. Caractéristiques électriques	82
I.1.1. Impédance d'entrée de l'antenne.....	82
I.2. Caractéristiques de rayonnement	83
I.2.1. Polarisation d'une antenne	84
I.2.2. Diagrammes de rayonnement.....	84
I.2.3. Gain et directivité.....	85
I.2.4. Efficacité de rayonnement.....	86
II. Choix de l'antenne élémentaire et son substrat.....	87
II.1. Conception et réalisation d'une antenne patch rectangulaire	88
II.1.1. Les méthodes numériques.....	88
II.1.2. Etude d'une antenne patch rectangulaire	89
III. Etude du couplage dans un réseau d'antennes	93
III.1. Notion de couplage mutuel entre antennes.....	95
III.2. Influence du couplage sur l'impédance d'entrée de chaque élément de réseau	97

III.3. Influence du couplage mutuel sur le rayonnement d'un réseau	100
III.4. Influence du dépointage sur le couplage mutuel et le rayonnement du réseau.....	102
III.5. Conclusion sur le couplage mutuel dans un réseau d'antennes	104
IV. Méthodologie de synthèse pour la mise en réseau des antennes imprimées fortement couplées	105
IV.1. La synthèse de réseau.....	106
IV.1.1. Choix de l'outil de synthèse	106
IV.1.2. Le logiciel SARA.....	107
IV.2. Développement d'une méthode de synthèse de réseau d'antennes fortement couplées.....	109
IV.2.1. Mise en œuvre de la méthode.....	109
IV.2.2. Validation théorique.....	117
IV.2.3. Développement de la méthode de synthèse.....	119
IV.2.4. Validation expérimentale du macromodèle par circuit de distribution.....	123
IV.2.5. Validation expérimentale du macromodèle avec des déphaseurs et des atténuateurs	127
V. Conclusion	130
VI. Bibliographie.....	133
Chapitre III : Modélisation bilatérale d'un amplificateur de puissance dans des environnements circuits (ADS) et systèmes (Scilab)	
137	
I. Introduction	139
II. La modélisation comportementale	140
II.1. Les modèles unilatéraux	142
II.1.1. Modèles non linéaires sans effet de mémoire	142
II.1.2. Modèles à effet de mémoire linéaire.....	142
II.1.3. Modèles à mémoire non linéaire.....	143
II.2. Les modèles bilatéraux	147
II.2.1. Les modèles temporels	148
II.2.2. Pseudo paramètres S grand signal.....	149
II.2.2.1. Principe et développement des pseudo paramètres S grand signal « X-parameters »..	151
II.2.2.2. Formulation bilatérale du modèle	152
II.2.2.3. Conclusion sur les paramètres S grand signal.....	158
III. Développement d'un modèle bilatéral sans mémoire avec implémentation dans un environnement circuit (ADS)	159

III.1. Caractérisation expérimentale de l'amplificateur NEXTEC RF (NB00422) et élaboration d'un modèle bilatéral	160
III.1.1. Caractérisation Load-pull	160
III.1.2. Extraction des pseudo paramètres S grand signal.....	162
III.1.3. Implémentation et validation du modèle dans ADS	165
III.1.3.1. Résultat du modèle bilatéral – Test sur les impédances d'extraction :	167
III.1.3.2. Résultat du modèle bilatéral – Test sur des impédances TOS=2, 3 et 4 :.....	169
III.2. Développement d'un modèle bilatéral pour des désadaptations fortes ($TOS \geq 3$)	173
III.2.1. Identification des pseudo paramètres S grand signal.....	175
III.2.1.1. Résultats sur les impédances d'extraction	177
III.2.1.2. Résultat du modèle bilatéral d'ordre deux – Test sur des impédances de TOS=2, TOS=2.5, TOS=3 :.....	178
III.2.1.3. Résultat du modèle bilatéral d'ordre deux – Test sur des impédances de TOS > 3 et comparaison avec le modèle d'ordre un:	179
IV. Conclusion et Perspectives.....	182
V. Bibliographie	185

Chapitre IV : Réalisation d'un démonstrateur d'antenne active..... 191

I. Introduction	193
II. Première approche de la modélisation conjointe (antenne - circuit).....	194
II.1. Test sur les impédances du réseau d'antennes 1x8	194
II.2. Test sur les impédances du réseau d'antennes 1X4.....	197
III. Choix des éléments constitutifs du démonstrateur actif	201
III.1. Diviseurs de puissance	202
III.2. Atténuateurs	203
III.3. Déphaseurs	203
III.4. Câblages et accessoires	204
IV. Réalisation du démonstrateur actif.....	205
V. Mesure du démonstrateur actif.....	206
VI. Conclusion.....	211
VII. Bibliographie	212

Conclusion générale et perspectives	213
Annexe 1. les antennes imprimées.....	225
Annexe 2. Les facteurs de mérites – amplificateur de puissance	231
Annexe 3. Base de mesure « XLIM »	235
Annexe 4. Couplage par ondes de surface.....	239
Annexe 5. Séries de Volterra.....	245
Annexe 6. Banc de mesure source-pull/load-pull.....	249

Introduction Générale

Ces dernières années ont été le témoin d'une évolution sans précédent des systèmes de télécommunications, que ce soit dans les applications grand public (i.e. les satellites, les téléphonies mobiles) ou les applications militaires (i.e. radar). En effet, la complexité de ces systèmes et les contraintes technologiques et économiques présentent un obstacle important à leur dimensionnement et leur analyse réaliste. De ce fait, le développement de nouvelles méthodologies d'élaboration et le déploiement des outils de caractérisation a été stimulé, car la conception efficace des systèmes de communication ne peut être accomplie sans une bonne connaissance de leurs performances. Dans ce contexte la conception assistée par ordinateur (CAO) a été et reste toujours l'outil privilégié pour étudier le comportement et assurer la validité des systèmes de communication en minimisant le nombre d'essais physiques.

Ces systèmes de télécommunication font appel à un ensemble d'équipements très variés qui réalisent des opérations différentes. Par conséquent et dans le cadre de cette thèse, nous nous intéresserons aux antennes à balayage électronique (antennes actives) pour des applications de détection électromagnétique ou de communication, et qui ont pour particularité de posséder un amplificateur de puissance placé à proximité immédiate des éléments rayonnants pour optimiser leur rendement. Il devient donc nécessaire de disposer d'un outil de simulation mixte, intégrant à la fois l'aspect électromagnétique (antennes) et circuit non linéaire (amplificateurs de puissance) pour concevoir au mieux les futures architectures des segments de transmission RF, et étudier par exemple l'impact de composants particuliers (par exemple la mémoire ou la désadaptation pour le HPA (High Power Amplifiers) et le couplage pour les antennes), ou le comportement global du système vis-à-vis de la panne d'un ou plusieurs modules, ce qui nous permet d'envisager plusieurs axes de recherche visant à améliorer le processus de simulation des systèmes actuels concernant l'interaction des différents étages (amplificateur/antenne).

Le principe de ces antennes actives repose fondamentalement sur l'association d'antennes de base, pour lesquelles les signaux émis et/ou reçus sont contrôlés électroniquement en phase et en amplitude. Cette solution apporte en effet de très nombreux avantages, comme celui de diriger le faisceau de l'antenne vers la zone d'intérêt, ce qui permet une réduction importante de la puissance émise et de gérer l'élimination potentielle de brouilleurs. Dans ce cadre, il nous apparaît aujourd'hui fondamental de concevoir des solutions innovantes de mise en réseau pour antennes actives. La réalisation d'un tel système passe par une maîtrise de la conception de chaque module, mais également de la simulation de l'ensemble (antenne + amplificateur). Cependant, l'interaction entre le module actif

(amplificateur) et le module passif (antennes) peut engendrer des problèmes majeurs qui peuvent dépendre fortement de couplage mutuel inter-éléments et des directions de pointage de l'antenne. On peut interpréter ces phénomènes par le fait que lorsque l'on modifie la direction de pointage de l'antenne, les couplages tendent à changer. Il en résulte que l'impédance de charge ramenée au niveau de chaque élément actif du réseau varie. Le cycle de fonctionnement de l'amplificateur est modifié, et entraîne une variation de la puissance d'émission et de la phase de transfert susceptible d'altérer le diagramme de rayonnement voire, dans certains cas extrêmes, de détruire les circuits actifs. Cet effet est limité dans une antenne classique par la présence d'un circulateur dans le cas d'un module TR (transmission) complet, ou d'un isolateur dans une chaîne d'émission (placé entre l'élément rayonnant et l'élément d'amplification). Les deux éléments cités auparavant (circulateur ou isolateur) ont pour avantage d'empêcher l'onde réfléchi par l'antenne de venir dégrader le fonctionnement de l'amplificateur. Cependant des travaux menés dans le cadre des antennes actives montrent que de nombreux avantages pourraient être obtenus si l'on séparait les fonctions d'émission des fonctions de réception. En l'absence du circulateur, devenu superflu, le besoin d'isolation entre l'amplificateur et sa source rayonnante doit être évalué par des outils de simulation performants et efficaces.

On se propose donc dans cette thèse d'étudier la partie émission, et en particulier l'interaction amplificateurs de puissance/antenne sans la présence d'un isolateur. Par conséquent, l'impédance de charge des amplificateurs (impédance ramenée en sortie du l'amplificateur de puissance) doit être évaluée dès la conception et dans l'intégralité des configurations afin de déterminer le niveau minimal d'isolation nécessaire entre amplificateurs et éléments rayonnants, et de prévoir une éventuelle détérioration des performances globales de l'antenne. Par ailleurs, il apparaît également que dans la partie analogique d'un module particulier, l'amplificateur de puissance est approché par un simple gain, voire un modèle de gain complexe unilatéral, ce qui ne permet pas de prendre en compte des phénomènes de distorsion cruciaux tels que les effets thermiques (compte tenu des niveaux de puissance mis en jeu), la désadaptation ou encore les effets mémoires (BF ou HF). Le problème de désadaptation constitue un point crucial, surtout dans le contexte radar, puisque les derniers progrès importants réalisés dans la macro-modélisation des blocs de base RF ont permis de développer des approches performantes pour la prise en compte des effets de mémoire et de la température. L'objectif de cette thèse est donc de proposer une méthode de simulation des antennes actives en transmission, prenant en compte les désadaptations de

charges induites par couplage, ce qui va nous permettre de créer un lien réel entre les niveaux hiérarchiques de simulation circuit et système. On sait que l'utilisation de circuits non-linéaires dans des antennes réseaux peut s'accompagner d'effets indésirables, tels que les faisceaux d'intermodulation par exemple. La prédiction des caractéristiques de fonctionnement des antennes actives nécessite de donc simuler conjointement les parties circuit et antenne avec la compréhension des phénomènes mis en jeu. Le point de fonctionnement du système dépend à la fois des caractéristiques électriques du transistor et des propriétés électromagnétiques de l'antenne dans son environnement. Le comportement d'un tel système nécessite alors de chercher une approche de modélisation différente, mais également un environnement de calcul adapté à cette problématique. Cette approche nécessite donc d'une part de calculer les impédances intrinsèques de chaque antenne du réseau en fonction de l'angle de dépointage et de la fréquence en tenant compte de l'effet de couplage, et d'autre part de modéliser les circuits actifs d'amplifications afin de concilier la prédiction de performances « système » avec la prise en compte des effets de dégradation (désadaptation).

Pour cela nous avons décomposé ce mémoire en quatre chapitres. Le premier chapitre sera dédié à une étude théorique sur les différentes architectures radio en émission, en particulier les radars agiles à balayage électronique, leurs contraintes, leur impact sur les performances globales, etc. Nous appréhenderons ensuite dans ce contexte les problématiques des réseaux d'antennes passifs et actifs, ainsi que les problématiques liées à l'amplificateur de puissance afin de mettre en évidence les différents phénomènes qui y sont présents. A partir de toutes ces définitions, nous aborderons la modélisation globale (Electromagnétique/Circuit), et la méthodologie employée pour la réalisation des modules actifs rayonnants, ceci afin de mieux cerner la problématique globale liée à cette thèse.

Dans le deuxième chapitre, nous nous focaliserons sur la partie électromagnétique, les différentes antennes employées (i.e. les antennes imprimées), et l'analyse et la synthèse complète d'un réseau d'antennes. Le traitement du calcul et le développement d'un macromodèle EM original et très performant sera détaillée, dans lequel nous avons associé deux techniques d'analyse et de synthèse. Enfin, afin de valider le macromodèle réseau, nous présenterons les résultats théoriques et expérimentaux.

Dans le troisième chapitre, consacré à la partie circuit actif, nous présenterons une synthèse sur les différentes approches de modélisation comportementale des amplificateurs de puissance, avec une attention particulière sur le formalisme des pseudo paramètres S fort

signal (X-parameters), afin d'envisager deux modèles bilatéraux, le modèle d'ordre un et d'ordre deux respectivement associés à la prise en compte de TOS « modérés » ou « fort ». L'implémentation du modèle d'ordre un dans l'environnement de simulation circuit (ADS - Agilent) et sa validation seront également abordés. Le dernier point de ce chapitre sera l'évaluation du domaine de validité des deux modèles, pour montrer l'intérêt du développement du modèle d'ordre deux.

Le quatrième chapitre présentera la réalisation d'un démonstrateur d'antenne active, composé d'amplificateurs de puissance, d'un distributeur de puissance, de déphaseurs, d'atténuateurs et d'éléments rayonnants mis en réseau. A partir de cette expérience, on déterminera les caractéristiques de rayonnement de l'antenne en fonction de la consigne appliquée aux atténuateurs et aux déphaseurs. L'influence de l'isolation sur les performances de l'antenne et sur l'amplificateur de puissance sera quantifiée, dans le but de montrer une première approche de couplage de formalisme EM/Circuits et mise en réseau d'antenne active.

Finalement, une conclusion récapitulera les principaux résultats obtenus et se donnera les perspectives liées à cette étude.

Une grande partie de ce travail a été effectué dans le cadre du projet « Lipsys », et soutenue par, le pôle de compétitivité Elopsys et de la DGE (Direction Générale des Entreprises).

**Chapitre I :Généralités et évolutions des
architectures d'antennes actives (radars)**

I. Introduction

L'objectif de ce premier chapitre est de présenter le contexte général de la thèse en énumérant les principaux objectifs et les différentes approches possibles, notamment sur l'amélioration de la conception des antennes actives. Cette technique fait référence aux systèmes utilisant des antennes à balayage électronique actif, comme les radars. Ces systèmes complexes comportent des éléments rayonnants (plusieurs milliers), avec des dispositifs analogiques passifs et actifs ou numériques associés au sein d'un même module. Par dispositifs analogiques sont sous-entendus les différents circuits passifs ou actifs d'excitation des antennes, les filtres et les duplexeurs, ainsi que les étages d'amplification, avec les amplificateurs faible bruit et de puissance, ainsi que les étages de conversion en bande de base ou en FI (fréquence intermédiaire), jusqu'à l'interface analogique-numérique.

Ce chapitre se concentre sur les radars agiles et plus particulièrement les interactions entre les amplificateurs de puissance et les antennes. Ces structures et leur mode de fonctionnement seront étudiés séparément mais de manière approfondie. Les principales perturbations liées au module RF seront également étudiées pour dégager la problématique majeure qui est la désadaptation de charge, de même pour la partie électromagnétique pour l'effet de couplage. De ce fait, il apparaît nécessaire de converger vers une simulation et une modélisation conjointe de ces structures afin d'évaluer leurs performances réaliste. C'est dans ce contexte que nous avons été conduits à établir des techniques de macro-modélisation avancées de chaque partie (EM/circuit) alliant précision, stabilité, rapidité et fiabilité et pour être implémentées dans un simulateur EM (macromodèle circuit) ou circuit (macromodèle réseau).de fiabilité et de coût. Ceci afin d'élaborer une méthodologie de conception conjointe (EM/circuit) qui permettra d'envisager le dimensionnement réaliste de l'ensemble et optimiser le compromis entre la précision et les coûts de calcul.

II. Contexte, évolution et applications des radars

II.1. Historique et applications radars

L’actuel nom commun « radar » provient de l’acronyme anglais Ra.D.A.R. pour Radio Detection And Ranging, soit en français, la détection et l’estimation de la distance par onde Radio Fréquence (RF). Le radar est basé sur la propagation des ondes électromagnétiques ou plus exactement sur celle des ondes radiofréquence (RF). En 1911 l’Américain Hugo Gernsback énonça le principe du radar et en 1934, le français, Pierre David, mènera avec succès les premières expériences de détection de présence d’avions. Ensuite, la première détection et localisation d’obstacle, fut effectuée en 1935 par Maurice Ponte et Henri Gutton, lors d’essais à bord d’un bateau, ils détectèrent des icebergs avec des ondes de 16cm de longueur d’onde. Mais c’est à l’occasion de la seconde guerre mondiale que l’utilisation des systèmes radars a pris réellement son essor. La bande d’émission est imposée selon le type d’application. Ces fréquences correspondent à la fréquence porteuse du signal émis (Tableau I-1).

<i>Nom de bande</i>	<i>Plage de fréquences</i>	<i>Applications</i>
<i>HF</i>	<i>3-30 MHz</i>	<i>Radars côtiers et les radars au-delà de l’horizon</i>
<i>P</i>	<i>< 300 MHz</i>	<i>Radars primitifs</i>
<i>VHF</i>	<i>50-330 MHz</i>	<i>Radars à très longue portée</i>
<i>UHF</i>	<i>300-1000 MHz</i>	<i>Radars de détection de missiles balistiques et pénétration de sol</i>
<i>L</i>	<i>1-2 GHz</i>	<i>Radar de contrôle aérien, surveillance aérienne et GPS</i>
<i>S</i>	<i>2-4 GHz</i>	<i>Radars de trafic aérien, météorologiques et navals</i>
<i>C</i>	<i>4-8 GHz</i>	<i>Transpondeurs satellites</i>
<i>X</i>	<i>8-12 GHz</i>	<i>Radars autodirecteurs de missiles, navigation et cartographie</i>
<i>Ku</i>	<i>12-18 GHz</i>	<i>Radars cartographie à haute résolution</i>
<i>K</i>	<i>18-27 GHz</i>	<i>Radars routiers et météorologie</i>
<i>Ka</i>	<i>27-40 GHz</i>	<i>Radars anti-collision et cartographie courte portée</i>
<i>mm</i>	<i>40-300 GHz</i>	<i>communication militaire, radar anticollision, observations météo à haute résolution et de courte portée</i>

Tableau I-1. Tableau récapitulatif des bandes de fréquences attribuées et des applications radar associées.

II.2. Évolution des radars

A partir de la seconde guerre mondiale, les radars n'ont cessé d'intégrer de nouvelles fonctionnalités, souvent traitées de manière simultanée : poursuite et conduite de tir sur cibles aériennes multiples, conduite d'attaque au sol, communication et aide à la navigation, guidage et évitement d'obstacles pour la pénétration à basse altitude, brouillage, etc. Cette évolution substantielle du besoin opérationnel a favorisé, depuis une trentaine d'années, le développement des antennes à balayage électronique actif [I-1], au détriment des antennes à balayage mécanique (Figure I-1) pourtant mûres et beaucoup moins coûteuses.



Figure I-1. Antenne à balayage mécanique

L'antenne à balayage mécanique, dite passive, réalise la formation et le dépointage du faisceau, mais les fonctions émission (amplification du signal à émettre) et réception (amplification à faible bruit du signal reçu) sont réalisées à l'extérieur de l'antenne (Figure I-2-a). L'antenne passive ainsi définie comporte des déphaseurs, des commutateurs agissant sur des longueurs de ligne, ou des filtres, c'est-à-dire des dispositifs agissant sur la forme et la direction du faisceau, sur la sélection en fréquence ou en polarisation. Par contre, l'antenne active comporte l'amplification du signal à émettre, répartie entre des éléments individuels, et l'amplification à très faible bruit du signal reçu (Figure I-2-b). Elle peut aussi incorporer une partie, voire la totalité, de la fonction réception : sélection fréquentielle du signal, conversion de fréquence, codage analogique/numérique. Notons que les fonctions de base d'un système, à l'émission comme à la réception, n'ont pas pour autant disparu. Elles sont réparties, pour l'antenne active, dans l'architecture d'antenne réseau, ce qui lui confère un meilleur

rendement énergétique, des fonctionnalités nouvelles et des performances accrues vis-à-vis du traitement du signal reçu.

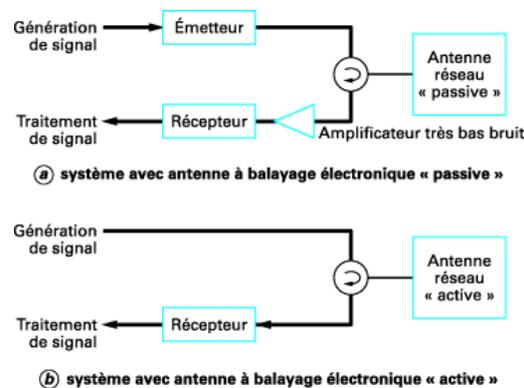


Figure I-2. Synoptiques de systèmes avec antenne à balayage électronique passive (a) et active (b)

II.3. Intérêt des antennes actives

Le balayage d’antenne traditionnel est mécanique : le faisceau rayonné tourne grâce à une rotation mécanique de l’antenne [I-2]. Pour modifier la zone éclairée par l’antenne d’un radar mécanique, il est impératif d’orienter le projecteur vers la direction choisie. A cause de l’inertie du projecteur, ce mouvement ne peut être que continu et relativement lent. Il ne permet donc pas de s’arrêter sur des zones particulières, de changer subitement de direction de pointage du faisceau ou de contrôler plusieurs points de l’espace quasiment en même temps. Les antennes à balayage électronique passives ou mécaniques sont avantageusement remplacées par des antennes actives afin d’améliorer la vitesse de balayage et s’affranchir des problèmes rencontrés par les antennes à balayage classique. Par exemple, pour un changement de direction, ce balayage prend quelques microsecondes en comparaison des quelques millisecondes du balayage mécanique. L’antenne nécessite de multiples éléments rayonnants constituant un réseau d’antennes élémentaires. Le faisceau rayonné de chaque élément est contrôlé électroniquement en amplitude et en phase par un module d’Emission-Réception (module E/R). L’amplification peut s’effectuer à l’extérieur de l’antenne, il s’agit alors d’un balayage électronique passif. Les modules E/R des antennes actives permettent de tout contrôler. Dans les antennes actives, la possibilité de contrôler l’amplitude et la phase des signaux émis et reçus sur les différentes voies d’un réseau d’éléments rayonnants démultiplie l’agilité du faisceau et offre des possibilités étendues de traitement spatio-temporel (Figure I-3)

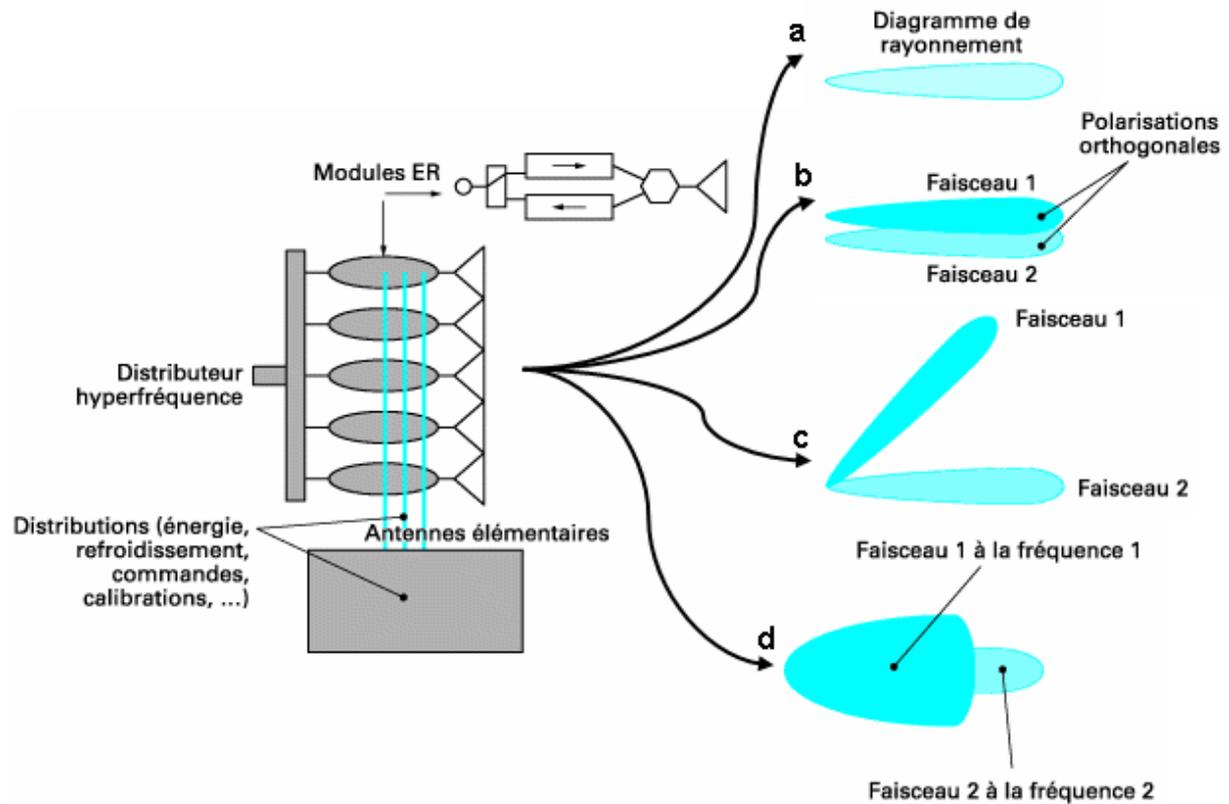


Figure I-3. Antenne active à simple rayonnement (a), multi polarisation (b), multi-faisceau (c) et multifréquence (d)

En outre, l'antenne active est également constituée de distributeur de signaux, d'un radôme adapté servant de protection mécanique, thermique et électromagnétique, d'un pointeur, d'un système de calibrage et des alimentations. Les Figures I-4 et I-5 illustrent la structure complète d'une antenne active en E/R (Emission/Réception).

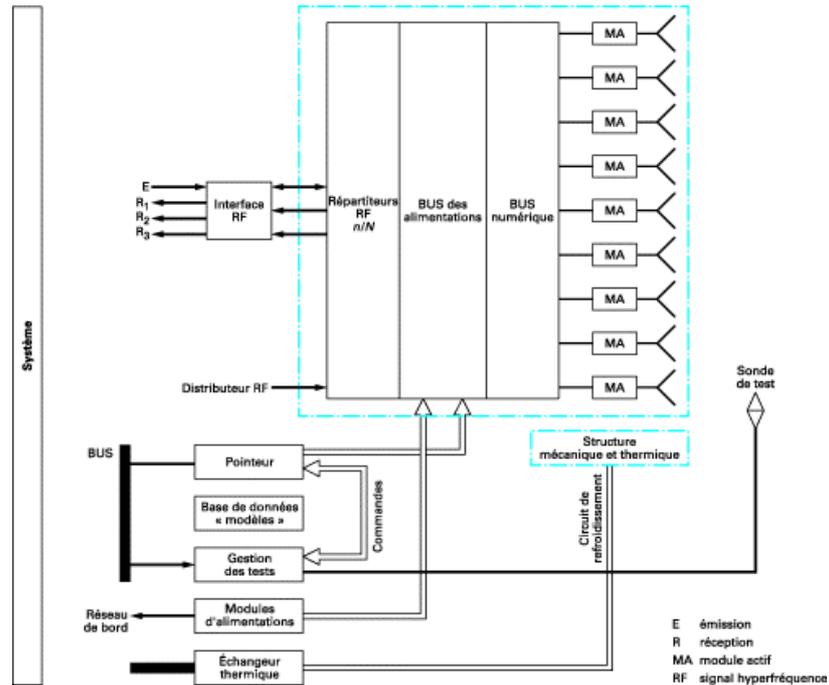


Figure I-4. Synoptique complet d’une antenne active

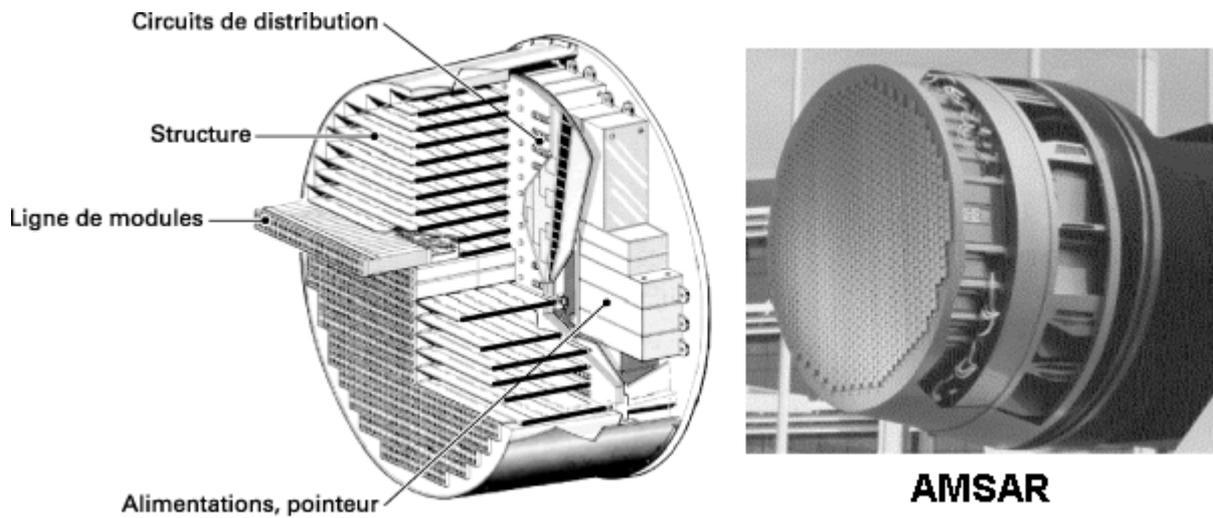


Figure I-5. Architecture et photo d’une antenne active (AMSAR)

Ce module complet, ou plutôt l’antenne active (Figure I-4), permet la maîtrise de la forme du faisceau (par exemple l’élargissement symétrique ou non, les faisceaux à lobes multiples, les faisceaux à lobes très bas dans un secteur angulaire), la possibilité de réception simultanée dans des directions différentes et indépendantes, avec des modules à plusieurs voies de réception. Le système peut ainsi, sans contrainte, choisir des durées d’observation et d’écoute différentes selon les directions et contrôler précisément la quantité d’énergie émise dans les différents secteurs de l’espace [I-3].

Un des avantages des antennes actives est la faible perte qui traduit un rendement supérieur à celui des antennes passives. Ces pertes dans les antennes actives peuvent être identifiées à partir de circulateur ou commutateur à l'émission plus limiteur /protecteur à la réception. En revanche les pertes dans les antennes passives proviennent de plusieurs sources : isolateur/duplexeur de puissance, câbles coaxiaux entre émetteur et antenne, distributeurs/sommeur RF de l'antenne, déphaseurs et limiteur protecteur /filtre de réception. En conclusion, les antennes actives sont donc plus fiables. Leur MTBF (Mean Time Before Failure) est plus important car les pannes sont moins pénalisantes. La panne d'un faible nombre de modules affecte peu les performances de l'antenne. L'utilisation d'une ou plusieurs sources dans les antennes actives permet d'accroître significativement la puissance disponible et donc la portée.

II.4. Contraintes des antennes actives

L'antenne active est une avancée certaine dans le domaine du radar. Toutefois, la principale difficulté réside dans la maîtrise de sa conception. Différents problèmes peuvent perturber le fonctionnement de l'antenne :

- Une irrégularité dans la périodicité du réseau d'antenne peut générer des lobes indésirables appelés « lobes du réseau ».
- Le radôme provoque un couplage entre éléments du réseau qui doit être pris en compte.
- Pour certaines applications, la montée en fréquence des signaux impose de réduire la taille des mailles du réseau d'antenne. Par conséquent, les dimensions des modules E/R sont amenées à diminuer tout en préservant l'excellence des performances.
- Le rapprochement du module E/R de l'antenne augmente les problèmes liés à la dissipation thermique.
- Les lois de phase et d'amplitudes étant quantifiées, une erreur de quantification peut générer des lobes parasites dits « de quantification », des pertes de gain et des déviations de phase.
- La bande passante de l'antenne est limitée à celle des éléments rayonnants, des modules et du distributeur.

- Les limites pratiques liées à la précision et la dispersion de réalisation des différents modules actifs et de l'antenne réseau introduisent des déphasages du signal qui peuvent engendrer une déformation du faisceau.
- La complexité d'un tel dispositif, due au nombre très important d'éléments élémentaires et de modules actifs, augmente d'une part la difficulté de réalisation, mais également le coût des antennes actives d'environ deux fois par rapport à un radar à balayage passif.

Ces remarques montrent la complexité de la conception d'une telle approche, et en particulier celle de son réseau d'éléments rayonnants, et l'importance des fonctions réalisées par les modules E/R. Néanmoins, les perspectives offertes par les antennes actives constituent une réelle évolution des performances radars.

II.5. Domaines d'applications et état de l'art des antennes actives

En fonction de ce qui précède, on peut énumérer les domaines auxquels s'adressent les antennes actives [I-4], [I-5], [I-6], [I-7], [I-8] et [I-9] :

- Les radars en général : surveillance de l'espace aérien à longue ou moyenne distance, veille et conduite de tir sur avion de combat, observation de la terre depuis un satellite, etc.
- Les télécommunications, que ce soit pour les stations de base, émettrices ou réceptrices, fonctionnant dans une ambiance radioélectrique très dense, les systèmes sur satellite ayant à s'adapter à des conditions d'emploi et de fonctionnement complexes, la téléphonie mobile, les communications satellites et les systèmes portés par des plates-formes mobiles (avion, bateau, et à terme, véhicules terrestres).
- Les autres systèmes de Communication/Navigation/Identification (CNI) à bord des aéronefs pour lesquels se posent de plus en plus les problèmes de résistance aux brouillages et d'intégration des antennes.
- Les antennes partagées qui sont une tendance de fond dans l'évolution des antennes afin de minimiser à la fois le nombre d'antennes sur une plate-forme et les coûts d'intégration, comme les GPS (Global Positioning System), liaisons radio et internet multimédia.
- Les antennes conformes conçues pour être partie intégrante de la structure d'une plate-forme, le plus souvent aussi pour être partagées, et qui ajoutent aux avantages des

antennes partagées les bénéficient de la suppression des protubérances extérieures et des emprises intérieures sur la plate-forme (radar de combat et les missiles guidés).

- Les antennes réparties, qui peuvent être aussi des antennes partagées et conformes, qui sont disposées en différents emplacements sur les plates-formes et qui sont associées pour accroître les performances : couverture angulaire élargie ou totale, partage de temps et d'espace, traitement en très grande résolution, imbrication de sous-bandes de fréquence.

Globalement, les réseaux d'antennes sont très utilisés compte tenu de leurs nombreux avantages. La possibilité que l'on puisse jouer sur de nombreux facteurs et donc adapter le diagramme de rayonnement aux exigences les plus variées explique le fait que leurs domaines d'applications sont extrêmement variés. Le Tableau I-2 présente une liste non exhaustive des principales applications des réseaux d'antennes dans le domaine de télécommunications et radars.

<i>Système</i>	<i>Applications</i>	<i>Système</i>	<i>Applications</i>
Satellites	Télévision directe domestique ou embarquée sur véhicules, Réseaux à faisceaux commutés à couverture reconfigurable, Détection des ressources terrestres (imagerie par radars à synthèse d’ouverture), Antennes pour systèmes de radio-localisation par GPS, Galileo, Glonass (véhicules terrestres ou assistants personnels, PC)	Téléométrie guidage	Systèmes monopulses, Réseaux sous radomes
		Réseaux adaptatifs	Acquisition multi-cibles, Réseaux intégrés à semi-conducteurs
		Radiomobile ou communications avec les mobiles terrestres	Téléphonie mobile (terminaux portatifs GSM, DCS, PCS, UMTS etc.), Antennes sur stations de bases, Antennes radio FM imprimées sur pare-brises de véhicules mobiles, Télépéages (antennes imprimées sur badge RF)
Aéronautiques (avions, engins spatiaux, missiles)	Communication, Navigation, Altimètres, Systèmes d’atterrissages, Antennes conformées sur le fuselage d’aéronefs pour la navigation (radars, altimètres, atterrissage automatique) et les communications, Antennes plaquées sur missiles (téléométrie)	Biomédical	Dispositifs implantables, Applicateurs thermiques pour thérapie micro-onde des cancers, Tomographie
		Communications ultralarge bande intra-bâtiments	Standars Bluetooth, Réseaux sans fils WLAN
Applications militaires	Antennes montées en surface sur véhicules, Antennes conformées sur des missiles pour la téléométrie, Senseurs embarqués, Radars de poursuite monopulse ou synchrone, Réseaux à pointage et balayage électronique du faisceau, Radars Doppler, Antennes actives de détection et suppressions de brouilleurs, Antennes actives à suppression de réflexions parasites par traitement du signal	Identification	Etiquettes radiofréquences, RFID (identification sans contact de vêtements, d’objets, de personnes, etc), Capteurs miniaturisés, Antennes intégrée dans des vêtements
		Autres	Antennes de détection (alarme anti-intrusion), Communications personnelles

Tableau I-2. Principales applications des réseaux d’antennes actives dans le domaine des télécommunications et radars

Dans les sections suivantes, nous allons nous intéresser aux modules E/R (en particulier les amplificateurs de puissance) et les éléments rayonnants (antennes).

III. Module actif d’émission-réception (E/R)

III.1. Fonctions des modules E/R

Les modules E/R sont des chaînes hyperfréquences. Les fonctions réalisées par ces modules [I-10] sont les suivantes (Figure I-6) :

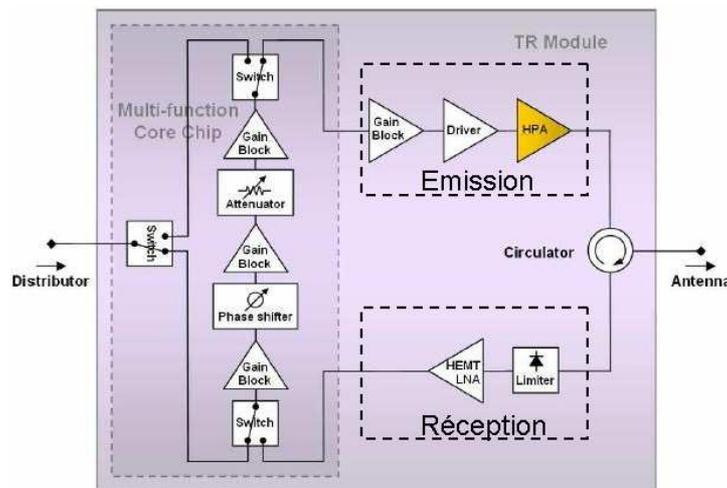


Figure I-6. Architecture du module E/R

- La fonction de contrôle du signal RF (MFC : Multi-Function core Chip) en amplitude et en phase est maîtrisée par un système de commande qui gère l’adressage des commandes à une puce, générant le déphasage, l’atténuation et la commutation entre les voies.
- La fonction « Emission » assure l’amplification de puissance des signaux RF à émettre. Un pré-amplificateur ou « driver » permet de fournir une puissance suffisante à la saturation du signal en sortie d'un amplificateur de puissance ou HPA (High Power Amplifier). Le fonctionnement du HPA en régime saturé permet de générer un signal d’enveloppe RF de forte amplitude modulé par une fréquence porteuse élevée.
- La fonction « Réception » reçoit un signal de faible amplitude s’approchant du niveau de bruit. Un amplificateur faible bruit ou LNA (Low Noise Amplifier) permet d’augmenter le niveau du signal reçu en minimisant la dégradation du signal utile par le bruit. Un limiteur, placé en amont, protège le LNA d’éventuelles expositions à de fortes puissances reçues.

- Un circulateur permet de diriger le signal entre un élément rayonnant et les chaînes hyperfréquences émission - réception associées ainsi que l'isolation des voies.

III.2. Les différents éléments analogiques du module E/R

L'un des premiers défis dans les antennes actives, lors de l'intégration de ses composants, est de répondre à des contraintes de volume, de poids et de consommation. L'antenne et l'amplificateur de puissance sont les éléments les plus critiques dans le module E/R. L'antenne, élément positionné en bout de module, doit permettre de transmettre efficacement un signal avec une stabilité de gain et cela en conservant des dimensions aussi réduites que possible. L'amplificateur, placé en amont du circulateur, et malgré celui-ci, subit des influences électriques des antennes. Ces deux éléments font donc l'objet d'une attention très particulière dans cette thèse.

Dans le premier cas, il existe différents types d'antennes déjà utilisées, telles que les dipôles ou les monopôles. Mais souvent, par souci d'intégration, on préférera des solutions d'antennes en technologies imprimées. Dans ce cas, il faut remarquer que ces antennes imprimées peuvent difficilement conserver des performances équivalentes (adaptation, gain, rayonnement) sur une très large bande ou sur différentes bandes. La solution, à plus faible bande passante et une réponse fréquentielle variable et adaptable suivant les besoins, consiste à modifier les caractéristiques de substrat utilisé par commande électrique [I-11] (matériaux Ferri- et Ferro-magnétiques, cristaux liquides). Ainsi il est possible d'obtenir des bandes passantes dépassant les 70% [I-12] et [I-13] en combinant les techniques d'élargissement de bande (couplage par fente, empilements d'éléments rayonnants, etc...).

D'autres techniques existent pour concevoir des antennes commandées électroniquement (cf. § III.1.3 et III.1.4). Elles utilisent des composants actifs comme les adaptations actives de l'impédance d'entrée de l'antenne [I-14], les diodes varactors [I-15], dont la valeur de la capacité peut être modifiée par la tension inverse continue, les diodes PIN, et enfin les amplificateurs de puissance type SSPA (Solid State Power Amplifier) qui ont démontré des performances considérables en rendement, fiabilité et puissance [I-16], [I-17] par exemple les pHEMTs (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistors) et les HBT (Heterojunction Bipolar Transistor).

Il existe également des solutions pour la fonction de commutation, en utilisant des MEMS afin de remplacer le circulateur. En effet, les MEMS allient performances, intégration

et faible consommation électrique. En outre, il apparaît une forte demande pour réaliser des antennes minces, conformables [I-18] à la forme des structures d'accueil. Ces antennes répondent aux exigences de taille et de poids (Figure I-7) afin d'offrir la capacité aux antennes actives d'épouser la forme de leur support.

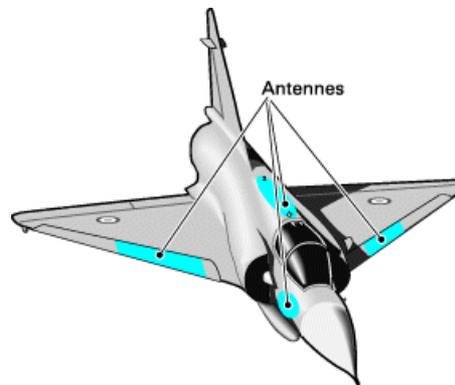


Figure I-7. Exemple d'implantation d'antennes conformes

III.3. Synthèse sur les modules E/R

Pour résumer, ces solutions actives ou passives sont pour l'instant à l'état de recherche, et sont fortement pénalisées par des problèmes de bruit, de consommation, de lourdeur de mise en œuvre ou de niveau de tension (dans le cas des MEMS), dissipation thermique, distorsion du signal RF émis en amplitude et phase, désadaptations des composants au sein de la chaîne HF créant des réflexions multiples, vieillissement ou pannes des éléments analogiques et les couplages importants induits par le réseau d'antennes. Ceci peut générer des dégradations importantes des performances du module E/R, notamment sur les diagrammes de rayonnement, de même que celles de l'amplificateur de puissance. Ces défauts et perturbations affectent la précision du diagramme de rayonnement, et compte tenu de la complexité de la structure des antennes actives, ces dégradations doivent être prises en considération.

Nous verrons dans la suite de ce chapitre les concepts théoriques d'une part sur l'antenne ou le réseau qui constitue un élément essentiel dans ces systèmes de communication, du fait que ses performances se répercutent directement sur l'ensemble du système, et d'autre part sur les amplificateurs de puissance, qui impliquent une dégradation importante du signal RF causée par leur caractère non-linéaire.

IV. Intégration de réseaux d’antennes actifs

Le concept d’antenne active a ses origines dans celui d’antenne-réseau, qui se caractérise par la définition d’un élément élémentaire, d’une définition fonctionnelle générale et aussi par une grande diversité de réalisations. Dans cette partie, nous ferons un bref rappel sur les antennes utilisés dans le concept actif, les réseaux passifs et actifs ainsi que sur les différentes techniques de commutation de faisceaux, en mettant en avant leurs points forts et leurs points faibles, et en terminant par des outils de conception systématiques pour réaliser des dispositifs d’excitation actifs qui permettent, en association avec une antenne ou un réseau, d’aboutir à la fonction de rayonnement souhaitée.

IV.1. Présentation des principaux types d’antennes utilisés dans le concept actif

Dans l’exigence de faire des réseaux d’antennes permettant de réaliser très rapidement des lois de phases et d’amplitudes déterminées pour pointer le faisceau dans des directions différentes, des antennes très sophistiquées doivent être utilisées.

Un réseau d’antennes est à la base un assemblage d’antennes élémentaires. Un paramètre important de classification de ces réseaux est la dimension de l’antenne en fonction de la longueur d’onde. Pour illustrer la diversité d’apparences et de modes de réalisation des antennes réseaux, nous verrons tout d’abord les principales antennes utilisées et leurs différentes applications [I-19].

IV.1.1. Dipôle

Le dipôle est l’antenne la plus simple à réaliser. Il est généralement constitué de deux conducteurs linéaires (Figure I-8) de longueur égale à une demi-longueur d’onde ou moins, alimenté en son milieu. Les dipôles sont d’ailleurs les seules antennes concevables lorsque la longueur d’onde devient grande. Cette antenne est utilisée en général sur nos maisons pour la réception TV en ultra haute fréquence (UHF).



Figure I-8. Antenne dipôle

IV.1.2. Antennes constituées de guides à fentes

Cette antenne se caractérise par son développement vertical ou horizontal en forme de cornière, ou de guide d'ondes, avec des fentes de dimensions et emplacement particuliers qui sont fonction de la fréquence (Figure I-9). Elle équipe les radars météo des avions de ligne, les radars de navigation des bateaux, les radars des avions de combat, les radars de satellites, des stations de télécommunications.



Figure I-9. Antenne à fentes rayonnantes

IV.1.3. Les antennes imprimées

Actuellement, les antennes imprimées sont de plus en plus utilisées en raison de la grande variété des formes géométriques qu'elles peuvent prendre et qui les rendent applicables aux différentes situations d'intégration [I-20], [I-21] et [I-22].

Dans sa structure de base, une antenne imprimée est constituée d'un fin conducteur métallique (habituellement de 17,5 à 35 μm d'épaisseur en hyperfréquence et 9 μm en millimétrique) de forme donnée, appelé élément rayonnant, déposé sur un substrat

diélectrique dont la face inférieure est entièrement métallisée pour réaliser un plan de masse (Figure I-10).

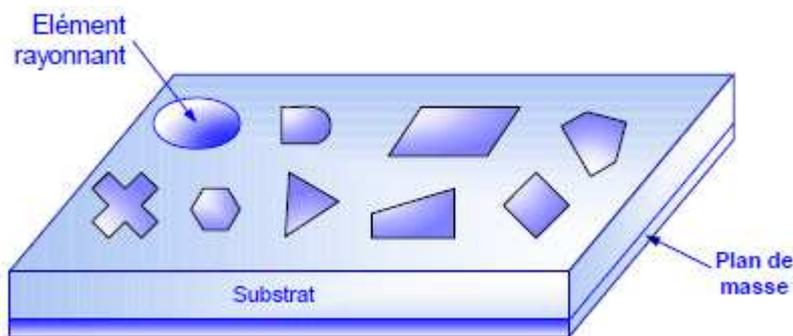


Figure I-10. Antennes imprimées à plusieurs formes.

Parmi les avantages de cette technologie d'antennes, on peut citer : le faible poids, leur volume réduit, la conformabilité et la possibilité d'intégrer les circuits micro-ondes au niveau des antennes. Ajoutons que la simplicité de leurs structures fait que ce type d'antenne est d'un faible coût de fabrication. Ceci est une propriété clé qui explique l'introduction des antennes imprimées dans les applications des télécommunications. Les différentes catégories d'antennes imprimées ainsi que leur description, leur principe de fonctionnement et leurs différentes méthodes d'alimentation sont bien connues [I-23], [I-24], [I-25] et [I-26]. Ces aspects sont regroupés en **Annexe 1**.

D'une façon générale, les avantages des antennes imprimées sont:

- Simples,
- robustes,
- non encombrantes,
- adaptées aux surfaces planes et non planes (antennes conformées),
- à faible coût et poids,
- Fabrication facile (mise en réseau, intégration aisée de composants ou de circuits actifs hybrides).

Cependant, elles présentent les inconvénients suivants :

- Faible efficacité (pertes diélectriques et les pertes des lignes d'alimentation),
- faible puissance et un gain peu élevé,

- difficulté d'élaborer des antennes à haute pureté de polarisation,
- bande relativement étroite,
- risque de rayonnement parasite dû aux jonctions avec l'alimentation ou à la limitation du plan de masse,
- problèmes de tolérances de fabrication si les motifs imprimés sont petits (influence sur les performances de l'antenne).

La conception de ces antennes doit donc répondre à des compromis en termes de performances et de complexité de réalisation. En effet, il est rare de trouver une antenne qui présente à la fois des caractéristiques de fonctionnement (bande passante, efficacité de rayonnement, diagramme de rayonnement, polarisation, etc.) et un encombrement compatible avec les besoins exigés dans les différents systèmes actuels ou futurs. Si bien qu'en général, un compromis doit être réalisé entre toutes ces caractéristiques de sorte à utiliser l'antenne la moins "mauvaise".

Concernant les antennes imprimées, les critères les plus pénalisants sont liés à la bande passante ($BP < 5\%$), à l'efficacité de rayonnement, à l'encombrement et, dans le cas de réseaux, au couplage induit par la disposition des éléments rayonnant côte à côte. De nombreuses solutions ont été trouvées pour améliorer leurs performances, principalement la bande passante [I-27], [I-28] ou alors diminuer leur encombrement (miniaturisation) [I-29], [I-30]. Toutefois, les méthodes développées se traduisent généralement par une augmentation des dimensions du dispositif (cas de l'élargissement de la bande passante) ou alors s'accompagnent de l'apparition de phénomènes parasites qui dégradent les autres caractéristiques de fonctionnement de l'antenne (déformation du diagramme de rayonnement, diminution de l'efficacité, etc.). Si bien que l'amélioration de telle caractéristique de l'antenne s'effectue généralement au détriment d'une autre.

Afin de pallier toutes ces dégradations, l'association en réseau de plusieurs antennes imprimées permet de compenser les limitations des caractéristiques d'une antenne seule et d'améliorer leurs performances en gain et rayonnement. L'un des principaux avantages des réseaux est leur aptitude à effectuer un balayage du faisceau dans certaines directions de l'espace, par l'utilisation d'antennes commandées électroniquement à faible encombrement [I-31].

Il existe encore d'autres antennes, comme celles à ouverture rayonnante (les cornets, les paraboles, les lentilles), etc... Mais, pour ces types d'antennes, le rayonnement est organisé une fois pour toutes : le diagramme est fixe par rapport à l'antenne, et le faisceau est orienté par une mise en mouvement mécanique de l'antenne. Ces antennes ne peuvent pas répondre à certaines contraintes de fonctionnement, comme par exemple des changements d'états internes et des changements de direction et de forme du faisceau émis. Les antennes répondants à cette problématique (diagramme fixe) sont souvent adoptées pour les antennes à balayage électronique, constituées d'éléments rayonnants et de modules électroniques, assemblés et mis en place sur une structure, ayant au minimum la fonctionnalité du déphasage [I-32] et [I-33].

Les modes de réalisation de ces antennes sont très diversifiés et de complexités très différentes. On distingue les antennes-réseaux dites passives et les antennes-réseaux actives.

IV.2. Notions de mise en réseau d'antennes

L'utilisation d'une seule antenne imprimée ne permet pas de répondre aux différentes contraintes imposées par le cahier de charges. En effet, le gain d'une antenne est assez faible car le rayonnement est très peu directif, ce qui fait qu'on ne peut pas avoir un lobe orienté. Leur association crée un réseau dont la particularité est d'avoir un gain plus élevé dans une direction privilégiée puisque la taille électrique globale de l'antenne est augmentée. Dans les réseaux directifs, les diagrammes de rayonnement présentent un maximum que l'on nomme lobe principal. Les autres extrema sont appelés lobes secondaires. La largeur angulaire du lobe principal est généralement définie pour un affaiblissement de -3dB par rapport au maximum. On mesure l'importance des lobes secondaires par la différence en dB entre le niveau du lobe principal et celui du lobe secondaire le plus élevé.

Le réseau d'antennes est donc composé d'une multitude d'éléments identiques et indépendants. L'énergie est distribuée entre les diverses sources selon une loi donnée grâce à un répartiteur qui distribue le signal sur chaque élément avec une amplitude et une phase connue. En choisissant convenablement l'espacement entre les éléments et la phase du courant qui circule dans chacun, on peut, d'une manière passive ou active, modifier la directivité du réseau grâce à l'interférence constructive dans certaines directions et à l'interférence destructive dans d'autres directions [I-34].

IV.3. Géométrie du réseau (avantages et inconvénients)

Selon les besoins, cette géométrie peut être linéaire, circulaire ou planaire. Afin de réaliser la structure finale, il faut suivre le raisonnement suivant : on détermine le nombre d'éléments rayonnants nécessaires selon le gain demandé, la taille maximale de l'antenne et les ouvertures angulaires des diagrammes dans les plans principaux. Ensuite, on détermine la distance optimale entre deux éléments rayonnants successifs pour que la directivité du réseau soit maximale. En général, cette distance varie entre $0,6\lambda_0$ à $0,85\lambda_0$. Si les éléments sont trop rapprochés, le phénomène de couplage qui se crée fait diminuer la valeur maximale de la directivité. Si les éléments sont trop éloignés, des lobes de réseau apparaissent, et la puissance rayonnée par le réseau sera divisée entre le lobe principale et les autres lobes latéraux, ce qui fait diminuer le gain, la portée et crée de la perturbation. Par ailleurs, si l'utilisateur recherche un diagramme de rayonnement spécifique (gabarit imposé), des outils de synthèse de réseau (cf. Chapitre II partie V) permettent de déterminer les pondérations en amplitude et en phase à appliquer à chaque élément. La pondération en amplitude permet notamment de diminuer le niveau des lobes secondaires et la pondération en phase de diriger le lobe principal dans une direction privilégiée. Ceci présente l'avantage essentiel pour les réseaux de pouvoir effectuer un balayage du faisceau rayonné. Enfin, la dernière étape consiste à faire l'analyse rigoureuse du réseau par des méthodes numériques (cf. chapitre II partie III.3.1.).

IV.3.1. Les réseaux linéaires

On considère un réseau linéaire de N éléments disposés suivant l'axe Y (Figure I-11), espacés d'une distance d . Il est possible de réaliser des réseaux avec une distance inter-éléments constante ou variable. Dans ce dernier cas, la principale différence par rapport à nos observations sur les réseaux uniformes se situe sur le niveau des lobes secondaires du diagramme de rayonnement. Le réseau étudié ici suppose que la distance d est constante.

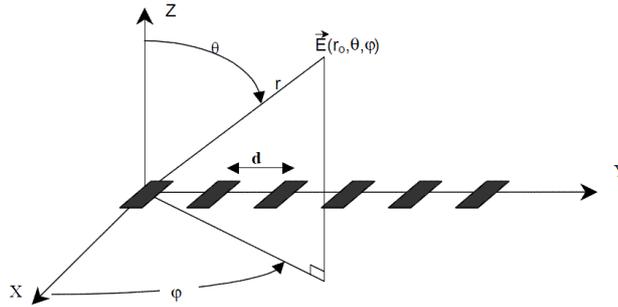


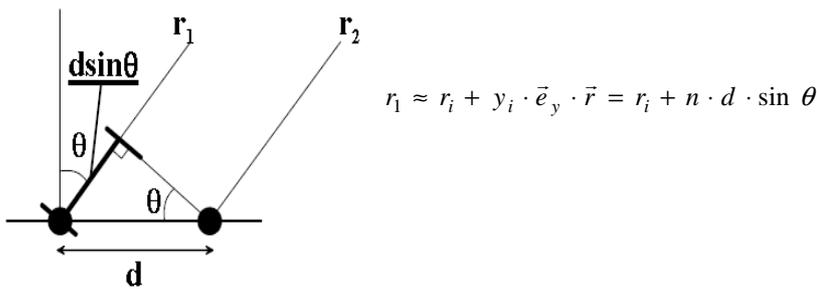
Figure I-11. Réseau linéaire

Chaque source i est représentée par une amplitude notée a_i et un déphasage noté ϕ_i . D'après le théorème de superposition, le champ électrique total reçu en un point M, dans le cas de l'approximation en champ lointain, peut se déterminer en effectuant la somme vectorielle des champs complexes émis par chaque source, soit :

$$\vec{E}_i(\theta, \varphi) = \sum_{i=0}^{N-1} \vec{E}_i(\theta, \varphi) = A \cdot \sum_{i=0}^{N-1} a_i \frac{e^{-jkr_i}}{r_i} \cdot e^{-j\phi_i} \cdot \vec{f}_i(\theta, \varphi) \quad [\text{Eq. I.1}]$$

où $\vec{f}_i(\theta, \varphi)$ représente la fonction caractéristique vectorielle de l'élément i du réseau, A est une constante et ϕ la phase de la source i .

Dans le cas d'approximation en champ lointain, les distances r_i sont très peu différentes les unes des autres et cette différence dans le terme d'amplitude peut être négligée. Par contre le terme qui intervient dans la variation de la phase n'est pas négligeable et s'écrit :



Nous pouvons en déduire le champ total rayonné par un réseau de n sources identiques et équidistantes :

$$\vec{E}_i(\theta, \varphi) = A \cdot \frac{e^{-jkr_0}}{r_0} \cdot \vec{F}(\theta, \varphi) \cdot \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot e^{-j(n \cdot k \cdot d \cdot \sin \theta + \phi_i)} \quad [\text{Eq. I.2}]$$

Nous pouvons définir le facteur de réseau AF (Array Factor) :

$$AF = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot e^{-j(n \cdot k \cdot d \cdot \sin \theta + \phi_i)} \quad [\text{Eq. I.3}]$$

Le facteur de réseau est une fonction périodique avec des maxima et minima de rayonnement pour des valeurs précises de θ (Figure I-12). Le rayonnement total de l’antenne correspond donc au rayonnement d’un élément rayonnant multiplié par le facteur de réseau. Le maximum de rayonnement (lobe principal) se produit dans la direction θ_0 , définie par :

$$\sin \theta_0 = \frac{-\phi}{K \cdot d} \quad [\text{Eq. I.4}]$$

Où ϕ est la phase électronique telle que $\phi = i \cdot \phi$: chaque élément du réseau est déphasé de ϕ par rapport au précédent (l’équation I.5 est vérifiée uniquement dans ce cas).

Les autres maxima et minima sont appelés les lobes secondaires ou les lobes de réseau. Ces lobes de réseau sont obtenus si la distance inter-éléments maximale du réseau respecte cette condition :

$$d \geq \frac{\lambda}{1 + \sin \theta_0} \quad [\text{Eq. I.5}]$$

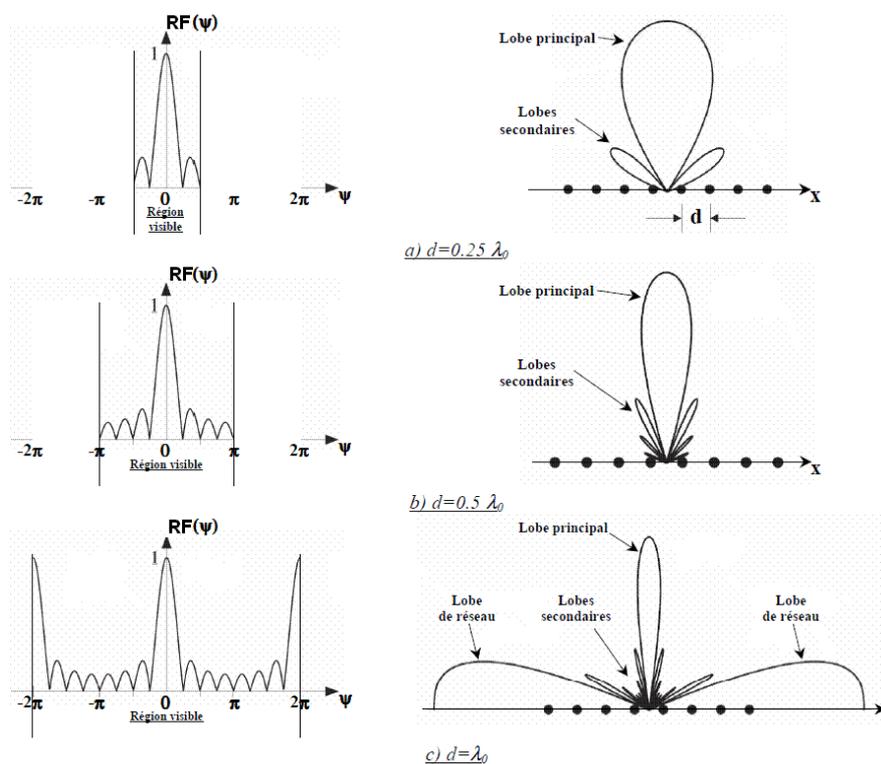


Figure I-12. Evolution du diagramme de rayonnement d’un réseau en fonction de la distance entre éléments, dans le plan du réseau.

Ces diagrammes montrent bien qu’il existe une distance inter-éléments maximale pour éviter l’apparition de lobes de réseau. En pratique, pour éviter les lobes de réseaux lors de

forts dépointages, il est nécessaire de prendre $d \leq \lambda_0/2$. Il faut également faire attention aux autres paramètres qui peuvent intervenir. Dans le cas d’un réseau linéaire non pondéré en amplitude (tous les a_i sont égaux), la directivité et les niveaux de lobes secondaires sont maximum. Il est possible d’améliorer ce niveau des lobes secondaires en utilisant des pondérations variables en amplitude, mais au détriment de l’ouverture du diagramme de rayonnement du réseau (largeur du lobe principal à -3 dB), et donc de sa directivité. De plus, l’introduction d’un déphasage électronique fixe entre chaque élément de réseau permet de dépointer le faisceau principal du diagramme de rayonnement d’un réseau. Cette pondération en phase est liée au dépointage du faisceau, ainsi qu’à la distance inter-éléments (équation I.4). Pour un dépointage donné, le déphasage requis entre antennes adjacentes augmente de manière quasi linéaire avec la distance inter-éléments (Figure I-13).

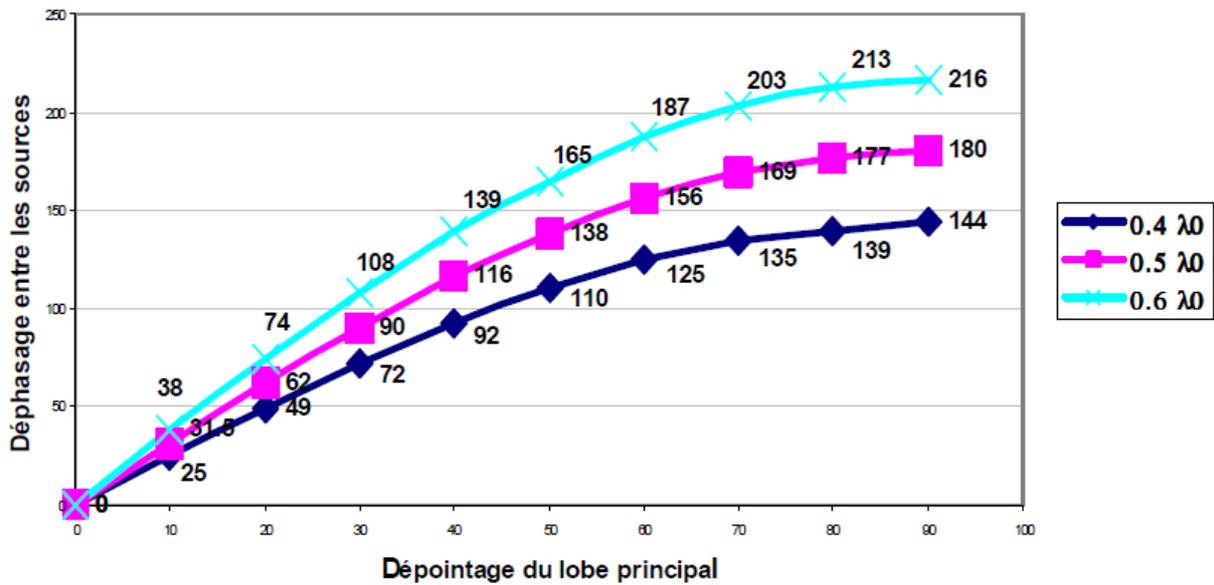


Figure I-13. Déphasage entre les sources pour différentes distances inter-éléments

Il est à noter que le niveau de lobes secondaires augmente également avec le dépointage. Il est donc souvent nécessaire de modifier les pondérations en amplitude, de manière à limiter cette remontée. Cette nouvelle distribution se fait au détriment des autres paramètres : par exemple si les lobes secondaires diminuent, la directivité qui varie en fonction de dépointage va diminuer [I-35].

Ainsi, les pondérations en amplitude appliquées aux éléments d’un réseau doivent donc être optimisées en fonction des spécifications en directivité et en niveau de lobes secondaires. Les distributions les plus connues et utilisées suivent des lois uniformes de type binomial, Dolph-Chebyshev ou Woodward Lawson [I-36] et [I-37].

IV.3.2. Les réseaux planaires

Nous pouvons généraliser aux réseaux plans les formules que nous venons de donner pour les réseaux linéaires. Dans le cas d’un réseau à deux dimensions (planaire) possédant $N \times M$ éléments (Figure I-14), le champ total rayonné peut être établi d’une manière analogue, et s’écrit en l’absence de tout couplage entre les éléments :

$$\vec{E}_t(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N a_{nm} \vec{E}_{nm}(\theta, \varphi) = A \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N a_{nm} \frac{e^{-jkr_{nm}}}{r_{nm}} \vec{f}_{nm}(\theta, \varphi) \quad [\text{Eq. I.6}]$$

où a_{nm} est l’amplitude complexe imposée à chaque élément, r_{nm} la distance entre le centre O_{nm} de la source S_{nm} et le point M, $\vec{f}_{nm}(\theta, \varphi)$ caractéristique vectorielle de rayonnement de la source S_{nm} .

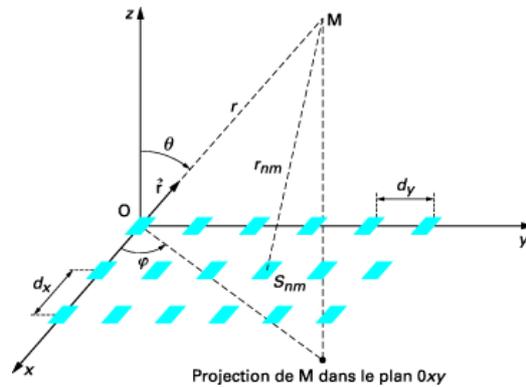


Figure I-14. Réseaux planaires

Dans le cas d’une double périodicité (d_x, d_y) et de caractéristiques vectorielles de rayonnement $\vec{f}_{nm}(\theta, \varphi)$ identiques, le champ \vec{E} s’écrit :

$$\vec{E}_t(\theta, \varphi) = A \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{f}(\theta, \varphi) \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N a_{nm} e^{jk((n-1)d_x \sin \theta \cos \varphi + (m-1)d_y \sin \theta \sin \varphi)} \quad [\text{Eq. I.7}]$$

Le facteur de réseau est alors identifié à la fonction :

$$FR = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N a_{nm} e^{jk((n-1)d_x \sin \theta \cos \varphi + (m-1)d_y \sin \theta \sin \varphi)} \quad [\text{Eq. I.8}]$$

La possibilité d’augmenter le nombre des sources (antennes) dans un réseau planaire est déjà très intéressante. En effet, il a été remarqué lors de l’augmentation de ce nombre, le gain du réseau augmente remarquablement par rapport à un réseau linéaire et les diagrammes de rayonnement sont caractérisés par un lobe principal plus directif et des lobes de rayonnement

secondaires réduits. De plus, le lobe principal peut dans ce cas être orienté vers n’importe quel point de l’espace au contraire de réseau linéaire. Par contre, un des plus grands inconvénients est la délicate synthèse de ces réseaux, surtout dans le cas de grands réseaux ($N > 128$ éléments).

Nous venons de voir les principales caractéristiques des réseaux d’antennes passives. Nous verrons plus précisément dans le chapitre II que la conception d’un réseau doit également prendre en compte les problèmes de couplage inter-élément et le diagramme de rayonnement de la source élémentaire.

Dans la partie suivante, nous allons décrire différents systèmes permettant le contrôle de rayonnement.

IV.4. Techniques passives pour la formation des faisceaux

La mise en réseau d’antennes est classiquement réalisée via un réseau d’alimentation figé (Figure I-15). Celui-ci fixe les pondérations en phase et en amplitude et donc le diagramme de rayonnement de l’antenne.

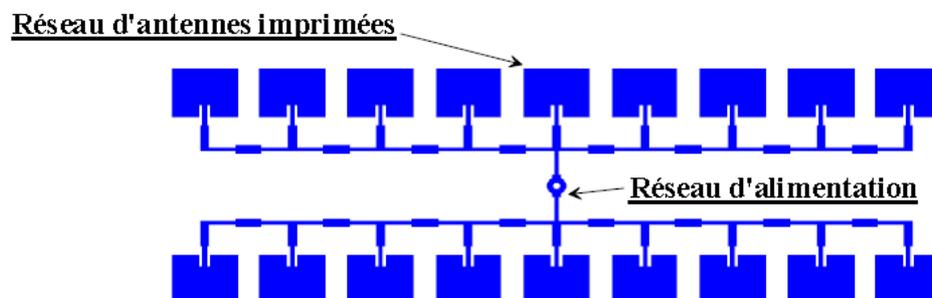


Figure I-15. Schéma d’un réseau d’antennes avec son circuit de distribution

Cependant, le diagramme de rayonnement dans ce cas est fixe, c'est-à-dire que ce type de circuit (Figure I-15) n’a pas la capacité de modifier la pondération en phase et en amplitude. Pour un choix de faisceau dans une direction désirée, un ajustement de phase et/ou en amplitude est nécessaire. Plusieurs techniques existent pour fournir ces faisceaux ajustables, et elles vont maintenant être présentées.

IV.4.1. Les matrices de Blass

La matrice de Blass [I-38], [I-39] utilise des coupleurs directionnels et des lignes de transmission classiques pour créer les déphasages nécessaires aux réseaux d’antennes

multifaisceaux et dépointant. Les coupleurs directionnels déterminent la distribution en amplitude du réseau d'antennes, et par conséquent le niveau des lobes secondaires des diagrammes de rayonnement. Dans la ligne transverse, entre deux coupleurs directionnels, se situe un déphaseur ou un ajusteur de longueur de ligne communiquant le changement de phase nécessaire à la création du gradient de phase entre chaque port de sortie. La Figure I-16 montre un exemple pour un réseau 3 éléments, mais une matrice de Blass peut être conçue avec un nombre quelconque d'éléments.

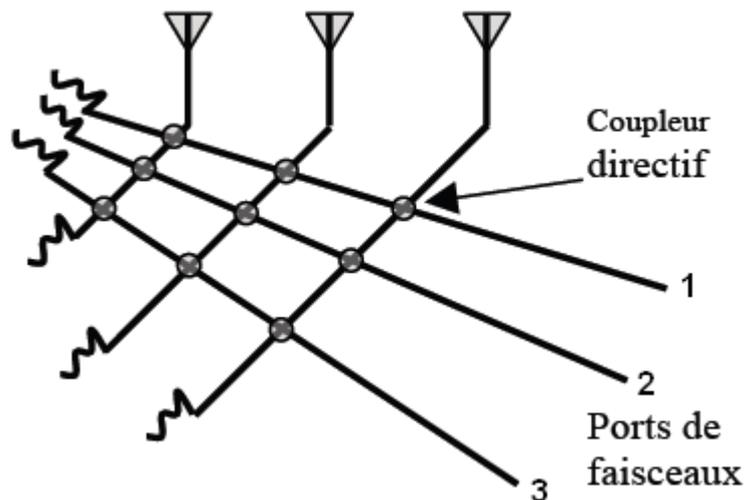


Figure I-16. Topologie de la matrice de Blass

La matrice de Blass présente des avantages ainsi que des inconvénients. Parmi les avantages, les faisceaux formés peuvent être produits en commandant les rapports de couplage des coupleurs directionnels (la pondération en amplitude est possible pour chaque faisceau). Pour un grand réseau, la disposition d'intercommunication du circuit est simple car il n'y a pas de croisements entre les ports de faisceaux. Cependant, la matrice de Blass possède des pertes d'insertion importantes dans le réseau d'alimentation. Chaque coupleur doit avoir une valeur différente, ce qui complique la conception. Elle requiert de plus un nombre important de composants, ce qui rend cette solution plus coûteuse et encombrante que d'autres solutions. La matrice de Blass a de nombreuses applications en diverses technologies, comme par exemple les radars satellites à synthèse d'ouverture (SAR) [I-40] ou les réseaux d'antennes à déphasage par système à fibre optique [I-41].

IV.4.2. Lentille de Rotman

Des faisceaux peuvent également être formés en utilisant des répartiteurs quasi-optiques dont le plus connu est la lentille de Rotman [I-42] qui est basée sur des principes de l'optique géométrique (Figure I-17). A chaque entrée de la lentille correspond un faisceau particulier dans le plan de sortie de la lentille. La directivité de ce faisceau est liée au nombre d'antennes reliées à la sortie de la lentille. Le balayage, réalisable sur une large plage angulaire, est effectué par commutation des voies d'entrée. Le nombre d'entrées correspond donc au nombre des faisceaux. Il est à noter que la lentille ne possède pas obligatoirement le même nombre d'entrées et de sorties.

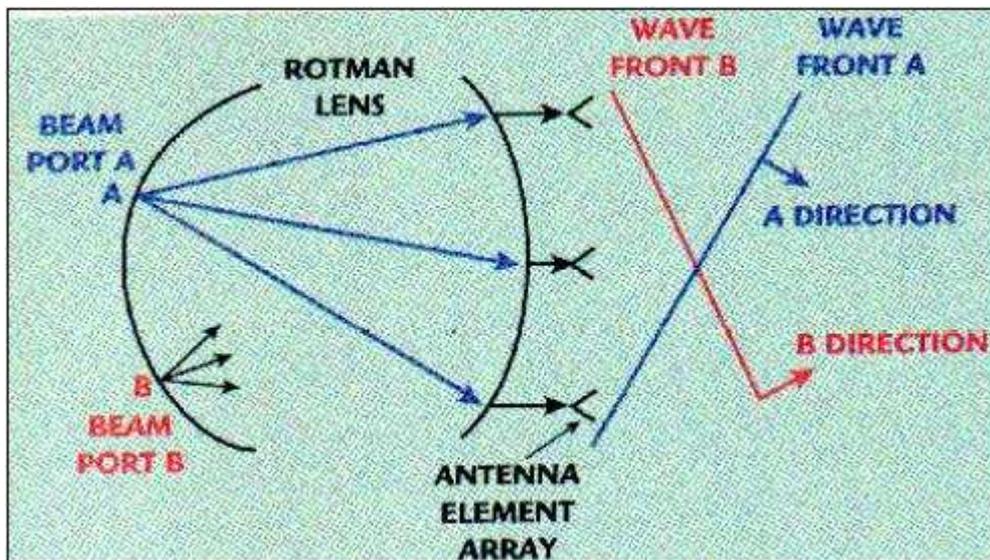


Figure I-17. Principe de la lentille Rotman

Les avantages de cette lentille sont des propriétés large bande et la possibilité de générer de multiples faisceaux avec des positions angulaires très proches. En effet, à plus basse fréquence, les dimensions de la lentille deviennent importantes. La nécessité d'une grande précision sur les différences de phase entre les différents ports de sortie requiert pour cette lentille une très bonne maîtrise de conception et un substrat de très bonne qualité rendant sa conception compliquée et coûteuse pour des applications grand public : Pour les lentilles imprimées, l'utilisation de substrats très homogènes est nécessaire. Des sauts de permittivité très localisés sur certains trajets entrée-sortie, entraînent des erreurs de phases en sortie de la lentille. Un dernier inconvénient, que nous retrouvons sur toutes les techniques de balayage par commutation, est la nécessité d'une commutation entre les ports, soit par changement

mécanique de la connexion, soit par l’utilisation de switches. Ces lentilles sont utilisées dans les applications réseaux radar [I-43] ou les communications indoor [I-44].

IV.4.3. Matrice de Butler

Une matrice $N \times N$ de Butler [I-45] est également un circuit passif de formation de faisceaux, qui relie N antennes à un nombre équivalent de ports en entrée. Le but de ce circuit est de subdiviser le signal d’entrée en N signaux équi-amplitude avec une distribution de phase particulière au niveau des sorties. Ce circuit est composé d’une suite des déphaseurs, de coupleurs hybrides et de jonctions qui divisent et recombinent les N signaux d’entrée. De manière pratique, la matrice de Butler peut se voir comme la représentation analogique de la transformée de Fourier (FFT) du signal d’entrée, où $N=2^n$ signaux de sortie sont générés par $N=2^n$ signaux d’entrée. Le principe de fonctionnement de ces matrices est donné Figure I-18. À chaque entrée correspond alors un faisceau et un diagramme de rayonnement particulier pour le réseau.

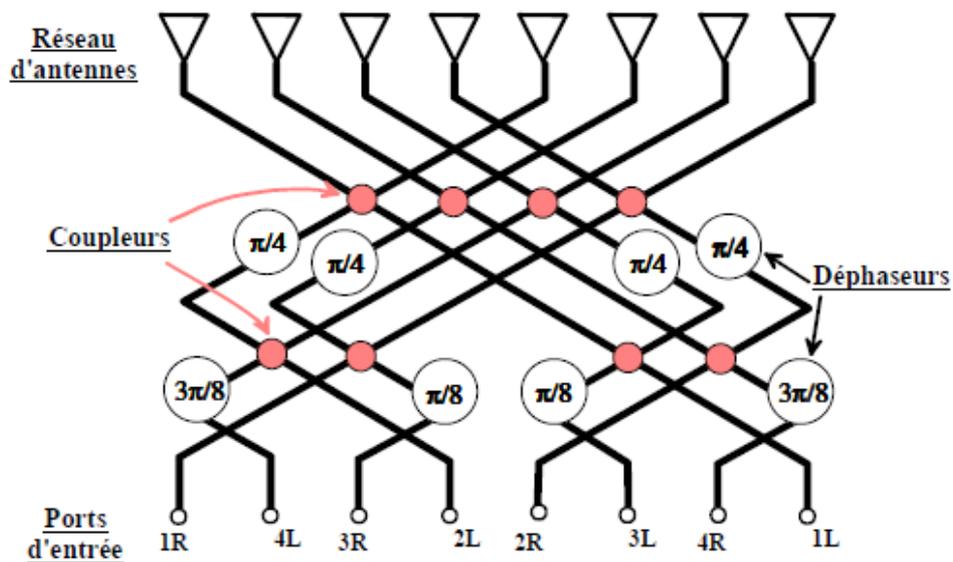


Figure I-18. Matrice de Butler 8x8

Comme tout autre répartiteur de faisceaux, cette matrice présente des avantages et des inconvénients. Elle génère des faisceaux orthogonaux pour limiter les interactions entre les différents ports et superposer plusieurs faisceaux issus de l’excitation d’un seul port. Sa conception est rendue plus facile grâce à la symétrie de sa topologie. Le niveau des chevauchements des faisceaux est constant sur l’angle de balayage qu’elle fournit avec la fréquence. Cela permet une bonne couverture avec un gain maximum. Par contre, La largeur

de faisceau et la direction de pointage changent avec la fréquence. La pondération d'amplitude et les niveaux des lobes secondaires sont fixés dès que le nombre de faisceaux désiré est choisi. Néanmoins, la réduction des lobes secondaires est possible, mais se fait au détriment de la largeur du faisceau.

On peut observer l'utilisation des matrices de Butler dans les télécommunications satellites (transpondeurs) [I-46], dans les systèmes de communications mobiles GSM (Global System Mobile) et deuxième génération [I-47], ainsi que pour des communications d'intérieur (Indoor) autour de 60 GHz [I-48]. Il faut noter que les matrices de Butler peuvent être considérées aussi comme des techniques de répartitions actives, où dans des applications spatiales (transpondeur de satellites), le fait d'utiliser un amplificateur non linéaire identique entre deux matrices mises en bout à bout a apporté une réduction non négligeable d'interférence IMP (InterModulation Product) [I-46].

IV.4.4. Conclusion sur ces techniques passives pour la formation de faisceaux

Cette thèse ne se veut pas exhaustive quant à ces répartiteurs de faisceaux passifs. Des techniques n'ont pas été explicitées, comme les matrices de Nolan [I-49] et le réseau de Wullenweber [I-50], et ont été seulement exposées les meilleures solutions technologiques permettant d'effectuer efficacement des dépointages fixes et des balayages de faisceaux par commutation. En outre, une publication [I-51] a comparée les performances des trois répartiteurs présentés ci-dessus, et a montré que le meilleur choix pour commencer une étude sur les réseaux est la matrice de Butler. Sa performance étant liée à des circuits passifs qui fixent de manière discrète les dépointages, elle est fréquemment utilisée dans des applications qui ne nécessitent pas de balayage continu et qui couvrent des secteurs de l'espace prédéterminés. Mais malheureusement, quand l'agilité et la reconfigurabilité du rayonnement de réseau d'antennes sont requises, cette technologie, avec un réseau d'alimentation fixe, n'est plus adaptée.

Dans la partie suivante, nous allons aborder des solutions utilisant des techniques actives qui vont répondre à notre problématique d'agilité.

IV.5. Techniques actives pour la formation des faisceaux agiles

Ainsi que nous venons de le voir, les pertes des répartiteurs passifs sont importantes, et elles augmentent avec la permittivité et avec la fréquence. Dans un réseau d'antenne, ceci se traduit par une chute du gain. Un moyen de minimiser ces pertes réside dans le choix du nombre des éléments, mais ceci peut se faire jusqu'à un certain point à cause de la présence des discontinuités et des interactions, qui modifie le dépointage et dégrade le gain [I-52]. Pour pallier cette dégradation ainsi que la problématique d'agilité dans les répartiteurs de faisceaux passifs, une deuxième famille de solutions pour le contrôle des distributions en phase et en amplitude des réseaux d'antennes repose sur l'utilisation de composants actifs intégrés dans les chaînes d'émission et de réception. On parle alors d'antennes actives.

Le principe de conception de ce type d'antennes actives consiste à alimenter un réseau d'antennes élémentaires avec des signaux dont la phase et l'amplitude sont ajustées à l'aide des éléments actifs de façon à obtenir le diagramme de rayonnement voulu. Beaucoup d'antennes actives ont été développées [I-53], [I-54], [I-55] et [I-56], et il en ressort que ces réseaux actifs présentent des capacités supplémentaires comparé aux réseaux passifs (voir § II.3). Parmi tous les moyens possibles pour la formation active de faisceaux, deux principales solutions existent, l'utilisation des fonctions de mélange (combinaison oscillateur local + mélangeur) des chaînes d'émission et de réception, et l'utilisation de déphaseurs et d'atténuateurs variables.

IV.5.1. Déphasage par oscillateur local

La solution présentée dans la Figure I-19, montre que chaque antenne est connecté à un amplificateur faible bruit puis un démodulateur qui reçoit l'oscillateur local et les mélangeurs et transpose le signal reçu, en basse fréquence, en phase et en quadrature [I-57].

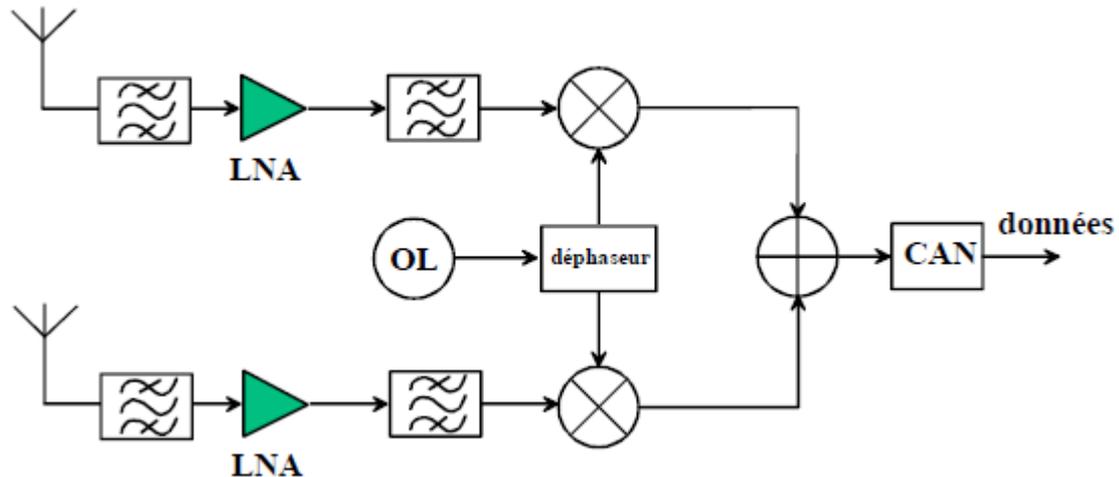


Figure I-19. Contrôle de déphasage via l’oscillateur local

Nous présentons cette solution en réception, mais elle est également théoriquement possible en émission. Pour réaliser une formation de faisceau efficace, il est nécessaire de s’assurer que la phase des signaux avant sommation des différentes voies, correspond bien à la distribution de la phase désirée. Cette structure est extrêmement intégrée et apparaît comme une alternative très attractive. En effet, la variation de phase ainsi que la conversion en bande de base ou en FI (Fréquence Intermédiaire) se font à partir du même étage. Cette configuration évite également l’ajout d’un déphaseur dans la chaîne de réception (ou émission), source de perte de transmission et de bruit supplémentaire.

Le point faible de cette technique est la génération de plusieurs faisceaux. Elle nécessite, en réception, la multiplication du nombre d’étages de déphasage, au détriment du coût et de la consommation du système. Des exemples d’applications en bande Ku et Ka existent [I-58].

IV.5.2. Utilisation de la technique « pondérations complexes »

Une solution dite de « pondérations complexes », proche de la solution précédente, utilise également la multiplication du signal reçu par chaque antenne par un signal contrôlé qui introduit une pondération en amplitude et en phase entre les différentes voies avant leur sommation. Le bloc diagramme d’un tel système est présenté dans la Figure I-20.

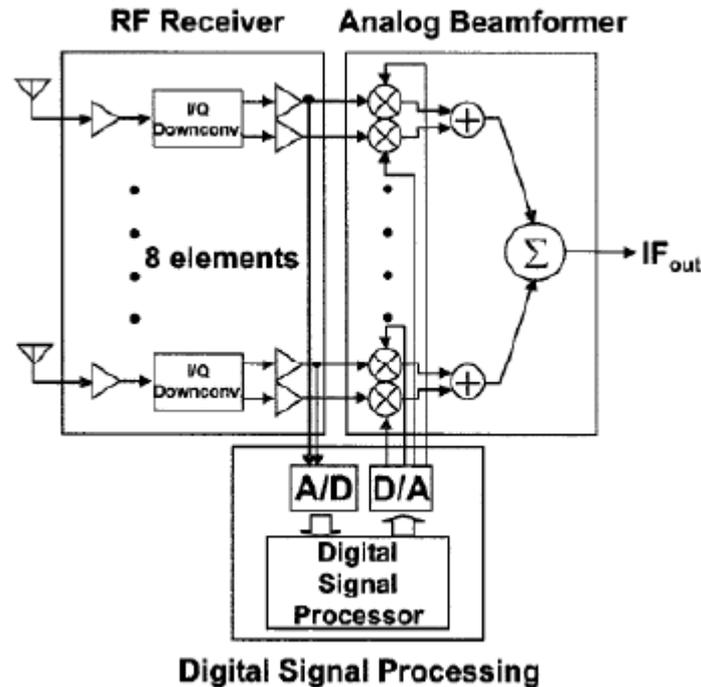


Figure I-20. Architecture analogique « pondérations complexes »

Le signal reçu par chaque antenne est transposé en FI et une démodulation IQ est également réalisée. Les signaux I et Q issus de cette conversion en FI sont ensuite divisés en deux voies, une partie est numérisée et traitée par un DSP (Digital Signal Processor), l'autre voie envoyée dans un sous ensemble appelé « Analog Beamformer ». Des vecteurs de pondérations sont calculés par le DSP en utilisant des logiciels de DOA (Direction of Arrival). Dans l'« Analog Beamformer », les signaux I et Q de chaque voie sont contrôlés en amplitude par des multiplicateurs et des atténuateurs analogiques, puis sont multipliés par les vecteurs de pondération. Les voies sont alors sommées pour donner le signal FI définitif.

L'utilisation de déphaseurs variables n'est pas utile dans ces systèmes. On peut trouver des applications dédiées à des réseaux locaux haut-débit à 5.8 GHz [I-59]. L'inconvénient majeur est que malgré le fait que l'utilisation de signaux en FI, cette méthode nécessite l'utilisation de convertisseurs analogique numérique ainsi que des DSP très rapides. Les contraintes sur les débits et les capacités de calcul et de traitement des données sont alors très fortes.

IV.5.3. Utilisation de déphaseurs et d'atténuateurs variables actifs

C'est la solution classique pour les antennes actives, principalement développée pour des applications radar. Comme le montre la Figure I-21, le contrôle se fait directement en RF (Radio Frequency) voire en FI, via des déphaseurs et des atténuateurs variables.

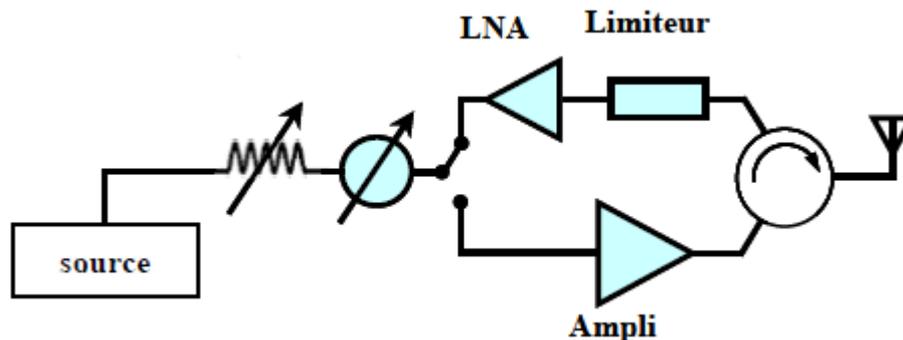


Figure I-21. Architecture utilisant de déphaseurs et des atténuateurs variables.

Cette solution, simple dans son principe a longtemps été réservée aux applications militaires pour des raisons de coût des composants, principalement celui des déphaseurs. De plus, l'intégration de tels composants, dans des systèmes d'antennes de grandes dimensions (> 1000 éléments) coûte très cher, et est donc inadaptée au marché grand public.

Cependant, pour les composants en bandes L et S, nous pouvons remarquer l'intérêt de cette technologie avec le développement récent de déphaseurs et des atténuateurs variables [I-60], voire des puces intégrés [I-61].

On peut également trouver dans la littérature d'autres solutions pour la formation des faisceaux, comme par exemple les répartiteurs à voie numérique qui sont placés juste derrière l'antenne. Ces systèmes utilisent des logiciels de formation de faisceaux, reconfigurables en temps réel, rend obligatoire l'utilisation de DSP et des FPGA (Field Programmable Gate Array) performants : très haute vitesse d'exécution et mémoire importante [I-62] pour gérer ce flux d'informations et de calculs importants. Un tel exemple de réalisation est présenté dans [I-63]. L'application de ces systèmes concerne les communications mobiles avec l'apparition de la technologie 3.5G, ainsi que d'autres applications comme le radio logicielle, les antennes intelligentes et adaptatives. Néanmoins, les principaux inconvénients de cette méthode sont le coût d'intégration des différents composants et la consommation de ces systèmes.

IV.5.4. Conclusion sur ces techniques pour la formations des faisceaux

Nous pouvons remarquer que les différentes techniques actives ou passives de formation de faisceau ne sont pas adaptées à tous les systèmes E/R. Pour des systèmes nécessitant la génération et le contrôle de faisceaux multiples, comme par exemple en SDMA (Space Division Multiple Access), la solution de contrôle par voie numérique semble très intéressante. Mais d’après cette synthèse et dans le cadre d’une étude des interactions entre les amplificateurs de puissance et les antennes, il nous apparaît que l’utilisation des atténuateurs et déphaseurs variables est une solution intéressante et adéquate. Nous avons donc choisi une topologie convenable pour notre étude des antennes actives (Figure I-22), permettant de mettre en évidence l’interaction entre les amplificateurs de puissance et les antennes. L’originalité de cette approche est la disparition du circulateur ou l’isolateur dans notre cas (chaînes d’émission uniquement), et nous allons connecter directement l’amplificateur à l’antenne et visualiser les performances du système.

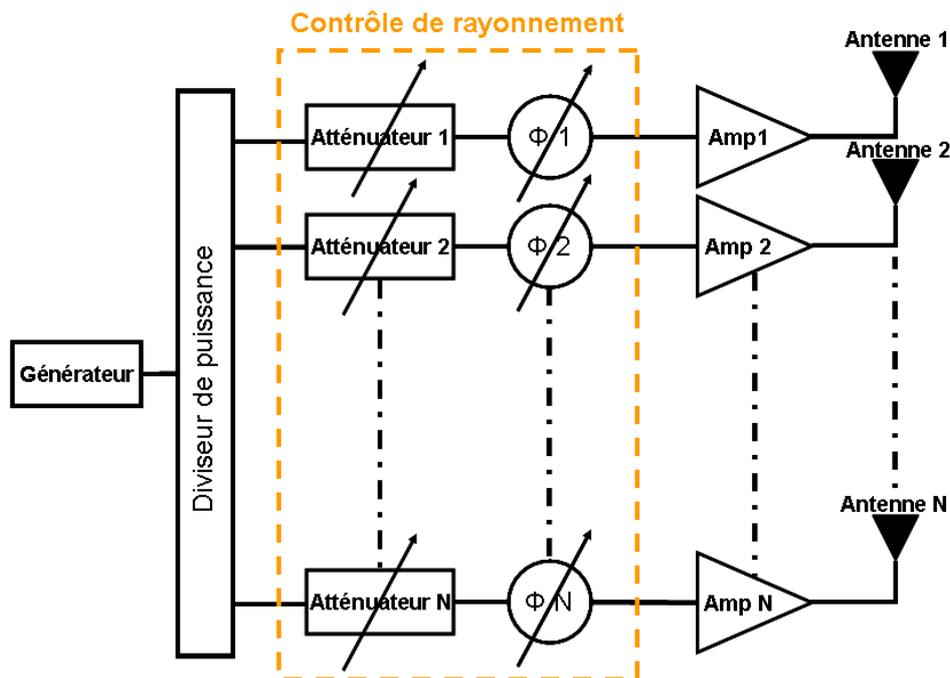


Figure I-22. Démonstrateur à réaliser

D’une manière plus générale, ces solutions d’antennes réseaux que nous venons de présenter dissocient toujours la partie circuit analogique (fonctions actives et passives des chaînes d’émission et de réception), de la partie rayonnante.

Dans la partie suivante, nous allons présenter l’amplificateur de puissance (HPA) qui est l’élément le plus critique dans la chaîne d’émission, d’autant plus qu’il réagit directement avec l’antenne en subissant des influences électriques. Par contre, l’utilisation d’un amplificateur de puissance va pallier la dégradation de performance provoquée par les circuits passifs et permettre d’améliorer l’agilité.

V. Etude de la fonction HPA dans le contexte antenne agile

Un HPA convertit une énergie continue (DC) en une énergie RF à la fréquence désirée moyennant une dissipation par effet joule. C’est une fonction électronique critique dans le sens où elle impacte fortement la consommation en énergie DC du système, mais également parce qu’elle doit satisfaire à des critères de linéarité importants pour garantir l’intégrité du signal transmis.

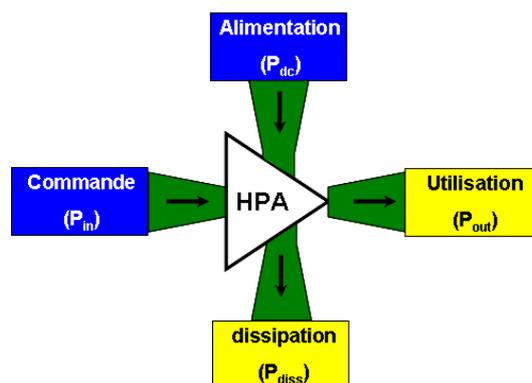


Figure I-23. Bilan énergétique d’un HPA

À partir d’une technologie donnée (cellule élémentaire), la puissance de sortie désirée conditionne directement le nombre d’étages à considérer pour le HPA ainsi que le nombre de cellules élémentaires. Cette architecture en arbre se heurte à un antagonisme entre l’optimisation du rendement électrique et le respect de linéarité acceptable pour une application visée (type de modulation).

De ce fait, le HPA est généralement surdimensionné en puissance pour un point de fonctionnement plus bas (recul de puissance / back-off) afin de satisfaire les spécifications en linéarité. Ce recul est défini par le PAPR (Peak to Average Power Ratio) associé au signal, ceci afin de garantir que le signal sera fidèlement reproduit.

Le comportement non linéaire des amplificateurs de puissance génère des distorsions de phase et d’amplitude sur les signaux utiles émis qui contiennent l’information. Ces distorsions engendrent des remontées spectrales dans et en dehors du canal du signal utile, et déforment les constellations des signaux modulés. Pour un amplificateur considéré sans mémoire, les distorsions peuvent être visualisées simplement à partir des courbes dites de conversion d’amplitude (AMAM) et de phase (AMPM), à la fréquence centrale de fonctionnement, qui donnent respectivement la puissance et la phase du signal de sortie suivant le niveau de la puissance du signal d’entrée. Dans le cas des antennes/réseaux actifs, ces défauts de linéarité (AMAM et AMPM) affectent directement la performance de l’antenne en dégradant le rayonnement (pondérations erronées) du fait d’une variation de l’amplitude et de la phase de la sortie par rapport à l’entrée. La partie suivante va donc nous permettre de comprendre ces conversions d’une façon générale, et à partir des informations obtenues sur la réponse de l’amplificateur en AMAM et AMPM, nous chercherons à quantifier la distorsion et obtenir un rayonnement optimal pour le réseau d’antennes.

V.1. Conversions AMAM et AMPM

Un amplificateur idéal a une caractéristique linéaire, c’est à dire que la tension de sortie est proportionnelle à la tension d’entrée.

$$V_s(t) = a_0 + a_1 \cdot V_e(t) \quad [\text{Eq. I.9}]$$

V_s étant la tension de sortie, V_e la tension d’entrée, a_0 le offset et a_1 le gain en tension de l’amplificateur.

À fort niveau, les signaux de sortie subissent des distorsions dues aux conversions d’amplitude AMAM et de phase AMPM. Ces caractéristiques permettent de délimiter grossièrement les zones optimales de fonctionnement en matière de gain, rendement et linéarité. La Figure I-24 montre les conversions typiques de puissance et de déphasage entrée/sortie à la fréquence fondamentale f_0 .

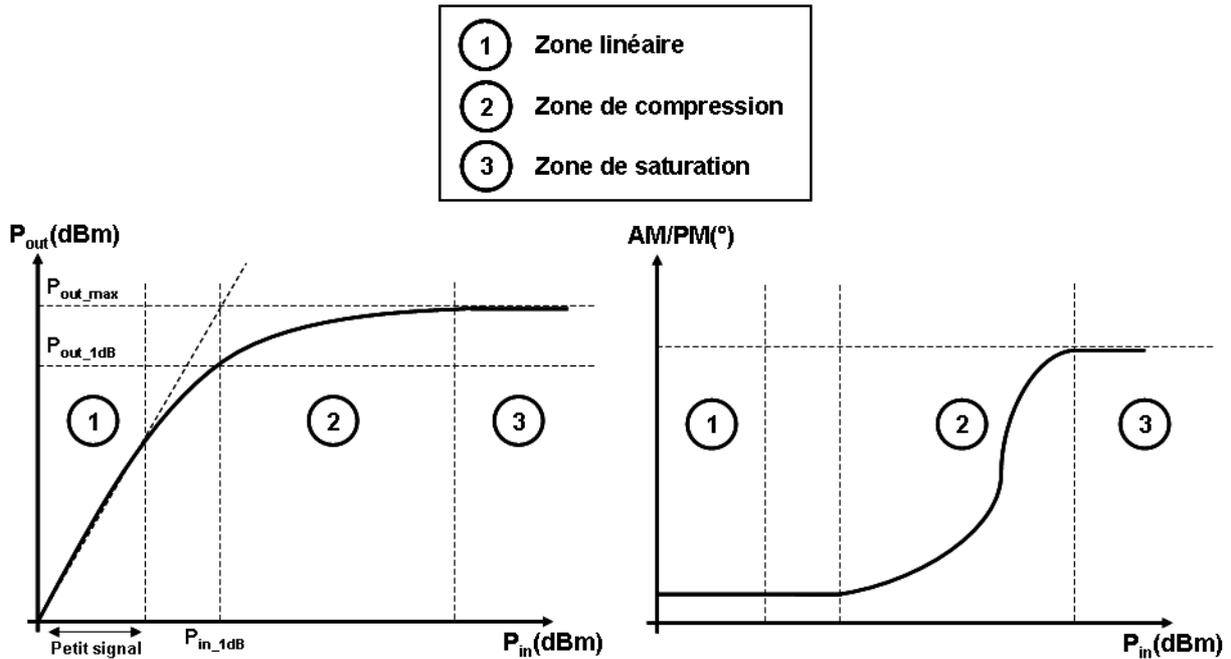


Figure I-24. Courbes typiques d'AMAM (à gauche) et d'AMPM (à droite)

À partir de la figure ci-dessus, l'évolution de la puissance de sortie se divise en trois zones de fonctionnement :

- Zone linéaire caractérisée par une évolution linéaire de la puissance de sortie par rapport à la puissance d'entrée (rendement faible).
- Zone de compression de gain, caractérisée par une courbure progressive de la caractéristique de puissance s'accompagnant de la génération de fréquences harmoniques (rendement maximal).
- Zone de saturation caractérisée par saturation de puissance de sortie de l'amplificateur. Dans cette zone, la puissance de sortie devient quasiment constante, rendant compte des limitations du dispositif à transformer la puissance continue en puissance (rendement faible).

De ce fait, la déviation des courbes AMAM et AMPM à fort niveau de puissance d'entrée permet d'appréhender le caractère non linéaire de la fonction amplificatrice. L'influence de ces conversions sur les caractéristiques de l'amplificateur de puissance fait l'objet du paragraphe suivant.

V.2. Influence des AMAM et AMPM sur la distorsion harmonique et l’intermodulation

La connaissance des éléments non linéaires des amplificateurs permet de comprendre leur comportement selon le niveau du signal et d’estimer les distorsions harmoniques et d’intermodulation introduites.

En prenant en compte la conversion statique AMAM et AMPM, la relation entre l’entrée et la sortie d’un amplificateur peut se modéliser à partir d’une série polynomiale:

$$V_s(t) = a_0 + a_1 \cdot V_e(t) + a_2 \cdot V_e^2(t) + a_3 \cdot V_e^3(t) + \dots \quad [\text{Eq. I.10}]$$

Les termes quadratiques et cubiques génèrent des composantes fréquentielles harmoniques à des fréquences multiples de la fréquence fondamentale (Figure I-25). Le degré du polynôme est choisi en fonction de la précision voulue sur l’amplitude des raies parasites.

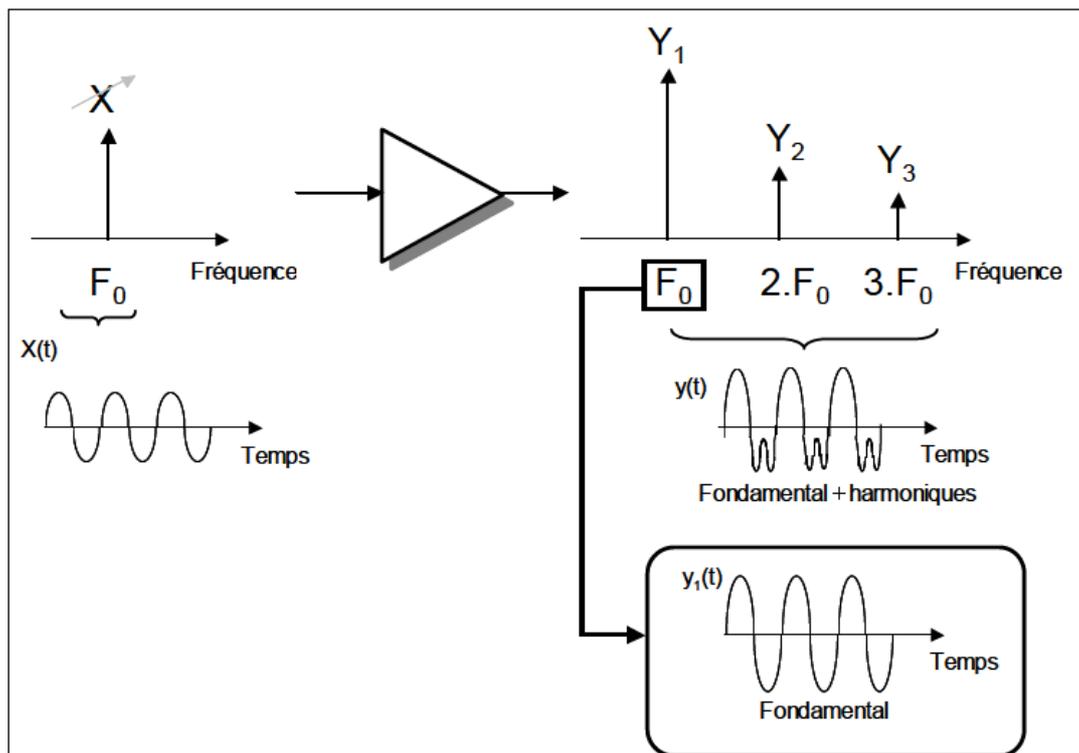


Figure I-25. Distorsion harmonique d’un amplificateur non linéaire.

Pour observer les influences de conversion, on peut considérer un signal d’entrée simple composé de deux sinusoïdes de fréquences angulaires ω_1 et ω_2 et de même amplitude A , Eq.10 devient:

$$V_s(t) = A \cdot \cos[\omega_1 \cdot t] + A \cdot \cos[\omega_2 \cdot t] = 2 \cdot A \cdot \cos[\omega_m \cdot t] \cdot \cos[\omega_c \cdot t] = z(t) \cdot \cos[\omega_c \cdot t]$$

$$\text{avec } \omega_m = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2}, \omega_c = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2} \quad \text{et} \quad z(t) = 2 \cdot A \cdot \cos[\omega_m \cdot t]$$
[Eq. I.11]

Le signal de sortie s'écrira :

$$V_s(t) = z'(t) \cdot \cos[\omega_c \cdot t + \theta(t)]$$

$$\text{avec } z'(t) = z_1 \cdot \cos[\omega_m \cdot t] + z_3 \cdot \cos[3 \cdot \omega_m \cdot t] \quad \text{et} \quad \theta(t) = \theta_0 + \theta_2 \cdot \cos[2 \cdot \omega_m \cdot t]$$
[Eq. I.12]

z' est une fonction permettant de prendre en compte la génération des produits d'IMD3 (InterModulation Distorsion due à la 3^{ème} harmonique) en sortie de l'amplificateur et $\theta(t)$ est une fonction qui décrit la variation de la phase en fonction de l'amplitude d'entrée.

Les composantes harmoniques sont gênantes puisqu'elles occupent inutilement la bande spectrale d'un système de réception. Cependant, suffisamment éloignées de la bande utile, elles peuvent être supprimées par filtrage en sortie de l'amplificateur de puissance, et également par la synthèse du circuit de sortie du HPA (combineur de puissance). D'autre part, dans le cas de deux porteuses, la fonction amplificatrice génère des composantes fréquentielles d'intermodulation. Les produits d'intermodulation (IM) correspondent à la génération de raies parasites aux fréquences harmoniques mais également la création de raies d'intermodulation dans la bande utile (Figure I-26). Ces raies sont beaucoup plus gênantes que les raies harmoniques, il est donc impossible de les atténuer par filtrage. De ceci résulte un étalement spectral du signal qui limite l'efficacité spectrale et peut perturber la transmission dans les canaux adjacents.

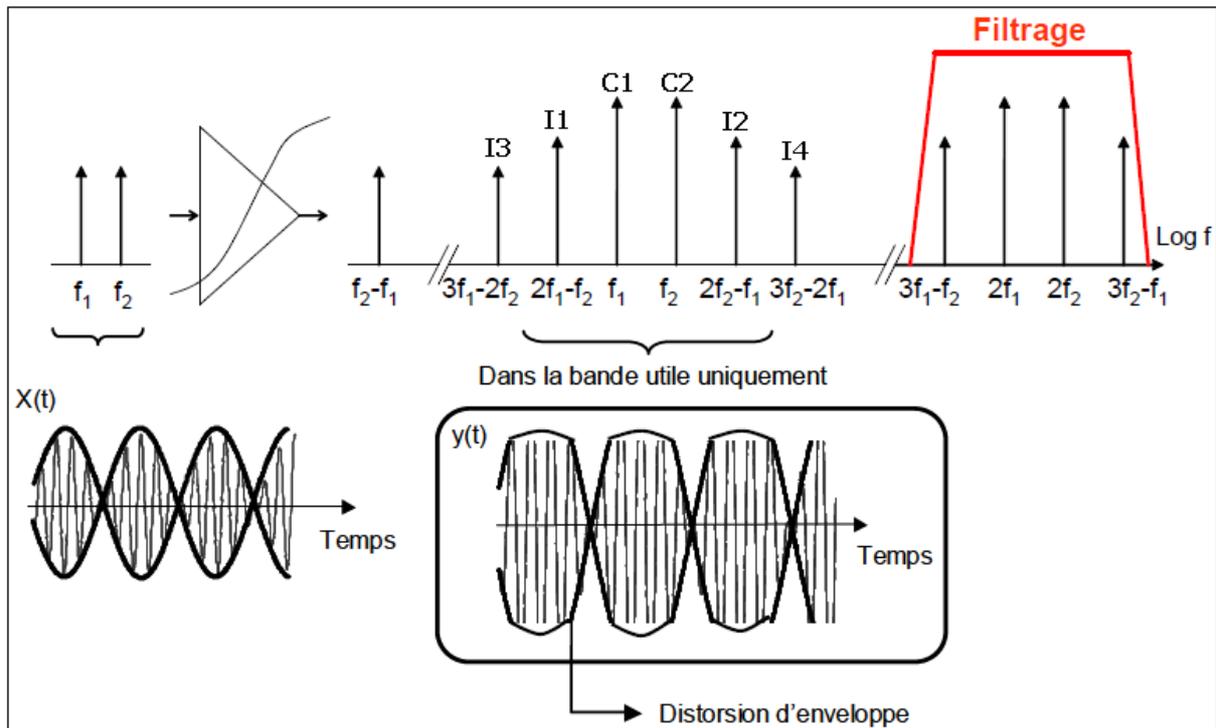


Figure I-26. Distorsion harmonique et d’intermodulation d’un signal comportant deux porteuses.

La réponse non linéaire contribue donc d’une part à ajouter du déphasage à l’amplitude des raies d’IMD3 et tend à accroître sa valeur et montre que la phase des raies d’IMD3 est proportionnelle à la variation de phase θ_2 (équation I.12). La conversion AMAM a donc une influence directe sur les amplitudes et l’AMPM sur les phases des raies d’IMD3. Enfin, L’IMD3 permet d’évaluer la linéarité d’un amplificateur en étudiant le facteur de mérite C/I_n qui correspond au rapport de puissance des raies porteuses (C) sur les raies d’intermodulation (I) d’ordre n.

$$C/I_3 \text{ (dB)} = 10 \log \left(\frac{|C_1|^2 + |C_2|^2}{|I_1|^2 + |I_2|^2} \right) \quad [\text{Eq. I.13}]$$

Les conversions AMAM, AMPM et le C/I_n constituent les figures de mérite usuelles pour la caractérisation des amplificateurs. Cependant, la diversité des applications fait que celles-ci deviennent insuffisantes pour une caractérisation complète des dispositifs, notamment du fait des signaux multiporteuses et/ou à enveloppe variable. D’autres critères sont donc utilisés pour quantifier la linéarité des amplificateurs de puissance. L’ACPR (Adjacent Channel Power Ratio), le NPR (Noise Power Ratio) et l’EVM (Error Vector Magnitude), etc. Tous les détails concernant ces derniers facteurs de mérite se trouvent dans l’Annexe 2.

Ces facteurs de mérite permettent de quantifier la linéarité des amplificateurs de puissance. Leur utilisation peut dépendre de l'application et ils sont étroitement liés aux caractéristiques des signaux de modulations utilisés. Dans le cadre de notre application, nous nous sommes concentrés sur la caractérisation quasi-statique en mode monoporteuse, puisque l'information utile qui nous intéresse pour les réseaux d'antennes se trouve dans les courbes de conversion.

Ces facteurs de mérite sont également caractérisés par des phénomènes non linéaires dispersifs présents au sein des équipements (i.e. amplificateur de puissance). Aussi une bonne connaissance de ces effets dispersifs est nécessaire en vue de leur prise en compte par des modèles comportementaux (cf. chapitre III). Dans la section suivante, ces effets dispersifs et leur impact sur les performances de l'amplificateur de puissance seront examinés. Nous soulignerons également ceux qui sont exacerbés dans le contexte antenne active agile.

V.3. Effets dispersifs associés à la fonction amplificatrice dans le contexte antenne agile

Les principaux effets non linéaires présents au sein des amplificateurs de puissance sont les effets de mémoire, et plus précisément la différence de comportement selon la fréquence du signal d'excitation. Ils proviennent d'origines diverses telles que les éléments réactifs, les boucles de rétroaction, ou des phénomènes électriques et électrothermiques des composants semi-conducteurs.

Ces effets ont un impact important sur les performances du dispositif, et il est donc primordial de les considérer lors de la conception de systèmes d'amplification. Afin de clarifier l'origine des différents phénomènes dispersifs, on fait souvent la distinction entre les effets de mémoire dits "Haute Fréquence (HF)" et ceux dits "Basse Fréquence (BF)" [I-64]. La Figure I-27 illustre intuitivement l'origine et la localisation de ces effets dans une architecture d'amplificateur de puissance.

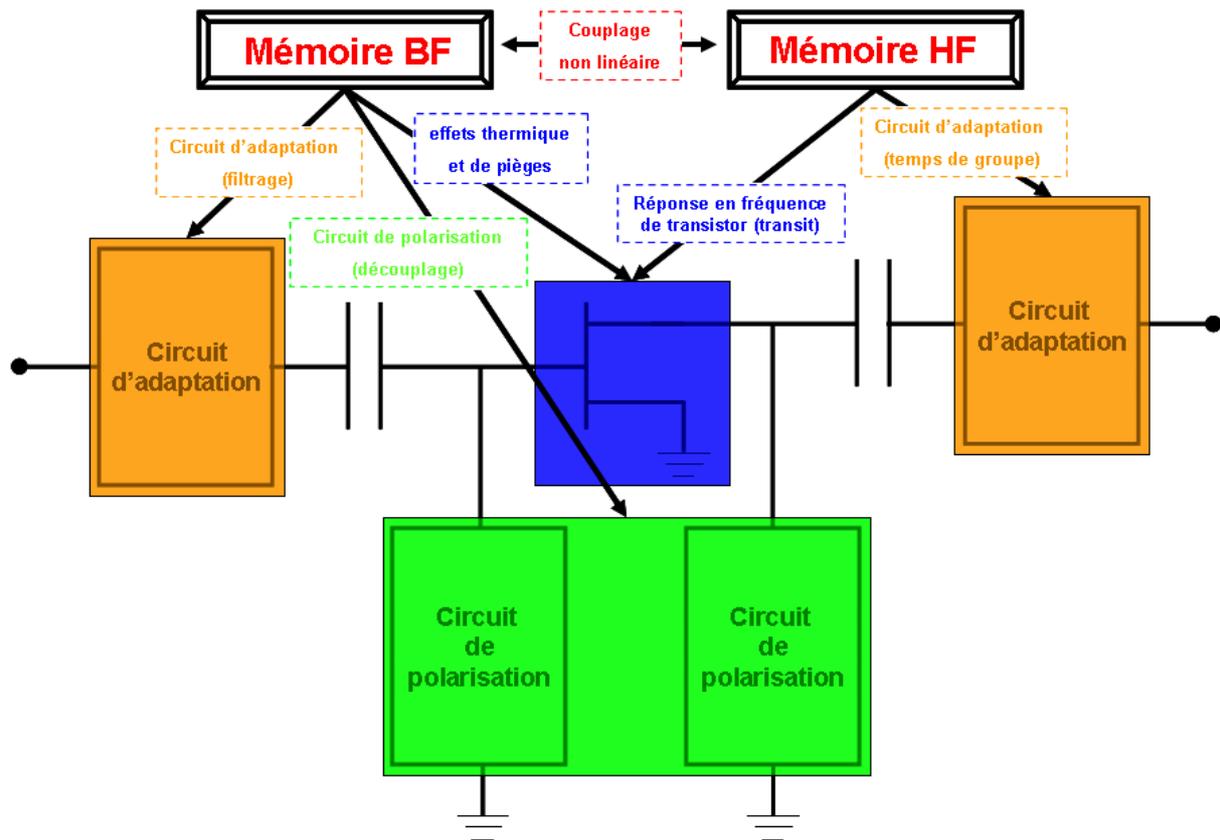


Figure I-27. Origine des effets de mémoire sur un amplificateur de puissance en étage

Dans le contexte « antenne agile », la connexion patch/module RF pose un problème majeur d'interconnexion puisque l'antenne va modifier le fonctionnement du circuit, initialement conçu sur une impédance de 50Ω . Même, si ce problème paraît partiellement résolu par l'utilisation d'un circulateur, l'étude d'architectures innovantes montre que la désadaptation est un problème majeur par rapport aux effets de mémoire. Nous avons donc décidé de nous concentrer sur cette problématique qui se pose avec le plus d'acuité, la désadaptation entre l'amplificateur et le réseau. Nous allons donc expliquer ces différents effets (HF et BF) et nous détaillerons les effets de désadaptation, parce que ce problème est relié directement à l'antenne et l'amplificateur en même temps.

V.3.1. Les effets mémoires HF (court terme)

Ces effets proviennent des constantes de temps courtes qui résultent des dispersions fréquentielles des transistors et des circuits hautes fréquences passifs qui l'entourent pour réaliser la fonction d'adaptation [I-65]. Ce phénomène se traduit par le fait que les amplificateurs ont un comportement différent selon la fréquence du signal qui leur est appliqué.

D’autre part, du fait des procédés de fabrication des transistors, la présence de défauts est inévitable, auquel s’ajoutent les effets de résonances créés par les capacités du boîtier [I-66]. Ces effets montrent que pour une fréquence CW (Continuous Wave) dans la bande considérée, le gain petit signal est différent, de même que la courbure en zone saturée qui traduit l’aspect non linéaire de ces effets de mémoire (entrelacement).

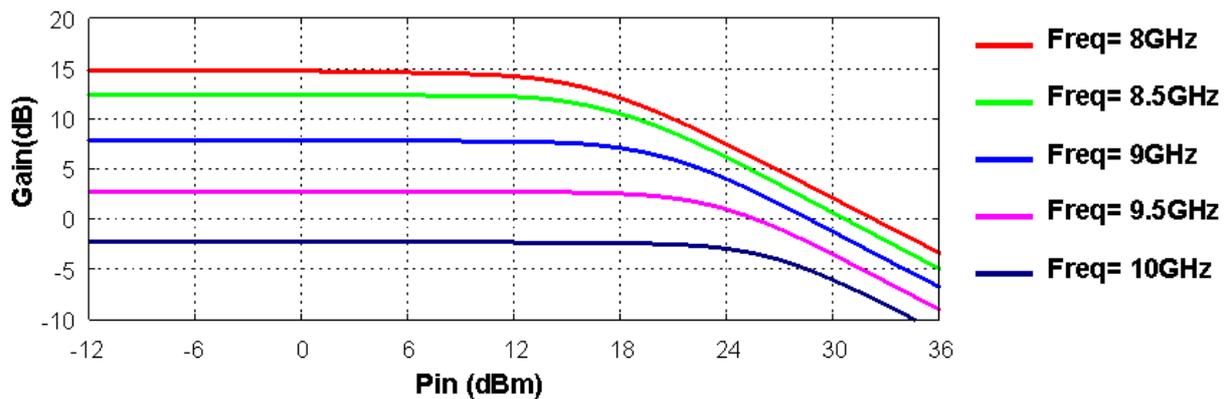


Figure I-28. Influence des effets mémoires HF sur le signal de sortie

Ces effets mémoires HF peuvent être mis en évidence en utilisant un signal purement monoporteuse avec balayage de puissance et de fréquence.

V.3.2. Les effets mémoires BF (long terme)

Ce type d’effet mémoire est la conséquence des constantes de temps longues, c’est à dire de même ordre de grandeur que celles présentes dans le signal modulant. On distingue principalement les effets dus aux phénomènes électriques et ceux dus aux phénomènes thermiques, ainsi que les phénomènes transitoires dans les circuits de polarisation.

Les phénomènes électriques concernent d’une part les éventuels effets de pièges [I-67] existant dans les structures des transistors, et d’autre part les effets de transitoire des circuits de polarisation causés par la variation de charge des circuits d’adaptation d’impédance et de polarisation [I-68], notamment les impédances présentées par les circuits de polarisation aux accès des transistors.

Les phénomènes thermiques sont dus à la forte génération de puissance (puissance dissipée) qui va entraîner un échauffement du transistor [I-69], et qui provoque une baisse de la mobilité des porteurs.

Ces effets BF interviennent essentiellement lorsque le dispositif est soumis à un signal d’excitation à enveloppe variable. Ils sont néanmoins présents en fonctionnement purement

monoporteuse, mais n’influencent pas directement la porteuse. C’est pourquoi, il est intéressant d’évaluer les performances de l’amplificateur en présence d’un signal biporteuse, composé de deux raies d’égale amplitude, l’une située à la fréquence centrale f_0 et l’autre espacée d’une pulsation Ω . Ainsi, il faut noter que dans des applications d’antennes actives par exemple des radars, ces effets BF sont donc moins sensibles dans le cas des signaux radars qui ont généralement une enveloppe constante.

La Figure I-29 présente la modification de spectre de sortie par rapport au spectre d’entrée, causée par les effets mémoires BF.

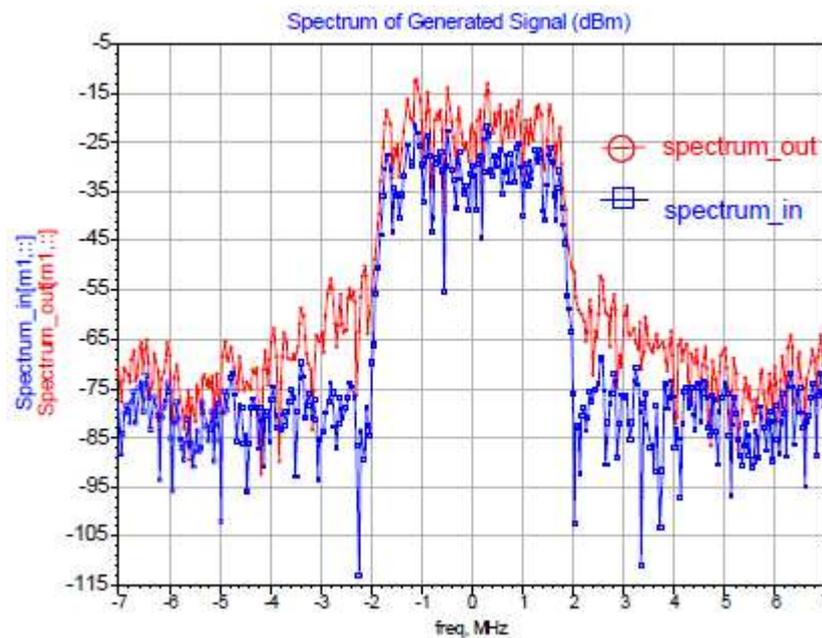


Figure I-29. Effets de mémoire BF sur le spectre de sortie

En conclusion, il apparaît donc que les amplificateurs de puissance sont le siège de phénomènes importants de non linéarité et de mémoire. Ces phénomènes sont fortement couplés entre eux, ce qui pose un problème de modélisation complexe.

V.3.3. Les effets de désadaptation

Dans la majorité des applications, les amplificateurs de puissance sont conçus pour avoir un fonctionnement optimal sur une charge de référence de 50Ω . Cependant, une variation d’impédance de sortie d’un amplificateur de puissance dû à l’interaction entre l’amplificateur et l’antenne engendre des réflexions (S_{22}) remarquables [I-70] avec un Taux d’Ondes Stationnaires (T.O.S) très élevé. Ce point doit être analysé en termes de gain ou de

linéarité suivant les différentes configurations envisageables (Figure I-30) à antenne unique (module E/R+circulateur) ou séparée.

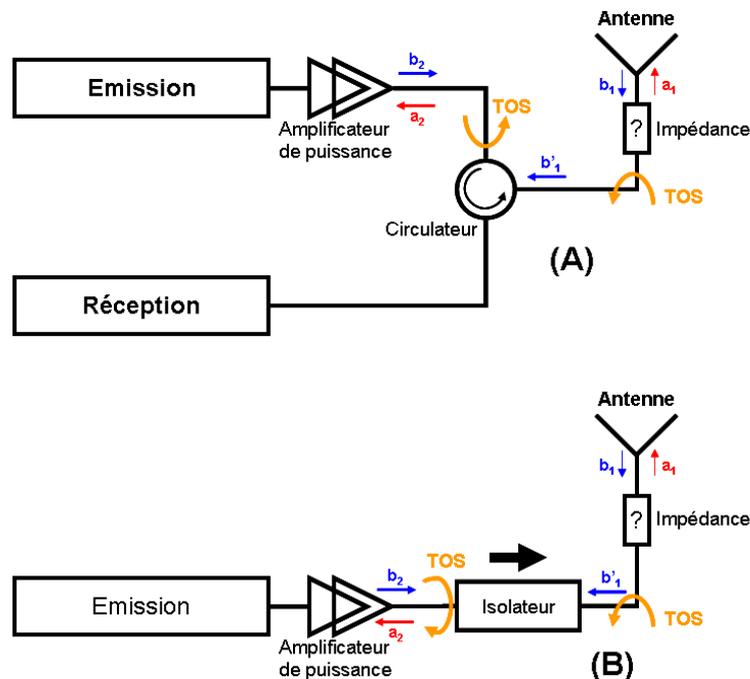


Figure I-30. Interactions entre l'amplificateur, le circulateur et l'antenne dans une chaîne d'émission/réception (A), et entre l'amplificateur, l'isolateur et l'antenne dans une chaîne d'émission (B)

En effet, il faut noter que lorsqu'on dépointe un réseau d'antenne, le gain diminue et les lobes secondaires remontent, le couplage devenant de plus en plus important. Parallèlement, du fait du couplage entre antennes, les impédances de chaque élément de base varient en fonction du dépointage (impédance $\neq 50\Omega$), et les dispositifs connectés sur chacun de ces éléments vont se voir chargés différemment [I-71]. L'utilisation d'un circulateur ou d'un isolateur, comme la Figure I-30 le montre, permette en première approche de résoudre ce problème. Néanmoins, la dispersion de la fabrication et le vieillissement du circulateur ou de l'isolateur entraînent un manque de fiabilité. Dans le cas d'amplificateurs, l'impédance de charge va influencer le gain en module et en phase, ce qui impacte les pondérations en amplitude et phase associés au dépointage, nuisant à l'efficacité du réseau et dégradant ses performances optimales.

La Figure I-31 illustre l'exemple des conséquences de la variation de l'impédance de sortie sur les performances en puissance d'un amplificateur de puissance conçu et réalisé par NEXTEC RF (NB00422 [8-14 GHz 27 dBm Power Amplifier]).

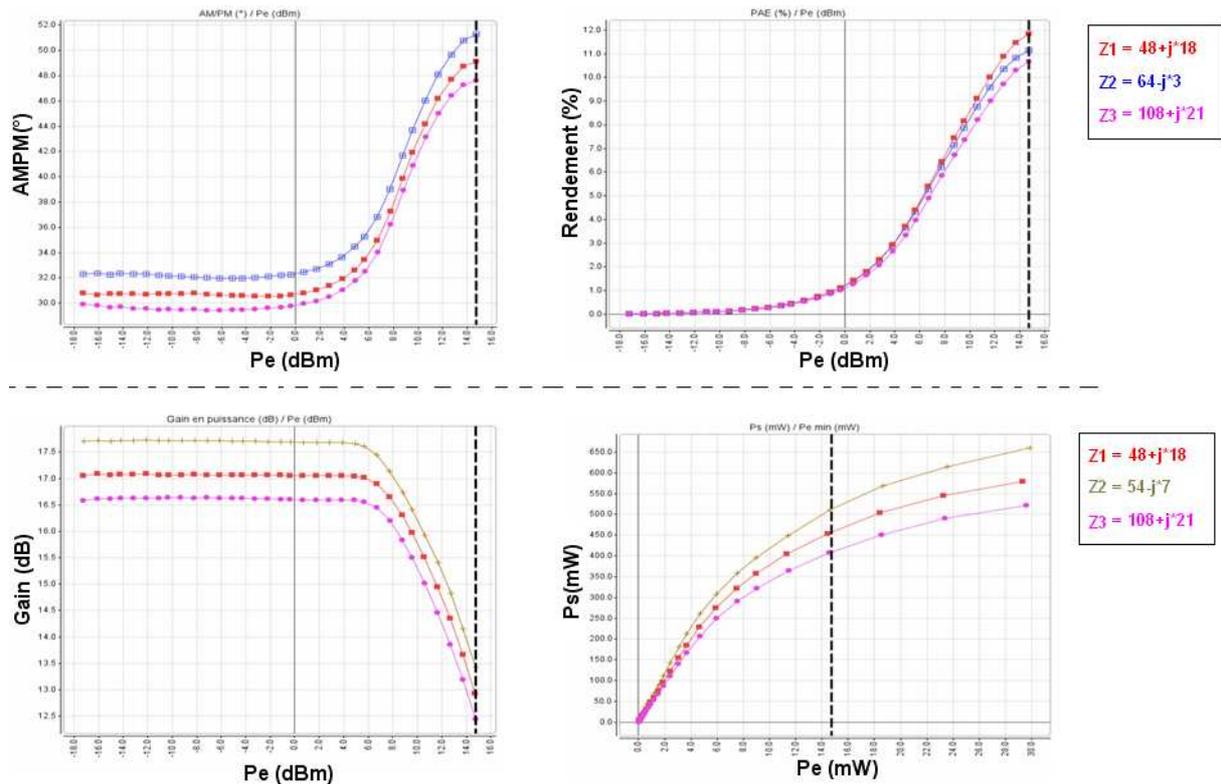


Figure I-31. Variation de la phase, du rendement, du gain et de la puissance de sortie en fonction de la puissance d’entrée pour plusieurs impédances de charge

On peut remarquer sur la figure ci-dessus la dégradation des performances de l’amplificateur de puissance quand la charge s’éloigne de sa charge optimum.

En conclusion, il apparaît donc que les amplificateurs de puissance sont le siège de phénomènes importants de non linéarité, de mémoire ou de désadaptation pouvant dégrader lourdement ses performances. Il est donc primordial de quantifier ces effets, par l’apport de modèles comportementaux [I-72] efficaces qui font l’objet du chapitre III.

Les modèles comportementaux sont dédiés à la simulation système, ils doivent apporter une précision supplémentaire pour un coût de calcul raisonnable. Ces modèles sont principalement de type boîte noire, et le choix de l’approche mathématique permet de focaliser sur un ou plusieurs effets à partir d’une base d’apprentissage qui considère la réponse du circuit sur des stimuli plus ou moins compliquées. La qualité du modèle est sa faculté à bien représenter la base d’apprentissage mais également sa faculté d’extrapolation (réponse à un stimulus différent).

V.4. Les méthodes d'analyse des circuits et systèmes non linéaires

Face à la complexité des systèmes de communication et leur coût de réalisation important, la simulation est devenue l'outil privilégié pour évaluer les performances et étudier le comportement sans la nécessité d'une réalisation physique. Ces systèmes font appel à un ensemble d'équipements très variés qui réalisent des opérations différentes. La conception de chaque partie des équipements demande l'utilisation d'outils de simulation spécifiques suivant l'aspect de la physique que l'on considère (thermique, EM, électrique, mécanique et physique de composant,...).

Les simulateurs de type « circuit » sont destinés principalement à la conception des fonctions électriques de base et éventuellement l'évolution de leurs performances. Différents algorithmes de simulation sont couramment utilisés, et vont être décrits dans cette partie.

V.4.1. Intégration Temporelle (IT) directe

Cette méthode est la plus ancienne mais également la plus naturelle [I-73]. Par intégration des équations différentielles régissant le circuit, la réponse temporelle est calculée. Cette simulation débute par une analyse DC permettant de connaître les conditions initiales, et repose sur la résolution des lois de Kirchhoff dans le circuit à étudier.

Il s'agit d'une méthode très performante dans la mesure où les circuits sont à transitoire court (HF), car elle permet de considérer n'importe quel type d'excitation (périodique, impulsionnelle, ...). En hyperfréquences, le régime transitoire est long devant la période des signaux, ce qui induit des temps de calculs extrêmement pénalisants. Cependant, le fait que l'intégration temporelle directe doive toujours passer par le régime transitoire avant d'atteindre le régime établi est un inconvénient lorsque l'on ne s'intéresse qu'à ce dernier [I-74]. Le problème de précision peut être partiellement résolu en utilisant un pas d'intégration variable, et le deuxième problème du comportement en état établi peut être résolu en utilisant les méthodes balistiques pour passer directement au régime établi sans passer par le régime transitoire [I-75]. Cependant, cette méthode présente d'autres limitations non négligeables dans le cas des circuits microondes constitués des éléments distribués dispersifs (lignes de transmission), auquel le coût de calcul devient lourd. Pour remédier aux limitations de ces méthodes, les méthodes tempo-fréquentielle ont été développées, dont la plus populaire est la méthode dite de l'Harmonique Balance (HB) ou Equilibrage Harmonique (EH).

V.4.2. Équilibrage Harmonique (EH) ou Harmonic Balance (HB)

Dans les simulations des circuits micro-ondes, l’analyse des performances du circuit se fait généralement en régime établi (puissance, gain, rendement, ...), le signal d’excitation ne pouvant être qu’un signal multi-tons [I-76]. Cette technique est utilisée généralement pour prévoir la distorsion harmonique et la distorsion d’intermodulation des circuits RF (amplificateurs, mélangeurs, oscillateurs).

Pour pallier les limites de la méthode d’intégration temporelle, l’analyse par équilibrage harmonique permet d’accéder au régime établi des circuits non-linéaires HF tels que les amplificateurs de puissance, les mélangeurs et les oscillateurs [I-77].

Le principe de calcul de l’équilibrage harmonique est de scinder le circuit à étudier en deux parties : les sous circuits linéaires et sous circuits non-linéaires qui seront respectivement étudiés dans le domaine fréquentiel et temporel. Cette méthode nécessite des algorithmes de transformées de Fourier (FT) pour passer d’un domaine à l’autre comme le montre la Figure I-32.

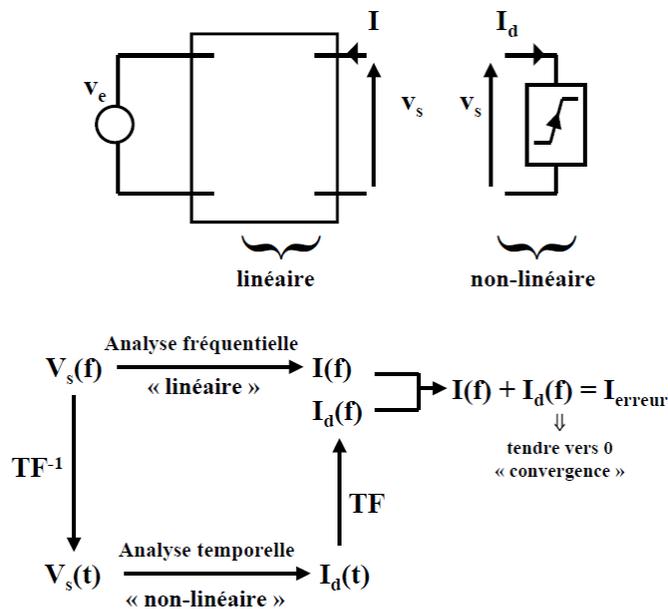


Figure I-32. Principe de l’équilibrage harmonique

L’interface entre les deux ensembles est réalisée sur les composantes harmoniques des tensions de commande des sources non linéaires. A partir d’un jeu initial, la résolution du système d’équations non linéaires est réalisée par les méthodes de Newton-Raphson et Krylov jusqu’à l’obtention de « l’équilibre » entre deux itérations consécutives. Les paramètres fondamentaux sont les fréquences fondamentales considérées et le nombre d’harmoniques

suivant chaque fréquence. Le nombre de fréquences fondamentales est pratiquement limité à trois, et est suffisant pour la conception des circuits et l’évaluation de critère en linéarité tels que le C/I .

V.4.3. Transitoire d’Enveloppe (TE)

Cette méthode a été développée pour permettre l’analyse de circuits en présence de signaux modulés, en tenant compte de la problématique majeure des signaux hyperfréquences utilisant des modulations complexes multiporteuses, et qui posent des problèmes pour les méthodes temporelles. En effet, il faut échantillonner correctement le signal de plus haute fréquence (porteuse), ce qui conduit à des temps de simulation rédhibitoires, ou alors il faut analyser les signaux dans le domaine fréquentiel et discrétiser le spectre de modulation, ce qui conduit également à un nombre important de raies de fréquences. L’analyse de tels signaux repose sur l’utilisation mixte des algorithmes de l’intégration temporelle et de l’équilibrage harmonique.

La technique du transitoire d’enveloppe, développée à XLIM et également utilisée dans le simulateur commercial A.D.S, consiste à considérer le signal dans sa forme passe bande, c’est-à-dire constitué d’un ensemble d’enveloppes complexes autour de chaque harmonique de la porteuse [I-78], soit:

$$x(t) = \Re e \left[\sum_{k=0}^N \tilde{X}(t) \cdot e^{jk\omega_0 t} \right] \quad \text{[Eq. I.14]}$$

Où k représente le numéro d’harmonique de la porteuse et $\tilde{X}(t)$ est l’enveloppe complexe de l’harmonique k à la fréquence ω_0 . Le principe de base de cette méthode consiste à dissocier les techniques d’analyse utilisées pour les fréquences porteuses et les signaux modulateurs. Elle consiste à analyser le comportement d’enveloppe par la méthode temporelle, et de l’équilibrage harmonique autour des fréquences porteuses. Plus précisément, ce principe consiste à échantillonner l’enveloppe du signal modulé et pour chaque échantillon d’effectuer un équilibrage harmonique à l’aide d’un signal CW. Ainsi le signal modulé se retrouve découpé en une approximation constituée d’une série de tronçons de sinusoides qu’il devient aisé de simuler à l’aide de la technique de l’équilibrage harmonique comme l’illustre la figure suivante :

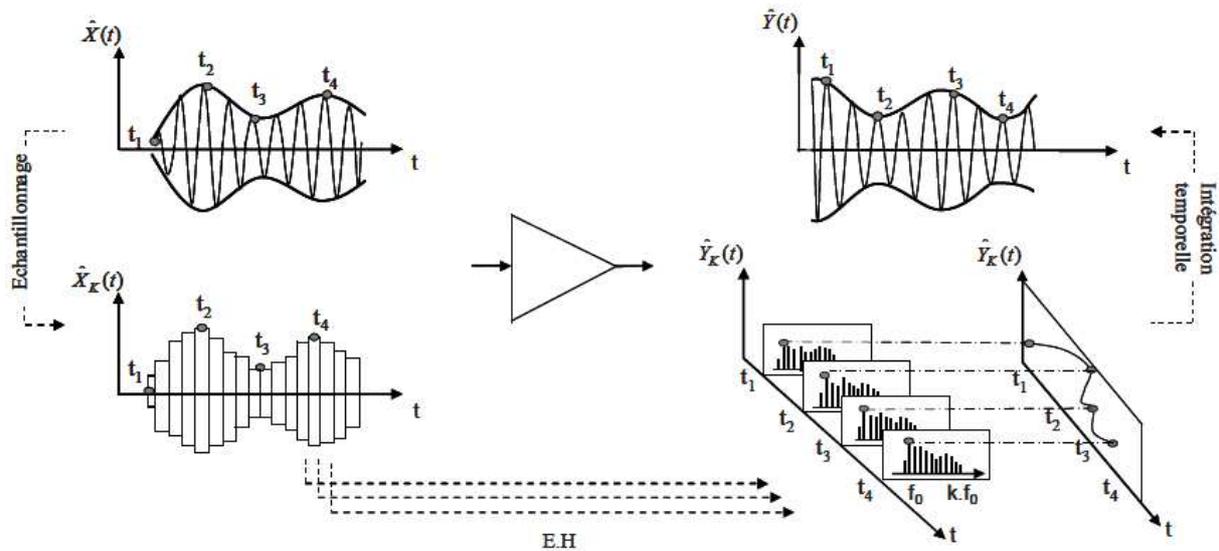


Figure I-33. Schéma de principe de l'amplification à l'aie du transitoire de l'enveloppe

Comme le montre le schéma ci-dessus, on obtient la forme de l'enveloppe de sortie grâce à une méthode d'intégration temporelle entre chaque échantillon d'enveloppe.

Cette méthode permet lors de la conception du circuit d'évaluer les performances « système » face à un signal réel même si des limitations peuvent apparaître en présence d'éléments distribués ou de blocs représentés par des paramètres [S].

Ces techniques destinées à la simulation circuit (IT, HB, et TE) sont maintenant intégrées dans les simulateurs circuits les plus populaires (ADS et AWR) et permettent d'évaluer des facteurs de mérite (niveau système) tels que l'ACPR, l'EVM et le NPR.

V.4.4. Passage aux simulateurs système

Malgré l'efficacité de ces techniques de simulation au niveau circuit, elles se révèlent inadaptées lorsqu'on s'intéresse à l'étude d'un sous-système ou de systèmes complets émission/réception, où la priorité est donnée au temps de calcul avec une représentation idéalisée des blocs. En effet, un système est défini comme un ensemble interconnecté de blocs unilatéraux (pas de notion d'impédance), c'est-à-dire que l'information en sortie du bloc dépend uniquement de son entrée et des conditions initiales.

Pour modéliser un système ou représenter le flux d'informations temporelles qui y circulent, nous utilisons de plateformes de simulation dont la plus populaire est sans doute Simulink de MATLAB [I-79]. On trouve également autres outils, comme Scicos de SCILAB [I-80], [I-81], SPW (Signal Processing Worksystem) de Cadence [I-82], VSS (Visual System

Simulator d’AWR (Applied Wave Research) [I-83], Ptolemy d’ADS Agilent [I-84] et LabView de National Instruments (instrumentation de mesure) [I-85] Ces simulateurs sont généralement qualifiés de type « Data Flow ». ils considèrent une représentation en courant ou tension et ne prennent pas en compte la dualité courant/tension.

La taille mathématique du problème devient si importante qu’elle impose un compromis (précision/coût de calcul) à la représentation de chaque bloc, où l’amplificateur est souvent représenté par un simple gain voire sa conversion AMAM/AMPM à la fréquence centrale, ce qui est inadéquat par rapport aux effets mis en jeu (mémoires, désadaptation). La définition de cette représentation est l’objet de la modélisation système, aussi appelé modélisation comportementale ou « modélisation boîte noire ». Le modèle comportemental requiert moins de ressources de calculs et de mémoires ce qui permet la simulation de système au sein des logiciels de CAO. Ces modèles sont génériques, les équations ne font pas appel à des grandeurs issues de la technologie du composant. Ils sont basés sur des compromis, comme par exemple, la complexité de leurs procédures de caractérisation ou leur complexité d’implémentation. Cette approche (modélisation comportementale) sera détaillée en profondeur dans le chapitre III de ce manuscrit.

VI. Conclusion et objectifs de la thèse

Ce chapitre a fait apparaître les différents champs d’application des radars, leur évolution et les principaux éléments constitutifs. Afin de mieux appréhender la problématique de nos travaux de thèse, nous avons introduit la notion d’antenne agile et souligné son intérêt sur les systèmes de transmission HF. Nous avons ensuite analysé les solutions technologiques pour la réalisation de systèmes à agilité de rayonnement, leur limitations et leur influence sur le positionnement (par rapport à l’antenne) des chaînes d’émission et de réception dont nous avons défini l’architecture. Une analyse critique des différentes technologies de formation de faisceau a été donnée, avec une attention particulière sur les technologies actives pour la formation de faisceau, qui constituent le cœur de ce travail (Figure I-22). Ensuite, dans l’optique de la modélisation comportementale de l’amplificateur de puissance, nous avons expliqué les différents effets non-linéaires (mémoire) et les effets de désadaptation qui sont de première importance dans le contexte « antennes actives ». Ces effets doivent être parfaitement maîtrisés car ils agissent directement sur le diagramme de rayonnement de notre réseau d’antennes, sachant que l’amplificateur est placé en aval du contrôle en amplitude et

phase et qu'aucune correction n'est donc envisageable. Dans ce contexte, nous avons décrit les différentes méthodes d'analyse tant au niveau circuit qu'au niveau système, et introduit la nécessité d'une modélisation comportementale spécifique sur les phénomènes de désadaptation.

Dans le cadre d'une application aux antennes agiles, l'objectif est donc de proposer et valider une méthode de simulation des antennes actives en transmission qui prenne en compte les aspects circuit et EM, et plus particulièrement l'interaction entre un élément du réseau et le module actif qui y est raccordé (cosimulation).

Prenant en compte tous les effets indésirables de l'amplificateur (la non-linéarité) et de l'antenne (couplage + pertes), la prédiction des caractéristiques de fonctionnement des antennes actives nécessite de simuler conjointement les parties circuit et antenne. L'interaction circuit/EM peut s'envisager de plusieurs façons, soit séparément dans un environnement EM ou circuit, soit par cosimulation, moyennant des techniques de modélisation comportementale adaptées. Nous avons donc proposé deux approches :

1. Modéliser (à partir de simulations EM) les éléments rayonnant sous une forme appropriée (macro-modèle) et les intégrer dans le simulateur type système (Scilab). Un des problèmes difficile à résoudre va être la détermination des interfaces adéquates entre les différents domaines.
2. Traduire le comportement du circuit actif par un modèle comportemental susceptible d'être introduit dans un code EM dédié aux antennes. Cette approche nécessite d'utiliser un modèle comportemental d'amplificateur fonctionnant avec des signaux I et Q (modulations d'enveloppes) et donc d'effectuer des opérations de modulation/démodulation pour communiquer avec un simulateur EM fonctionnant en temporel. Ceci permet de modéliser des systèmes hybrides ($TE \leftrightarrow EM$) et de gérer des interfaces de dialogue entre les blocs (antenne/amplificateur de puissance) à chaque instant de calcul. Aussi, il faudra pouvoir évaluer ses limites de validité (notamment en fréquence et en puissance).

Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes focalisés sur la méthode « 1 » qui consiste, à partir des simulations électromagnétiques rigoureuses, à établir un macro-modèle du réseau qui permette, sans calcul électromagnétique complexe, d'obtenir l'impédance réelle présentée par chaque élément du réseau en fonction de la fréquence et de l'angle de pointage. Ce point sera le sujet du chapitre suivant.

Une fois ce macro-modèle développé, l'influence de la désadaptation sur les performances des dispositifs actifs sera étudiée. En effet, le macro-modèle EM permettra d'obtenir très rapidement les impédances de charge des dispositifs actifs, quels que soient les gains et les pointages désirés. Il sera alors possible de prendre directement en compte cette impédance dans le calcul, au moyen de logiciels circuit, des performances des dispositifs actifs. Un effort particulier sera apporté à la modélisation comportementale des amplificateurs de puissance, permettant la prise en compte du TOS (désadaptation). Les informations sur les déviations en gain et en phase en fonction des désadaptations pourront alors être répercutées sur les valeurs de commande de dépointage du réseau. Cette partie sera exploitée dans le chapitre III.

Finalement, à partir des différents travaux présentés dans ce mémoire, nous présentons au dernier chapitre, un démonstrateur d'antenne active (Figure I-22) afin de valider les résultats théoriques développés au fur et à mesure de cette étude.

VII. Bibliographie

- [I-1] J.-M. Colin, « Phased Array Radars in France : Present and Future », *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, pp. 458-462, 1996.
- [I-2] I. Le Roy, « Analyse de performances instrumentales d'un radar à antenne active- Développement d'un outil de simulation », *Thèse de Doctorat de l'Université de Toulouse, Institut National Polytechnique de Toulouse*, nov. 1993.
- [I-3] U. Fuchs and W. Sieprath, « Advanced Ground-based ESCAN Radars », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.
- [I-4] DRABOWITCH S. et ANCONA C. « Antennes volume 2 Applications – Masson (ISBN 2-225 80626-8) », 275 p. 1986.
- [I-5] Parker, D., Zimmermann, D.C. « Phased Arrays - Part II : Implementations, Applications, and Future Trends », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, n°. 3, pp. 688 698, March 2002.
- [I-6] H. Hommel and H.-P. Feldle, « Current status of airborne active phased array (AESA) radar systems and future trends », *Microwave Symposium Digest*, 2005 IEEE MTT S International, 12-17 June 2005.
- [I-7] B. Johannisson, A. Derneryd, « Array Antenna Design for Base Station Applications », *Antenna application Symposium 1999*, Allerton Park Monticello, Illinois, Sep. 15-17, 1999, pp 98-106.
- [I-8] Projet RESAIMS « Réseau d' Antennes Intelligentes pour le Multimédia par Satellite », Projet RNRT, http://www.telecom.gouv.fr/rnrt/projets/res_00_66.htm.
- [I-9] N. Athanasopoulos, A. Garetsos, N. Uzunoglu, J. Kanellopoulos: « Design and Development of a Beamforming Subunit in a Conformal Array Antenna System », *33rd European Microwave Conference*, Munich 2003, 6-10 Oct. 2003, pp 527-530.

- [I-10] H.-P. Feldle, A.-D. McLachlan, and Y. Mancuso, « Transmit/Receive Modules for X-band Airborne Radar », *Radar 97*, 1997, pp. 391–395.
- [I-11] C. Person, « Antenne pour Systèmes de Communications Basés sur les Concepts Software Radio – Solutions Envisageables ou à Développer », LEST, 2002.
- [I-12] D.M. Pozar, « Microstrip Antenna Aperture-Coupled to a Microstripline », *Electronics Letters*, Vol 21 n°. 2, 17th January 1985.
- [I-13] S.D. Targonsky, R.B. Waterhouse, D.M. Pozar, « Design of Wide-Band Aperture-Stacked Patch Microstrip Antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol 46, n°. 9, September 1998.
- [I-14] Moritz, J.R., Sun, Y. « Frequency Agile Antenna Tuning and Matching », *8th International Conference on HF Radio Systems and Techniques*, U.K. July 2000, pp 169–174.
- [I-15] J.M. Carrere, R. Staraj, G. Kossiavas, « Small frequency agile antennas », *Electronics Letters*, Vol. 37 n°. 12, 7 June 2001, pp 728–729
- [I-16] A. Cetronio, M. Cicolani, S. Maccaroni, and L. Marescialli, « High Performance/Low Cost Multi-domain Application T/R Modules Based on a “Re-use Core-module” Concept », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006.
- [I-17] P. Schuh, R. Leberer, H. Sledzik, M. Oppermann, B. Adelseck, H. Brugger, R. Behtash, H. Leier, R. Quay, and R. Kiefer, « 20W GaN HPAs for Next Generation X-Band T/R-Modules », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006, pp. 726–729.
- [I-18] A. Moussessian, L. Del Castillo, J. Huang, G. Sadowy, J. Hoffman, P. Smith, T. Hatake, C. Derksen, B. Lopez, and E. Caro, « An active membrane phased array radar », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005, pp. 1711–1714.

- [I-19] C. BALANIS, « Antenna Theory : Analysis and Design », 2nd edition, Jhon Wiley and Sons, 1997
- [I-20] J.R. JAMES, P.S. HALL « Handbook of microstrip antennas », *I.E.E. Electromagnetic Waves Series 28*, Peter Peregrinus LTD, 1989.
- [I-21] D. M. Pozar « Microstrip Antennas », *Proc.IEEE, Vol. 80*,No. 1, pp. 79-80, January 1992.
- [I-22] Alexander KUCHAR « Aperture-Coupled Microstrip Patch Antenna Array Technic », *thèse de doctorat, université de Wien*, Pays-bas, March, 1996.
- [I-23] J.R. JAMES, P.S. HALL, C. WOOD « Microstrip Antenna Theory and Design », *I.E.E. Electromagnetic Waves Series 12*, Peter Peregrinus LTD, 1981.
- [I-24] Richard Besançon « Contribution à l'étude de Réseaux d'antennes Imprimées à Pointage électronique. Conception et Réalisation de Maquette en Bande C et Ka », *thèse de doctorat, université de limoges*, 1997.
- [I-25] A. Henderson and J. R. James « Improved microstrip flat-plate array for domestic dbs reception », *IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation*, Philadelphie, USA, 9-13 Juin 1986, pp. 565-568.
- [I-26] G. Gronau, I. Wolff « Aperture-coupling of a rectangular microstrip resonator », *Electronics Letters*, vol. 22, Mai 1986, pp.554-556.
- [I-27] Sabatier C. « T Dipole Arrays for Mobile Applications », *IEEE Antennas and Propagation magazine*, vol. 45, n°6, p. 9-26, Dec 2003.
- [I-28] Ciais P. Staraj R. Kossiavas G. Luxey C. « Design of an Internal Quad-Band Antenna for Mobile Phones », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 14 n° 4, P. 148-150, April 2004.
- [I-29] Buell K. Mosallaei H. Sarabandi A. « Substrate for Small Patch Antennas Providing Tunable Miniaturization Factors », *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, n° 1, pp. 135-146, Jan 2006.
- [I-30] Villegier S. Le Thuc P. Staraj R. Kossiavas G. « Dual-Band Planar Inverter-F-Antenna », *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol 38, n° 1, pp. 40-42, Jul 2005.

- [I-31] Carrere J-M. Staraj R. Kossiavas G. « Small Frequency Agile Antennas », *IEEE Electronics letters*, Vol. 37, n° 12, pp. 728-729, June 2001.
- [I-32] R. J. Mailloux, « Phased array theory and technology », *Proceedings of the IEEE*, Vol. 70, n°. 3,, MARCH 1982.
- [I-33] Khalil J. Maalouf and Erik Lier, « Theoretical and Experimental Study of Interference in Multibeam Active Phased Array Transmit Antenna for Satellite Communications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, n°. 2, Feb 2004.
- [I-34] P. Vaudon, « Cours de Master Recherche Télécommunications Hautes Fréquences et Optiques », Xlim- Université de Limoges 2006 - 2007.
- [I-35] L. THOUREL, « Les Antennes,. Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques - tome 2 – », Collection La Chevêche, 1990.
- [I-36] R.S. Elliott, « Antenna Theory and Design », P.147, Prentice-Hall, Englewoods Cliffs, N.J., 1981.
- [I-37] P.M. Woodward, « A Method of Calculating the Field Over a Plane Aperture Required to Produce a Given Polar Diagram », *J. IEEE (London)*, pp. 1554-1558, 1947.
- [I-38] S. Mosca, F. Bilotti, A. Toscano, L. Vegni, « A Novel Design Method for Blass Matrix Beamforming Network », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 50, n°. 2, Feb. 2002, pp 225-232.
- [I-39] J. BLASS, « Blass matrix for shaped beam conformal antenna », *Conference on aerospace antennas, IEE (Conference Publication n°. 77)*, London, UK, 1971, pp. 280.
- [I-40] M. BONNEDAL, I. KARLSSON and K. VAN'T KLOOSTER, « A dual beam slotted waveguide array antenna for SAR applications », *ICAP 91, IEE*, London, UK, 1991, Vol. 2, pp. 559-562.

- [I-41] L. BING, C. YIHONG, J. NIANHUA, F. ZHENHAI, T. SUNING and R.T. CHEN, « Photonic phased-array antenna system based on detector-switched optical Blass matrix true-time- delay steering and heterodyne RF generation », *Proc. SPIE Vol. 4087, Applications of Photonic Technology 4. Closing the Gap between Theory, Development, and Applications*. Photonics North 2000. Roger A. Lessard and George A. Lampropoulos, Eds., p.1004-1007.
- [I-42] A.F. Peterson, E.O Rausch, « Scattering Matrix Integral Equation Analysis for the Design of a Waveguide Rotman Lens », *Transaction on Antennas and Propagation*, Vol.47, n°. 5, Mai 1999, pp 870-878.
- [I-43] W. Rotman, R. Turner, « Wide-Angle Microwave Lens for Line Source Applications », *Transaction on Antennas and Propagation*, Vol.11, n°. 3, Nov. 1963, pp623-632.
- [I-44] Y.M. Tao, G.Y. Delisle, « Lens-Fed Multiple Beam Array for Millimeter Wave Indoor Communications », *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1997, Vol. 4, pp 2206- 2209.
- [I-45] J. BUTLER and R. LOWE « Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electrically Scanned Antennas », *Electronic Design*, April 12, 1961.
- [I-46] W.A. SANDRIN, « The Butler matrix transponder », *Comsat Technical Review*, Vol. 4, n°. 2, 1974, pp. 319-345.
- [I-47] C. EDWARDS, B. PIROLLO and F. BAYLE, « L-band output network », *INMARSAT-3, IEE Colloquium*, 21 Nov. 1991, pp. 601-611.
- [I-48] O. LAFOND and M. HIMDI, « Multibeam antenna in millimeter waves », *32nd European Microwave Conf. (EUMC)*, Milan Italy, 24-26 Sep. 2002.
- [I-49] M. SHUJI, K. MASAYUKI, I. NAOKI, K. NOBUYOSHI, « Application of Planar Multibeam Array Antennas to Diversity Reception », *Electronics & Communications in Japan, Part I: Communications*, Vol. 79, n°. 11, pp. 104-113, 1996.

- [I-50] B. Agee, « Blind Separation and Capture of Communication Signals Using a Multitarget Constant Modulus Beamformer », *IEEE Military Communications Conference*, pp. 340-346, 1989.
- [I-51] P.S. HALL and S.J.VETTERLEIN, « Review of Radio Frequency BeamForming Techniques for Scanned and Multiple Beam Antennas », *IEEE Proceedings*, Vol. 137, Pt. H, n°. 5, October 1990.
- [I-52] M. El Hajj Sleimen, « Etude de réseaux d'antennes imprimées en millimétrique », Thèse de doctorat de l'université de Rennes 1, num. d'ordre 2093, Mars 1999.
- [I-53] M.K Kevin, H.Leong and Tatsuo Itoh, « Developments in Active Integrated Antennas », *Antenna and Propagation, IEEE International*, Dec 2004.
- [I-54] Hyungrak Kim Ick-Jae Yoon and Young Joong Yoon, « A Novel Fully Integrated Active Antenna », *Antennas and Propagation Society International Symposium IEEE*, July 2005.
- [I-55] Gao, S. Qin, Y. and Sambell, A. « Broadband Circularly Polarised High Efficiency Active Antenna », *Electronics Letters*, March 2006.
- [I-56] Young-Bae Jung, Soon-Ik Jeon and Chang-Joo Kim, « A APAA System for Ku-band Mobile Multimedia Service via Satellite », *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006*, IEEE, July 2006.
- [I-57] S.Obayash, H. Shoki, O. Shibata, H. Kasami, S. Otaka, H. Tsurumi, Y. Suzuki, « An Adaptive Array for High Speed Wireless Local Loops Steered by Local Signal Phase Shifters », *IEEE International Symposium Antennas and Propagation Society*, 1999, Vol. 2, pp 1436-1439.
- [I-58] S. OBAYASHI, O. SHIBATA, H. KASAMI, H. SHOKI, Y. SUZUKI, « An Adaptive Array Antenna Steered by IF Local Signal Phase Shifters for K-Band Broadband Fixed Wireless Access Base Station », *IEICE Transactions on Communications*, Vol.E84-B, n°. 9, Sept. 2001, pp.2523-2529.

- [I-59] S.-S. Jeon, Y. Wang, Y. Qian, T. Itoh, « A Novel Smart Antenna System Implementation for Broad-Band Wireless Communications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 50, n°. 5, Mai 2002, pp 600-606.
- [I-60] <http://www.svmicrowave.com>
- [I-61] <http://www.rftune.com>
- [I-62] <http://www.xilinx.com>
- [I-63] T.W. Nuteson, J.S. Clark IV, D.S. Haque, G.S. Mitchell, « Digital Beamforming and Calibration for Smart Antennas Using Real-Time FPGA Processing », *IEEE International MTT-S*, 2002, Vol. 1, pp 307-310.
- [I-64] N. Le Gallou, « Modélisation par séries de Volterra dynamiques des phénomènes de mémoire non linéaires pour la simulation système d'amplificateurs de puissance », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, num. d'ordre 55-2001, Novembre 2001.
- [I-65] F. LAUNAY, « Nonlinear Amplifier Modeling Taking Into Account HF Memory Frequency », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, 2002, pp. 865-868
- [I-66] Denis Barataud, « Etude et Conception de systèmes de caractérisation fonctionnelle dans le domaine temporel des transistors de puissance radiofréquence et microondes. » Thèse de l'Université de Limoges Octobre 1998.
- [I-67] J. VUOLEVI, T. RAHKONEN, « Distorsion in RF Power Amplifiers », Norwood, Artech House Microwave library, 2003.
- [I-68] W. BÖSCH, G. GATTI, « Measurement and Simulation of memory Effects in Predistorsion Linearizers », *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, n°. 12, December 1989, pp. 1885-1890.

- [I-69] Christophe CHARBONNIAUD, « Caractérisation et modélisation électrothermique non linéaire de transistors à effet de champ GaN pour l'amplification de puissance micro-onde », Thèse de l'Université de Limoges Octobre 2005.
- [I-70] D.M. Pozar, « A relation between the active input impedance and the active element pattern of a phased array », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.51, n°. 9, pp.2486-2489, 2003.
- [I-71] W. C. Y. Lee, « Mutual coupling effect on maximum-ratio diversity combiners and application to mobile radio », *IEEE Transactions on Communication Technology*, Vol.18, n°. 6, 1970.
- [I-72] Francisco Javier Casas Reinares, « Techniques de Réduction d'Ordre des Modèles de Circuits Haute Fréquence Faiblement NonLinéaires », Rapport de thèse, université de Limoges, Limoges 2004.
- [I-73] A.K. Jastrzebski, M.I. Sobhy, « Analysis of non linear microwave circuits using state-space approach », *Proceedings Int. Symp. CAS*, pp. 1119-1122, mai 1984
- [I-74] K.Kundert, and al. « Steady State Methods for Simulating Analog and Microwave Circuits », Kluwer Academic Publishers, 1990.
- [I-75] S. Skelboe, « Computation of Periodic Steady State Response of Nonlinear Networks by Extrapolation Methods », *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. CAS-27, March 1980.
- [I-76] V.Rizzoli and A.Lipparini. « General Stability Analysis of Periodic Steady State Regimes in Nonlinear Microwave Circuit », *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech*, vol.33 n°. 1, Jan 1985, pp 30-37.
- [I-77] E. NGOYA, « Contribution à la Création d'Outils de CAO des Circuits Non Linéaires Microondes », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 36-88, Octobre 1988.

- [I-78] E. Ngoya, R. Larchevêque, « Envelop transient analysis : A new method for the transient and steady state analysis of microwave communication circuits and systems », *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Digest*, pp.1365-1368, 1996.
- [I-79] The Math Works Inc. « Simulink : Dynamic System Simulation for MATLAB», Using Simulink, User's Guide, version 6,2000.
- [I-80] A. LAYEC, A. BENNADJI, J.C NALLATAMBY, R. QUERE. « Modeling of a Communication Chain Components and Principles of Simulation in the Scilab/Scicos Environment », *IEEE Conference on Control Applications*, Toronto Canada, August 2005.
- [I-81] M. Najafi and R. Nikoukhah, « Modeling and Simulation of Differential Equations in Scicos », 4-5 September Modelica 2006.
- [I-82] Signal Processing Worksystem (SPW) « User's Guide, Cadence Design System Inc », Alta Group, 1997.
- [I-83] http://www.gigacomp.ch/pdfs/AWR_VSS-Brochure.pdf
- [I-84] Agilent Ptolemy Simulator, <http://eesof.tm.agilent.com>
- [I-85] http://www.edacafe.com/books/McGraw_Hill/Labview_Graphical_Programming/labviewF.pdf

**Chapitre II : Développement d’une
méthode de conception globale pour la
mise en réseau des antennes imprimées
fortement couplées**

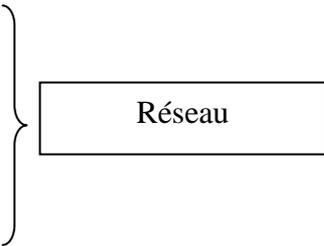
I. Introduction

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l’étude et la modélisation des caractéristiques radioélectriques des réseaux d’antennes. La conception des réseaux d’antennes nécessite la connaissance préalable du couplage mutuel entre les éléments rayonnants et leur influence sur les impédances d’entrée des antennes, ainsi que de l’influence d’autres facteurs comme le dépointage.

Chaque antenne subit des interactions avec les autres antennes environnantes qui modifient leurs propriétés en termes de diagramme de rayonnement, de pondération et d’impédance d’entrée. Mais avant de définir une méthode systématique pour appréhender ces paramètres dans le cas d’antennes fortement couplées, un exemple de conception et de réalisation d’un réseau sera présenté : le diagramme de rayonnement d’une antenne élémentaire et le calcul de la matrice de couplage aux accès des antennes vont aboutir au développement d’un macromodèle électromagnétique du réseau. Ce macromodèle tient compte du couplage entre éléments et permet, outre le calcul des pondérations en amplitude et phase nécessaires au pointage, d’obtenir l’impédance de chaque élément du réseau en fonction de la fréquence et de l’angle de dépointage. Cette technique permet de manière simple de mettre en évidence l’influence du dépointage et du couplage entre éléments du réseau sur les impédances d’entrée des antennes. Ce macromodèle est destiné à être couplé avec un outil de simulation circuit pour définir les impédances de charge des circuits actifs étudiés. Cette approche a pour avantage d’être très souple, relativement simple à mettre en œuvre, et elle peut s’appuyer aussi bien sur des données simulées que mesurées.

Ce chapitre présentera donc le choix de l’antenne élémentaire du réseau et son substrat, la démarche de la conception (analyse et synthèse) et la réalisation d’un réseau d’antennes. Nous verrons également une étude détaillée sur les couplages mutuels et leurs effets. Enfin, toutes les étapes qui ont été indispensables pour aboutir à une modélisation réaliste du réseau par un macromodèle EM seront présentées, ainsi que la validation théorique et expérimentale de ce macromodèle EM et son intérêt pour la conception d’antennes actives.

D’une manière plus concrète, il est nécessaire de se fixer dès le départ les caractéristiques (cahier des charges) du réseau d’antennes que l’on souhaite modéliser :

- Bande de fréquence : 8GHz – 8.4GHz
 - Dépointage : +/- 40°
 - Gain (lobe principal) ≥ 13 dBi
 - Réseau de 1x8 éléments
- 
- A large right-facing curly bracket groups the four bullet points above. To the right of the bracket is a rectangular box with the word "Réseau" centered inside.

I. Rappels théoriques sur les antennes [II-1]

Une antenne est un transducteur entre une source d'énergie RF et le milieu où l'onde rayonne. Elle joue deux rôles réciproques : la transmission et la réception. Elle permet donc d'avoir une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation. Elle assure la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées et transmet le plus fidèlement possible une information.

Afin de décrire les caractéristiques et les performances des antennes, divers paramètres sont utilisés. Ces paramètres peuvent être classés en deux grands groupes. Le premier caractérise l'antenne considérée en tant qu'élément de circuit électrique (impédance d'entrée (Z_{in}) et coefficient de réflexion (S_{11})) et le second porte sur les propriétés de rayonnement de l'antenne, telles que le diagramme de rayonnement, la directivité et le gain.

I.1. Caractéristiques électriques

Les paramètres électriques permettent d'évaluer la charge que constitue l'antenne pour le circuit d'excitation, et ainsi de caractériser l'efficacité du transfert de puissance entre le système radioélectrique et le milieu de propagation. Plusieurs paramètres peuvent servir à cette caractérisation, mais nous ne définirons que l'impédance d'entrée.

I.1.1. Impédance d'entrée de l'antenne

La mesure à l'analyseur de réseau vectoriel permet de déterminer le coefficient de réflexion ($\Gamma=S_{11}$) de l'antenne, par conséquent son impédance d'entrée (Z_{in}), qui peut se décomposer en une partie réelle et une partie imaginaire [$Z_{in}(f) = R_{in}(f) + j \cdot X_{in}(f)$], chargeant

la sortie du circuit émetteur, modélisé par une source d’impédance interne $[Z_s = R_s(f) + j \cdot X_s(f)]$ généralement réelle et égale à 50Ω .

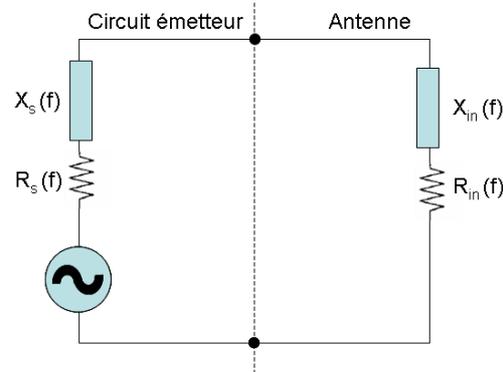


Figure II-1. Schéma électrique équivalent d’une antenne en émission

R_{in} et X_{in} correspondent respectivement à la résistance et à la réactance de l’antenne. La résistance de l’antenne peut être vue comme la contribution de la résistance de rayonnement et de la résistance due aux autres pertes.

Pour un transfert maximal de l’énergie, il faudrait que l’impédance d’entrée de l’antenne (Z_{in}) soit égale à la partie conjuguée de l’impédance interne de la source (Z_s), soit $Z_{in} = Z_s^*$. Mais ce n’est valable que sur une bande, dite bande d’adaptation, où la connaissance du coefficient de réflexion (Γ) peut servir de critère pour la définition de la bande d’adaptation de l’antenne, en l’occurrence la bande passante à -20 dB, -10 dB ou un taux d’ondes stationnaires égal à 2 (ce qui équivaut à un coefficient de réflexion de -9.54 dB).

$$\Gamma = \sqrt{\frac{P_{réfléchie}}{P_{incidente}}} = \sqrt{\frac{(R_{in} - R_c)^2 + (X_{in})^2}{(R_{in} + R_c)^2 + (X_{in})^2}} \quad [\text{Eq. II.1}]$$

avec $R_c = R_s = 50\Omega$ (impédance caractéristique)

I.2. Caractéristiques de rayonnement

Les notions évoquées ici sont utilisées pour caractériser le champ rayonné à grande distance de l’antenne dans tout l’espace. La plupart de ces notions sont définies pour l’antenne considérée en émission ou en réception, en vertu du théorème de réciprocité.

I.2.1. Polarisation d'une antenne

La polarisation d'une antenne est celle du champ électrique de l'onde qu'elle rayonne ou qu'elle reçoit de façon privilégiée, par exemple au travers de son lobe principal. On parle de polarisation linéaire lorsque le champ rayonné à l'infini conserve une direction constante (rectiligne) au cours du temps et se trouve toujours dans le même plan, et de polarisation circulaire lorsque l'extrémité du vecteur champ électrique rayonné à l'infini décrit un cercle en fonction de temps. On peut alors le considérer comme la somme des deux ondes planes à polarisation rectiligne dont les champs électriques sont égaux en amplitude, perpendiculaires l'un à l'autre et déphasés de $\pm\pi/2$ (quadrature). Enfin, la polarisation est dite elliptique si le vecteur champ électrique décrit une ellipse en se propageant. On peut alors le considérer comme la somme de deux ondes planes dont les champs électriques ne sont pas égaux en amplitude, sont perpendiculaires l'un à l'autre et déphasés de $\pm\pi/2$ (quadrature).

I.2.2. Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement sont présentés sous forme de rapports exprimés en décibels et normalisés, soit par rapport à l'intensité maximale du champ dans une direction donnée, soit par rapport à un niveau de référence. Ils s'obtiennent à partir du calcul de la densité de puissance rayonnée à grande distance par unité d'angle solide.

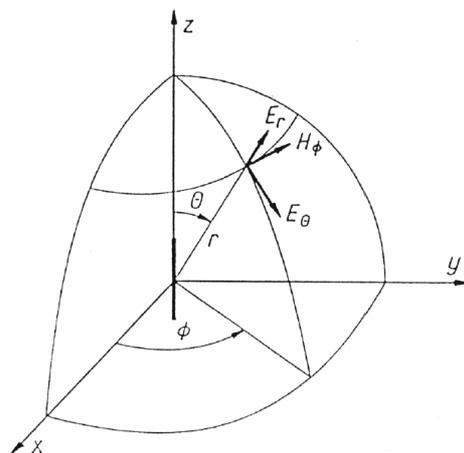


Figure II-2. Représentation du champ dans l'espace

A grande distance « r » d'une antenne supposée à l'origine du système de référence, l'onde rayonnée est sphérique et présente localement les propriétés d'une onde plane. Dans

une direction (θ, φ) , la densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide, Ψ , est alors une grandeur indépendante de « r », reliée au champ électrique (en régime harmonique) par la relation:

$$\Psi(\theta, \varphi) = \frac{1}{2\eta} |\vec{E}(r, \theta, \varphi)|^2 \cdot r^2 \quad [\text{Eq. II.2}]$$

Avec η : impédance d’onde dans le vide $\eta = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 120\pi$ et $\Psi(\theta, \varphi)$: densité de puissance rayonnée par unité d’angle solide dans la direction (θ, φ) .

Pour une meilleure interprétation, la densité de puissance rayonnée est souvent normalisée par rapport à sa plus grande valeur. Ainsi, en désignant par (θ_0, φ_0) la direction du maximum de cette densité, la formule normalisée représente, par définition, le diagramme de rayonnement de l'antenne.

$$d(\theta, \varphi) = \frac{\Psi(\theta, \varphi)}{\Psi(\theta_0, \varphi_0)} \quad [\text{Eq. II.3}]$$

La mesure ou le calcul des diagrammes de rayonnement se fait dans deux plans principaux que l’on nomme plan E et plan H. Par définition, le plan E est le plan où le champ électrique est maximal. C’est également le plan colinéaire au vecteur champ électrique sur l’antenne, et la composante E_θ est alors maximale. Par analogie, le plan H est le plan perpendiculaire où le champ magnétique est maximal. Dans ce plan, la composante H_φ est alors maximale.

I.2.3. Gain et directivité

Le gain d'une antenne est une mesure importante de ses performances au sein d'un système. Il se définit comme le rapport de l'intensité de rayonnement obtenue dans une direction sur l'intensité de rayonnement dans la même direction qui serait produit par une source électromagnétique isotrope alimentée par la même puissance d'entrée.

D'une façon générale, la fonction de gain, qui décrit la variation de puissance rayonnée en fonction de l'angle pour une antenne localisée à l'origine du référentiel, est définie par la relation :

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \cdot \Psi(\theta, \varphi) / P \quad [\text{Eq. II.4}]$$

P : puissance de référence.

Selon le choix de la puissance de référence P , trois définitions du gain sont communément utilisées. En considérant la notation suivante :

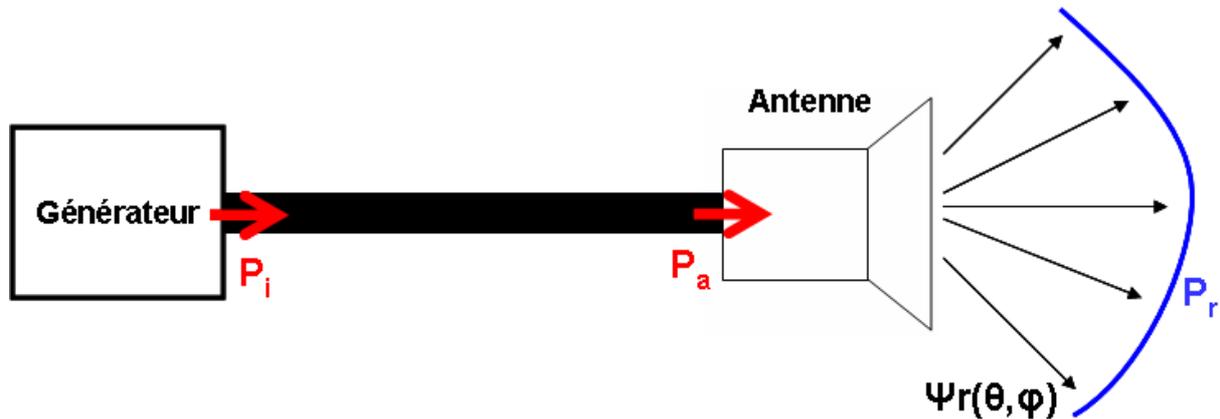


Figure II-3. Puissances de référence

P_i : Puissance incidente.

P_a : Puissance acceptée par l'antenne.

P_r : Puissance totale rayonnée. $P_r = \oint_{4\pi} \Psi(\theta, \varphi) \cdot d\Omega$

$d\Omega$: angle solide élémentaire autour de la direction (θ, φ) .

- Si $P=P_a$, alors la quantité $G_a(\theta, \varphi) = 4\pi \cdot \Psi(\theta, \varphi) / P_a$ représente le gain intrinsèque de l'antenne. Cette définition prend en compte les pertes dues à la structure (les pertes métalliques et diélectriques) sans tenir compte des pertes par désadaptation.
- Si $P=P_i$, la quantité $G_r(\theta, \varphi) = 4\pi \cdot \Psi(\theta, \varphi) / P_i$ est appelée gain réalisé. Sa valeur prend en compte l'ensemble des pertes de l'antenne, y compris la désadaptation.
- Si $P=P_r$, la quantité $4\pi \cdot \Psi(\theta, \varphi) / P_r = D(\theta, \varphi)$. Dans ce cas on parle de la directivité et $D(\theta, \varphi)$ caractérise l'antenne seule et mesure sa capacité à concentrer l'énergie dans une direction donnée, sans tenir compte d'aucunes pertes.

I.2.4. Efficacité de rayonnement

L'efficacité de rayonnement (η) dénote la faculté de l'antenne à transformer toute la puissance acceptée à ses bornes en puissance rayonnée. Elle est maximale si la puissance

rayonnée est égale à la puissance acceptée. Elle traduit en fait les pertes dues à la structure, c’est pourquoi elle relie le gain à la directivité.

$$\eta = P_r/P_a = G_a/D \quad [\text{Eq. II.5}]$$

Toutes ces caractéristiques sont nécessaires pour déterminer le fonctionnement d’une antenne, ainsi que son choix. En effet, le choix de la forme et de la taille de l’élément rayonnant dépend directement de ces caractéristiques: la fréquence d’utilisation, la bande passante, le gain, le type de polarisation, ainsi que la puissance rayonnée de l’élément rayonnant. La partie suivante traitera le choix de cet élément et son substrat en fonction de ces caractéristiques et notre cahier des charges.

II. Choix de l’antenne élémentaire et son substrat

Dans la mise en œuvre d’un réseau, plusieurs types d’antennes peuvent être utilisés (chapitre I § III). Nous avons choisi les plus répandues, les antennes imprimées (patch), puisque les utilisateurs ont tendance à favoriser l’utilisation de dispositifs légers, de faible coût et peu encombrants [II-2].

Cependant, la conception et la réalisation d’un réseau d’antenne ne se fait pas d’un coup, et il faut suivre des étapes précises afin de répondre au cahier des charges défini dans l’introduction. Tout d’abord il faut choisir l’antenne élémentaire et son substrat, en passant par une analyse électromagnétique rigoureuse afin d’optimiser la performance, pour finalement passer à la mise en réseau.

Ils convient donc de choisir un substrat qui permet d’obtenir des bonnes performances. Les matériaux composites (i.e. Duroïd) sont les matériaux les plus couramment utilisés pour réaliser des antennes imprimées. Le choix de ces matériaux se fera en fonction de la permittivité et des pertes, mais son coût doit aussi être pris en compte. Parmi les matériaux diélectriques faibles pertes répertoriés en Duroïd, nous avons décidé de choisir le DUROÏD 5870 caractérisé par une permittivité $\epsilon_r = 2.33$ ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_r = 0.85\%$), et une tangente de perte $\tan\delta=0.0012$ à 10GHz.

II.1. Conception et réalisation d’une antenne patch rectangulaire

Afin de répondre au cahier des charges (bande passante $\approx 5\%$) et parmi toutes les formes possibles, l’élément rectangulaire ou carré est sans conteste le plus facile à appréhender pour la compréhension des mécanismes de rayonnements des antennes imprimées. Par ailleurs, le réseau 1x8 basé sur cette antenne est un réseau linéaire tout à fait classique, à ceci près que l’espacement entre éléments « d » a volontairement été réduit et fixé à $0.4\lambda_0$ dans le but d’augmenter le couplage et d’observer de manière plus significative l’influence du couplage et du dépointage sur les impédances d’entrée du réseau, ainsi que sur ses caractéristiques de rayonnement. Ces hypothèses nous ont amenées à choisir la structure rectangulaire qui offre plus de souplesse pour faire varier ce paramètre (d). L’alimentation peut se faire par connexion directe avec une sonde coaxiale.

Maintenant que le substrat et la forme de l’antenne sont choisis, nous allons décrire brièvement les outils et les méthodes numériques qui permettent de modéliser et optimiser les antennes.

II.1.1. Les méthodes numériques

Il existe principalement quatre familles de méthodes numériques pour analyser les antennes imprimées. Elles sont issues des méthodes utilisées en électromagnétisme :

- La méthode des moments (MoM) [II-3].
- La méthode des éléments finis (FEM) [II-4].
- La méthode des différences finies (FDTD) [II-5].
- La méthode de la matrice des lignes de transmissions (TLM) [II-6].

Dans notre laboratoire, outre les programmes développés en interne, les logiciels les plus utilisés sont Momentum (MoM), HFSS (FEM) et CST (FDTD). Nous allons travailler avec CST Microwave Studio pour faire la conception et l’analyse de notre antenne et son réseau. CST utilise la méthode FIT (Finite Integration Technique) qui est basé sur la méthode FDTD. Cette dernière permet la résolution des équations différentielles des champs électromagnétiques dans le domaine spectral. Il s’agit donc de résoudre un système linéaire d’équations, les champs étant les inconnus. Pour cela, on doit discrétiser entièrement en 3D le

domaine où le champ à analyser existe : des triangles sont utilisés sur les surfaces et des tétraèdes dans les volumes. Cette discrétisation est particulièrement intéressante pour mailler des surfaces courbes. Il faut donc imposer les conditions aux limites sur l’antenne mais également des conditions absorbantes à une certaine distance de l’antenne nécessaire pour limiter le milieu à analyser. Le principal avantage de cette méthode réside dans le fait qu’elle permet d’analyser des objets 3D de formes quelconques et compliquées. De plus, les milieux inhomogènes peuvent aussi être traités de façon satisfaisante. Le principal inconvénient réside dans le fait qu’il faut disposer d’une puissance de calcul conséquente et s’attendre à des temps de calculs assez longs [II-7].

II.1.2. Etude d’une antenne patch rectangulaire

Dans un premier temps, nous nous attachons à concevoir une antenne patch rectangulaire sur un plan de masse fini, alimentée par sonde coaxiale (Figure II-4).

La procédure de conception se fait en fonction du substrat choisi (ϵ_r), et de la fréquence de travail. Nous déterminons les tailles approximatives de l’antenne et la position du point d’alimentation pour exciter le bon mode par des formules analytiques (**voir annexe 1 partie 1.V.**). Puis, à l’aide de CST, nous optimisons la longueur, la largeur et les coordonnées (X,Y) du point d’alimentation de l’antenne afin d’obtenir une bonne adaptation et un rayonnement convenable.

Ces procédures nous conduisent à une antenne qui possède une longueur (L) de 14.2mm et une largeur (l) de 10.7mm, pour une épaisseur de métallisation de 35 μ m. Le plan de masse est carré (100x100mm), et le substrat est de hauteur 1.57mm. La sonde métallique a été positionnée pour X = 7.1mm et Y = 2.7mm afin d’adapter l’antenne et minimiser la polarisation croisée. La fréquence de travail désirée est de 8.2 GHz.

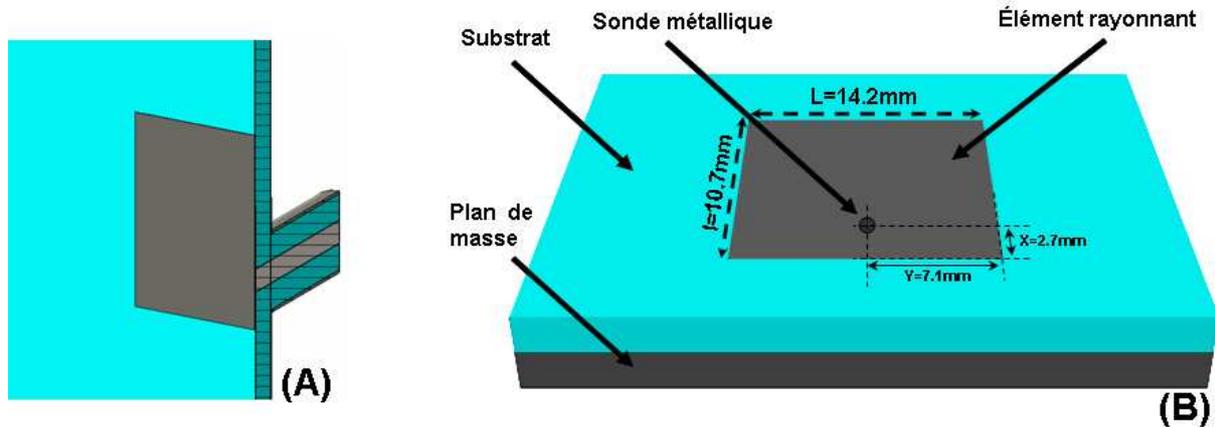


Figure II-4. Antenne patch rectangulaire vue en coupe (A), en perspective (B).

Les caractéristiques géométriques et électriques ont été analysées et optimisées à l’aide de CST. L’étude expérimentale nous permet d’observer en pratique les résultats obtenus, grâce au tracé du coefficient de réflexion (S_{11}), de l’impédance d’entrée (Z_{in}) et du diagramme de rayonnement (Figures II-5, II-6 et II-7). Les mesures ont été effectuées dans la chambre anéchoïde d’XLIM (Annexe 3). Il faut noter que la fréquence d’adaptation obtenue en simulation (8.15 GHz) est inférieure à la fréquence de travail désirée (8.2 GHz) pour des raisons que nous expliquerons dans la partie suivante.

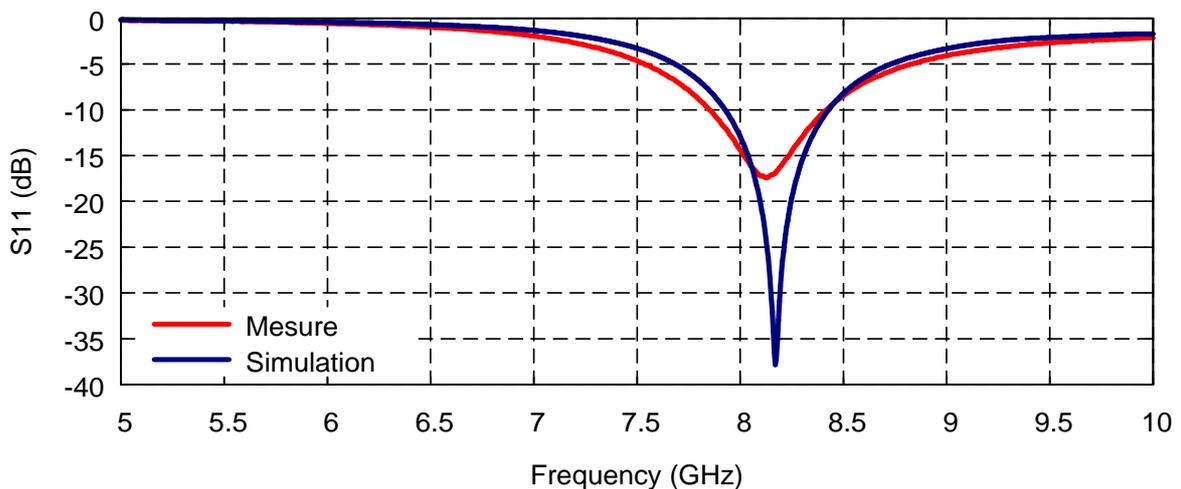


Figure II-5. Comparaison du module de coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en dB.

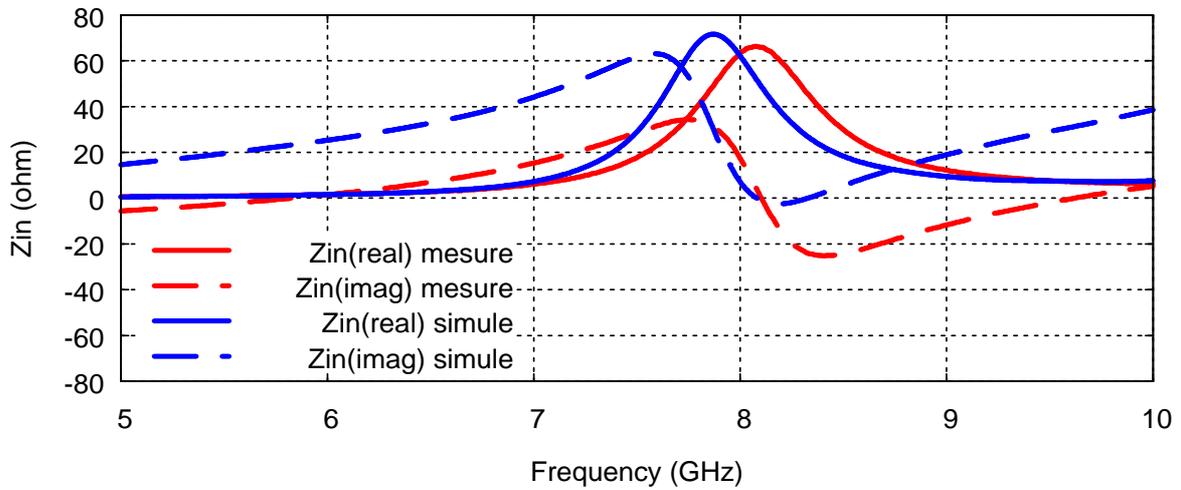


Figure II-6. Comparaison de l'impédance d'entrée de l'antenne

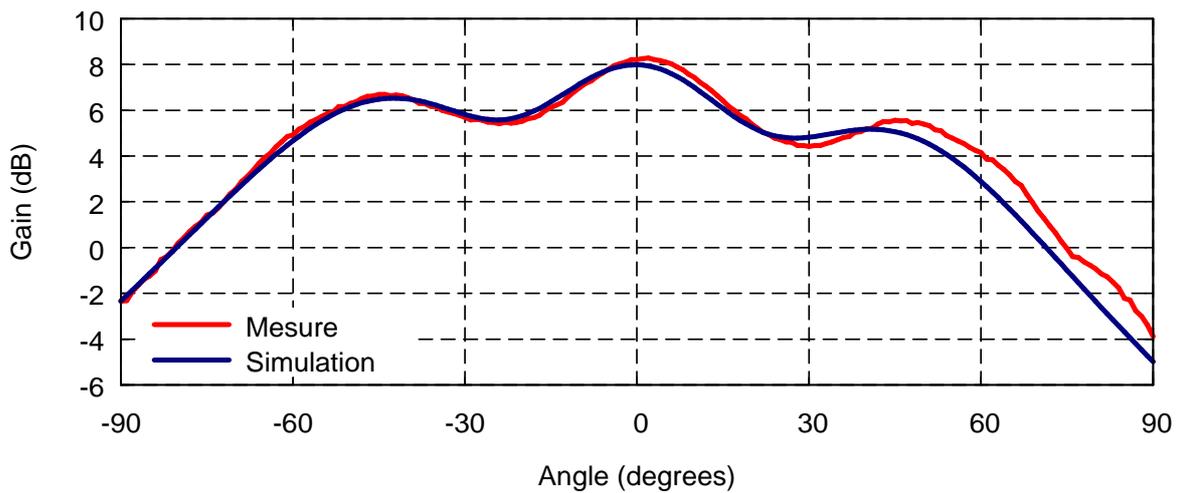


Figure II-7. Comparaison du diagramme de rayonnement d'une seule antenne dans le Plan E ($\varphi=90^\circ$).

Nous remarquons une bonne concordance dans les trois cas (coefficient de réflexion, impédance d'entrée et diagramme de rayonnement). Les différences obtenues sur les modules des coefficients de réflexion et les impédances d'entrées sont dues au léger écart entre l'inductance de la sonde simulée et l'inductance de la sonde réelle, qui fait diminuer la partie imaginaire mesurée par rapport à la partie imaginaire simulée. Par ailleurs, le faible écart entre théorie et mesure sur les diagrammes de rayonnement (Figure II-7) est imputable aux incertitudes des mesures et aux tolérances de fabrication.

Il faut noter que l’antenne étudiée ci-dessus et les résultats correspondants n’ont pas été obtenus facilement. Nous avons été confrontés à des problèmes pendant la mesure, celle-ci ne donnant pas les résultats de simulation, en particulier en ce qui concerne la fréquence d’adaptation. Dans ce contexte, nous avons décidé de faire une étude sur les effets de la longueur (L), de la largeur (l), de la permittivité (ϵ_r), de la hauteur (h) et du pas de maillage (λ_0/pas) choisis sous CST, sur le comportement de la structure (fréquence de travail). Il est évident que la fréquence d’adaptation est inversement proportionnelle à la longueur et la largeur de l’antenne, et la hauteur du substrat agit proportionnellement sur le niveau d’adaptation mais pas sur la fréquence. Tous ces éléments ne sont pas la source du problème dans notre cas puisque leur taille (L , l et h) a été mesurée et validée avec un micromètre. Il ne nous reste donc qu’à vérifier la variation de la fréquence de résonance en fonction de la permittivité relative de substrat et du pas de maillage (logiciel de simulation). La Figure II-8 montre les résultats de simulation.

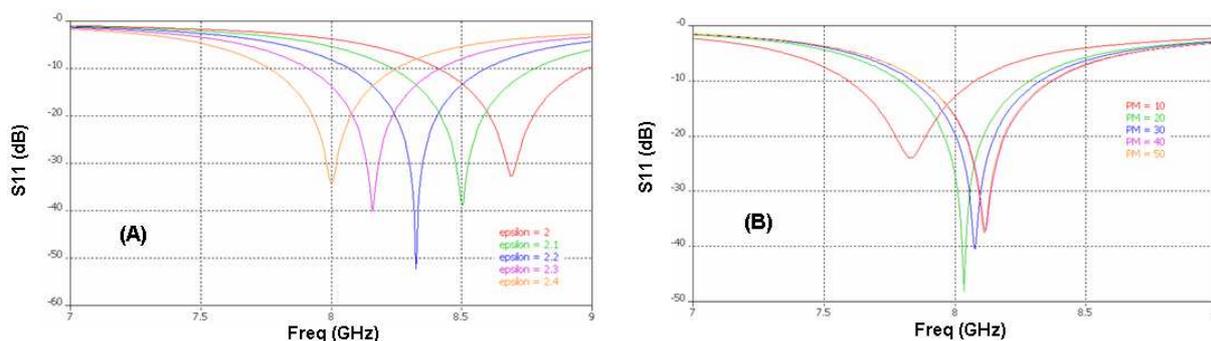


Figure II-8. Influence de la permittivité relative de substrat (A), et de pas de maillage (B) sur la fréquence d’adaptation.

Nous remarquons que la fréquence de résonance augmente quand ϵ_r diminue et le pas de maillage augmente. En effet, le pas de maillage est relié à la convergence de la solution, et on peut noter dans la Figure II-8-B, que la convergence est atteinte avec un pas de maillage supérieur ou égal à 40.

En conclusion, nous remarquons que la fréquence de résonance d’une antenne imprimée varie en fonction de sa longueur, de sa largeur, de la permittivité, de l’épaisseur du substrat et du pas de maillage (logiciel de simulation). La solution consiste donc essentiellement à faire varier la permittivité (ϵ_r) initiale de l’antenne jusqu’à caler la fréquence de résonance. Ensuite, nous avons réalisé et mesuré une autre antenne pour vérifier le ϵ_r trouvé. Cette antenne est

conçue pour avoir plusieurs résonances afin de mieux caler ε_r . La solution finalement trouvée était un substrat anisotrope (Duroïd 5870) en x et y par rapport à z ($x=2.37$, $y=2.37$, $z=2.28$) et un pas de maillage = $\lambda_0/50$.

Pour clôturer cette partie, nous avons vu dans le premier chapitre les principes de la mise en réseau d’antennes. Nous avons mentionné que les phénomènes de couplage ne doivent pas être négligés, surtout s’il s’agit des réseaux à faisceaux dépointés [II-8]. La partie suivante de ce chapitre va donc mettre en évidence ce phénomène de couplage, ses origines et ses effets ainsi que la contribution de l’angle de dépointage à ce phénomène.

III. Etude du couplage dans un réseau d’antennes

La méthode la plus simple pour étudier cette mise en réseau d’antennes imprimées est d’admettre que tous les éléments rayonnants sont identiques et que chaque élément en présence des autres possède le même diagramme de rayonnement que lorsqu’il est isolé. Le rayonnement global du réseau sera ainsi le résultat de la combinaison des rayonnements des sources élémentaires, tout en négligeant le couplage entre les éléments. Ce type d’analyse ne sera valable que pour des réseaux où les éléments sont suffisamment distants les uns des autres.

Cependant, pour des réseaux réels, tout corps rayonnant placé au voisinage d’un autre corps métallique, qui peut être lui-même rayonnant, voit son comportement électromagnétique se modifier et même s’altérer. Ainsi, dans une mise en réseau d’antennes imprimées, les interactions électromagnétiques entre les éléments rayonnants se manifestent par la modification de la répartition des courants de surface, ce qui engendre un changement des caractéristiques radioélectriques de l’antenne et du réseau (diagramme de rayonnement, impédance d’entrée, rendement, gain, etc...).

La mise en réseau des sources crée des rayonnements parasites (Figure II-9.) qui sont dus au débordement des champs électromagnétiques, à l’épaisseur de substrat utilisé, à l’orientation et à la distance entre les sources.

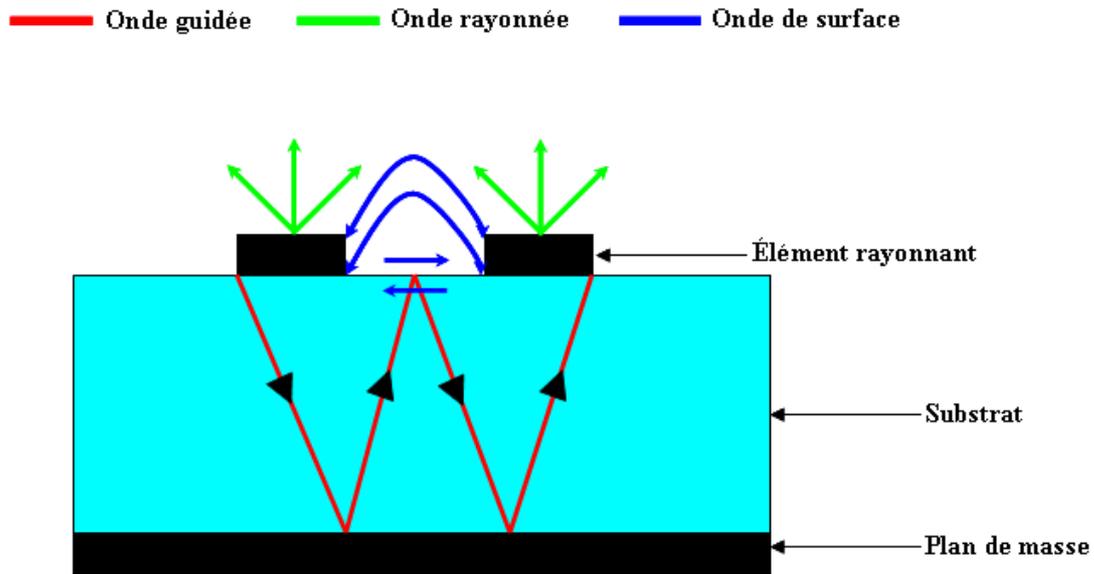


Figure II-9. Mécanismes de rayonnement parasites.

La Figure II-9 présente les ondes responsables du couplage. L’effet de couplage est dû entre autres aux ondes de surface. Ces dernières sont guidées par le dioptre diélectrique que constitue le substrat, et ne contribuent pas directement au rayonnement vers le haut de l’antenne. Cependant, quand l’onde de surface atteint le plan de contact avec les éléments rayonnants, cette onde est diffractée et génère un rayonnement parasite qui peut créer un couplage entre les éléments du réseau. Cela va perturber le diagramme de rayonnement de l’antenne, notamment au niveau des lobes secondaires.

On peut distinguer d’autres origines pour le couplage :

- Couplage inter-éléments en fonction du pointage du rayonnement : un élément génère une onde qui se couple sur un autre, créant ainsi un courant parasite, rayonnant en plus du courant imposé.
- Couplage par diffraction : un élément émet une onde qui diffracte le long d'une arête et parvient à un autre élément, créant ainsi un courant parasite.
- Couplage dû au générateur : l'énergie émise par un générateur ne va pas entièrement à sa source, mais une petite partie est distribuée aux autres sources [II-9], [II-10].

Le phénomène de couplage mutuel ne peut donc pas être ignoré, et il est nécessaire de comprendre son comportement et essayer de le modéliser dans le but de l'évaluer et de déterminer précisément les matrices de couplage mutuel afin d'étudier leur effet sur le

diagramme de rayonnement (directivité et gain), l’angle de dépointage et les impédances d’entrée des éléments rayonnants.

III.1. Notion de couplage mutuel entre antennes

Dans la littérature, le couplage entre les éléments d’un réseau d’antennes a été largement étudié et l’on peut trouver différentes méthodes analytiques et numériques [II-11], [II-12]. Le couplage est caractérisé en général par des matrices $[S]$, $[Z]$ ou $[Y]$. Si on suppose que chaque source est alimentée par une tension complexe \tilde{V}_i , la somme des interactions directes ou indirectes des tensions (Figure II-10) nous permet de prendre en compte l’effet de couplage en calculant les termes d’excitation \tilde{V}_i des différentes sources.

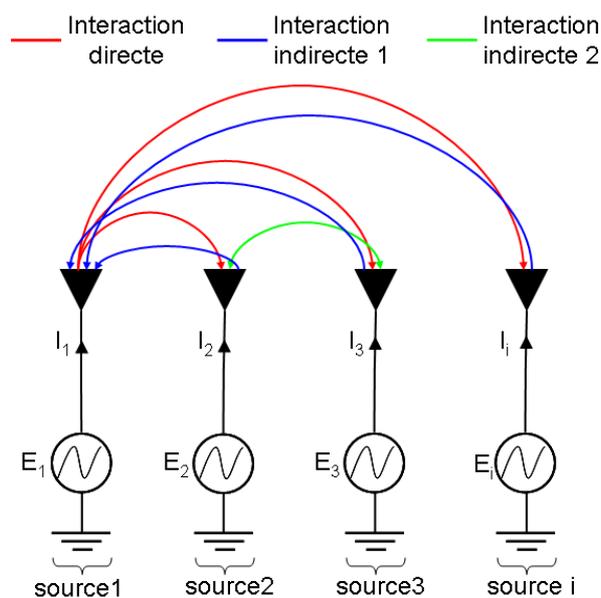


Figure II-10. Les interactions directes et indirectes de l’excitation avec les antennes.

Si on suppose que l’excitation se fait par la *source1*, le champ rayonné génère par couplage une tension parasite (induite) sur l’accès des autres éléments (2, 3, ...). Cette interaction est directe, et schématisée dans la Figure II-10 en rouge. La tension parasite sur chacune des antennes provoque ainsi un re-rayonnement (interaction indirecte), schématisé par les flèches en bleu et vert, qui perturbe à nouveau les accès des autres éléments en modifiant leurs tensions ou leurs courants, et ainsi de suite jusqu’à l’équilibre physique du

système. La création des tensions parasites sur une source alimentée traduit le couplage et contribue à la génération d’une nouvelle tension.

Pour calculer ces tensions, on suppose que les antennes se caractérisent par des impédances Z_{in} qui sont décrites par \tilde{V}_i et \tilde{I}_i (tension et courant définis pour chaque antenne). Cela nous permet d’écrire pour un réseau de n antennes :

$$V_n = Z_{i1} \cdot I_1 + Z_{i2} \cdot I_2 + Z_{i3} \cdot I_3 + \dots + Z_{in} \cdot I_n \quad [\text{Eq. II.6}]$$

Ou

$$[V] = [Z] \cdot [I] \quad [\text{Eq. II.7}]$$

Où $[V]$ et $[I]$ sont des vecteurs de tensions et de courants de dimension n , $[Z]$ est la matrice d’impédance de couplage de réseau de dimensions « $n \times n$ ». Les coefficients Z_{ij} sont les coefficients d’impédance de couplage mutuel. La matrice $[Z]$ exprime donc l’influence de chaque source sur les antennes voisines.

Nous verrons par la suite l’effet de ce couplage sur les paramètres des réseaux, notamment pour le diagramme de rayonnement et l’impédance d’entrée, ainsi que la contribution du dépointage aux pertes (augmentation de couplage). Mais il faut noter que la distance optimale entre deux éléments rayonnants successifs varie entre $0,6\lambda_0$ à $0,85\lambda_0$ pour que la directivité du réseau soit maximale. Si les éléments sont trop rapprochés, le phénomène de couplage qui se crée fait diminuer la valeur maximale de la directivité. Si les éléments sont trop éloignés, des lobes de réseau apparaissent, et la puissance rayonnée par le réseau sera divisée entre le lobe principal et les autres lobes latéraux, ce qui fait diminuer le gain, et crée des perturbations. Dans notre cas, la recherche d’une distance optimale n’est pas utile puisque nous nous intéressons dans cette thèse à augmenter le couplage et étudier son effet sur toutes les caractéristiques du réseau. L’espace entre élément « d » a été donc réduit et fixé à $0,4\lambda_0$, soit 14,6mm. Tous les résultats qui seront présentés ont été calculés avec le logiciel CST.

III.2. Influence du couplage sur l’impédance d’entrée de chaque élément de réseau

Comme nous l’avons vu, les champs électromagnétiques induits par couplage avec les autres antennes sur l’antenne considérée provoquent des tensions parasites (interactions). Ces interactions sont la somme d’une part du rayonnement de chacune des antennes associées à la diffraction des géométries antennaires environnantes (court-circuitées), et d’autre part du rayonnement des grandeurs électriques dans les antennes couplées. Ces phénomènes modifient les caractéristiques électriques de l’antenne : l’impédance d’entrée et l’adaptation.

L’antenne de test est composée de 8 éléments imprimés (basés sur l’antenne isolée, partie III.3.2), mis en réseau linéaire et espacés de $0.4\lambda_0$ (Figure II-11). Les Figures II-12 et II-13 présentent l’effet du couplage sur les impédances d’entrées des premières quatre antennes du réseau (simulation sous CST).

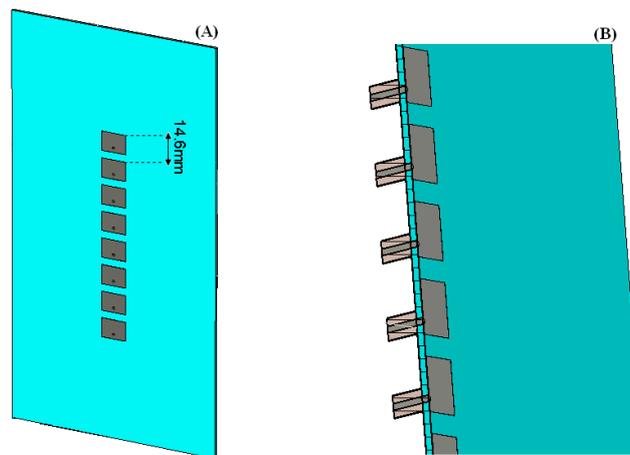


Figure II-11. Réseau d’antennes 1X8 vu en perspective (A), en coupe (B)

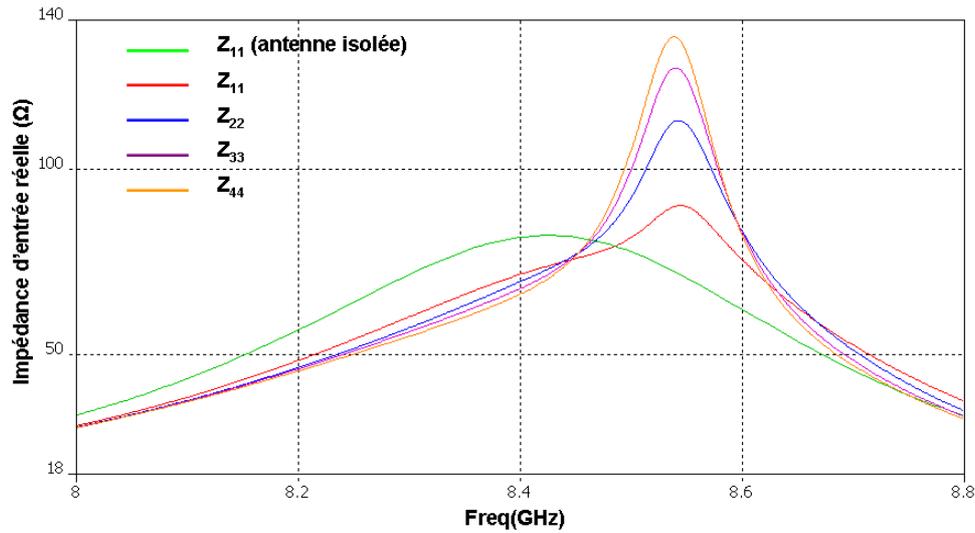


Figure II-12. Effet du couplage sur la partie réelle de l’impédance d’entrée des antennes imprimées dans un réseau en fonction du couplage

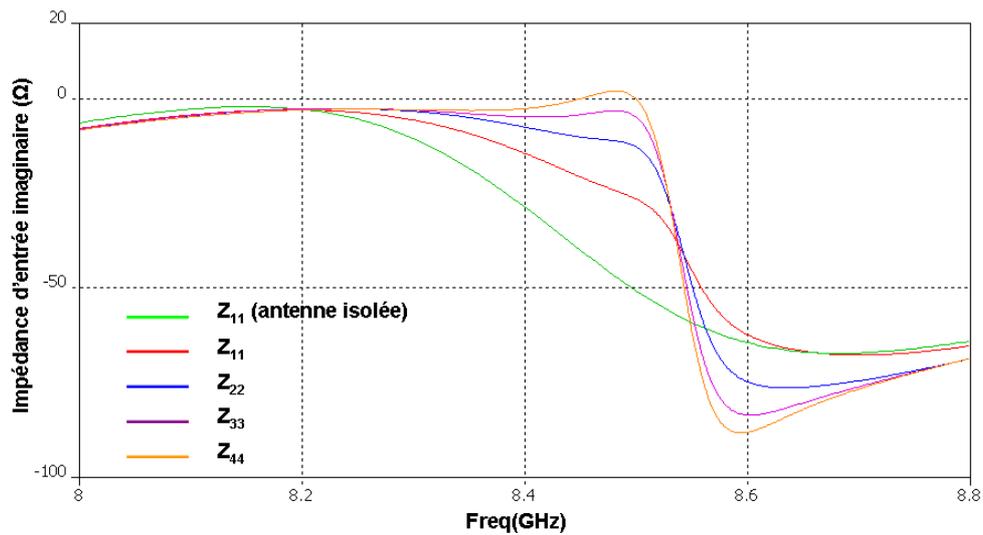


Figure II-13. Effet du couplage sur la partie imaginaire de l’impédance d’entrée des antennes imprimées dans un réseau en fonction du couplage

La variation du niveau de couplage dépend de la position de l’antenne et de l’espacement inter-élément « d » dans le réseau, comme le montre la Figure II-14. On peut remarquer que les antennes qui se trouvent au milieu (antennes 3 et 4 par exemple) présentent un niveau du couplage énorme par rapport aux antennes du bord, provoquant une forte modification de l’impédance d’entrée de l’antenne. L’espacement inter-élément a également un impact sur la réponse du réseau d’antennes comme présenté sur la Figure II-15.

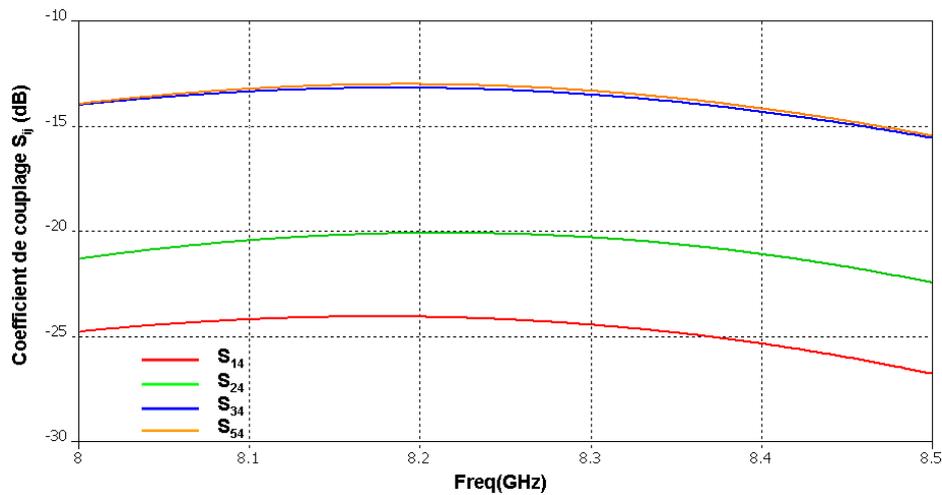


Figure II-14. Coefficients du couplage (S_{ij} en dB) dans un réseau d’antennes 1X8 ($d=0.4\lambda_0$ à 8.2GHz)

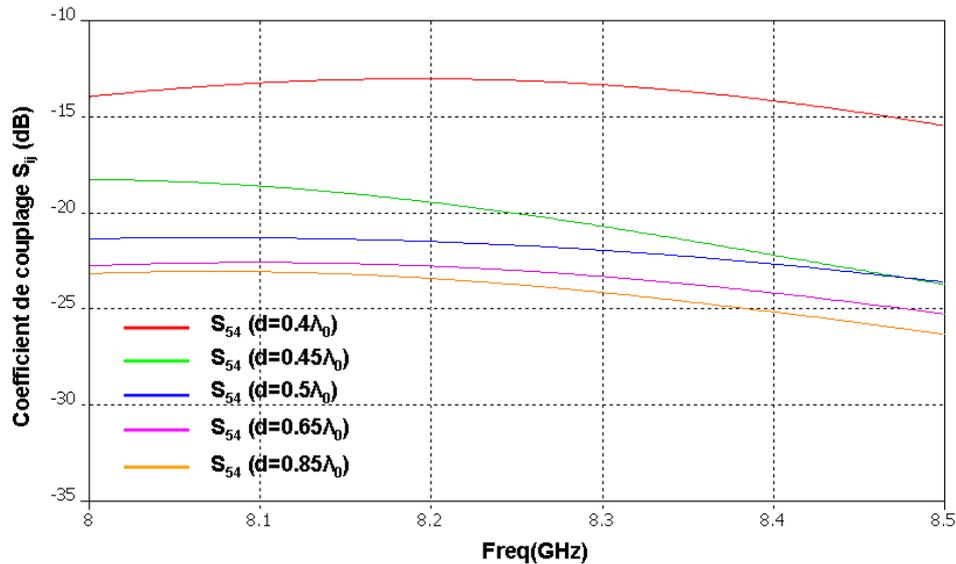


Figure II-15. Niveau du couplage entre les antennes 4 et 5 (S_{54}) dans un réseau d’antennes 1X8 pour différentes distances inter-éléments

Le couplage affectant les impédances d’entrée des antennes, leur adaptation est évidemment perturbée. Un fort couplage ($S_{ij} > -15dB$) dégrade le niveau d’adaptation entre les antennes du réseau et ajoute un décalage en fréquence à la réponse du réseau d’antennes par rapport à une seule antenne, comme illustré sur la Figure II-16. Ceci explique que l’antenne isolée a été conçue avec une fréquence d’adaptation inférieure à celle de la fréquence de travail désirée (8.2 GHz) afin d’obtenir une adaptation à 8.2 GHz dans le réseau d’antennes.

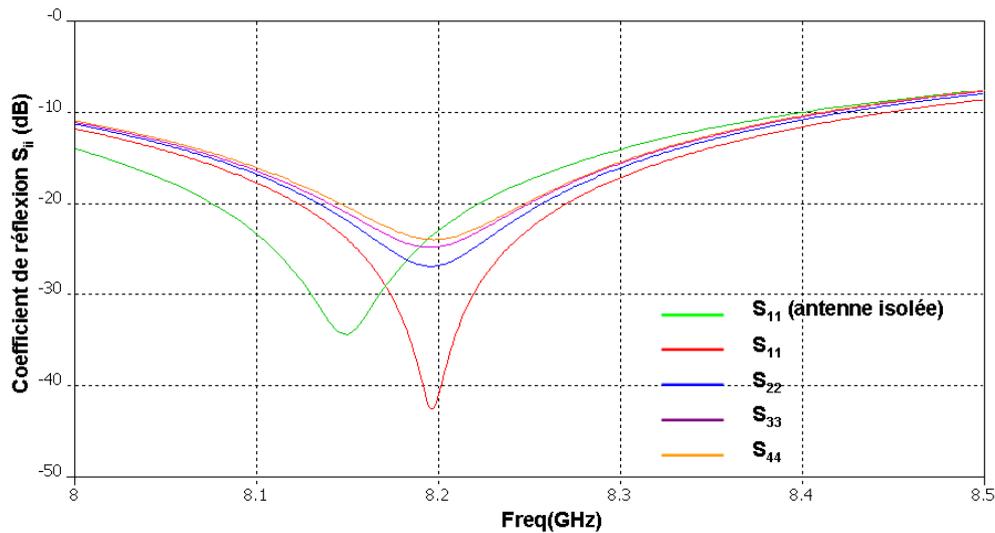


Figure II-16. Influence du couplage sur le niveau d’adaptation des antennes (S_{ii})

Cette modification sensible de la réponse électrique des antennes nécessite donc la prise en compte du phénomène du couplage dès la phase de conception des antennes de base.

III.3. Influence du couplage mutuel sur le rayonnement d’un réseau

Nous essayons ici de présenter une approche simple sur l’étude des perturbations apportées par le couplage sur le diagramme de rayonnement d’un réseau d’antennes. Pour illustrer ces dégradations et prouver l’intérêt de modéliser le couplage mutuel, nous allons comparer par simulation des diagrammes de rayonnement du réseau pour $\varphi=90^\circ$ (plan yoz), Figure II-2, avec et sans prise en compte du couplage mutuel (Figure II-17), à partir des diagrammes actifs de tous les éléments simples [II-13]. Il faut noter que le diagramme de rayonnement actif est défini comme le diagramme de rayonnement d’un élément du réseau, celui-ci étant obtenu lorsque l’on excite cet élément et que les autres antennes sont fermées sur des charges adaptées. Connaissant le diagramme de rayonnement actif de chaque élément de réseau (par simulation), il est alors possible de retrouver le diagramme de rayonnement du réseau avec couplage, en introduisant le facteur de réseau (cf. chapitre I partie IV.3.1. – le calcul est fait sous CST). Le diagramme de rayonnement ne tenant pas compte du couplage est obtenu par un calcul analytique. Le réseau étudié est toujours composé de 8 éléments avec une distance inter-élément $d=0.4\lambda_0$ pour mieux observer l’influence du couplage sur les diagrammes de rayonnement.

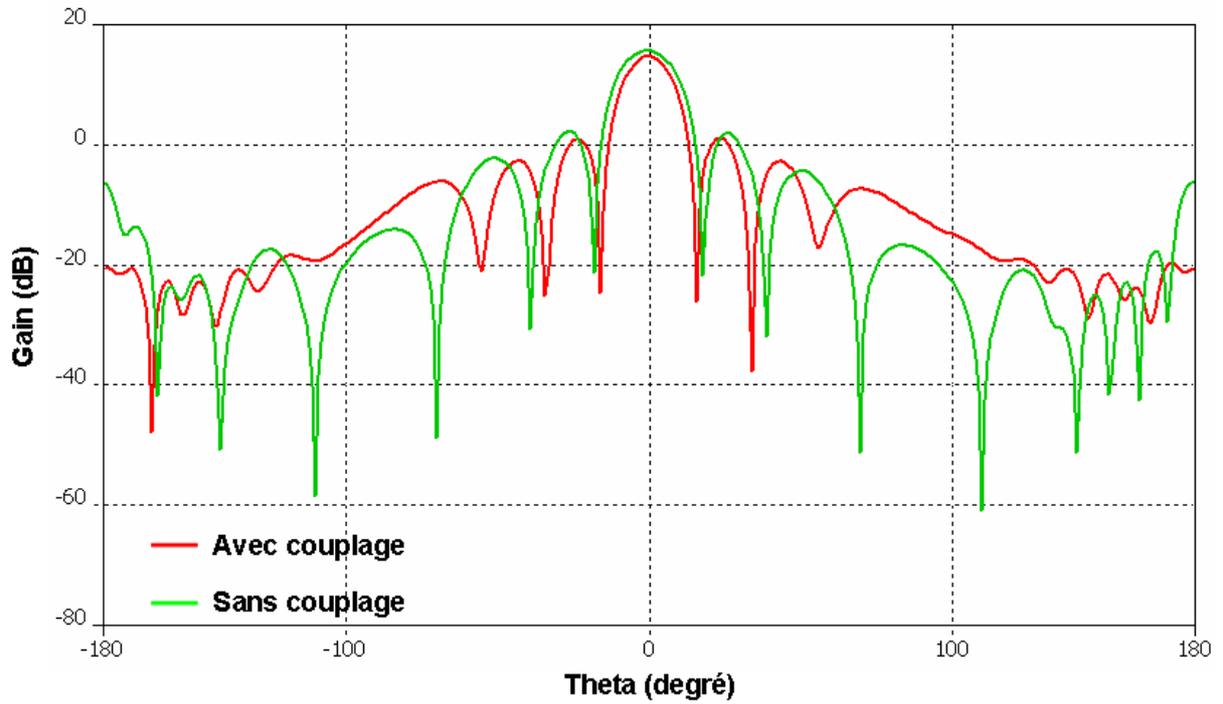


Figure II-17. Influence du couplage sur le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes pour une direction de pointage de 0° .

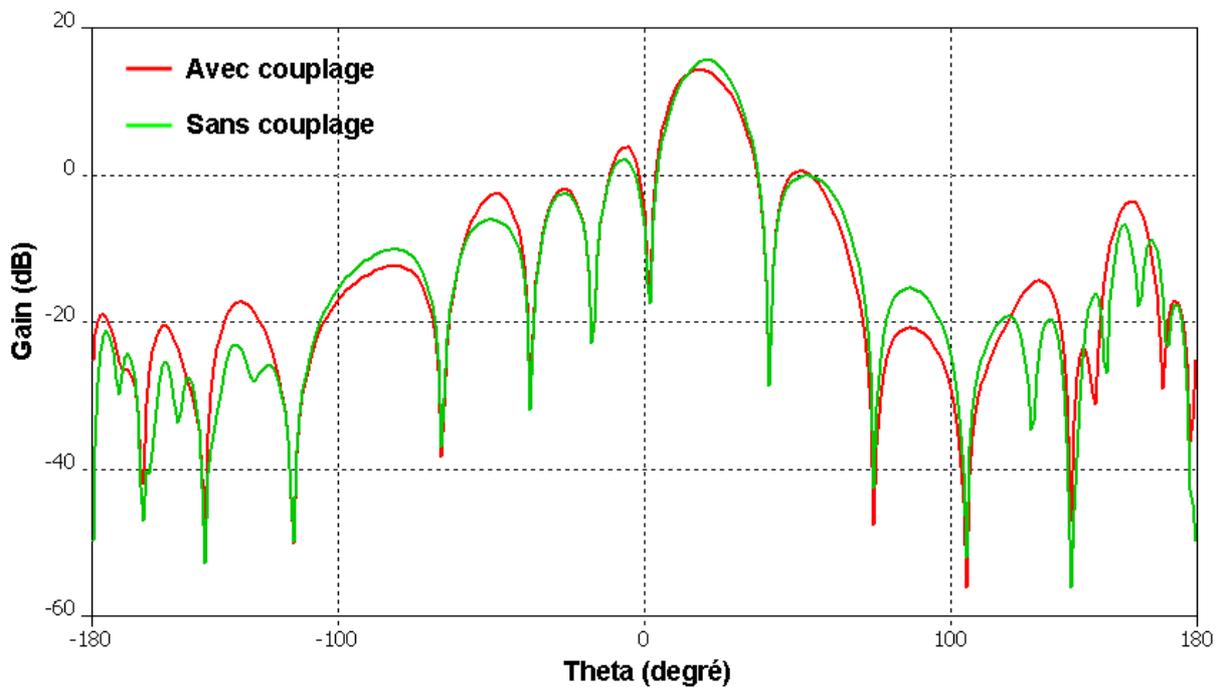


Figure II-18. Influence du couplage sur le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes pour un dépointage de $+20^\circ$.

Les dégradations apportées par le couplage mutuel sont particulièrement visibles sur le niveau des lobes secondaires et modifient légèrement le lobe principal du diagramme global. Ainsi ces dégradations ne sont pas dues uniquement au couplage avec les antennes voisines, mais aux couplages entre tous les éléments du réseau. Ce phénomène est en effet présent dans les réseaux de grandes dimensions. L’importance des déformations du diagramme de rayonnement est généralement croissante avec le nombre d’éléments et dépend de position de cet élément dans le réseau [II-14]. De plus, il est difficile d’évaluer les conséquences du couplage mutuel par des simulations, surtout quand on parle d’un nombre important d’éléments ($n > 128$) : ceci requiert des capacités de calculs importantes qui sont généralement bien supérieures aux possibilités des calculateurs.

Il faut noter que lorsqu’on dépointe, le gain diminue et les lobes secondaires remontent, le couplage devenant de plus en plus important, comme le montre la Figure II-18. Il en ressort, dans notre cas (réseau 1×8 $d = 0.4\lambda_0$), que pour des angles de dépointage au-delà de $\pm 40^\circ$, le diagramme de rayonnement se dégrade très vite, et le réseau n’est plus utilisable pour dépointer efficacement. Parallèlement, du fait du couplage entre antennes, les impédances de chaque élément de base varient en fonction du dépointage, et les dispositifs connectés sur chacun de ces éléments vont se voir chargés différemment ($\neq 50\Omega$) en fonction du pointage.

III.4. Influence du dépointage sur le couplage mutuel et le rayonnement du réseau

Nous allons maintenant décrire l’influence du couplage mutuel sur le dépointage. Le niveau du couplage est proportionnel au niveau du dépointage, et il est donc important de déterminer les caractéristiques de rayonnement de l’antenne en fonction des angles de dépointage requis par le système. Une source à trop forte directivité pourrait ne pas convenir à des dépointages importants (hypothèse). En outre, il faut mentionner que les lobes secondaires varient largement avec les angles de dépointage.

Le but de cette partie est de mettre en évidence les dégradations induites par le dépointage. On a utilisé un réseau d’antennes de 8 éléments avec $d = 0.4\lambda_0$, et on a tracé la variation du gain du réseau en le dépointant entre -40° et $+40^\circ$ (Figure II-19).

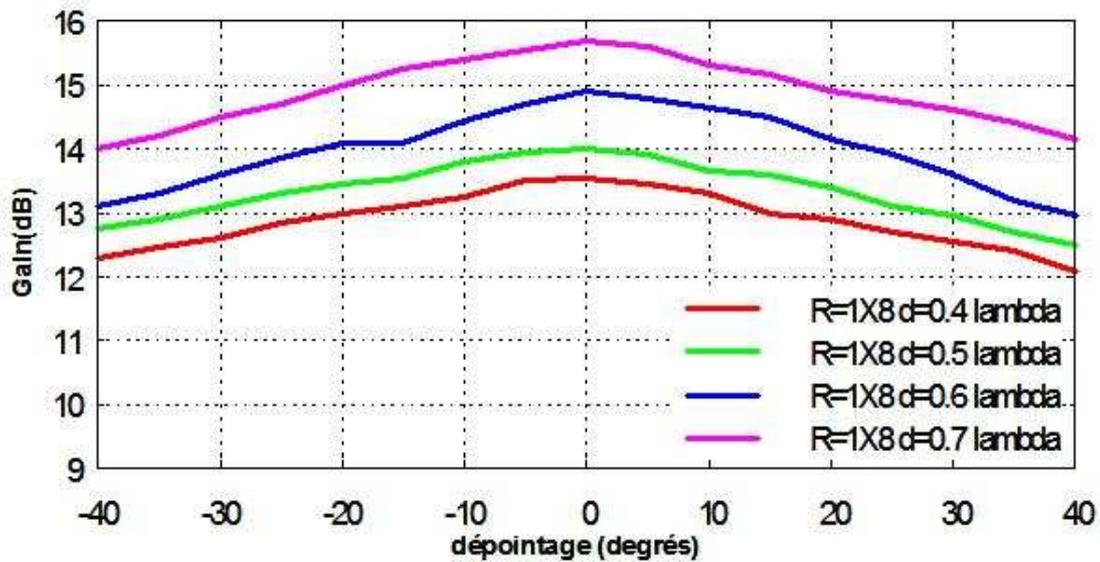


Figure II-19. Variation du gain d’un réseau de 8 éléments en fonction de la distance inter-élément et du dépointage

Une autre étude [II-15] qui a comparé la directivité de différents réseaux linéaires d’antennes, en fonction de l’ouverture de la source élémentaire et du dépointage appliqué. Les résultats sont présentés sur la Figure II-20.

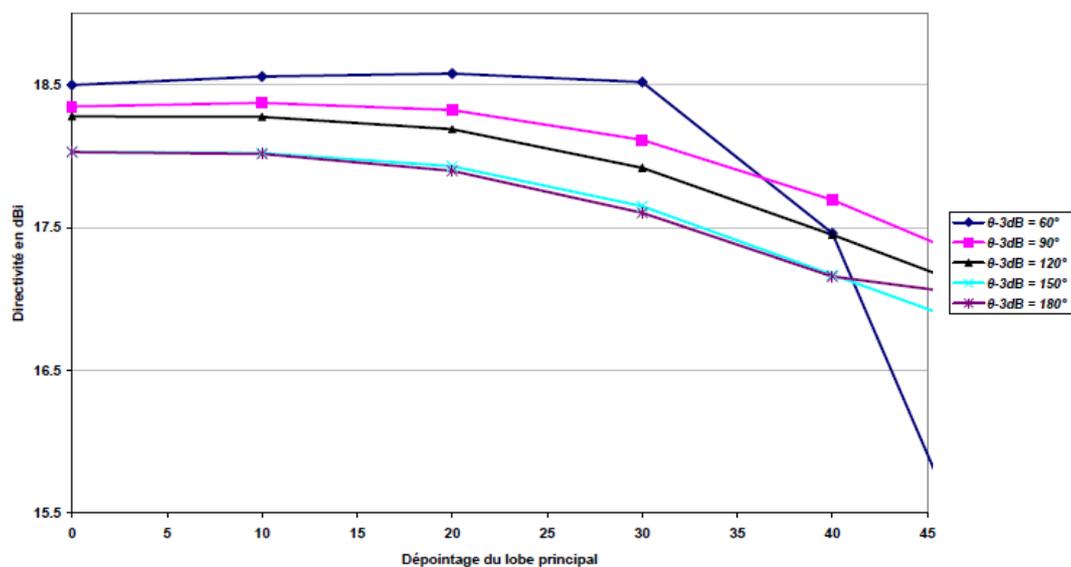


Figure II-20. Variation de la directivité d’un réseau de 20 éléments ($d=0.4\lambda_0$) en fonction du dépointage du lobe principal et de l’ouverture de la source élémentaire [II-15]

Nous pouvons observer que tous les paramètres sont reliés entre eux. Si « d » diminue, le couplage augmente et le gain diminue en fonction du dépointage. Cependant, sur la Figure

II-20, la directivité varie en fonction de l’ouverture des sources élémentaires. En effet, quand le réseau possède un rayonnement directif, on remarque une dégradation rapide de la performance à partir de 30° , ce qui vérifie l’hypothèse suggérée ci-dessus et quantifie le phénomène de pertes par dépointage.

III.5. Conclusion sur le couplage mutuel dans un réseau d’antennes

Le couplage inter-éléments dans un réseau d’antennes a pour origine deux phénomènes combinés, le couplage électromagnétique direct par rayonnement et le couplage par ondes de surface. Dans le premier cas, les ondes électromagnétiques émises par l’antenne viennent se coupler avec la structure d’un élément adjacent. Dans le second cas, dans certaines conditions spécifiques aux antennes imprimées, des modes de surfaces peuvent être excités. Ce couplage par ondes de surface n’a pas été abordé. On peut le résumer en disant qu’il est dû aux paramètres des antennes imprimées (épaisseur, permittivité du substrat, etc). Cela veut dire que plus le substrat est épais et de forte permittivité, plus le nombre de modes de surface propagés est important. Ces ondes peuvent conduire à des zones angulaires d’aveuglement, où aucune énergie ne peut être émise ou reçue par le réseau [II-16]. Pour plus de détail sur les ondes de surface, on pourra se référer à l’Annexe 4.

Dans notre cas, la distance inter-éléments a été fixée à $d=0.4\lambda_0$ dans le but d’augmenter le couplage électromagnétique entre les antennes et pouvoir étudier son influence sur les caractéristiques électriques de l’antenne. Il faut également noter qu’on a polarisé les antennes dans le plan E, ce qui conduit à un niveau de couplage plus élevé que dans le plan H. Donc la disposition plan E favorise l’effet du couplage.

En général, le couplage mutuel entre antennes dépend des différentes paramètres (bande passante, substrat d’intégration, géométrie de l’antenne, polarisation, etc.). Par ailleurs, la distance inter-éléments nous donne une bonne estimation des niveaux de couplage (Figure II-15) à respecter lors de la réalisation de réseaux d’antennes. En effet, le couplage mutuel dégrade la réponse électrique des antennes, et en particulier le diagramme de rayonnement : le lobe principal diminue et les lobes secondaires remontent, avec parfois un dépointage erroné. Pour limiter ces effets, nous allons présenter dans la suite de ce chapitre une solution de synthèse de réseau qui permet de déterminer les lois d’excitation à appliquer sur les antennes et obtenir les impédances de chaque élément du réseau en fonction de la fréquence, de sa

position dans le réseau, mais également en fonction du dépointage. Cette méthodologie tient compte du couplage entre antennes et optimise les performances du réseau.

IV. Méthodologie de synthèse pour la mise en réseau des antennes imprimées fortement couplées

La synthèse de réseau permet de déterminer les lois d’excitation à appliquer sur les sources pour que le diagramme de rayonnement rentre dans un gabarit donné. Réciproquement, l’analyse de réseau vérifie si la loi de pondération appliquée fournit le diagramme attendu.

Nous avons mis en évidence dans la partie précédente les problèmes liés au couplage entre les différents éléments du réseau. Dans notre cas, ce couplage ne peut pas être négligé ($S_{ijmax} = -13dB$), car il produit des perturbations du rayonnement et de la désadaptation. La première contrainte concernant les diagrammes peut être résolue en choisissant une loi de pondération convenable pour alimenter les différents éléments du réseau. Il est possible d’utiliser des outils de synthèse pour répondre à cette problématique et donc appliquer une loi d’excitation du réseau en amplitude et en phase pour que la répartition spatiale de la puissance rayonnée par le réseau considéré satisfasse à des contraintes que l’on se fixe.

La contrainte concernant la désadaptation est la plus difficile à tenir. En effet, du fait du couplage entre antennes, les impédances d’entrée de chaque antenne vont varier et s’éloigner des 50Ω idéaux. Au cours de cette partie, nous allons proposer une solution qui permet de réaliser l’adaptation de chaque accès en configurant le système de manière à compenser la puissance réfléchiée dans chacun des accès du fait du couplage.

Enfin, l’originalité du travail dans cette partie sera de mélanger les deux outils de synthèse pour élaborer une méthode adaptée à notre application. Des validations théoriques et expérimentales seront illustrées par un exemple de réseau d’antenne fortement couplées, avec une exploitation de tous les problèmes rencontrés et les solutions introduites pour répondre aux différentes contraintes.

IV.1. La synthèse de réseau

L’analyse et la synthèse du réseau sont des étapes essentielles puisqu’elles permettent de prévoir le comportement électromagnétique et électrique des dispositifs étudiés. Mais dans cette partie, nous nous intéressons à la synthèse de réseau afin de définir une méthode systématique pour appréhender le rayonnement, les pondérations et les impédances d’entrée d’antennes fortement couplées.

IV.1.1. Choix de l’outil de synthèse

La synthèse d’un réseau d’antennes consiste dans la plupart des cas à déterminer la géométrie et les paramètres de l’alimentation (positions relatives et courants d’excitations : amplitudes et (ou) phases) susceptibles de produire un diagramme de directivité possédant certaines propriétés exigées à l’avance par l’utilisateur. Ces propriétés sont généralement spécifiées à partir d’un gabarit caractérisant le diagramme de rayonnement désiré (Figure II-21). Ce gabarit va nous permettre de poser des contraintes sur le diagramme de rayonnement, soit en lobe principal (i.e. largeur du faisceau central) ou sur les lobes secondaires (i.e. bas niveau) afin d’obtenir une performance optimale (réduction des lobes secondaires, lobe principal directif et pointé).

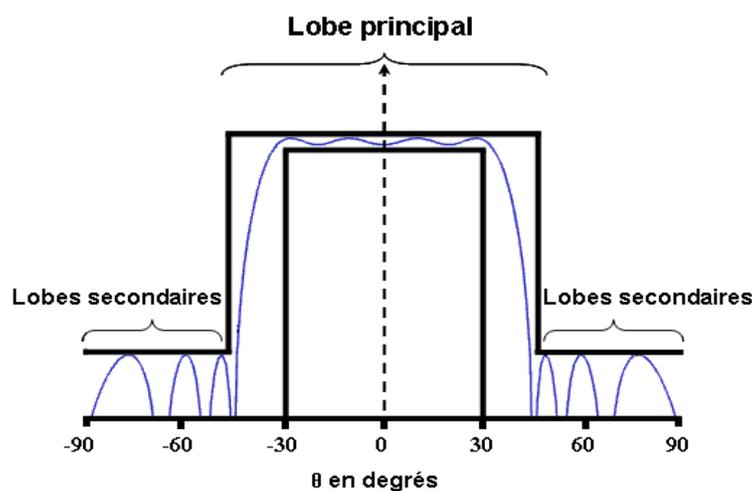


Figure II-21. Gabarit fixé pour avoir un diagramme de rayonnement spécifique

La problématique est d’essayer de trouver une méthode minimisant l’écart entre la fonction synthétisée et celle désirée. Beaucoup de méthodes d’optimisation numérique ont été

proposées pour résoudre cette problématique (i.e. algorithme génétique, méthodes polynomiales, etc...). Dans notre laboratoire, un logiciel de synthèse très performant a été développé par Mr. M. RAMMAL [II-17], et a été employé dans ces travaux de thèse.

IV.1.2. Le logiciel SARA

Le logiciel SARA (Synthesis of Arrays of Antennas) permet une synthèse ainsi qu’une analyse de réseaux d’antennes à l’aide d’une méthode analytique. Il utilise un algorithme itératif avec un critère d’optimisation MinMax (technique de MADSEN) [II-17]. Le temps de calcul est très court, ce qui le rend adapté pour des applications qui nécessitent une réponse très rapide comme le secteur des télécommunications où la plupart des applications sont en temps réel.

SARA permet de faire trois types de synthèse :

- **Synthèse en amplitude seulement:** ce type permet de réaliser des lobes directifs symétriques avec la possibilité de jouer sur le niveau des lobes secondaires (uniquement par les pondérations en amplitude). Les applications de ce type de synthèse sont limitées.
- **Synthèse en phase:** ce type permet de réaliser des lobes directifs dans des directions très précises (uniquement par les pondérations en phase) avec un niveau de lobes secondaires moins bon que dans la synthèse en amplitude. Ce type de synthèse est un bon compromis qui permet de réaliser le formage du lobe directif avec un temps de calcul et un coût relativement faible.
- **Synthèse en amplitude et phase:** ce type permet de réaliser des lobes directifs avec des niveaux de lobes secondaires "fortement contrôlables". Cette technique est efficace pour les applications en réseau adaptatif ou agile, ce qui le rend intéressante et utilisable pour notre application.

Nous allons maintenant présenter différents exemples de synthèse de réseaux avec 8 éléments et $d=0.4\lambda_0$. Les figures ci-dessous comparent d’une part la combinaison linéaire de ce réseau d’antennes faite sous CST avec des pondérations en amplitude et en phase non optimisées, et d’autre part des diagrammes de rayonnement calculés par SARA, avec des pondérations optimisées en amplitude et en phase. Cette comparaison a été faite pour

quelques rayonnements spécifiés afin de montrer l’efficacité et la souplesse du logiciel de synthèse.

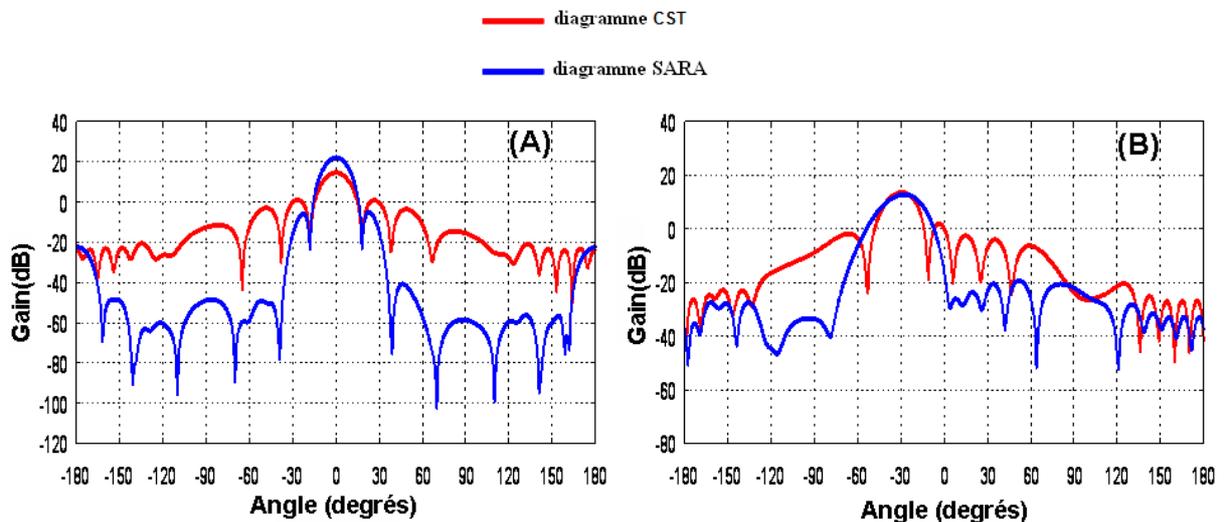


Figure II-22. Comparaison entre des diagrammes de rayonnement « SARA » (par l’intermédiaire de CST) en bleu, et des diagrammes de rayonnement calculés sous CST (combinaison linéaire) en rouge. (A) :0°, (B) :-30°

On peut remarquer sur la figure ci-dessus que les pondérations en amplitude (calculées par SARA) permettent principalement de réduire les lobes secondaires par rapport à ceux obtenus par une combinaison linéaire non optimisée, et que les pondérations en phase améliorent le dépointage du lobe principal et son ouverture angulaire. Les résultats obtenus avec SARA montrent une bonne efficacité de la méthode utilisée pour les différents cas spécifiés et des caractéristiques optimales de rayonnement (gain maximal avec des lobes secondaires minimaux).

Le diagramme de rayonnement peut être contrôlé dans n’importe quelle direction (synthèse en phase) avec un contrôle sur ses lobes secondaires (synthèse en amplitude), ce qui nous donne une méthode robuste en termes de synthèse. Malheureusement, elle présente des inconvénients car les impédances des antennes sont considérées comme étant égales à 50 ohms, ce qui n’est pas vrai dans notre cas. D’où la nécessité de chercher des techniques pour prendre en compte l’effet du couplage et la variation de l’impédance d’entrée, et ce en même temps.

La partie suivante présentera un outil de synthèse développé sous Matlab qui pourra être utilisé dans le cadre de notre application.

IV.2. Développement d’une méthode de synthèse de réseau d’antennes fortement couplées

Après avoir caractérisé tous les principaux problèmes (i.e. couplage) qui peuvent altérer les performances du réseau d’antennes, il est donc utile d’établir une méthode de synthèse de réseau qui permet de prendre en compte tous les effets perturbateurs, sans présenter de limitations et ni de contraintes, et détermine les impédances d’entrée de chaque antenne ainsi que les pondérations correspondantes optimales en fonction de la fréquence et du dépointage. Il sera donc possible d’optimiser le rayonnement du réseau du point de vue électromagnétique, tant en gain qu’en directivité.

Dans la recherche d’une méthode d’optimisation performante, nous nous sommes basés sur une méthode de synthèse développée dans le laboratoire XLIM par Marc Thevenot [II-18]. Cette méthode a été mise en évidence et validée sur quelques types de réseau d’antennes, les BIE (Bande Interdite Electromagnétique) [II-19] et les monopoles [II-20]. Nous avons décidé de nous servir de cette méthode comme d’un outil de base et de la développer pour améliorer ses performances.

IV.2.1. Mise en œuvre de la méthode

Avant de commencer notre analyse et interpréter les différentes parties de notre travail, nous allons présenter d’une manière synthétique les étapes essentielles de cette méthode. Ensuite, une validation théorique sera effectuée sur des réseaux d’antennes imprimées, et enfin la précision et l’amélioration apportée, surtout en termes de dépointage et d’efficacité de rayonnement, seront soulignées.

Tout d’abord, afin de simplifier la problématique, on considère le schéma électrique d’une antenne en présence de couplage induit par les autres antennes (Figure II-23).

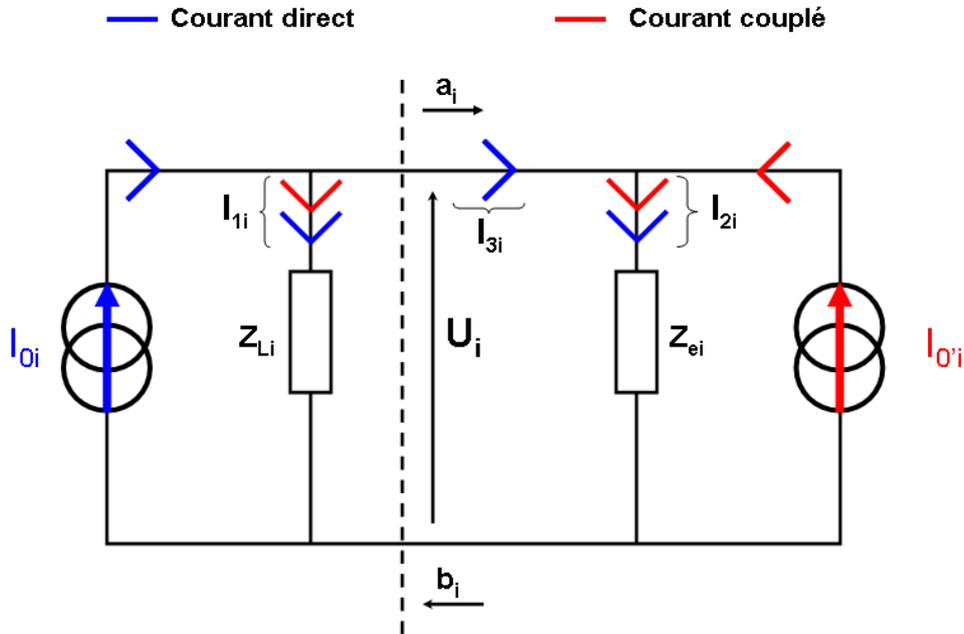


Figure II-23. Schéma électrique d'une antenne i

- I_{0i} est le courant alimentant l'antenne « i » (générateur de Norton). Il vaut E_{gi}/Z_{Li} (générateur de Thevenin).
- Z_{Li} sont les impédances des ports où sont connectées les antennes. Ces impédances caractérisent la résistance interne des générateurs.
- Z_{ei} est l'impédance équivalente de l'antenne « i » déterminée lorsque les sources I_{0j} sont éteintes (pas de couplage en provenance des autres antennes).
- $I_{0'i}$ sont des courants induits dans l'antenne « i » par le rayonnement des autres antennes. Ces courants, associés aux impédances Z_{ei} , constituent des générateurs de Norton pour les antennes considérées en réception. Nous pouvons les définir comme :

$$I'_{0i} = \sum_{j \neq i} \alpha_{ij} Z_{ej} I_{2j} \quad [\text{Eq. II.8}]$$

où les termes en « j » représentent les sources environnantes (rayonnement par couplage) et les α_{ij} (coefficient de couplage) sont les transconductances de couplage entre l'antenne « i » et les autres antennes « j » (couplées).

À partir du schéma électrique ci-dessus, le travail déjà fait a été décomposé en trois étapes. Tout d'abord, il s'agit de calculer les transconductances α_{ij} et les impédances

équivalentes des antennes Z_{ei} . Ensuite, la combinaison linéaire (les amplitudes et les phases) des diagrammes de rayonnement des n antennes sera déterminée dans le but d'obtenir le rayonnement désiré. Finalement, la dernière étape permettra de calculer les impédances à présenter sur chaque antenne et les pondérations correspondantes, pour compenser l'effet du couplage et assurer un transfert maximal de l'onde incidente vers l'accès de chaque antenne.

- **Première étape:** calcul des coefficients de couplage α_{ij} et des impédances d'entrée Z_{ei}

Après une simulation électromagnétique rigoureuse d'un réseau d'antennes, où chaque antenne est alimentée consécutivement et toutes les autres antennes sont chargées sur des impédances de connexions Z_{Li} identiques; nous disposons des matrices de couplage $[S_{ij}]$. Dans ce cas, la Figure II-23 sera schématisée de la façon suivante :

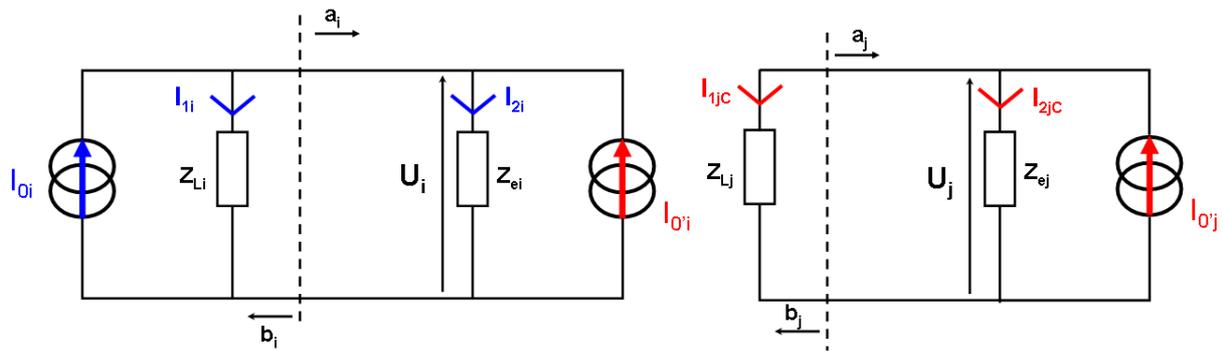


Figure II-24. Schéma électrique d'une antenne i excitée, et d'une antenne j non excitée (C =couplé)

A partir de la figure ci-dessus le coefficient du couplage peut s'écrire:

$$[\alpha_{ij}] = [I_{0'i}] \cdot [Z_{ej} \cdot I_{2j}]^{-1} \quad (\text{A})$$

$$\text{avec } I_{2j} = I_{2jc} = \frac{Z_{Lj}}{Z_{ej}} \cdot I_{1jc} = \frac{\sqrt{Z_{Lj}}}{Z_{ej}} \cdot (1 + S_{jj}) \cdot a_j + \sum_{j \neq i} \frac{\sqrt{Z_{Lj}}}{Z_{ei}} \cdot (S_{ij}) \cdot a_j \quad (\text{B})$$

$$\text{et } I_{0'i} = \frac{\sqrt{Z_{Li}}}{Z_{ei}} \cdot (1 - S_{ii}) \cdot a_i - \sum_{j \neq i} \frac{\sqrt{Z_{Lj}}}{Z_{ej}} \cdot S_{ji} \cdot a_j \quad (\text{C})$$

D'après (B) et (C), (A) devient :

$$\begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & \cdots & \alpha_{1n} \\ \alpha_{21} & \alpha_{21} & \cdots & \alpha_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \alpha_{n1} & \cdots & \cdots & \alpha_{nn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-S_{11}) \cdot \frac{\sqrt{\Re(Z_{L1})}}{Z_{L1}^*} & (-S_{12}) \cdot \frac{\sqrt{\Re(Z_{L1})}}{Z_{L1}^*} & \cdots & (-S_{1n}) \cdot \frac{\sqrt{\Re(Z_{L1})}}{Z_{L1}^*} \\ (-S_{21}) \cdot \frac{\sqrt{\Re(Z_{L2})}}{Z_{L2}^*} & (1-S_{22}) \cdot \frac{\sqrt{\Re(Z_{L2})}}{Z_{L2}^*} & \cdots & (-S_{2n}) \cdot \frac{\sqrt{\Re(Z_{L2})}}{Z_{L2}^*} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ (-S_{n1}) \cdot \frac{\sqrt{\Re(Z_{Ln})}}{Z_{Ln}^*} & (-S_{n2}) \cdot \frac{\sqrt{\Re(Z_{Ln})}}{Z_{Ln}^*} & \cdots & (1-S_{nn}) \cdot \frac{\sqrt{\Re(Z_{Ln})}}{Z_{Ln}^*} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (1+S_{11}) \cdot \frac{Z_{L1}^*}{\sqrt{\Re(Z_{L1})}} & (S_{12}) \cdot \frac{Z_{L1}^*}{\sqrt{\Re(Z_{L1})}} & \cdots & (S_{1n}) \cdot \frac{Z_{L1}^*}{\sqrt{\Re(Z_{L1})}} \\ (S_{21}) \cdot \frac{Z_{L2}^*}{\sqrt{\Re(Z_{L2})}} & (1+S_{22}) \cdot \frac{Z_{L2}^*}{\sqrt{\Re(Z_{L2})}} & \cdots & (S_{2n}) \cdot \frac{Z_{L2}^*}{\sqrt{\Re(Z_{L2})}} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ (S_{n1}) \cdot \frac{Z_{Ln}^*}{\sqrt{\Re(Z_{Ln})}} & (S_{n2}) \cdot \frac{Z_{Ln}^*}{\sqrt{\Re(Z_{Ln})}} & \cdots & (1+S_{nn}) \cdot \frac{Z_{Ln}^*}{\sqrt{\Re(Z_{Ln})}} \end{bmatrix}^{-1}$$

[Eq. II.9]

En général, l’impédance interne d’un générateur (Z_{Li}) est égale à 50Ω , et l’équation II.9 devient :

$$\begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & \cdots & \alpha_{1n} \\ \alpha_{21} & \alpha_{21} & \cdots & \alpha_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \alpha_{n1} & \cdots & \cdots & \alpha_{nn} \end{bmatrix} = \frac{1}{50} \cdot \begin{bmatrix} (1-S_{11}) & (-S_{12}) & \cdots & (-S_{1n}) \\ (-S_{21}) & (1-S_{22}) & \cdots & (-S_{2n}) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ (-S_{n1}) & (-S_{n2}) & \cdots & (1-S_{nn}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (1+S_{11}) & (S_{12}) & \cdots & (S_{1n}) \\ (S_{21}) & (1+S_{22}) & \cdots & (S_{2n}) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ (S_{n1}) & (S_{n2}) & \cdots & (1+S_{nn}) \end{bmatrix}^{-1}$$

[Eq. II.10]

Nous pouvons alors calculer les α_{ij} , puisque tous les S_{ij} sont connus. On peut également remarquer qu’en particulier $\alpha_{ii} = -1/Z_{ei}$. L’étape suivante consiste à calculer la fonction de transfert entre les pondérations des diagrammes et les niveaux d’excitation pour déterminer un rayonnement objectif.

- **Deuxième étape** - synthèse de la fonction de rayonnement :

Dans cette méthode de synthèse de réseau d’antennes fortement couplées, le calcul de rayonnement utilise la combinaison linéaire des n diagrammes ($\phi_{1..n}$) issus de la même simulation électromagnétique lors de la recherche des matrices de couplage réseau $[S_{ij}]$. Chacun de ces diagrammes de rayonnement est obtenu lorsqu’on excite une antenne i et que les autres antennes j sont fermées sur des charges adaptées. Connaissant le diagramme de rayonnement de chaque élément du réseau (en tenant compte du couplage) il est possible de retrouver une fonction objectif ($\Phi_{objectif}$) qui permet d’obtenir un diagramme désiré :

$$\phi_{objectif} = \beta_1\phi_1 + \beta_2\phi_2 + \dots + \beta_n\phi_n \quad [\text{Eq. II.11}]$$

Les β_n représentent les poids complexes à affecter à chaque diagramme de rayonnement. Ces diagrammes contiennent les composantes vectorielles des champs rayonnés. L’intensité des champs traduit la puissance transmise par chaque antenne $j \neq i$ couplée mais non alimentée ($U_{ij}=0$). Malheureusement, cette méthode de synthèse de réseau d’antennes fortement couplées n’utilise pas de fonctions d’optimisation (loi uniforme des amplitudes et des phases) et ne permet donc d’avoir un rayonnement optimal. Dans ce cas, la directivité ainsi que les lobes secondaires sont maximum, et le dépointage du réseau est obtenu en utilisant la formule suivante :

$$\Psi = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta + \delta\phi \quad [\text{Eq. II.12}]$$

$\sin\theta$ représente l’angle de dépointage désiré, $\delta\phi$ est le déphasage entre les sources et Ψ est une valeur arbitraire comprise entre 0 et 2π .

Par commodité, on fixe Ψ à 0. En partant de la fonction objectif calculée et des diagrammes de rayonnement de chaque antenne, le rayonnement objectif sera approché par la combinaison linéaire des n diagrammes.

Conformément à l’équation II.11 et pour simplifier le calcul des β_n , les champs des diagrammes se traduisent par des tensions (équivalent à la puissance transmise) à délivrer aux bornes de chaque antenne. D’après le théorème de superposition, l’équation II.11 devient :

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_{11} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & U_{22} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & U_{nn} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_n \end{pmatrix} \quad [\text{Eq. II.13}]$$

L’équation II.13 donne les pondérations à affecter aux diagrammes de rayonnement $\phi_n(\theta, \varphi)$ décrits par la tension (U_i) aux bornes de chaque antenne « i ». Cette tension est donnée par $Z_{ei}I_{2i}$ (Figure II-24).

En fonction des transconductances de couplage α_{ij} , des impédances d’entrée Z_{ei} , de la matrice de couplage $[S_{ij}]$ et des diagrammes de rayonnement $\phi_i(\theta, \varphi)$ de chaque antenne, on parvient à synthétiser le diagramme de rayonnement désiré par la combinaison linéaire des diagrammes élémentaires $\phi_i(\theta, \varphi)$ pondérés des coefficients $Z_{ei}I_{2i}$.

- **Troisième étape** – calcul des impédances présentes à chaque accès d’une antenne avec leurs pondérations correspondantes :

La connaissance des grandeurs α_{ij} , Z_{ei} , $[S_{ij}]$ et la détermination d’une fonction objectif nous permet de calculer des impédances optimales (Z_{iopt}) qui permettent l’adaptation de l’antenne ($b_i=0$), c’est à dire $Z_{iopt} = Z_{Li}^*$, et empêchent le courant induit (couplé) de venir perturber le rayonnement. En outre, les pondérations correspondantes vont être calculées et associées à ces impédances de façon à maximiser le transfert de puissance tout en garantissant le rayonnement objectif.

Le schéma de la Figure II-23 peut être également représenté de la façon suivante:

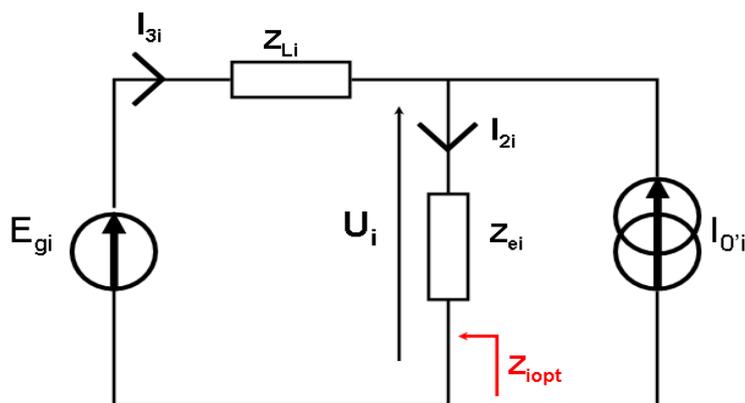


Figure II-25. Schéma équivalent d’une antenne

L'impédance de charge Z_{iopt} vue depuis chaque port s'écrit comme :

$$Z_{iopt} = Z_{ei} \cdot \frac{I_{2i}}{I_{3i}} \quad [\text{Eq. II.14}]$$

avec $I_{3i} = \frac{E_{gi} - Z_{ei} I_{2i}}{Z_{Li}}$, l'équation II.14 devient :

$$Z_{iopt} = Z_{ei} \cdot I_{2i} \cdot \frac{Z_{Li}}{E_{gi} - Z_{ei} I_{2i}} \quad [\text{Eq. II.15}]$$

Nous recherchons maintenant à calculer le courant total qui est la somme des courants directs et des courants couplés (voir Figure II-23).

$$Z_{ei} I_{2i_direct} = \frac{Z_{ei} Z_{Li}}{Z_{ei} + Z_{Li}} I_{0i} \quad (\mathbf{D}) ; \quad Z_{ei} I_{2i_couplé} = \frac{Z_{ei} Z_{Li}}{Z_{ei} + Z_{Li}} I_{0i} \quad (\mathbf{E})$$

(D)+ (E) + [Eq.7] donne:

$$Z_{ei} I_{2i} = Z_{ei} I_{2i_direct} + Z_{ei} I_{2i_couplé} = \frac{Z_{ei} Z_{Li}}{Z_{ei} + Z_{Li}} \cdot \left(I_{0i} + \sum_{j \neq i} \alpha_{ij} Z_{ej} I_{2j} \right) \quad [\text{Eq. II.16}]$$

L'équation II.16 se traduit par une relation matricielle :

$$\begin{pmatrix} \frac{Z_{e1} + Z_{L1}}{Z_{e1} \cdot Z_{L1}} & -\alpha_{12} & \dots & -\alpha_{1n} \\ -\alpha_{21} & \frac{Z_{e2} + Z_{L2}}{Z_{e2} \cdot Z_{L2}} & \dots & -\alpha_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -\alpha_{n1} & -\alpha_{n2} & \dots & \frac{Z_{en} + Z_{Ln}}{Z_{en} \cdot Z_{Ln}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} Z_{e1} \cdot I_{21} \\ Z_{e2} \cdot I_{22} \\ \vdots \\ \vdots \\ Z_{en} \cdot I_{2n} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_{01} \\ I_{02} \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{0n} \end{pmatrix} \quad [\text{Eq. II.17}]$$

On se rappelle que $I_{0i} = E_{gi} / Z_{Li}$ et $U_i = Z_{ei} \cdot I_{2i}$ sont les tensions et les courants à fournir à chacun des accès lors de la construction du diagramme objectif (les pondérations initiales), et $Z_{iopt} = Z_{Li}^*$ est la condition pour avoir l'adaptation de tous les accès. Les équations II.15 et II.17 deviennent alors:

$$I_{0i} = \frac{Z_{ei} \cdot I_{2i} \left(1 + \exp^{j2\arg(Z_{Li})} \right)}{Z_{Li}} \quad [\text{Eq. II.18}]$$

$$\begin{pmatrix} \frac{Z_{e1} + Z_{L1}}{Z_{e1} \cdot Z_{L1}} & -\alpha_{12} & \cdots & -\alpha_{1n} \\ -\alpha_{21} & \frac{Z_{e2} + Z_{L2}}{Z_{e2} \cdot Z_{L2}} & \cdots & -\alpha_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -\alpha_{n1} & -\alpha_{n2} & \cdots & \frac{Z_{en} + Z_{Ln}}{Z_{en} \cdot Z_{Ln}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ U_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{Z_{e1} \cdot I_{21} (1 + \exp^{j2\arg(Z_{L1})})}{Z_{L1}} \\ \frac{Z_{e2} \cdot I_{22} (1 + \exp^{j2\arg(Z_{L2})})}{Z_{L2}} \\ \vdots \\ \frac{Z_{en} \cdot I_{2n} (1 + \exp^{j2\arg(Z_{Ln})})}{Z_{Ln}} \end{pmatrix} \quad [\text{Eq. II.19}]$$

L’inconnue dans l’équation ci-dessus est Z_{Li} . Pour calculer cette impédance ($Z_{iopt} = Z_{Li}^*$), il faut que l’équation II.19 possède une solution. Nous effectuons donc la soustraction du vecteur de droite de l’égalité matricielle avec les termes diagonaux de la matrice et l’équation II.19 devient :

$$\begin{pmatrix} \frac{Z_{e1} - Z_{1opt}}{Z_{e1} \cdot Z_{1opt}} & \alpha_{12} & \cdots & \alpha_{1n} \\ \alpha_{21} & \frac{Z_{e2} - Z_{2opt}}{Z_{e2} \cdot Z_{2opt}} & \cdots & \alpha_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \alpha_{n1} & \alpha_{n2} & \cdots & \frac{Z_{en} - Z_{nopt}}{Z_{en} \cdot Z_{nopt}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ U_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \quad [\text{Eq. II.20}]$$

L’étape finale est de calculer les pondérations correspondantes ($a_i \Rightarrow |a_i|$ et $\angle a_i$) à ces impédances, qui sont en réalité les puissances incidentes fournies :

$$a_i = U_i \frac{\sqrt{\Re(Z_{Li})}}{Z_{Li}} \quad [\text{Eq. II.21}]$$

Nous avons donc développé la théorie d’une méthode de synthèse des réseaux d’antennes fortement couplées. Tout d’abord, cette méthode consiste à calculer, à partir de CST, la matrice de couplage $[S_{ij}]$. Cette matrice va nous servir pour déterminer les α_{ij} et Z_{ei} . Ensuite, une fonction objectif est définie à partir des diagrammes de rayonnement de chaque antenne (calculés par CST) pondérés par des coefficients propres ($Z_{ei} I_{2i}$). Enfin, cette méthode nous permet de calculer les impédances d’accès à chaque antenne (Z_{iopt}) avec leurs pondérations correspondantes en fonction de la fréquence et l’angle et dépointage. Ceci nous conduit à un rayonnement objectif (qui répond à la fonction objectif définie) avec un transfert maximal de la puissance injecté ($b_i=0$). Cette méthode a été implémentée sous Matlab.

Nous allons maintenant valider cette méthode dans le cas d’un réseau d’antennes patches constitué de huit éléments avec une distance inter-éléments $d=0.4\lambda_0$ (fort couplage), conçue pour travailler autour de 8.2GHz.

IV.2.2. Validation théorique

Nous allons nous servir des données obtenues par simulation sous CST ($[S_{ij}]$ et les diagrammes de rayonnement) pour définir un rayonnement objectif et calculer les poids et les impédances sur les ports d’entrée de chacune des huit antennes pour obtenir le rayonnement désiré.

Dans cette partie, nous avons fait la validation pour deux exemples : le premier pour un pointage à 0° et l’autre pour un pointage à $+20^\circ$. Les diagrammes obtenus par combinaison linéaire sont calculés par CST et le dépointage est obtenu d’après l’équation II.12. les impédances de chaque antenne sont alors assimilées à 50Ω . Les diagrammes synthétisés sont obtenus par la méthode de synthèse qui détermine les grandeurs nécessaires (Z_{iopt} , $|a_i|$ et $\angle a_i$) pour avoir le rayonnement désiré. Le Tableau II-1 présente les valeurs des impédances Z_{iopt} et leurs pondérations correspondantes issues de cette méthode de synthèse pour le réseau dépointant à 0° et $+20^\circ$:

0°				$+20^\circ$			
Port	Z_{iopt}	$ a_i $	$\angle a_i$	Port	Z_{iopt}	$ a_i $	$\angle a_i$
1	$49.1+j*24.2$	0.08	13.7°	1	$32.2+j*22.6$	0.08	167.8°
2	$46.9+j*23.5$	0.21	13.6°	2	$41.1+j*19$	0.23	115.1°
3	$46.6+j*19.6$	0.4	11.5°	3	$42.4+j*19.1$	0.39	74.5°
4	$46.2+j*19.2$	0.53	11.3°	4	$43+j*16.3$	0.53	31.5°
5	$46.2+j*19.4$	0.53	11.4°	5	$47+j*14.6$	0.53	-12.9°
6	$46.7+j*19.5$	0.4	11.4°	6	$49.1+j*17$	0.39	-53.1°
7	$46.7+j*24$	0.21	14°	7	$49.5+j*13.2$	0.23	-95.85°
8	$51.8+j*23.3$	0.08	12.9°	8	$74.6+j*6.4$	0.09	-149.45°

Tableau II-1. Valeurs des impédances optimales et leurs pondérations correspondantes calculées par la méthode de synthèse développée (notre algorithme) pour un dépointage de 0° et $+20^\circ$ à 8.2GHz

Nous observons ci-dessus l’importante influence du couplage entre antennes, qui fait que les impédances nécessaires à une alimentation optimale du réseau s’éloignent des 50Ω idéaux.

Les Figures II-26 et II-27 présentent la comparaison des diagrammes de rayonnement du réseau à 0° et 20°, obtenus par combinaison linéaire des diagrammes couplés avec des impédances 50Ω, et ceux calculés en utilisant les impédances optimales (Z_{iopt}) et les pondérations correspondantes déterminées par la méthode de synthèse permettant d’assurer le transfert maximum d’énergie. Les impédances « Z_{iopt} » ont été implantées en utilisant une résistance pour la partie réelle et une self ou capacité en série pour la partie imaginaire.

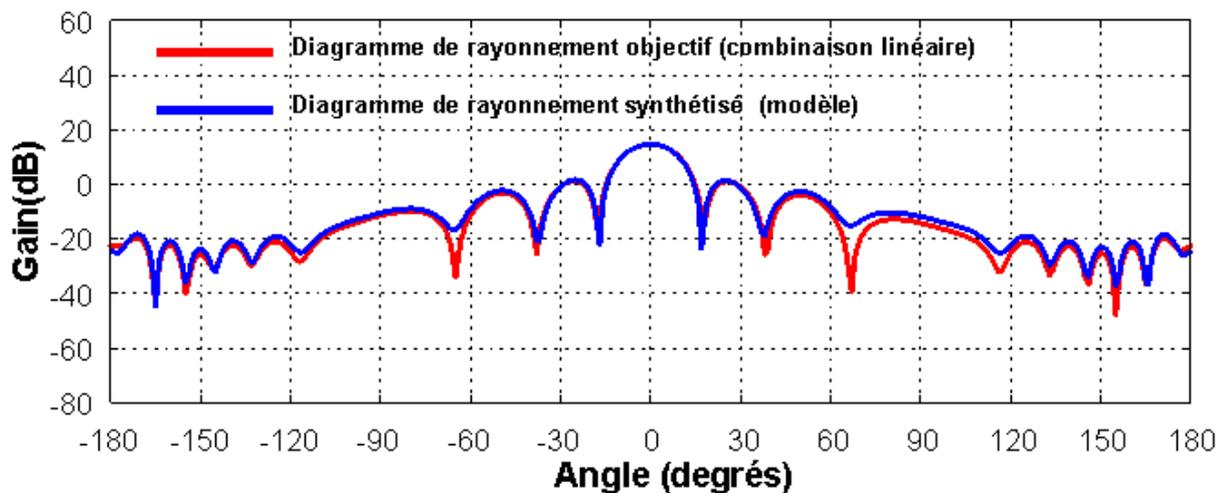


Figure II-26. Comparaison du diagramme de rayonnement objectif (combinaison linéaire - CST) et du diagramme de rayonnement synthétisé par la méthode de synthèse à 0°

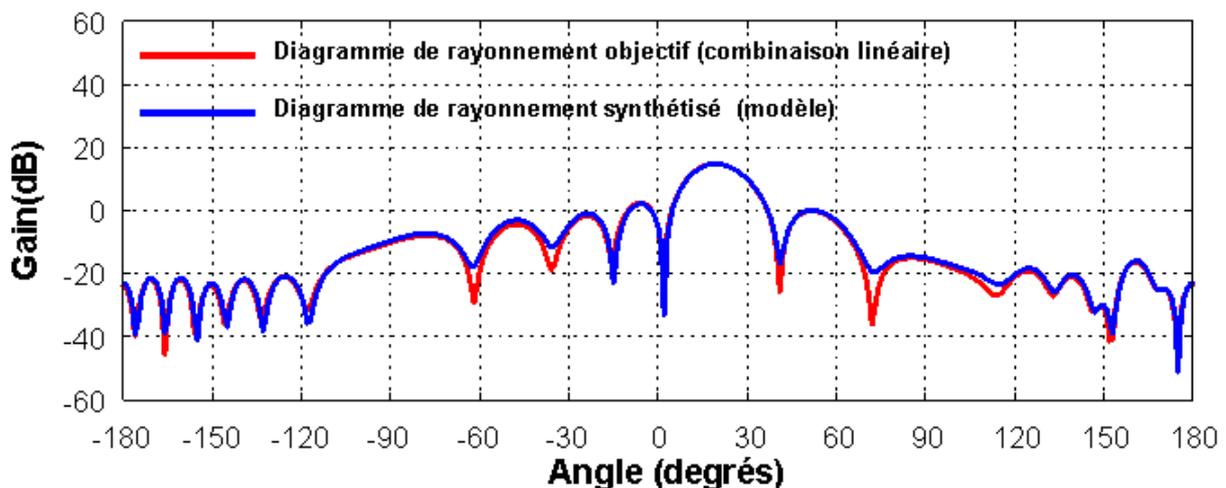


Figure II-27. Comparaison du diagramme de rayonnement objectif (combinaison linéaire - CST) et du diagramme de rayonnement synthétisé par la méthode de synthèse à +20°

Ces figures montrent une bonne concordance entre les diagrammes calculés sous CST (combinaison linéaire) et les diagrammes de rayonnement obtenus à partir de la méthode de synthèse à 0° et $+20^\circ$.

Malheureusement, notre méthode de synthèse n’utilise pas de technique d’optimisation en amplitude et en phase pour obtenir des diagrammes optimaux (gain maximal avec des lobes secondaires minimaux). Comme nous l’avons signalé, la fonction objectif est calculée par CST, et aucune synthèse en phase et en amplitude n’est faite. Le paragraphe suivant va donc présenter le développement de cette méthode de synthèse, dans laquelle nous intégrons le logiciel d’optimisation SARA dans notre algorithme.

IV.2.3. Développement de la méthode de synthèse

Dans cette partie, l’optimisation du rayonnement en termes de gain et de lobes secondaires sera donc effectuée à l’aide de SARA pour obtenir un rayonnement objectif optimal, et les poids calculés par SARA seront utilisés pour obtenir le diagramme désiré. Le calcul des impédances d’entrée et des pondérations correspondantes qui tiennent compte du couplage se fera quant à lui par la méthode de synthèse présentée dans le paragraphe V.2.1.

L’organigramme de la méthode développée est représenté sur la Figure II-28.

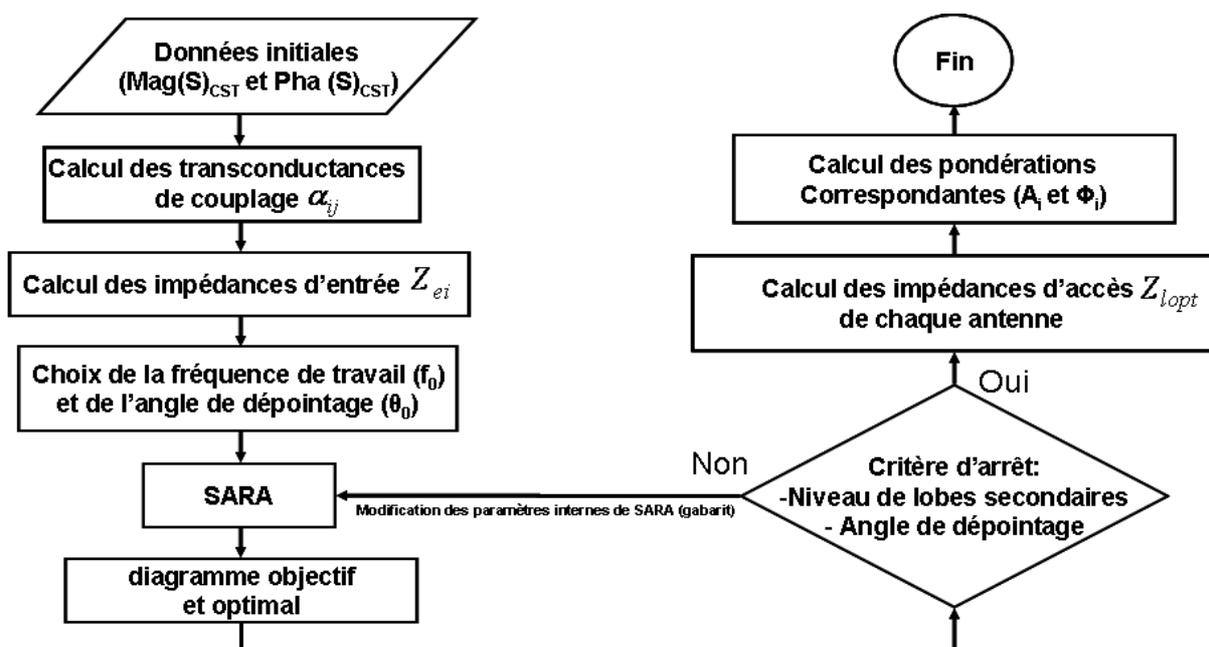


Figure II-28. Organigramme de la méthode développée (SARA intégré dans l’algorithme de calcul)

Il faut noter que les critères d’arrêt sont définis à partir des fonctions poids qui contrôlent le niveau des lobes secondaires et l’angle de dépointage du lobe principal. La définition du gabarit (cf. Figure II-21) impose des spécifications sur ces critères d’arrêts que nous utilisons pour déterminer les grandeurs nécessaires permettant une adaptation complète du système étudié.

L’algorithme de synthèse implémenté sous Matlab, intégrant SARA comme outil d’optimisation, est très simple à utiliser, automatisé et rapide, même pour des réseaux de grande taille ($N \geq 128$ éléments), très efficace et performant. Pour vérifier la robustesse de l’algorithme développé, une comparaison (Figure II-29) a été faite entre la méthode initiale non optimisée et notre méthode développée et optimisée pour un dépointage de 0° (réseau 1×8 , $d=0.4\lambda_0$). Ensuite, des études théoriques ont été faites pour différents types d’antennes patch (fréquences de fonctionnement et polarisations variées). En outre cet algorithme a été étendu pour traiter non pas juste des réseaux linéaires mais également des réseaux planaires (cf. chapitre I partie IV.3.2.). Les résultats suivants ont été obtenus, sur les Figures II-30, II-31 et II-32, pour différents types d’antennes et de réseaux. Il faut juste noter que dans les Figures II.31 et II.32, l’espacement inter-éléments (d) est de $0.4\lambda_0$ tandis que dans la figure II.30, il est fixé à $0.65\lambda_0$. Ceci explique que les valeurs du gain obtenu pour le lobe principal dépend de la distance inter-élément qui agit directement sur le couplage, le compromis est donc : si « d » augmente, le couplage diminue et le gain augmente et réciproquement.

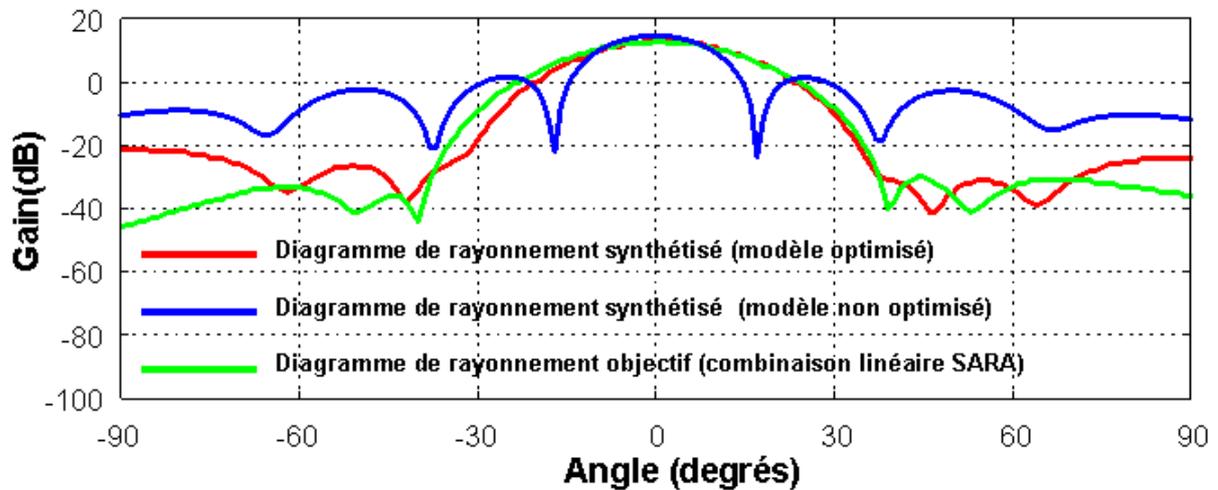


Figure II-29. Comparaison du diagramme de rayonnement objectif (combinaison linéaire SARA), du diagramme de rayonnement synthétisé par la méthode initiale non optimisée (bleu) et du diagramme de rayonnement synthétisé par le macromodèle réseau développé (rouge) - réseau 1X8, $d=0.4\lambda_0$, $f_0=8.2\text{GHz}$, $\Phi=0^\circ$

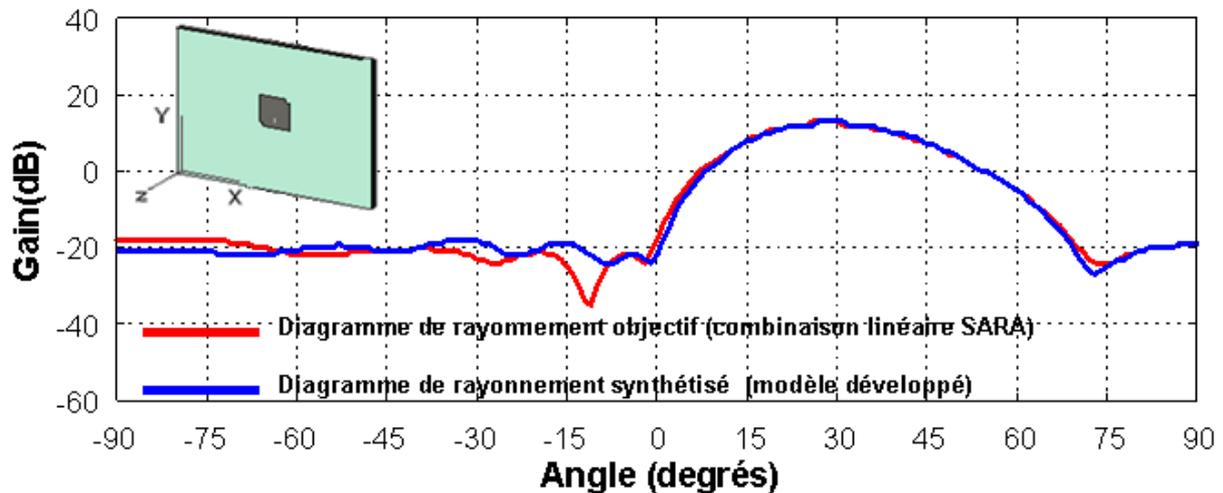


Figure II-30. Comparaison du diagramme de rayonnement objectif (combinaison linéaire SARA) et du diagramme de rayonnement synthétisé par le macromodèle réseau développé (réseau 1X8, $d=0.65\lambda_0$, patchs carrés à encoches, $f_0=5.5\text{GHz}$, polarisation circulaire ($\Phi=30^\circ$)).

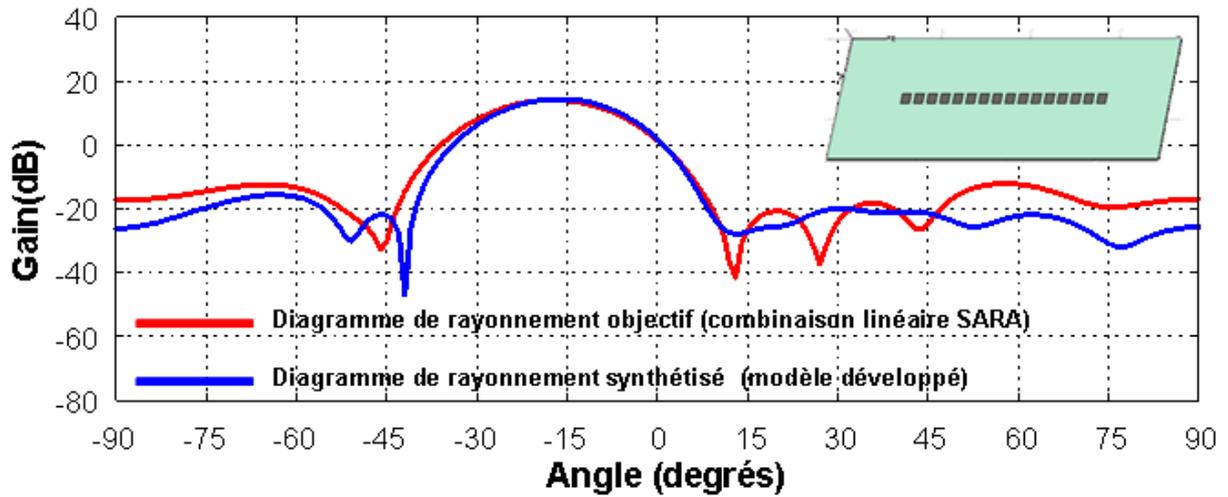


Figure II-31. Comparaison du diagramme de rayonnement objectif (combinaison linéaire SARA) et du diagramme de rayonnement synthétisé par le macromodèle réseau développé (réseau 1X16, $d=0.4\lambda_0$, $f_0=2.45\text{GHz}$ ($\Phi=-20^\circ$)).

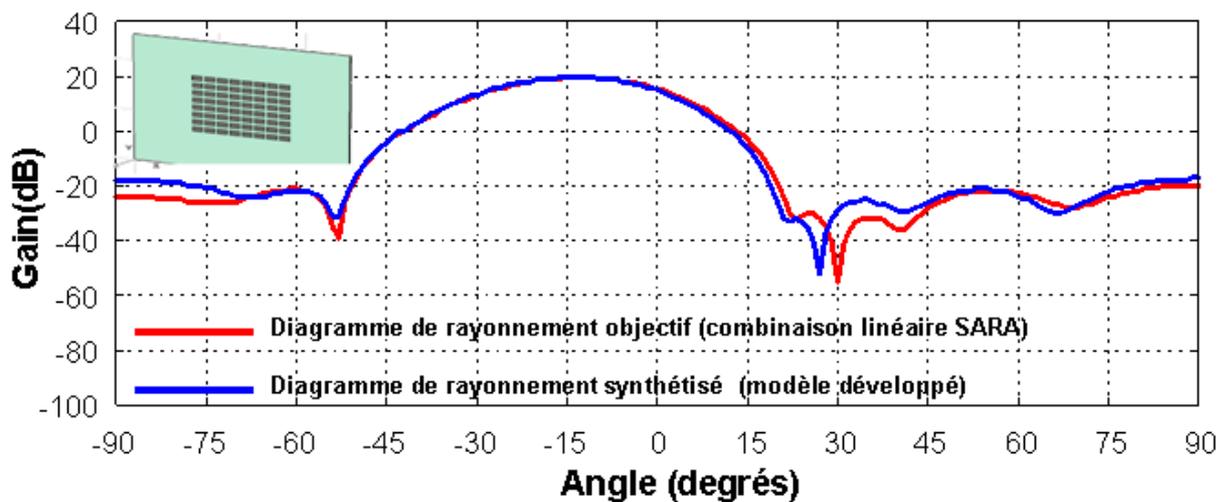


Figure II-32. Comparaison du diagramme de rayonnement objectif (combinaison linéaire SARA) et du diagramme de rayonnement synthétisé par le macromodèle réseau développé (réseau 8X8, $d=0.4\lambda_0$, $f_0=8.2\text{GHz}$ ($\Phi=-15^\circ$)).

Les Figures II.30, II.31 et II.32 comparent les diagrammes de rayonnement du réseau obtenus par la combinaison linéaire des pondérations calculées par SARA et ceux calculés en utilisant les impédances d’adaptation déterminées par l’algorithme développé (Sara intégré dans l’algorithme initial). Ces résultats montrent que la technique fonctionne correctement pour n’importe quel type d’antenne et n’importe quelle taille du réseau, et permet d’obtenir un dépointage dans la bonne direction avec un gain maximal et des lobes secondaires minimaux.

Ces validations montrent aussi que cette technique fonctionne quand l’utilisateur respecte un certain nombre de contraintes liées au couplage entre les éléments du réseau, et en particulier les impédances optimales $Z_{i_{opt}}$ et ses pondérations correspondantes. Ces conditions étant respectées, nous atteignons les caractéristiques de rayonnement désirées et une efficacité maximale ainsi que la condition d’adaptation ($b_i=0$).

Un des points importants dans cette étude est qu’il a été possible de développer une technique de synthèse permettant d’obtenir un macromodèle réseau qui tient compte du couplage entre éléments et permet, outre le calcul des pondérations en amplitude et phase nécessaires au pointage, d’obtenir l’impédance de chaque élément du réseau en fonction de la fréquence et l’angle de dépointage, et ce à partir de seulement quelques calculs électromagnétiques rigoureux non coûteux (calcul de la matrice du couplage et les diagrammes élémentaires de chaque antenne dans le réseau).

Les résultats théoriques nous paraissant donc prometteurs, nous avons jugé utile de procéder à la réalisation de ce réseau dont nous avons fabriqué plusieurs prototypes. Nous avons utilisé une méthode classique, en concevant des réseaux de distributions permettant d’amener les impédances ($Z_{i_{opt}}$) et les pondérations à chaque accès des antennes.

IV.2.4. Validation expérimentale du macromodèle par circuit de distribution

Deux réseaux d’antennes 1x8 présentant un fort couplage inter-éléments vont être réalisés, ils seront alimentés par deux réseaux de distribution passifs différents permettant d’obtenir des pointages distincts. Les pondérations en phase et en amplitudes de chaque antenne du réseau sont celles calculées par le macromodèle, et tiennent donc compte du couplage entre antennes. Cela permettra de valider le macromodèle par comparaison des niveaux et directions de rayonnements obtenus en pratique et en théorie.

L’alimentation des réseaux par des circuits de distribution a été choisie provisoirement pour réaliser la validation expérimentale du macromodèle réseau avant de passer à une architecture plus complexe à base d’atténuateurs et de déphaseurs. Le choix de cette méthode de validation (circuit de distribution) repose sur le fait que la validation de l’algorithme initial développé par Marc Thevenot a été faite via un circuit de distribution. Nous avons donc décidé d’utiliser ce moyen comme une première solution. Par ailleurs, la conception de ces

circuits nécessite du temps, d’autant plus que nous avons décidé de réaliser deux circuits de distributions pour deux angles différents (-35° et $+10^\circ$) afin de montrer l’effet de couplage et de l’angle de dépointage sur le rayonnement du réseau. Dans ce cadre, nous avons choisi tout d’abord la topologie des circuits de distributions « série-parallèle » afin de réaliser les pondérations nécessaires en amplitude et en phase lors de l’alimentation du réseau de patches. L’avantage de cette structure (série-parallèle) est qu’elle contribue à garder un niveau des lobes secondaires minimum par rapport aux deux autres topologies possibles (architecture série et architecture parallèle). Son principal inconvénient est que l’impédance d’entrée est élevée. Malgré tout, cette solution nous paraît attirante et nous avons donc choisi ce type d’alimentation comme solution, même si sa conception reste complexe (beaucoup de transformateurs d’impédances vont être utilisés, perturbant la distribution de courant dans les lignes, qui à leur tour modifient les pondérations à chaque accès de l’antenne). Il faut mentionner que pendant la phase de la conception, nous avons demandé l’assistance d’un doctorant (A. El Sayed Ahmad) qui a travaillé sur la conception de ces réseaux de distribution, prenant en charge la conception du circuit de dépointage à $+10^\circ$.

La conception des réseaux de distribution a été réalisée avec Momentum (ADS) qui autorise leur simulation de manière beaucoup plus rapide que d’autres logiciels de conception. Les deux circuits de distributions ont été fabriqués et mesurés pour valider le concept (Figure II-33). Il faut mentionner que lors de la conception de circuit de distribution, nous avons remarqué une valeur d’isolation assez mauvaise ($S_{23}=-5dB$) entre deux accès consécutifs séparés, accès 2-3 ou accès 4-5 (Figure II-33). Le problème est lié aux impédances optimales calculées (macromodèle) qui présentent des valeurs différentes de 50Ω . Ceci a rendu le processus de la conception très complexe et long. Nous avons finalement décidé de relâcher les contraintes d’isolement afin de maintenir des pondérations correctes à chaque accès et un niveau de S_{11} adapté à la fréquence de travail (8.2 GHz)

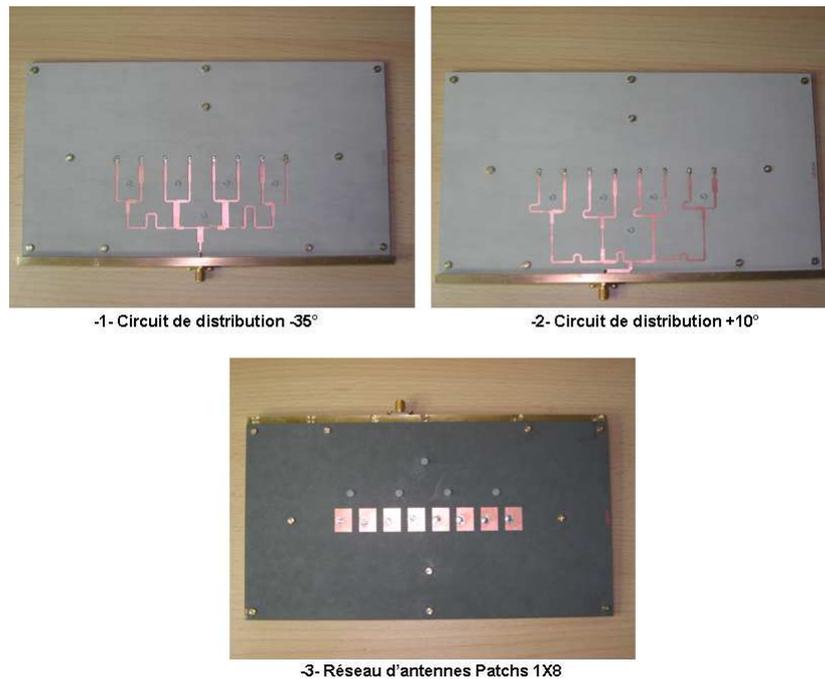


Figure II-33. Prototypes (circuit de distribution + réseau d’antennes)

Les résultats de mesure ne vont pas être présentés puisqu’ils ont montré une très mauvaise concordance avec les simulations, comme le montre la Figure II-34. Les diagrammes présentés sont : le diagramme mesuré (rouge), le diagramme obtenu par la combinaison linéaire des pondérations calculées par SARA avec des impédances égales à 50Ω (bleu), le diagramme obtenu par la combinaison linéaire des pondérations calculées par le macromodèle réseau avec des impédances $Z_{i\text{opt}}$ (vert), le diagramme obtenu par simulation des boîtes noires (marron) sous CST (les boîtes noires contiennent les paramètres S des réseaux d’antennes et des circuit de distribution), et le diagramme obtenu par une simulation complète sous CST du réseau d’antennes associé au circuit de distribution (rose). Le désaccord est particulièrement évident au niveau des lobes secondaires, mais le dépointage des lobes principaux n'a pas été affecté.

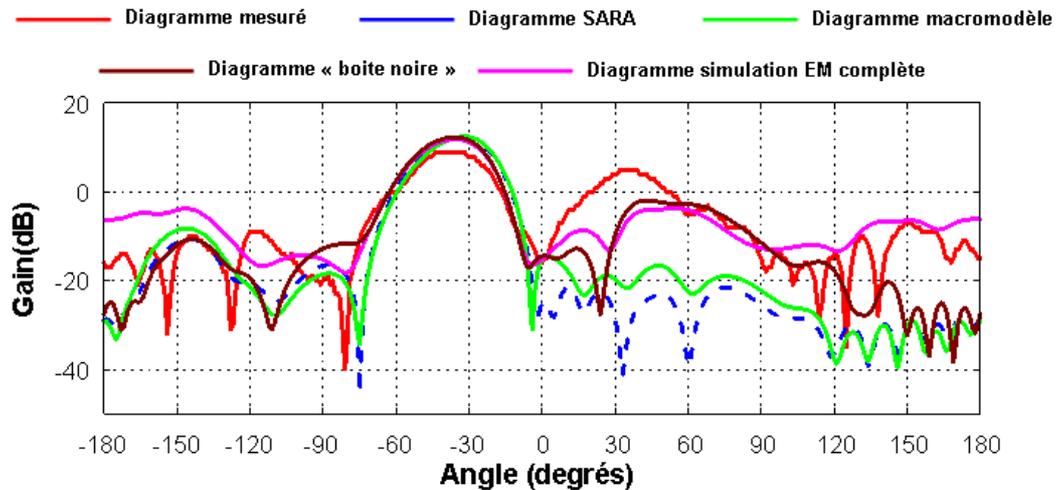


Figure II-34. Comparaison du diagramme de rayonnement mesuré (rouge), diagramme objectif (combinaison linéaire SARA - bleu), diagramme de rayonnement synthétisé par le macromodèle réseau développé (vert), diagramme de rayonnement boîte noire sous CST (marron) et diagramme de rayonnement simulation complète - rose (réseau 1X8, $d=0.4\lambda_0$, $f_0=8.2\text{GHz}$ ($\Phi=-35^\circ$))

Afin d’identifier les causes possibles de ce dysfonctionnement, nous avons donc procédé à plusieurs investigations, concernant par exemple l’influence des ajouts mécaniques (les soudures, les vis, etc...) et l’étude de chaque circuit à part en séparant le réseau d’antenne de son circuit de distribution. Beaucoup des résultats ont été obtenus, mais aucun d’entre eux n’a permis de cibler précisément l’origine de ces dysfonctionnements. Pour faire une synthèse de ces résultats, nous avons trouvé que les modifications mécaniques (i.e. ajouts des soudures) et physiques (i.e. variation de la permittivité relative ϵ_r) ne semblent pas nuire aux performances (diagramme de rayonnement et coefficient de réflexion). Nous avons aussi trouvé que le réseau d’antennes étudié tout seul, de même que le circuit de distribution ne contribuent pas au dysfonctionnement du prototype. Par contre, nous avons trouvé que l’origine de ce dysfonctionnement vient du fait que les circuits de distribution sont perturbés en présence du réseau d’antennes, surtout dans ses pondérations en amplitude.

Un de ces facteurs essentiel de ce dysfonctionnement est l’isolation entre deux ports adjacents, autrement dit les ondes couplées entre deux accès adjacents qui peuvent perturber le fonctionnement du circuit de distribution si aucun soin est apporté, c’est-à-dire dans le cas où le niveau de l’isolation est très élevé ($\geq -5\text{dB}$).

Dans le cas de circuits de distribution pour réseaux d’antennes fortement couplés, il faut donc faire un compromis entre bonne isolation entre les accès adjacent ou l’adaptation de la

structure à 50Ω . Obtenir les deux conditions simultanément est presque impossible. Ceci entraîne des modifications du diagramme des rayonnements (perturbations) et des pondérations attribuées à chaque antenne, comme l’atteste la Figure II-34.

Ceci fait que la réalisation des circuits de distribution reste une étape très délicate, car de nombreuses règles de conception sont à respecter en termes de place, de variation de largeur et de longueur de la ligne et des différentes discontinuités. Néanmoins, cette solution n’est pas viable en industrialisation, et il est donc nécessaire d’utiliser un autre moyen afin de valider les résultats théoriques de l’étude. Dans ce but, la partie suivante présentera une nouvelle approche de validation où nous avons utilisé des déphaseurs et des atténuateurs pour alimenter un réseau de quatre éléments espacés entre eux de $0.4\lambda_0$ et fonctionnant à 8.2GHz.

IV.2.5. Validation expérimentale du macromodèle avec des déphaseurs et des atténuateurs

Nous avons réalisé un démonstrateur passif en émission, formé d’un réseau de quatre antennes, un diviseur de puissance, quatre déphaseurs et quatre atténuateurs (Figure II-35). Tous ces composants passifs (sauf le réseau d’antennes) sont disponibles commercialement, et fonctionnent en bande X. Ils seront présentés en détail dans le chapitre IV dans la phase de la mise en réseau active. Notre objectif dans cette sous-partie est de valider le macromodèle réseau développé dans ce chapitre pour plusieurs angles de dépointage (0° , -10° et $+15^\circ$).

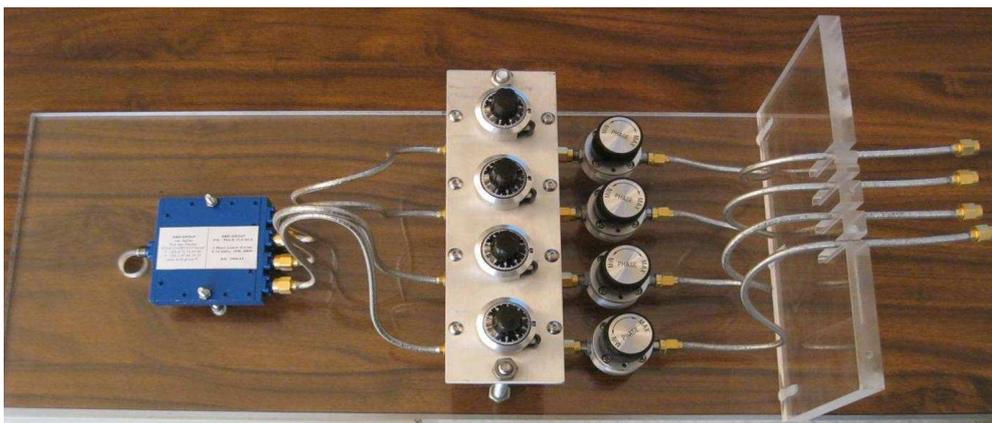


Figure II-35. Démonstrateur passif du macromodèle réseau

Il faut noter que nous étions limités à quatre antennes pendant la phase de la validation expérimentale, vu les prix élevés des atténuateurs et des déphaseurs. En outre, il faut noter que pour des contraintes imposées par SARA (plan de masse infini), nous avons choisi ces 3

angles de dépointage spécifiques (0° , -10° et $+15^\circ$) pour valider le macromodèle. Une photo du démonstrateur en train d’être mesuré dans la chambre anéchoïque est présentée sur la Figure II-36.

Nous allons réutiliser ce démonstrateur en émission dans le dernier chapitre en intégrant de plus des composants actifs (amplificateurs de puissance) pour mettre en œuvre le concept d’antennes actives.

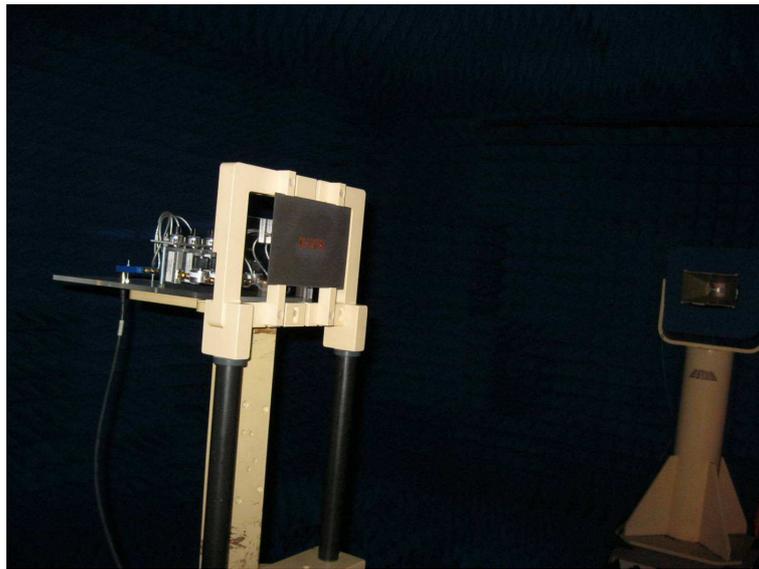


Figure II-36. Mesure du démonstrateur réseau

Nous allons présenter les résultats mesurés et théoriques normalisés par rapport à 0dB et non les résultats du gain réalisé, du fait des pertes d’insertion liées démonstrateur passif en mesure (diviseur de puissance + atténuateurs + déphaseurs = -8dB). Les Figures II.37, II.38 et II.39 montrent la comparaison entre des diagrammes de rayonnement simulés sous CST et deux mesures différentes. Les diagrammes en rouge représentent les rayonnements mesurés à 8.2GHz pour différents angles de dépointage et correspondant à la pondération obtenue par le macromodèle réseau ($Z_L \neq 50\Omega$), les diagrammes en vert représentent les rayonnements simulés sous CST à 8.2GHz correspondants à la pondération obtenue par le macromodèle réseau, et les diagrammes en bleu représentent les rayonnements mesurés à 8.2 GHz correspondant à la pondération obtenue par SARA ($Z_L = 50\Omega$). L’intérêt de cette comparaison est de montrer l’efficacité du macromodèle par rapport à un logiciel de synthèse (SARA) qui ne tient pas compte de la désadaptation des impédances.

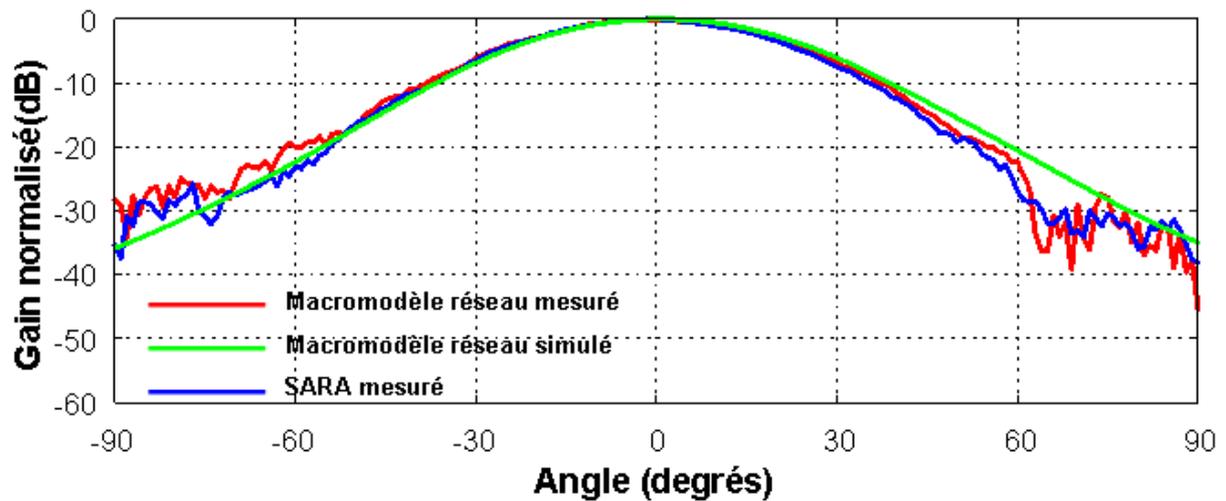


Figure II-37. Comparaison de diagramme de rayonnement mesuré pour les pondérations macromodèle réseau (rouge), diagramme de rayonnement mesuré pour les pondérations SARA (bleu) et diagramme de rayonnement simulé pour le macromodèle réseau (vert) à 8.2GHz et pour un angle de dépointage de 0°.

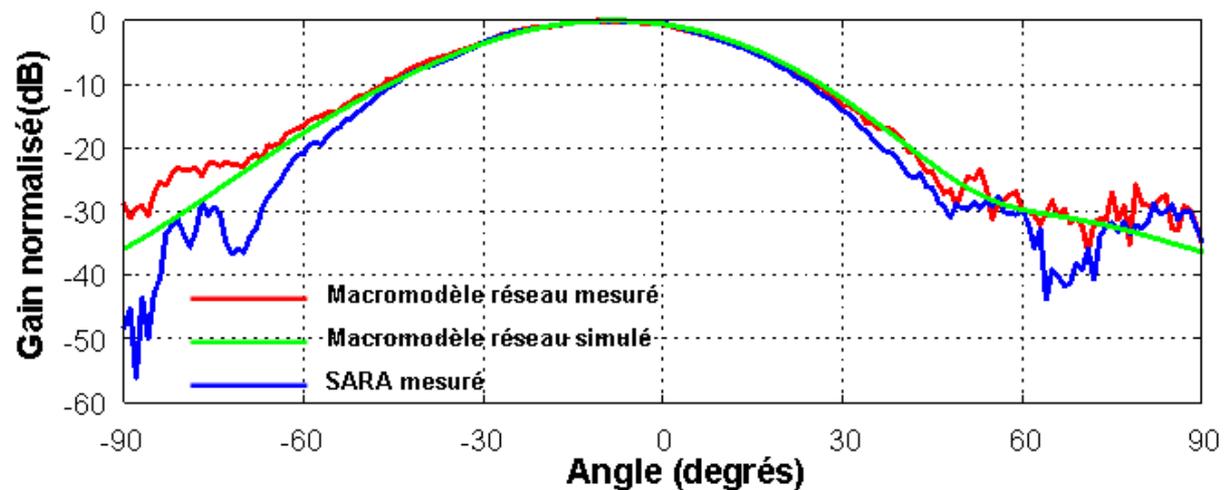


Figure II-38. Comparaison de diagramme de rayonnement mesuré pour les pondérations macromodèle réseau (rouge), diagramme de rayonnement mesuré pour les pondérations SARA (bleu) et diagramme de rayonnement simulé pour le macromodèle réseau (vert) à 8.2GHz et pour un angle de dépointage de -10°.

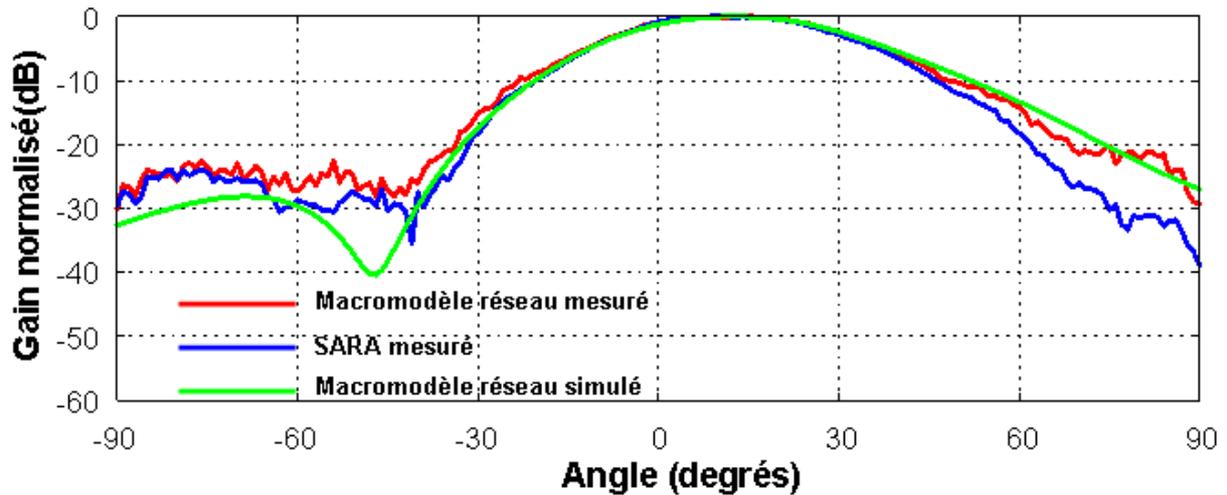


Figure II-39. Comparaison de diagramme de rayonnement mesuré pour les pondérations macromodèle réseau (rouge), diagramme de rayonnement mesuré pour les pondérations SARA (bleu) et diagramme de rayonnement simulé pour le macromodèle réseau (vert) à 8.2GHz et pour un angle de dépointage de +15°.

Nous pouvons donc observer sur les Figures II.37, II.38 et II.39 que les diagrammes de rayonnements mesurés (pondérations macromodèle) sont en bonne concordance avec ceux simulés. Par contre, la comparaison des diagrammes obtenus avec les pondérations macromodèle ($Z_L \neq 50\Omega$) et ceux provenant des pondérations de SARA ($Z_L = 50\Omega$) montre l’effet de la désadaptation des impédances d’entrées de chaque antenne sur les niveaux de lobes secondaires, surtout quand nous dépointons. La position du lobe principal mesuré correspond parfaitement avec la simulation. Les brouilleurs qui apparaissent sur les deux cotés dans les diagrammes de rayonnements sont dus au bruit de la chambre.

Après avoir mis au point le macromodèle réseau et son démonstrateur passif, ainsi que la validation de son principe de fonctionnement expérimentalement, nous allons maintenant récapituler les points forts de ce chapitre dans la conclusion.

V. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes attachés à étudier et caractériser les effets du couplage entre éléments au sein d’un réseau d’antennes. Ce couplage est un phénomène néfaste qui dégrade énormément les performances du réseau et influence les caractéristiques du rayonnement (adaptation, gain, lobes secondaires, etc ...), il est donc nécessaire de le prendre en compte.

Nous avons donc commencé par une étude théorique sur les antennes. Au cours de cette étape, nous avons souligné le choix d’une antenne imprimée et étudié la mise en réseau de cet élément qui nous a permis de faire la conception de l’antenne et son réseau en utilisant un logiciel de simulation électromagnétique rigoureux (CST). Ensuite, l’analyse et la synthèse de ce réseau ont été effectuées, l’analyse devant permettre de comprendre comment l’interaction entre plusieurs antennes influence les caractéristiques électriques d’une antenne, mais également le rayonnement global (les effets de couplage mutuel). La synthèse a pour objet de déterminer les caractéristiques d’un réseau d’antennes qui permettent de s’approcher au mieux de contraintes de rayonnement fixées (abaissement des lobes secondaires) ou d’un gabarit de rayonnement imposé (lobe directif ou sectoriel ...). Dans notre cas (distance relativement faible entre les antennes), les effets de couplages ne sont pas négligeables et doivent être pris en compte. Dans ce cadre, un macromodèle de réseau d’antennes prenant en compte les couplages inter-éléments a pu être développé. Ce macromodèle permet d’obtenir les pondérations de réseau et les impédances des ports nécessaires à l’excitation optimale du réseau en fonction de la fréquence et l’angle de dépointage. De plus, il a été vérifié que ce type de macromodélisation est valide pour n’importe quel type d’antenne patch. L’outil analytique a été entièrement développé sous Matlab, avec l’intégration dans la routine de calcul d’un logiciel de synthèse de réseau (SARA) afin d’obtenir des résultats optimaux en termes de rayonnement.

Cette étude a été concrétisée par la réalisation de deux prototypes de test. Compte tenu de toutes les difficultés rencontrées, concernant les contraintes mécaniques et le problème de la forte isolation, nous avons réussi à démontrer que la méthode développée est très efficace pour un dépointage donné. Les circuits de distributions réalisés devaient assurer les pondérations en amplitude et en phase à l’accès de chaque antenne. Malheureusement, la réponse en pondération d’amplitude n’a pas été satisfaite du fait de la forte interaction entre le réseau d’antenne (couplage) et le circuit de distribution (isolation). Cette interaction a été évaluée et expliquée dans la dernière partie de ce chapitre. Nous avons donc utilisé un autre moyen pour valider expérimentalement le macromodèle réseau en utilisant des déphaseurs et des atténuateurs. Durant la phase de la validation de ce démonstrateur, nous n’avons pas rencontré de difficultés liées à la remonté des lobes secondaires ou au dépointage comme nous l’avons vu avec les circuits de distribution. Les caractéristiques expérimentales et les résultats obtenus montrent une très bonne concordance entre la simulation et la mesure, et

nous ont permis de valider le concept de notre méthode de synthèse pour des antennes imprimées fortement couplées. Ce démonstrateur passif sera utilisé dans le chapitre IV pour la validation du concept d’antenne active, où nous proposerons des solutions d’association des circuits RF et des éléments rayonnants au sein de ce démonstrateur.

Pour conclure le travail de ce chapitre, la méthode de synthèse développée apporte de manière incontestable toutes les informations nécessaires à la réalisation d’un système à formation de faisceau qui peut être fixe ou agiles, malgré la présence des effets de couplages.

Il convient cependant de ne pas perdre de vue le but de cette macromodélisation. En effet, ainsi qu’il a été mentionné en introduction, ce macromodèle est destiné à étudier l’influence de la désadaptation des antennes sur les étages actifs disposés en amont du réseau d’antenne, et ce sans nécessiter un calcul électromagnétique lourd pour chaque fréquence ou direction de pointage. Le macromodèle va donc être couplé à des formalismes circuit tenant compte de la désadaptation, et dans lesquels il jouera le rôle d’impédance de charge pour les amplificateurs.

La modélisation des amplificateurs de puissance sera le sujet du chapitre suivant où un modèle circuit doit être extrait des mesures. Une fois ces modèles établis, il sera alors possible de prendre directement en compte l’impédance calculée par le macromodèle dans la simulation circuit. Cela permettra de déterminer dans quelle mesure la désadaptation affecte le comportement des amplificateurs, en particulier en ce qui concerne la phase et le gain, et ainsi de répercuter ces modifications en amont des amplificateurs sur les valeurs de commande du réseau. L’ensemble des corrections apportées donnera alors les pondérations exactes au niveau des antennes qui permettent le dépointage dans la direction voulue, tout en tenant compte du couplage entre antennes, de la désadaptation et de son effet sur les éléments actifs.

VI. Bibliographie

- [II-1] R. Chantalat « Optimisation d’un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l’utilisation d’une antenne à bande interdite électromagnétique multi sources », *Thèse de doctorat de l’université de Limoges*, 2003.
- [II-2] Granger P. « Architectures es antennes à modules actifs », *Revue technique THOMSON CSF*, Vol 20-21, n°4, Dec 1989.
- [II-3] POZAR D.M. « Input Impedance and Mutual Coupling of Rectangular Microstrip Antennas », *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 30, n° 6, p. 1191-1196, nov. 1982.
- [II-4] CARVER K.R. et COFFEY E.L. « Theoretical Investigation of the Microstrip Antenna », *New Mexico State University, Las Cruces, Tech. Rep. PT-00229*, janv. 1979.
- [II-5] REINEX A. JECKO B. « Analysis of Microstrip Patch Antennas using Finite Difference Time Domain Method », *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 37, no 11, p. 1361-1369 (1989).
- [II-6] CIRIO D. DUBARD J.-L. POMPEI D. « TLM Absorbing Boundary Conditions and Microstrip Antenna Simulations », *IEE Electronics Letters*, vol. 32, no 7, p. 615-616, 28 mars 1996.
- [II-7] SILVESTER P. « Finite Element Analysis of Planar Microwave Networks », *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT 21, no 2, p. 104-108 (1973).
- [II-8] D.F. Kelly and W.L. Stutzman « Array antenna pattern modelling methods that include mutual coupling effects », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol.41, n° 12, pp.1625-1632, 1993.
- [II-9] CHIKH C. « Etude du couplage dans un réseau fini d’antennes imprimées », *thèse de l’université de RENNEs1*, décembre 1995.

- [II-10] B. Roudot « Analyse d’antennes imprimées par une approche dans le domaine spectral », *Thèse de Doctorat de l’Université de Rennes I*, 5 Juillet 1985.
- [II-11] R. P. Jedlicka et K.R. Carver, « Mutual coupling between microstrip antennas », *Proc. Workshop on printed antenna technology*. Las Cruces, New-Mexico, October 1981.
- [II-12] Y. P. Xi, D. G. Fang, Y. X. Sun, and Y. L. Chow. « Mutual coupling in finite microstrip patch arrays », *MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS*, Vol44n°6 :577– 581, 2004.
- [II-13] G.H. Knittel, A. Hessel, A.A. Oliner « Element Pattern Nulls in Phased Arrays and their Relation to Guided Waves», *Proceedings of the IEEE*, Vol.56, N°11, Nov. 1968, pp. 1822-1836.
- [II-14] S. Chen, R. Iwata « Mutual Coupling Effects in Microstrip Patch Phased Array Antenna », *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1998*, Vol. 2, Juin 1998, pp. 1028-1031.
- [II-15] Yann Toutain « Intégration d’émetteurs - récepteurs en technologie mousse pour les futures générations de mobiles », *Thèse de Doctorat l’Université de Bretagne Occidentale*, Déc. 2001.
- [II-16] D.M. Pozar, D.H. Schaubert « Analysis of an Infinite Array of Rectangular Microstrip Patches with Idealized Probe Feeds », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 32, N°10, Oct. 1984, pp. 1101-1107.
- [II-17] M. Rammal « Contribution à l’étude et à la synthèse de réseaux d’antennes imprimées, Application à la conception de réseaux à lobes formés ». *Thèse de Doctorat, Université de Limoges*, Janvier 1993.
- [II-18] DROUET Julien, THEVENOT Marc, CHANTALAT Regis, MONEDIERE Thierry, JECKO Bernard, « Comprehensive Synthesis Method for Coupled Antenna Array Design », *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Edinburgh, United Kingdom, 11-16 Nov. 2007.
- [II-19] J. Drouet, M. Thévenot, R. Chantalat, C. Menudier, M. Koubeissi, T. Monédière and B. Jecko « Global Synthesis Method for the Optimization of Multi Feed EBG

Antennas », International Journal of Antennas and Propagation (IJAP), Vol 2008, Article ID 790358.

- [II-20] Ahmad El Sayed Ahmad, Marc Thévenot, Majed Koubessi, Eric Arnaud, Thierry Monedière « Synthesis of An Array of Coupled Antennas », *Proceedings of the 3rd European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2009)*, 23-27 March, Berlin, Germany.

**Chapitre III :Modélisation bilatérale d'un
amplificateur de puissance dans des
environnements circuits (ADS) et systèmes
(Scilab)**

I. Introduction

La conception d'un système d'émission/réception suit un processus hiérarchique (composants→circuits→systèmes) qui nécessite à chaque niveau l'utilisation d'un large panel d'outils de simulation propres à un problème physique donné (i.e. Electrique, Thermique, mécanique,...). Si aujourd'hui les performances obtenues en simulation de type « circuit » sont satisfaisantes pour la conception d'un bloc RF de base (i.e. amplificateur de puissance, oscillateur,...) par des signaux CW, les simulations de niveau système demeurent un point dur sur des signaux complexes réels.

La simulation système donne la priorité au temps de calcul compte tenu du volume d'information associé (i.e. nombre de blocs). Les modèles associés aux blocs RF sont idéalisés et ne rendent pas compte des imperfections importantes comme les effets de mémoire non linéaires pour les amplificateurs de puissance. Ces simulateurs fonctionnent généralement en mode « DATA FLOW », ce qui ne permet pas de prendre en considération l'interaction entre bloc, la notion d'impédance n'existe pas. Depuis une dizaine d'année, des efforts importants ont été réalisés sur le développement d'approches de modélisation comportementale qui nécessite le choix d'un formalisme judicieux couplé à une méthode d'extraction à partir de signaux simples, et enfin une implémentation numérique efficace pour préserver le compromis (fidélité/temps de calcul) propre à la simulation de niveau système.

Pour l'heure, la modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance constitue une large part de ces recherches et développements. En effet, la nature de leur fonctionnement entraîne des effets non linéaires en termes de puissance, de consommation et de distorsion du signal. C'est pour cela que leur caractérisation et leur modélisation est nécessaire afin de permettre les meilleures prédictions possibles lors de la conception d'un système d'émission par exemple, et constitue une thématique de recherche majeure.

Dans ce chapitre, la modélisation et l'identification des circuits non linéaires sont introduites en portant une attention particulière sur les modèles comportementaux d'amplificateurs de puissance bilatéraux qui seuls permettent de prendre en compte les effets induits par une désadaptation de charge, aspect fondamental de notre problématique. Ensuite, un modèle statique, basé sur la modélisation bilatérale par les pseudo paramètres S non

linéaires, sera présenté en détail et validé avec une comparaison entre les résultats issus de simulations (ADS) et ceux de mesures « load-pull CW ». Cependant, dans le cadre d'une application sur les antennes agiles, l'effet des variations de charge induites par couplage entre éléments rayonnants du réseau peut provoquer des TOS (Taux d'ondes stationnaires) ou VSWR (Voltage Standing Wave ratio) très élevés ($TOS \geq 3$). Le développement d'une approche bilatérale valide pour des TOS très élevés nous paraît donc de première importance par rapport aux modèles connus. Une validation de ce nouveau modèle (développé sous Scilab) avec des résultats de mesure sera présentée afin de mettre en évidence son efficacité et sa faculté de prendre en compte des TOS très élevés.

II. La modélisation comportementale

La modélisation comportementale ou « boîte noire » consiste à définir une approche mathématique qui relie directement les entrées et sorties du système considéré en faisant abstraction des connaissances physiques sur sa dynamique interne [III-1]. Il existe d'autres approches, comme la modélisation composant « boîte blanche » qui se base sur la description des phénomènes microscopiques par des lois de physique fondamentale (i.e. par des équations analytiques), et enfin la modélisation « boîte grise » où la description des phénomènes non linéaires fait appel à des expressions mathématiques qui n'ont pas directement de sens physique, ou bien encore à des schémas équivalents. Leur utilisation principale est l'intégration d'un sous-système fini dans un système plus complet que l'on simulera afin d'évaluer l'impact sur ses fonctions globales, comme par exemple l'intégration d'un amplificateur de puissance dans une chaîne de transmission (en émission ou en réception).

Dans cette partie, nous distinguons les modèles comportementaux unilatéraux des modèles comportementaux bilatéraux. Les modèles unilatéraux sont destinés à des environnements système « DATA FLOW », ils caractérisent la sortie d'un dispositif par une relation non linéaire explicite (soit en courant soit en tension), et supposent que le bloc est adapté en fonction de son entrée. Différentes approches capables de prendre en compte les effets de mémoire électriques (HF et BF) ont été développés. A l'opposé, les modèles bilatéraux caractérisent la sortie ou l'entrée par une relation non linéaire implicite (courant et tension) et sont destinés à des environnements « CONTROL FLOW ». L'avantage de ces

modèles par rapport aux modèles unilatéraux est de prendre en compte les effets de désadaptation.

Un modèle comportemental d'amplificateur de puissance peut être vu comme un quadripôle non linéaire dont les entrées sont les ondes de puissances incidentes a_i (ou les tensions V_i) et les sorties sont les ondes de puissance réfléchies b_i (ou les courants I_i), comme le montre la Figure III-1.

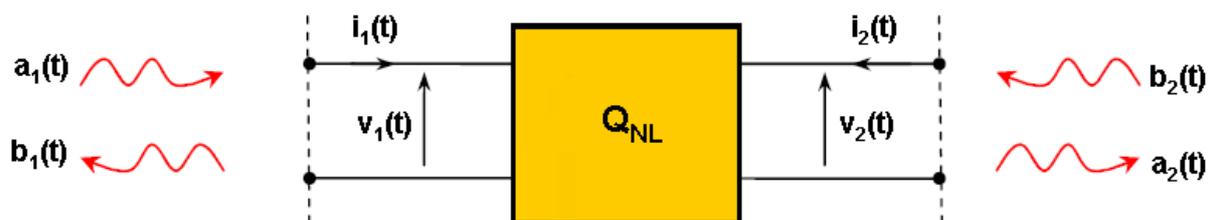


Figure III-1. Définition des courants, tensions et ondes de puissance aux accès du quadripôle

On définit classiquement les ondes incidentes (a_i) et réfléchies (b_i) par rapport aux impédances de référence aux accès. Il s'agit de la définition classique de Kurokawa [III-2], généralement appliquée lorsque les impédances de références sont les impédances caractéristiques des lignes d'accès.

$$a_i = \frac{v_i + Z_0 \cdot i_i}{2\sqrt{\Re(Z_0)}} \quad \text{[Eq. III.1]}$$

$$b_i = \frac{v_i - Z_0 \cdot i_i}{2\sqrt{\Re(Z_0)}}$$

où v_i et i_i sont respectivement les tensions et les courants à l'accès i , Z_0 est l'impédance de référence.

Dans ce cas, la modélisation complète consiste à déterminer les relations $b_1(t) = f_{NL}(a_1(t), a_2(t))$ et $b_2(t) = f_{NL}(a_1(t), a_2(t))$, qui prennent en compte la dépendance par rapport aux impédances de fermeture (f_{NL} : fonction non linéaire).

Nous allons maintenant considérer le cas où l'amplificateur de puissance est adapté ($b_1(t)$ et $a_2(t)$ sont nulles) sur sa charge optimale (i.e. $Z_0=50\Omega$), et les effets de désadaptations sont donc négligés. Ces modèles sont alors unilatéraux, le problème se réduit à déterminer la relation $b_2(t) = f_{NL}(a_1(t))$.

II.1. Les modèles unilatéraux

Nous donnerons dans cette partie une synthèse historique des approches les plus significatives [III-3]. Tout d'abord, les modèles non-linéaires sans mémoire, qui décrivent l'amplificateur de puissance lorsque les constantes de temps qui caractérisent son comportement sont faibles par rapport à l'évolution du signal d'entrée. Nous verrons ensuite les modèles à mémoire linéaire, qui prennent en compte les variations du comportement de l'amplificateur dans sa bande passante (mémoire HF), et enfin les modèles à mémoire non linéaire qui tiennent compte des effets de mémoire BF impliquant des constantes de temps longues par rapport à l'évolution des signaux d'entrée et/ou l'ensemble des effets de mémoire (HF et BF).

II.1.1. Modèles non linéaires sans effet de mémoire

La manière la plus simple pour décrire le comportement d'un amplificateur de puissance non linéaire est de négliger ses effets de mémoire. Seules les caractéristiques statiques AMAM et AMPM à la fréquence centrale sont considérées, et aucune dépendance fréquentielle n'est exprimée.

$$\tilde{Y}(t) = F_A(\tilde{X}(t)) \cdot e^{j(\arg(\tilde{X}(t)) + F_p(\tilde{X}(t)))} \quad [\text{Eq. III.2}]$$

Les variables $\tilde{X}(t)$ et $\tilde{Y}(t)$ représentent les enveloppes complexes d'entrée et de sortie, les deux fonctions F_A et F_p représentent respectivement le comportement non linéaire en amplitude et en phase. On utilise couramment ce type de modèle pour des signaux bande étroite à enveloppe constante. Dans la littérature, on retrouve plusieurs modèles, dont les plus populaires sont le modèle polynomial [III-4] et le modèle de Saleh [III-5].

II.1.2. Modèles à effet de mémoire linéaire

Les modèles précédents, de part leur caractère statique ne prennent pas en compte la dispersion fréquentielle du dispositif, par exemple pour des applications large bande ou à enveloppe variable. Cette partie abordera les principaux modèles qui tiennent en compte les effets de mémoire HF, associés à des constantes de temps courtes, du même ordre de grandeur que l'évolution du signal d'entrée, et se définissent comme la réponse fréquentielle du

dispositif sur la bande passante considérée (les variations des caractéristiques AMAM et AMPM sont alors dépendantes de la fréquence considérée).

L'un des modèles le plus répandus est le modèle d'Hammerstein-Wiener présenté sur la Figure III-2, où deux filtres linéaires en entrée et en sortie du modèle non linéaire sans effet de mémoire permettent d'introduire une dépendance non linéaire du gain suivant la fréquence considérée. La principale difficulté de ce modèle est de déterminer la répartition optimale entre le filtre d'entrée et de sortie, le calcul de leur fonction de transfert, devenant très complexe et lourde [III-6].



Figure III-2. Modèle d'Hammerstein-Weiner

De nombreuses déclinaisons ont été développées autour de cette topologie. Nous citerons les travaux d'Abuelma'atti [III-7], Pedro [III-8], Launay [III-9] et Silva [III-10]. Le principal inconvénient de ces modèles réside dans le fait qu'ils sont limités à la prise en compte de la mémoire HF, puisqu'ils sont identifiés à partir de signaux CW en bande de base. Ils sont préconisés pour des applications faiblement non linéaires à enveloppe constante.

II.1.3. Modèles à mémoire non linéaire

Les modèles précédents ne prennent pas en compte les effets de mémoire BF qui sont la conséquence de constantes de temps longues, du même ordre de grandeur que celles associées au signal de modulation. Ces phénomènes ont pour origine l'auto-échauffement, les phénomènes de piège dans les transistors, les variations des impédances de fermeture des circuits de polarisation, voire les dispositifs de contrôle automatique de gain. Sa prise en compte nécessite des extractions plus perfectionnées, basées sur des signaux bi-ton à faible indice ou modulation.

Cette partie présentera, de façon très simple, une variété de ces modèles qui sont plus complexes et généraux, capables de reproduire les effets non linéaires (HF et/ou BF).

Nous allons commencer historiquement par les modèles de Bösch [Ref. [I-68] chapitre I] et Meghdadi [III-11] qui se concentrent sur la description des effets à mémoire BF et ne prédisent pas les effets à mémoire HF. Le premier propose un modèle à deux voies permettant d'induire la modulation du point de polarisation sur le gain statique de l'amplificateur et le deuxième modèle est composé de deux voies dont l'une impose les effets d'intermodulation d'ordre 3 à la voie principale (gain statique).

On peut trouver également les modèles très populaires, à base de réseaux de neurones, pour lesquels de nombreux types ont été développés pour la prise en compte de la mémoire BF et/ou HF pour les amplificateurs de puissance [III-12] et [III-13].

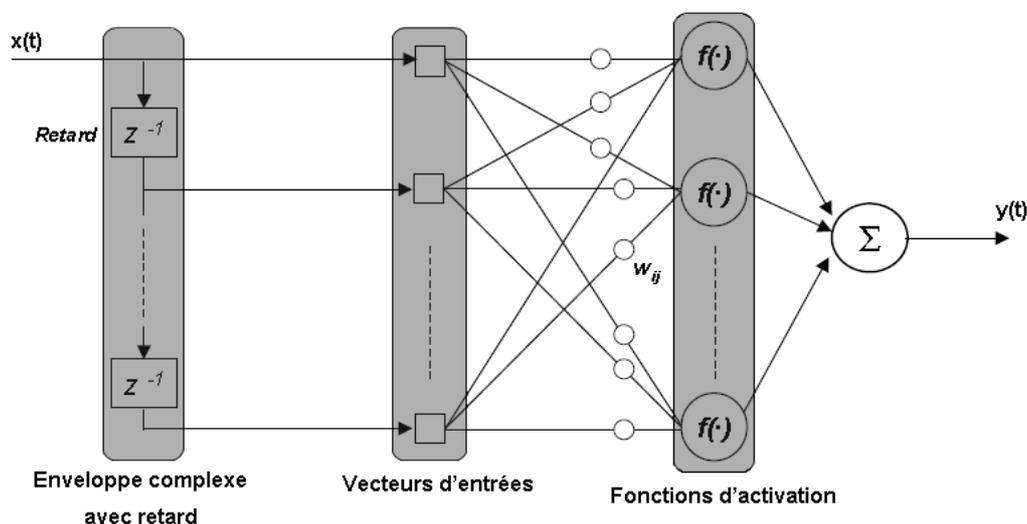


Figure III-3. Structure générale d'un réseau de neurones de type feedforward

Les réseaux de neurones ont la faculté d'apprendre des informations sur n'importe quel système (linéaire ou non linéaire) et d'interpoler la réponse du comportement de ce système à la condition d'un dimensionnement correct de sa base d'apprentissage. Il est ainsi possible d'établir des modèles bilatéraux avec ces réseaux de neurones. Malgré cela, ce processus reste à la fois délicat car il requiert une base d'apprentissage la plus complète possible, due à la faiblesse de ses facultés d'extrapolation, mais également complexe dès que le nombre de variables dépasse l'unité.

Enfin, nous clôturerons cette partie par l'approche basée sur les « séries de Volterra » qui ne présuppose aucune topologie particulière et s'appuie sur des bases mathématiques rigoureuses (**voir annexe 5 pour plus de détail sur la série de Volterra**). Cette série est en

résumé l’extension aux systèmes non linéaires du produit de convolution caractérisant les systèmes linéaires :

$$y(t) = \int h(\tau) \cdot X(t-\tau) \cdot d\tau = h(t) \otimes x(t) \quad [\text{Eq. III.3}]$$

Les modèles basés sur les séries de Volterra classiques [III-14] sont malheureusement limités aux dispositifs faiblement non linéaires ou pour des conditions d’excitation petit signal. Il faut alors mettre en place les procédures extrêmement lourdes pour identifier les noyaux d’ordre élevé mais également calculer les intégrales associées.

Afin de s’affranchir de ces difficultés, des modifications ont été apportées à ces séries classiques, permettant de dissocier les phénomènes de mémoire non linéaire. Ce sont les séries de Volterra dynamiques. Les principaux modèles parmi ces travaux, **les modèles de Volterra dynamiques à un [III-15] et deux noyaux [III-16]** ont montré des capacités intéressantes à reproduire les caractéristiques des amplificateurs de puissance en régime non linéaire (Figure III-4).

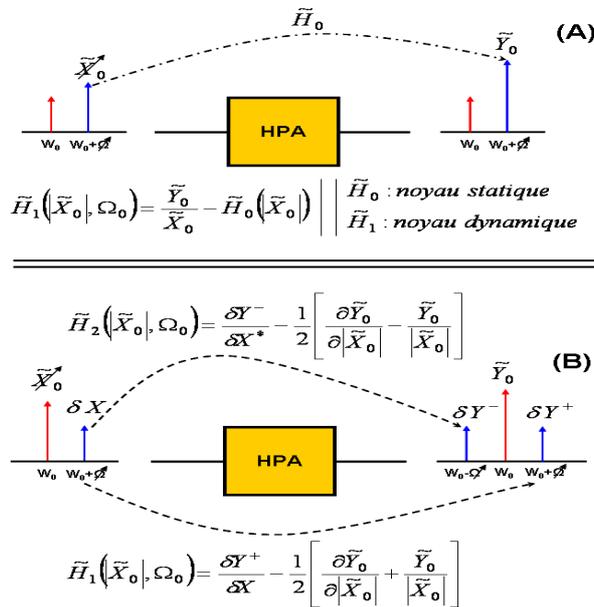


Figure III-4. Principe d’identification du modèle un noyau (A) et deux noyaux (B)

Cependant, les travaux de N. Le Gallou [Ref. [I-64] chapitre I] mettent en évidence le rôle de noyaux H_1 et H_2 qui jouent un rôle prépondérant dans la prédiction des effets de mémoire. H_1 retranscrit majoritairement les effets HF et H_2 les effets BF. Malheureusement, la troncature de la série au premier ordre ne permet pas au modèle de reproduire correctement

les phénomènes de mémoire à long terme (mémoire BF). La solution pour rendre compte des effets basse fréquence serait de considérer les ordres supérieurs. Néanmoins, la complexité des intégrales de convolution ainsi que la difficulté d'identification des noyaux ont interdit d'envisager cette approche.

Par la suite, le **modèle à réponse impulsionnelle non linéaire** a été développé [III-17], consistant à effectuer un développement plus général de l'expression de base des séries de Volterra et permettant d'améliorer la faculté de prise en compte des phénomènes de mémoire BF stimulés en présence de signaux à fort taux de modulation d'amplitude tant que la prise en compte des effets de mémoire HF reste faible.

Finalement, l'application combinée des approches précédentes (N. Le Gallou et A. Soury) permet la prise en compte simultanée des deux types de mémoire (HF et BF). Cette nouvelle topologie s'exprime comme une fonction à mémoire longue (BF) venant moduler lentement la sortie d'une fonction à mémoire courte (HF) suivant le niveau et la dynamique d'entrée du système [III-18], d'où le terme de modèle à séries de Volterra modulées (Figure III-5). Les effets de mémoire HF représentent l'amplification et le filtrage dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur, et les effets de mémoire BF représentent les effets thermiques, les effets de pièges et les effets de filtrage réseau de polarisation.

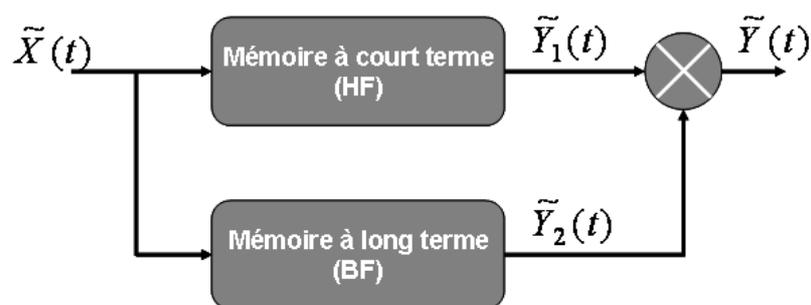


Figure III-5. Topologie du modèle à séries de Volterra modulées

Il faut noter que les séries de Volterra classiques ou dynamiques ont été largement étudiées dans notre laboratoire (XLIM). Récemment, ce dernier modèle a été perfectionné par l'introduction d'un troisième noyau BF qui permet de généraliser l'approche aux circuits présentant une dissymétrie par rapport à la fréquence de modulation [III-19]. Il représente à l'heure actuelle l'état de l'art et l'approche la plus universelle pour la prise en compte de la mémoire dans toute sa généralité. D'autres modèles existent dans la littérature, basés sur les

séries de Volterra ou autres fonctions mathématiques permettant la prise en compte des effets de mémoire non linéaires, mais, il est difficile et délicat de référencer tous ces méthodes et modèles comportementaux. Le Tableau III-1 regroupe les approches les plus significatives pour les modèles unilatéraux à mémoire linéaire et non linéaire mentionnant leur type, la prise en compte de la mémoire HF et BF ainsi que le signal ayant servi à l'extraction.

<i>Modèle</i>	<i>Type</i>	<i>Mémoire HF</i>	<i>Mémoire BF</i>	<i>Signal d'extraction</i>
<i>Polynomial [4]</i>	<i>Localisé</i>	<i>+-</i>	<i>-</i>	<i>CW @ BW</i>
<i>Saleh [5]</i>	<i>Localisé</i>	<i>+-</i>	<i>-</i>	<i>CW @ BW</i>
<i>Hammerstein-Weiner [6]</i>	<i>Localisé</i>	<i>+-</i>	<i>-</i>	<i>CW @ BW</i>
<i>Abuelma'atti [7]</i>	<i>Localisé</i>	<i>+-</i>	<i>-</i>	<i>CW @ BW</i>
<i>Launay [9]</i>	<i>Localisé</i>	<i>++</i>	<i>-</i>	<i>CW @ BW</i>
<i>Silva [10]</i>	<i>Polyspectral</i>	<i>++</i>	<i>-</i>	<i>CW @ BW</i>
<i>Pedro [8]</i>	<i>Volterra classique</i>	<i>++</i>	<i>-</i>	<i>CW @ BW</i>
<i>Boyd [11]</i>	<i>Volterra classique</i>	<i>++</i>	<i>-</i>	<i>CW @ BW</i>
<i>Xu [13]</i>	<i>Réseaux de neurones</i>	<i>+++</i>	<i>+-</i>	<i>CW @ BW</i>
<i>Fang [14]</i>	<i>Réseaux de neurones</i>	<i>+++</i>	<i>+-</i>	<i>CW @ BW</i>
<i>Gallou [15]</i>	<i>Volterra dynamique (1 noyau)</i>	<i>+++</i>	<i>-</i>	<i>CW @ f₀</i>
<i>Soury [17]</i>	<i>Volterra dynamique (réponse impulsionnelle)</i>	<i>+-</i>	<i>+++</i>	<i>CW @ BW et Heaviside modulé</i>
<i>Mazière [18]</i>	<i>Volterra dynamique modulée (2 noyaux)</i>	<i>+++</i>	<i>+-</i>	<i>CW @ BW et Heaviside modulé</i>
<i>Quindrot [19]</i>	<i>Volterra dynamique modulée (3 noyaux)</i>	<i>+++</i>	<i>+++</i>	<i>CW @ BW</i>

Tableau III-1. Tableaux récapitulatifs des modèles unilatéraux et leurs limitations

La partie suivante s'intéresse aux modèles bilatéraux qui sont au cœur de ce travail pour la prise en compte des effets de désadaptation.

II.2. Les modèles bilatéraux

La modélisation comportementale de la fonction amplification de puissance est primordiale sachant que cette fonction conditionne la consommation et la linéarité de la chaîne. Nous avons vu que les dispersions du HPA liées aux phénomènes de mémoire, qu'ils soient HF ou BF, peuvent être considérées efficacement par les approches basées sur les séries

de Volterra dynamiques tronquées au premier ordre. Néanmoins, et dans le cas d'antennes agiles, le comportement doit être considéré avant tout vis-à-vis de l'impédance de charge même si dans l'absolu l'idéal serait un modèle capable également de considérer la mémoire dans sa généralité. Nous allons donc nous focaliser dans cette partie sur les approches bilatérales d'amplificateurs de puissance permettant de prendre en compte la désadaptation et les effets de mémoire, avec une attention particulière sur le principe des paramètres S non linéaire (X-parameters). Après avoir introduit ce formalisme qui est à la base de ce travail lié aux antennes agiles, nous présenterons le développement de deux modèles bilatéraux avec pour objectif un fonctionnement à fort TOS. Enfin, nous évaluerons ces modèles sur un amplificateur de puissance commercial de NEXTEC RF.

II.2.1. Les modèles temporels

Ces modèles considèrent l'amplificateur de puissance comme un système à mémoire finie, on peut donc leur associer une formulation explicite entrée/sortie : le signal de sortie s'exprime au travers d'une fonction non linéaire par rapport aux dérivées successives du signal d'entrée :

$$y(t) = f_{NL} \left(x(t), \frac{\partial x(t)}{\partial t}, \frac{\partial^2 x(t)}{\partial t^2}, \frac{\partial^3 x(t)}{\partial t^3}, \dots, \frac{\partial^n x(t)}{\partial t^n} \right) \quad [\text{Eq. III.4}]$$

Cette formulation, basée sur les séries de temps non linéaires, a été adoptée par J.Wood et D.E Root [III-20], [III-21], déterminent l'ordre maximal de considération des termes en dérivées afin d'optimiser la précision des résultats.

Suivant l'hypothèse d'applications passe bande et en considérant le formalisme d'enveloppe complexe, l'équation III.4 peut s'écrire sous la forme :

$$\tilde{Y}(t) = f_{NL} \left(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \frac{\partial \tilde{X}(t)}{\partial t}, \frac{\partial \tilde{X}^*(t)}{\partial t}, \dots, \frac{\partial^n \tilde{X}(t)}{\partial t^n}, \frac{\partial^n \tilde{X}^*(t)}{\partial t^n} \right) \quad [\text{Eq. III.5}]$$

Dans [III-20], la formulation ci-dessus a été considérée à l'ordre 0, et on définit alors un modèle statique $\tilde{Y}(t) = f_{NL}(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t))$ traduisant directement les caractéristiques AMAM et AMPM classiques d'un dispositif non linéaire. L'intérêt essentiel réside dans l'ajout d'une partie dynamique non linéaire, basée sur le même principe et utilisant un réseau de neurone.

Ce nouveau modèle a montré une capacité intéressante pour prédire les effets de mémoire HF sur des applications large bande.

La même approche a été envisagée par T. Reveyrand [III-22] en considérant l'équation III.5 limitée à l'ordre un. Dans ce cas, on définit un modèle bilatéral à « gain complexe dynamique » :

$$\tilde{Y}(t) = f_{NL} \left(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \frac{\partial \tilde{X}(t)}{\partial t}, \frac{\partial \tilde{X}^*(t)}{\partial t} \right) \quad [\text{Eq. III.6}]$$

Ce modèle s'exprime en fonction de la dérivée de l'amplitude de l'enveloppe en fonction du temps. Ce paramètre étant lié aux battements existant entre différentes porteuses composant un signal modulé, il contient des informations relatives à la mémoire HF et BF. Il faut noter que le modèle de T. Reveyrand a utilisé des outils d'interpolations multidimensionnelles comme les réseaux de neurones [III-18] afin de prendre en compte les effets de mémoire et prédire efficacement le comportement de l'amplificateur.

L'utilisation de ces outils (réseaux de neurones ou modèle temporel) pourrait être envisageable pour notre application. Cependant, la complexité de ces modèles, en particulier les modèles utilisant les réseaux de neurones, nous a orientés vers une autre approche plus générale utilisant l'expression des pseudo paramètres S grand signal (X-parameters) appliquée aux dispositifs non linéaires.

II.2.2. Pseudo paramètres S grand signal

La nomination paramètres S grand signal est une extension en non linéaire des paramètres S linéaires introduits par Kurokawa [III-2]. Les paramètres S linéaires sont employés pour caractériser, de façon bilatérale, les dispositifs linéaires et invariants dans le temps. Ils décrivent les relations d'entrée/sortie des dispositifs passifs grâce à la relation :

$$[\tilde{b}] = [S]_{linéaire} \cdot [\tilde{a}] \quad [\text{Eq. III.7}]$$

où \tilde{a} et \tilde{b} représentent respectivement les ondes de puissances incidentes et réfléchies aux accès d'un dispositif.

Dans le cas d'un quadripôle linéaire, la définition usuelle des paramètres S « petit signal » est :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad [\text{Eq. III.8}]$$

Cependant, il est nécessaire de considérer les ondes aux accès et leurs harmoniques, comme l'indique la figure suivante, où le premier indice est associé à l'accès et le deuxième à l'harmonique considéré :

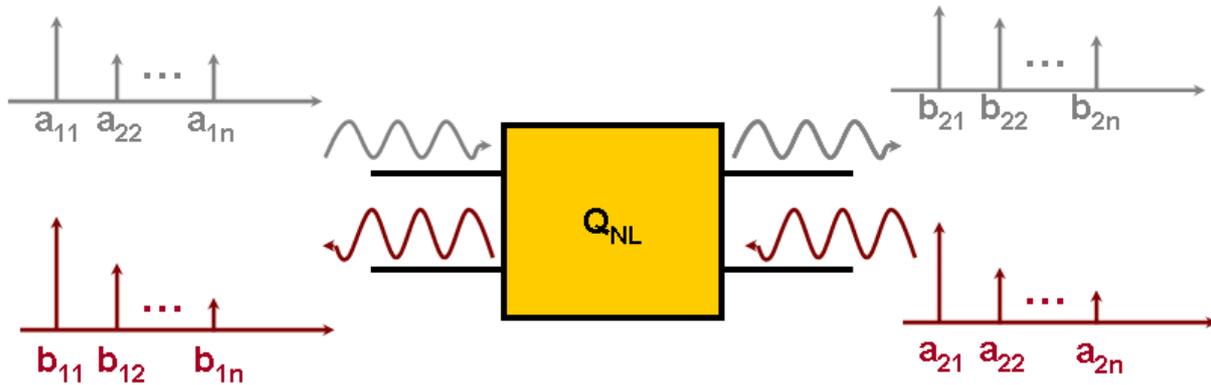


Figure III-6. Les harmoniques des paramètres S non linéaires

La définition des paramètres S linéaires peut être étendue aux circuits actifs non linéaires, à condition que la non linéarité ne soit pas trop sévère. Une de ces extensions est les paramètres S grand signal, qui ont fait l'objet de beaucoup de travaux. Une première approche consiste à caractériser séparément les coefficients des paramètres S modélisant la réponse à une excitation en entrée d'une part (S_{i1}) et en sortie d'autre part (S_{i2}), en fonction de la puissance d'entrée donc de $|\tilde{a}_1|$ [III-23]. Cette définition repose toutefois sur le principe de superposition et semble mal adaptée à la modélisation des amplificateurs en condition load-pull puisque le port non alimenté est chargé par le conjugué de l'impédance de référence (définition petit signal). Ensuite Mazumder [III-24] a défini une autre approche, plus précise, qui consiste à déterminer les coefficients des paramètres S en appliquant simultanément deux signaux cohérents de même fréquence f_0 aux accès du dispositif. Malheureusement, cette approche nécessite beaucoup de mesures pour explorer le domaine de fonctionnement du quadripôle. Finalement, la formulation la plus complète a été introduite par J. Verspecht [III-25], [III-26] et [III-27] et nommé « X-parameters ». Cette formulation considère le principe de superposition dans le cas où les harmoniques de a_1 sont faibles devant la composante à f_0 , et permet une description précise de la non linéarité de l'amplificateur de puissance sous la

forme d'un rapport entre les ondes incidentes (a_{ij}) et réfléchies (b_{ij}) du dispositif, exprimées en fonction de l'onde incidente :

$$\tilde{b}_{ij} = F_{ij}(a_{11}^{re}, a_{12}^{re}, \dots, a_{1n}^{re}, a_{12}^{im}, \dots, a_{1n}^{im}, \dots, a_{21}^{re}, \dots, a_{2n}^{re}, a_{21}^{im}, \dots, a_{2n}^{im}, R_1, R_2) \quad [\text{Eq. III.9}]$$

où i signifie le nombre d'accès du dispositif, j le nombre d'harmoniques utilisés, R_1 et R_2 décrivent les conditions de polarisation.

Il faut noter que l'équation III.9 est valable si a_{11} est la référence de phase ($a_{11}^{im} = 0$, après normalisation).

II.2.2.1. Principe et développement des pseudo paramètres S grand signal « X-parameters »

Le concept des paramètres S grand signal consiste à définir, comme dans l'équation III.7, une relation d'entrée/sortie, mais non linéaire :

$$[\tilde{b}] = [S]_{non\ linéaire} \cdot [\tilde{a}] \quad [\text{Eq. III.10}]$$

Ces paramètres S grand signal représentent les rapports entre les ondes incidentes et réfléchies. Ces ratios sont donc exprimés en fonctions des ondes régissant le dispositif.

Dans un premier temps, une forme plus complète a été introduite dans [III-25] afin de résoudre l'équation III.9. L'équation III.11 peut prendre en compte les harmoniques générées en sortie de l'amplificateur au prix toutefois d'un nombre des paramètres plus conséquent. Les ondes sont toujours référencées en phase par rapport à l'onde a_{11} , l'équation III.9 devient :

$$\tilde{b}_{ij} = \tilde{C}_{ij} + \sum_{\substack{k=2 \dots N \\ l=1,2}} S_{ijkl}(a_{11}) \cdot a_{kl}^{re} + \sum_{\substack{k=2 \dots N \\ l=1,2}} S'_{ijkl}(a_{11}) \cdot a_{kl}^{im} \quad [\text{Eq. III.11}]$$

où C_{ij} désigne un coefficient réel en fonction de a_{11}^{re} et des conditions de polarisation R_1 et R_2 , S et S' sont les paramètres S non linéaires. K et l représentent l'ordre d'harmonique associé respectivement à i et j .

Néanmoins, pour notre application, on restreindra la formulation à la fréquence fondamentale, la prise en compte des harmoniques du signal ne présentant pas d'intérêt pour la simulation système. Dans ce cas, on peut écrire de façon générale que le quadripôle est caractérisé par la relation suivante:

$$\tilde{b}_i = f_{NLi} \{ \Re(\tilde{a}_1), \Im(\tilde{a}_1), \Re(\tilde{a}_2), \Im(\tilde{a}_2) \} \quad [\text{Eq. III.12}]$$

avec $i = 1, 2$

Une représentation vectorielle de l'équation III.12 est illustrée ci-dessous :

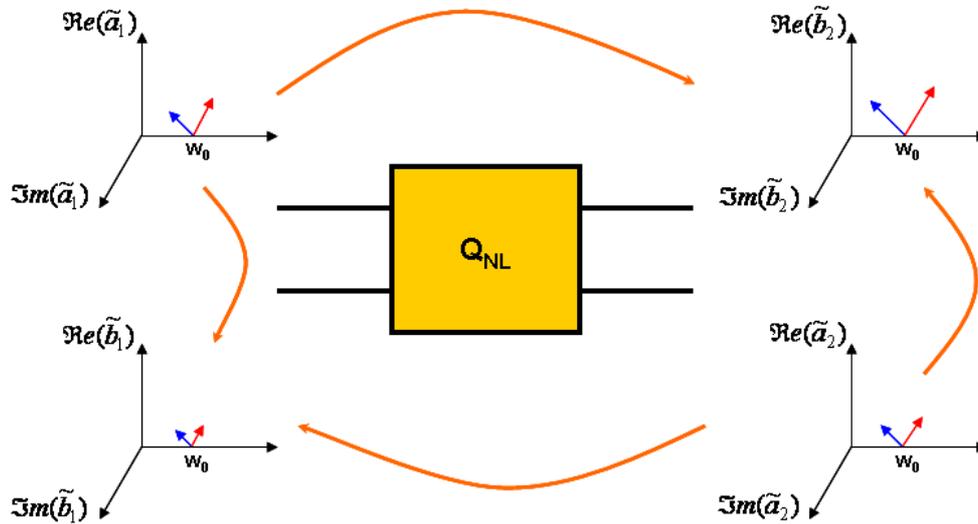


Figure III-7. Représentation vectorielle des pseudo paramètres S grand signal

II.2.2.2. Formulation bilatérale du modèle

Nous avons considéré, dans un premier temps, que l'amplificateur de puissance est soumis à un TOS relativement faible. Les impédances de charge se situent donc au voisinage de l'impédance idéale (50Ω), ce qui correspond à une condition de faible désadaptation. En se basant sur l'équation III.12 et en considérant le développement de Taylor [III-28], nous obtenons une formulation bilatérale caractérisant le dispositif non linéaire dans à la fréquence fondamentale.

Tout d'abord, en adoptant les abréviations suivantes :

$$\begin{aligned} \tilde{b}_i &= f_{NLi}(\tilde{a}_1, \tilde{a}_1^*, \tilde{a}_2, \tilde{a}_2^*) \quad \text{avec } i = 1, 2 \\ \vec{X} &= f_{NL}(\tilde{a}_1, \tilde{a}_1^*, \tilde{a}_2, \tilde{a}_2^*) \\ \vec{X}_0 &= f_{NL}(\tilde{a}_1|_0, \tilde{a}_1^*|_0, \tilde{a}_2|_0, \tilde{a}_2^*|_0) \rightarrow \text{fondamental} \end{aligned}$$

Le développement en série de Taylor de l'équation III.12 permet d'écrire la relation suivante, \tilde{a}_i^* représente le conjugué complexe de \tilde{a}_i ($i=1,2$) :

$$\begin{aligned}
 \tilde{b}_i = & f_{NLi}(\bar{X}_0) + \\
 & \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_1} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_1 + \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_1^*} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_1^* + \\
 & \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_2} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_2 + \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_2^*} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_2^* + \\
 & \dots + \\
 & \frac{1}{n!} \cdot \left. \frac{\partial^n f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_1^n} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_1^n + \frac{1}{n!} \cdot \left. \frac{\partial^n f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_1^{*n}} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_1^{*n} + \\
 & \frac{1}{n!} \cdot \left. \frac{\partial^n f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_2^n} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_2^n + \frac{1}{n!} \cdot \left. \frac{\partial^n f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_2^{*n}} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_2^{*n}
 \end{aligned} \tag{Eq. III.13}$$

En limitant le développement au premier ordre, l'équation III.13 devient :

$$\begin{aligned}
 \tilde{b}_i = & f_{NLi}(\bar{X}_0) + \\
 & \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_1} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot (\tilde{a}_1 - \tilde{a}_1|_0) + \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_1^*} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot (\tilde{a}_1^* - \tilde{a}_1^*|_0) + \\
 & \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_2} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot (\tilde{a}_2 - \tilde{a}_2|_0) + \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_2^*} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot (\tilde{a}_2^* - \tilde{a}_2^*|_0)
 \end{aligned} \tag{Eq. III.14}$$

La condition de la faible désadaptation suppose que l'onde de puissance \tilde{a}_2 est faible, soit $\tilde{a}_2 \approx 0$ et donc $\tilde{a}_2^* \approx 0$. Il en découle que le quadripôle est principalement dépendant de l'onde \tilde{a}_1 , ce qui permet d'écrire l'égalité suivante :

$$\bar{X} = f_{NL}(\tilde{a}_1, \tilde{a}_1^*, 0, 0)$$

L'équation III.14 devient alors :

$$\begin{aligned}
 \tilde{b}_i = & f_{NLi}(\bar{X}_0) + \\
 & \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X}_0)}{\partial \tilde{a}_1} \right|_{\bar{X}_0} \cdot (\tilde{a}_1 - \tilde{a}_1|_0) + \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X}_0)}{\partial \tilde{a}_1^*} \right|_{\bar{X}_0} \cdot (\tilde{a}_1^* - \tilde{a}_1^*|_0) + \\
 & \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X}_0)}{\partial \tilde{a}_2} \right|_{\bar{X}_0} \cdot (\tilde{a}_2) + \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X}_0)}{\partial \tilde{a}_2^*} \right|_{\bar{X}_0} \cdot (\tilde{a}_2^*)
 \end{aligned} \tag{Eq. III.15}$$

Si on néglige les effets de mémoire, un amplificateur de puissance peut être considéré comme un système invariant dans le temps. Si l'onde \tilde{a}_1 de l'amplificateur est déphasée, les 3 autres ondes le sont également de la même quantité. Cette propriété permet d'exprimer une fonction non linéaire qui dépend de \tilde{a}_1 et \tilde{a}_1^* en une fonction linéaire qui dépend seulement de $|\tilde{a}_1|$ en introduisant un déphasage arbitraire $\phi(\tilde{a}_1)$.

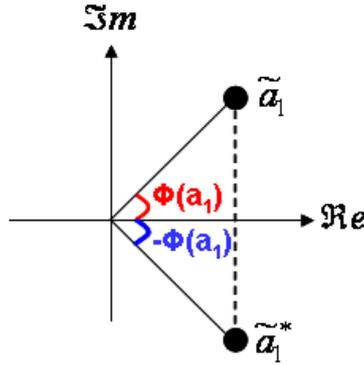


Figure III-8. Introduction d'un déphasage

Avec l'introduction de ce déphasage libre, l'équation III.15 devient :

$$\begin{aligned} \tilde{b}_i \cdot e^{-j\varphi(\tilde{a}_i)} = f_{Li}(\tilde{a}_1) + \\ S_{i1}(\tilde{a}_1) \cdot \tilde{a}_1 \cdot e^{-j\varphi(\tilde{a}_i)} + S'_{i1}(\tilde{a}_1) \cdot \tilde{a}_1^* \cdot e^{j\varphi(\tilde{a}_i)} + \\ S_{i2}(\tilde{a}_1) \cdot \tilde{a}_2 \cdot e^{-j\varphi(\tilde{a}_i)} + S'_{i2}(\tilde{a}_1) \cdot \tilde{a}_2^* \cdot e^{j\varphi(\tilde{a}_i)} \end{aligned} \quad [\text{Eq. III.16}]$$

On peut simplifier l'équation III.16 en la multipliant par $e^{j\varphi(\tilde{a}_i)}$ et en remplaçant $f_{Li}(\tilde{a}_1)$ par $S_i^0(\tilde{a}_1)$:

$$\begin{aligned} \tilde{b}_i = S_i^0(\tilde{a}_1) + \\ S_{i1}(\tilde{a}_1) \cdot \tilde{a}_1 + S'_{i1}(\tilde{a}_1) \cdot \tilde{a}_1^* \cdot e^{j2\varphi(\tilde{a}_i)} + \\ S_{i2}(\tilde{a}_1) \cdot \tilde{a}_2 + S'_{i2}(\tilde{a}_1) \cdot \tilde{a}_2^* \cdot e^{j2\varphi(\tilde{a}_i)} \end{aligned} \quad [\text{Eq. III.17}]$$

Dans le cas d'un quadripôle, l'équation III.17 peut se réécrire sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} \tilde{b}_1 \\ \tilde{b}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_1^0(\tilde{a}_1) & S_{11}(\tilde{a}_1) & S_{12}(\tilde{a}_1) \\ S_2^0(\tilde{a}_1) & S_{21}(\tilde{a}_1) & S_{22}(\tilde{a}_1) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1 \\ \tilde{a}_2 \end{pmatrix} + e^{j2\varphi(\tilde{a}_i)} \cdot \begin{pmatrix} S'_{11}(\tilde{a}_1) & S'_{12}(\tilde{a}_1) \\ S'_{21}(\tilde{a}_1) & S'_{22}(\tilde{a}_1) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1^* \\ \tilde{a}_2^* \end{pmatrix} \quad [\text{Eq. III.18}]$$

En considérant que \tilde{a}_1 (phase référencée à 0) est purement réelle conduit à écrire que $\tilde{a}_1 = |\tilde{a}_1|$ donc $\tilde{a}_1^* = \tilde{a}_1$ et $\tilde{a}_1 \approx \tilde{a}_1^* \cdot e^{j2\varphi(\tilde{a}_1)}$. L'équation III.18 devient alors :

$$\begin{pmatrix} \tilde{b}_1 \\ \tilde{b}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11T}(\tilde{a}_1) & S_{12}(\tilde{a}_1) \\ S_{21T}(\tilde{a}_1) & S_{22}(\tilde{a}_1) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1 \\ \tilde{a}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & S'_{12}(\tilde{a}_1) \\ 0 & S'_{22}(\tilde{a}_1) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1^* \\ \tilde{a}_2^* \end{pmatrix} \quad [\text{Eq. III.19}]$$

avec $S_{iT}(\tilde{a}_1) = S_i^0(\tilde{a}_1) + S_{i1}(\tilde{a}_1) + S'_{i1}(\tilde{a}_1)$ et $i = 1,2$

L'équation III.19 caractérise alors un dispositif non linéaire de manière bilatérale dans le cas où la désadaptation est faible. Cette équation est inspirée du modèle PHD

(PolyHarmonic Distorsion) [III-29] et [III-30] qui prend en compte les effets de la désadaptation d'un amplificateur de puissance à la fréquence fondamentale ainsi qu'aux harmoniques. Le modèle PHD est paramétré en fréquence afin de caractériser l'amplificateur dans sa bande passante. Il ne prend pas donc en compte les effets de mémoire BF.

Dans notre cas, nous avons restreint le modèle PHD à la fréquence fondamentale ce qui nous a donné l'équation III.19 (après développement). Cette relation matricielle peut être vue de la forme suivante :

$$\begin{aligned}\tilde{b}_1 &= S_{11T}(f_0, |\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1 + S_{12}(f_0, |\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_2 + S'_{12}(f_0, |\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_2^* \\ \tilde{b}_2 &= S_{21T}(f_0, |\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1 + S_{22}(f_0, |\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_2 + S'_{22}(f_0, |\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_2^*\end{aligned}\quad [\text{Eq. III.20}]$$

Nous pouvons remarquer que dans l'équation ci-dessus, deux termes supplémentaires (caractérisant la non linéarité) proportionnels au conjugué de \tilde{a}_2 , ont été ajoutés par rapport à la matrice S linéaire. Afin de prouver l'utilité de ces deux termes dans la caractérisation d'un dispositif non linéaire et leur origine, la modélisation établie dans [III-29] a montré que le coefficient de réflexion en sortie d'un amplificateur (Γ_{out}) varie selon la phase de l'onde réfléchie par la charge ($\varphi(\tilde{a}_2)$).

Considérons une fonction de transfert non linéaire dans le domaine temporel :

$$f : x(t) \rightarrow y(t) \quad \text{avec} \quad f(x) = \alpha x + \gamma x^3 \quad [\text{Eq. III.21}]$$

On décompose le signal appliqué $x(t)$ en une composante principale $x_0(t)$, assimilée au signal d'entrée, et un terme de perturbation $\Delta x(t)$, supposé faible, assimilé à la contribution induite par désadaptation de charge :

$$x(t) = x_0(t) + \Delta x(t) \quad [\text{Eq. III.22}]$$

L'objectif est de calculer la réponse linéaire de l'équation III.21 à partir du signal appliqué dans l'équation III.22. De cette façon, on calcule la réponse linéaire de ce système non linéaire (Eq. III.21) autour d'un point de fonctionnement statique. C'est la condition initiale pour laquelle les paramètres S linéaires s'appliquent.

Supposons les signaux sinusoïdaux avec $f = \frac{\omega}{2 \cdot \pi}$:

$$x_0(t) = A \cdot \cos(\omega t) = A \cdot \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} \quad [\text{Eq. III.23}]$$

$$\Delta x(t) = a \cdot \cos(\omega t + \varphi) = \frac{\delta \cdot e^{j\omega t} + \delta^* \cdot e^{-j\omega t}}{2} \quad \text{avec } \delta = a \cdot e^{j\varphi}$$

A est un nombre réel et δ est un nombre complexe mais très faible qui permet à la phase de perturbation (φ) de prendre n'importe quelle valeur souhaitée. Le signal est manifestement réel. La réponse linéaire à $x(t)$ peut être calculée par :

$$\Delta(y(t)) = f(x_0(t) + \Delta x(t)) - f(x_0(t)) \approx f'(x_0(t)) \cdot \Delta x(t) \quad [\text{Eq. III.24}]$$

C'est-à-dire qu'on dérive localement la fonction de transfert f , autour de $x_0(t)$, pour estimer la variation $\Delta y(t)$ en sortie associée à la perturbation $\Delta x(t)$, avec une approximation que $\Delta x(t)$ tend vers 0 et l'évaluation de la non linéarité $f'(x_0)$ se fait pour $x_0(t) = A \cdot \cos(\omega t)$. La variation en sortie s'exprime donc :

$$f'(A) = \alpha + 3\gamma A^2 \cdot \cos^2(\omega t) \quad \text{avec } \cos^2(\omega t) = \frac{1}{2} + \frac{\cos(2\omega t)}{2}$$

$$= \left(\alpha + \frac{3\gamma A^2}{2} \right) + \frac{3\gamma A^2}{2} \cdot \cos(2\omega t) \quad [\text{Eq. III.25}]$$

En substituant l'équation III.25 dans l'équation III.24, on obtient :

$$\Delta(y(t)) = \left[\left(\alpha + \frac{3\gamma A^2}{2} \right) + \frac{3\gamma A^2}{2} \cdot \left(\frac{\delta \cdot e^{2j\omega t} + \delta^* \cdot e^{-2j\omega t}}{2} \right) \right] \cdot \left(\frac{\delta \cdot e^{j\omega t} + \delta^* \cdot e^{-j\omega t}}{2} \right) \quad [\text{Eq. III.26}]$$

Si l'on se restreint au terme complexe proportionnel à $e^{j\omega t}$ dans l'équation III.26, on obtient :

$$\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{3\gamma A^2}{4} \right) \cdot \delta + \frac{3\gamma A^2}{8} \cdot \delta^* \quad [\text{Eq. III.27}]$$

On en déduit le rapport des transformées de Fourier, à la pulsation ω , de la variation en sortie sur la perturbation en entrée :

$$\frac{\Delta Y(\omega)}{\Delta X(\omega)} = \frac{\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{3\gamma A^2}{4} \right) \cdot \delta + \frac{3\gamma A^2}{8} \cdot \delta^*}{\frac{\delta}{2}} \quad \text{avec } \delta^* = \delta \cdot e^{-2 \cdot j \cdot \arg(\delta)}$$

$$= \left(\alpha + \frac{3\gamma A^2}{2} \right) + \left(\frac{3\gamma A^2}{4} \right) \cdot e^{-2 \cdot j \cdot \arg(\delta)} \quad [\text{Eq. III.28}]$$

Ce rapport peut être assimilé au coefficient de réflexion en sortie de l'amplificateur ($\Delta Y(\omega)/\Delta X(\omega) \leftrightarrow \Gamma_{OUT}$) pour un niveau de puissance disponible donné (A). Par conséquent, et contrairement aux paramètres S linéaires, le coefficient de réflexion dépend de la phase relative de la perturbation (grand signal) par rapport au terme principal ($\arg(\delta)$). Cette dernière équation justifie l'ajout du terme S'_{22} supplémentaire dans la matrice des paramètres S grand signal permet de prendre en compte ce phénomène ($e^{-2 \cdot j \cdot \arg(\delta)}$). En effet, si on exprime le coefficient de réflexion en sortie à puissance disponible fixée, on retrouve la même équation :

$$\begin{aligned} \Gamma_{out} \Big|_{a_1 \text{ fixé}} &= \frac{\tilde{b}_2}{\tilde{a}_2} = \frac{S_{22} \cdot \tilde{a}_2 + S'_{22} \cdot \tilde{a}_2^*}{\tilde{a}_2} \quad \text{avec } \tilde{a}_2^* = \tilde{a}_2 \cdot e^{-2 \cdot j \cdot \arg(\tilde{a}_2)} \\ &= S_{22} + S'_{22} \cdot e^{-2 \cdot j \cdot \arg(\tilde{a}_2)} \end{aligned} \quad [\text{Eq. III.29}]$$

En identifiant les équations III.28 et III.29, on constate que le terme S'_{22} restitue les variations du coefficient de réflexion liées à la phase de la perturbation, en l'occurrence l'onde \tilde{a}_2 désadaptant la sortie de l'amplificateur. Il faut noter cependant qu'il s'agit dans l'équation III.29 de la phase absolue du terme de perturbation, et non de la phase relative au terme principal, en l'occurrence \tilde{a}_1 . Cette démonstration s'applique également au coefficient de réflexion en entrée, justifiant l'utilité du terme S'_{12} .

En revenant à l'équation III.20, ce formalisme peut être vu comme un modèle de type AMAM-AMPM bilatéral. Son domaine de validité reste limité au fonctionnement statique et ne peut donc pas prendre en compte la mémoire éventuelle du dispositif non linéaire. Afin de prendre en compte la mémoire HF, les paramètres S peuvent s'écrire également sous une forme de Volterra un noyau [III-31] dépendant à la fois de la puissance et de la fréquence. L'implémentation numérique fait apparaître un développement en série de puissance suivant $|\tilde{a}_1|$ et une identification par pôles/résidus suivant la fréquence. Cette approche revient à mettre en parallèle $K+1$ structures de Wiener associant un filtre du premier ordre suivi d'une non linéarité statique. Ce modèle présente de bonnes capacités dans la bande passante pour des TOS modérés.

Cependant, l'objectif de la thèse étant avant tout la prise en compte de la désadaptation à fort TOS, nous avons considéré la forme statique basée sur l'équation III.20.

II.2.2.3. Conclusion sur les paramètres S grand signal

Le modèle PHD en général, limité dans notre application à un fonctionnement statique (travaillant uniquement sur la fréquence fondamentale), est un véritable progrès dans la modélisation bilatérale. Récemment, ce modèle a été étendu afin de prendre en compte à la fois les effets de mémoire HF et les effets de désadaptation [III-30]. Le modèle caractérise un dispositif non linéaire sur une bande de fréquence autour de sa fréquence fondamentale et présente des performances intéressantes. Le processus d'identification des paramètres S grand signal est réalisable de manière assez simple en simulation (Harmonic Balance) mais beaucoup plus délicat en mesure puisqu'il est nécessaire de disposer de bancs spécifiques incluant un analyseur LSNA (Large Signal Network Analyser). Le modèle repose sur une série de mesures en nuage de points autour de l'impédance nominale. Ces mesures sont ensuite organisées en une base de données qui permet d'interpoler entre les données. Il est nécessaire d'effectuer de nombreuses séries de mesures à l'aide de LSNA, coûteuses au niveau du temps, afin de bénéficier d'une précision satisfaisante.

Un autre modèle dérivé de ce formalisme [III-30] permet de prendre en compte les différents contraintes liées à la modélisation des amplificateurs de puissance (désadaptation de charge, effets de mémoire HF). Le principe est une « approche boîte grise » qui considère l'amplificateur en différents sous-modèles associés respectivement aux parties actives (pseudo paramètres S grand signal) et passives (paramètres S linéaires), ceci afin de dissocier les effets de mémoire HF et d'appliquer le formalisme des pseudo paramètres S non linéaire aux transistors. F.X Estagerie [III-28] a considéré simplement la dépendance fréquentielle des ondes de puissances du dispositif par des coefficients exprimés en fonction de la fréquence. Ces coefficients dépendent de la variable $\Omega = \omega - \omega_0$ et sont calculés en bas niveau. Cette condition signifie que le modèle n'est réellement correct que pour la valeur de $|\tilde{a}_1|$ avec laquelle les coefficients ont été calculés. Dans le cas d'un quadripôle, le modèle est le suivant :

$$\begin{pmatrix} \tilde{b}_1 \\ \tilde{b}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11T}(\tilde{a}_1) \cdot c_{11}(\Omega) & S_{12}(\tilde{a}_1) \cdot c_{12}(\Omega) \\ S_{21T}(\tilde{a}_1) \cdot c_{21}(\Omega) & S_{22}(\tilde{a}_1) \cdot c_{22}(\Omega) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1 \\ \tilde{a}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & S'_{12}(\tilde{a}_1) \cdot c'_{12}(\Omega) \\ 0 & S'_{22}(\tilde{a}_1) \cdot c'_{22}(\Omega) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1^* \\ \tilde{a}_2^* \end{pmatrix}$$

[Eq. III.30]

avec $S_{iT}(\tilde{a}_1) = S_i^0(\tilde{a}_1) + S_{i1}(\tilde{a}_1) + S'_{i1}(\tilde{a}_1)$ et $i = 1, 2$

$c_{ij}(\Omega)$ représente les coefficients de pondération, normalisés par rapport à $\Omega = 0$.

$$c_{ij}(\Omega) = \frac{S_{ij}(\Omega)}{S_{ij}(\Omega_0)} \Big|_{|a_i| \text{ fixé}} \quad [\text{Eq. III.31}]$$

Le modèle ci-dessus est un compromis intéressant par sa simplicité et sa capacité à prédire parfaitement les effets de mémoire HF et l'effet de désadaptation dans la zone linéaire de l'amplificateur. Par contre, la prédiction de la mémoire HF est moins bonne en non linéaire puisque les coefficients de pondération en fréquence sont issus de mesures petit signal.

Il faut noter également des modèles unilatéraux utilisant le concept des pseudo paramètres S grand signal qui ont été développés dans ces dernières années [III-32] et [III-33]. Ces modèles sont une version étendue du formalisme PHD permettant la prise en compte des effets de mémoire BF et/ou HF quand la sortie du dispositif est considérée comme parfaitement adaptée, ce qui enlève le caractère bilatéral du modèle, et donc l'intérêt pour notre étude.

Pour clôturer cette partie, les modèles bilatéraux ont montré leurs capacités à prendre en compte la désadaptation sur des TOS modérés, voire également la mémoire HF. Les approches basées sur le formalisme de pseudo paramètres S grand signal vont être maintenant reconsidérées afin d'augmenter leur validité pour la prise en compte de TOS élevés (>3). Deux modèles bilatéraux seront donc présentés dans les parties suivantes de ce chapitre, permettant la prise en compte des effets de désadaptation moyenne (TOS < 3) et forte (TOS ≥ 3).

III. Développement d'un modèle bilatéral sans mémoire avec implémentation dans un environnement circuit (ADS)

Dans le cadre de notre étude, nous nous sommes basés sur le formalisme des pseudo paramètres S grand signal en visant une implémentation dans l'environnement d'ADS au moyen d'un FDD (Frequency Domain Defined Devices – approche statique). Le développement consiste à élaborer un modèle statique équivalent à des courbes AMAM AMPM et valider à fort TOS.

L'identification du modèle repose sur l'obtention de caractéristiques CW issues de simulations HB ou de mesures load-pull. Le modèle électrique de l'amplificateur commercial choisi n'étant malheureusement pas disponible. Nous nous sommes donc tournés vers une caractérisation expérimentale (load-pull) de l'amplificateur afin d'obtenir les données nécessaires à la construction et la validation de notre modèle.

III.1. Caractérisation expérimentale de l'amplificateur NEXTEC RF (NB00422) et élaboration d'un modèle bilatéral

Cet amplificateur commercial est adapté à la fréquence de travail de notre réseau d'antenne (8-8.4 GHz). Il présente un gain maximal de 17 dB avec une puissance de sortie de 27dBm à 1 dB de compression et un rendement ajouté de 17%. L'évaluation de l'amplificateur passera par plusieurs étapes : la première étape est de mesurer l'amplificateur, la deuxième étape est d'identifier les paramètres S non linéaires à partir des données mesurées (les ondes de puissances via la mesure des courants-tensions) et la dernière étape est d'implémenter le modèle dans un simulateur circuit (ADS) afin de valider l'approche considérée avec les mesures.

III.1.1. Caractérisation Load-pull

Une mesure classique des paramètres S, à partir d'un analyseur de réseau vectoriel (ARV), n'est pas appropriée pour caractériser l'amplificateur en large signal soumis à des variations de charge. Afin de répondre à cette problématique, différentes techniques de mesures, dites load-pull, ont été donc développées pour caractériser des amplificateurs alimentés en grand signal en jouant sur la puissance disponible et sur l'impédance de charge.

De manière générale, les techniques load-pull conventionnelles consistent à exciter l'amplificateur à sa fréquence fondamentale f_0 (mesure CW) tout en ajustant l'impédance de la charge présentée à la sortie à l'aide de tuners passifs [III-34]. Il existe d'autres techniques, comme par exemple la technique load-pull active consistant à synthétiser des coefficients de réflexion en sortie par une boucle active [III-35]. (Voir annexe 6 pour plus de détails).

Le banc utilisé au laboratoire XLIM est un banc load-pull conventionnel passif réalisant une mesure avec une excitation monoproteuse. La Figure III-9 montre le synoptique du banc

load-pull utilisé. La tension de base est générée par un « pulsed Bias Generator », la puissance RF est fournie par une source CW connecté à un « RF modulator », et le niveau de puissance disponible est contrôlé par un atténuateur. La charge en sortie de l'amplificateur est contrôlée par un tuner mécanique. La synchronisation et le pilotage du banc sont réalisés par ordinateur. Les ondes de puissances sont mesurées en entrée et en sortie de l'amplificateur par l'intermédiaire de coupleurs bidirectionnels et d'un ARV.

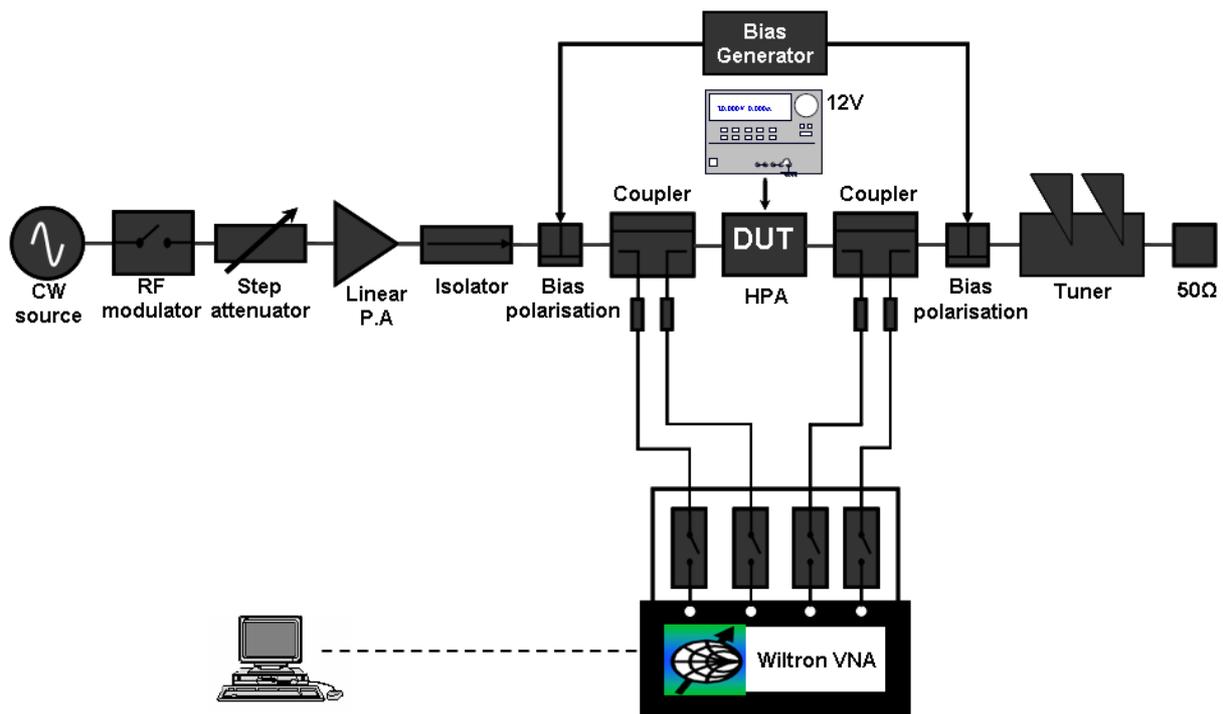


Figure III-9. Synoptique du banc de caractérisation Load-Pull

À une fréquence f_0 fixée (8.2 GHz dans notre cas), les ondes de puissances sont mesurées pour différentes valeurs de charges (via les tensions et les courants) progressivement désadaptées autour de 50Ω . Pour chaque valeur d'impédance de charge, on augmente graduellement la puissance disponible en entrée de l'amplificateur en partant du régime petit signal. La puissance disponible peut être limitée, afin de protéger le composant, en termes de compression de gain par exemple. Une fois la limite fixée atteinte, on passe à la charge suivante et on réitère le processus. Le balayage de la charge en sortie a atteint un TOS ≤ 4 sans détruire l'amplificateur. Nous allons observer quelques caractéristiques mesurées concernant cet amplificateur NEXTEC RF (Figure III-10). Chacune de ces caractéristiques correspond à des impédances aléatoires et différentes. On constate que l'effet de désadaptation (lorsqu'on éloigne de la charge optimale 50Ω) influe fortement le

comportement de l'amplificateur induisant une baisse significative des performances en puissance.

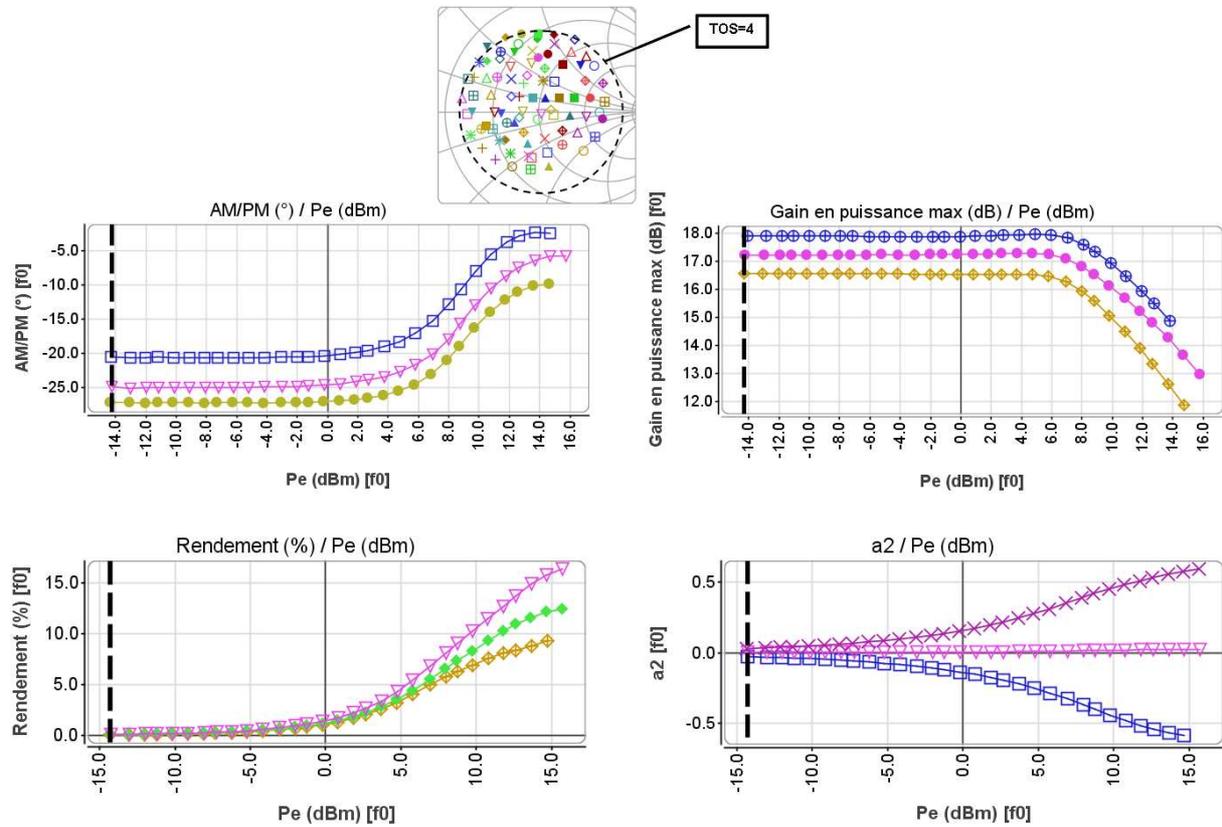


Figure III-10. Caractéristiques de l'amplificateur de puissance pour des charges de $TOS \leq 4$

Le paragraphe suivant traitera l'extraction des pseudo paramètres S grand signal du modèle pour que celui-ci possède un fonctionnement optimal pour des désadaptations présentant un $TOS \leq 4$.

III.1.2. Extraction des pseudo paramètres S grand signal

L'extraction des pseudo paramètres S grand signal consiste à utiliser les ondes de puissances mesurées $(\tilde{a}_i, \tilde{b}_i)$ aux bornes de l'amplificateur. Dans l'équation III.20, les six paramètres $(s_{11}, s_{12}, s'_{12}, s_{21}, s_{22}, s'_{22})$ sont à extraire. Pour résoudre ce système à deux équations et à six inconnues, il est nécessaire de prendre les données mesurées pour trois impédances différentes (condition minimale) afin de déterminer les six paramètres S grand signal (Figure III-11). Cependant, il est possible de considérer davantage de points d'impédances pour

résoudre le système, ce qui revient à avoir plus d'équations que d'inconnues, mais permet d'avoir une meilleure précision sur un disque d'impédance donné.

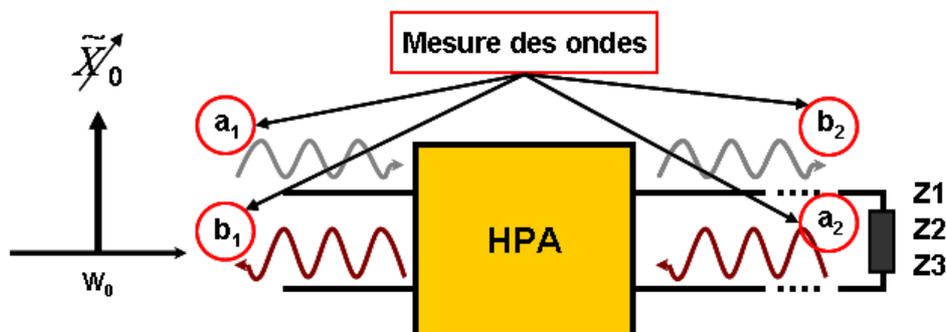


Figure III-11. Principe de l'extraction des paramètres S non linéaires

En théorie, le choix des impédances de charge pour l'extraction n'a pas d'importance car le système décrivant l'équation III.20 est linéaire. Cependant et afin d'assurer une prédiction optimale du modèle pour des désadaptations correspondant à un $TOS \leq 3$, il est préférable que les impédances choisies pour l'extraction vérifient l'hypothèse que l'onde \tilde{a}_2 est faible (hypothèse faite lors du développement de Taylor) et que les trois charges possèdent une configuration orthogonale, stabilisant au mieux le système linéaire à résoudre, par rapport à l'impédance nominale : soit $Z_1 = 50\Omega \Rightarrow \Gamma_1 = 0$ (charge nominale du dispositif),

$\Gamma_2 = K.e^{j\frac{\pi}{4}}$ et $\Gamma_3 = K.e^{-j\frac{\pi}{4}}$. Il faut noter que la valeur de K est obtenue par compromis. D'une part K doit être grand afin que la surface délimitées par les trois points de mesure soit large (validité selon le coefficient de réflexion de la charge). D'autre part, K doit être suffisamment faible pour affiner le comportement non linéaire (assurer la validité même dans la zone de compression). Néanmoins, si K est trop faible, la résolution du système devient instable. D'une façon pratique, le choix de K est guidé par une valeur de TOS sur l'abaque de Smith. Ce valeur doit être compris entre 1.3 et 1.6, et d'après plusieurs expériences, un bon compromis semble être $TOS=1.5$.

Les mesures obtenues pour un nuage d'impédances sont fournies sous un format de fichier texte. Un programme a été développé sous Scilab afin de lire ce fichier, calculer les paramètres S grand signal selon l'équation III.33 et tracer les pseudo paramètres S grand signal extraits (Figure III-12 et Figure III-13) en module (dB) et phase (degré).

$$\begin{pmatrix} \tilde{b}_{11} \\ \tilde{b}_{21} \\ \tilde{b}_{12} \\ \tilde{b}_{22} \\ \tilde{b}_{13} \\ \tilde{b}_{23} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{a}_{11} & \tilde{a}_{21} & \tilde{a}_{21}^* & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{11} & \tilde{a}_{21} & \tilde{a}_{21}^* \\ \tilde{a}_{12} & \tilde{a}_{22} & \tilde{a}_{22}^* & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{12} & \tilde{a}_{22} & \tilde{a}_{22}^* \\ \tilde{a}_{13} & \tilde{a}_{23} & \tilde{a}_{23}^* & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{13} & \tilde{a}_{23} & \tilde{a}_{23}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{11} \\ S_{12} \\ S'_{12} \\ S_{21} \\ S_{22} \\ S'_{22} \end{pmatrix} \quad [\text{Eq. III.32}]$$

Soit :

$$\begin{pmatrix} S_{11} \\ S'_{12} \\ S_{22} \\ S_{12} \\ S_{21} \\ S'_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{a}_{11} & \tilde{a}_{21} & \tilde{a}_{21}^* & 0 & 0 & 0 \\ \tilde{a}_{12} & \tilde{a}_{22} & \tilde{a}_{22}^* & 0 & 0 & 0 \\ \tilde{a}_{13} & \tilde{a}_{23} & \tilde{a}_{23}^* & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{11} & \tilde{a}_{21} & \tilde{a}_{21}^* \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{12} & \tilde{a}_{22} & \tilde{a}_{22}^* \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{13} & \tilde{a}_{23} & \tilde{a}_{23}^* \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \tilde{b}_{11} \\ \tilde{b}_{12} \\ \tilde{b}_{13} \\ \tilde{b}_{21} \\ \tilde{b}_{22} \\ \tilde{b}_{23} \end{pmatrix} \quad [\text{Eq. III.33}]$$

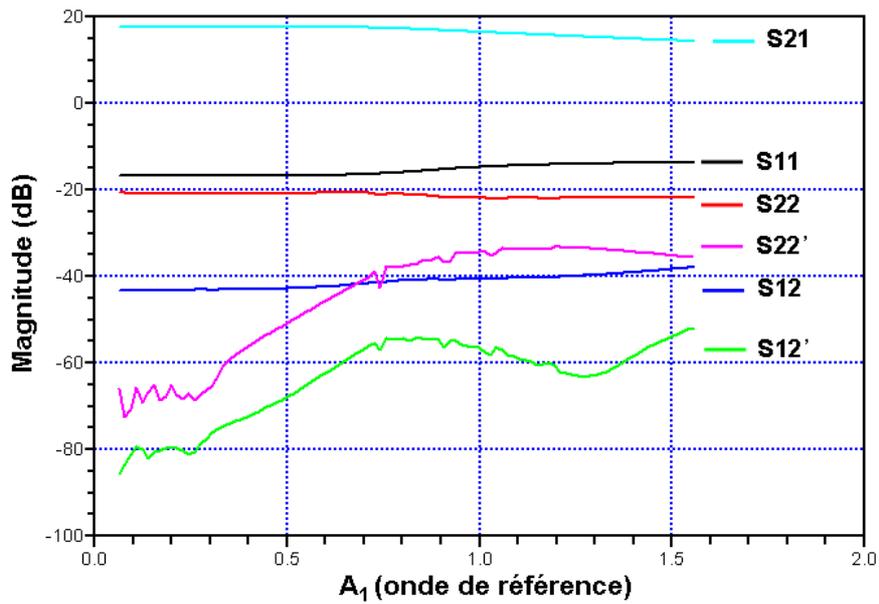


Figure III-12. Pseudo paramètres S grand signal en module (dB) en fonction de $|A_1|$, extraits sous Scilab

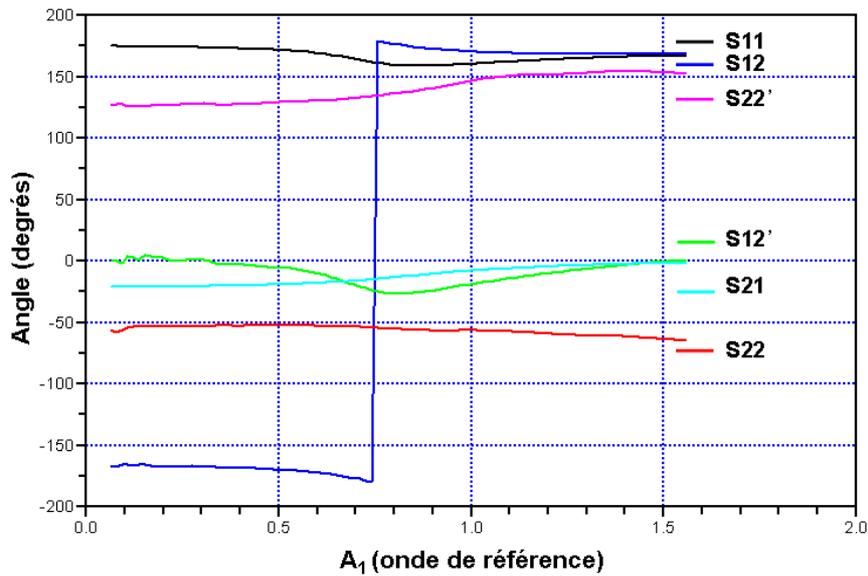


Figure III-13. Pseudo paramètres S grand signal en phase (degré) en fonction de $|A_1|$, extraits sous Scilab

Nous remarquons dans la Figure III-12 que les 2 coefficients S_{12}' et S_{22}' n'ont évidemment aucune influence en petit signal. Ensuite, ils commencent à augmenter progressivement et avoir un impact sur le fonctionnement de modèle (régime non linéaire). Ceci explique l'importance de ces deux paramètres et leur impact sur la non linéarité dans l'amplificateur, il est donc nécessaire de les prendre en compte pendant la modélisation.

III.1.3. Implémentation et validation du modèle dans ADS

L'implémentation d'un modèle dans un environnement de simulation implique que ce dernier soit capable d'intégrer des équations implicites, en raison du caractère bilatéral du modèle. C'est pourquoi, dans cette partie, le modèle (Eq. III.20) a été implémenté dans l'environnement circuit ADS grâce à des outils spécifiques, qui permettent d'une part de résoudre ce type d'équations et d'autre part d'interpoler de manière simple les fichiers de paramètres S grand signal issus de l'extraction (fichier de mesure) et exprimés sous forme de tableaux de valeurs.

Les outils principaux utilisés afin de modéliser l'amplificateur de puissance (Figure III-14) sont : une boîte FDD (Frequency Defined Device) qui permet de définir une relation statique non linéaire entre les courants ou les tensions de sortie par rapport à l'entrée et réciproquement, le DAC (Data Access Component) qui permet de stocker le fichier texte des

paramètres S grand signal obtenu sous Scilab (données d'extraction) et d'interpoler ces données [III-36].

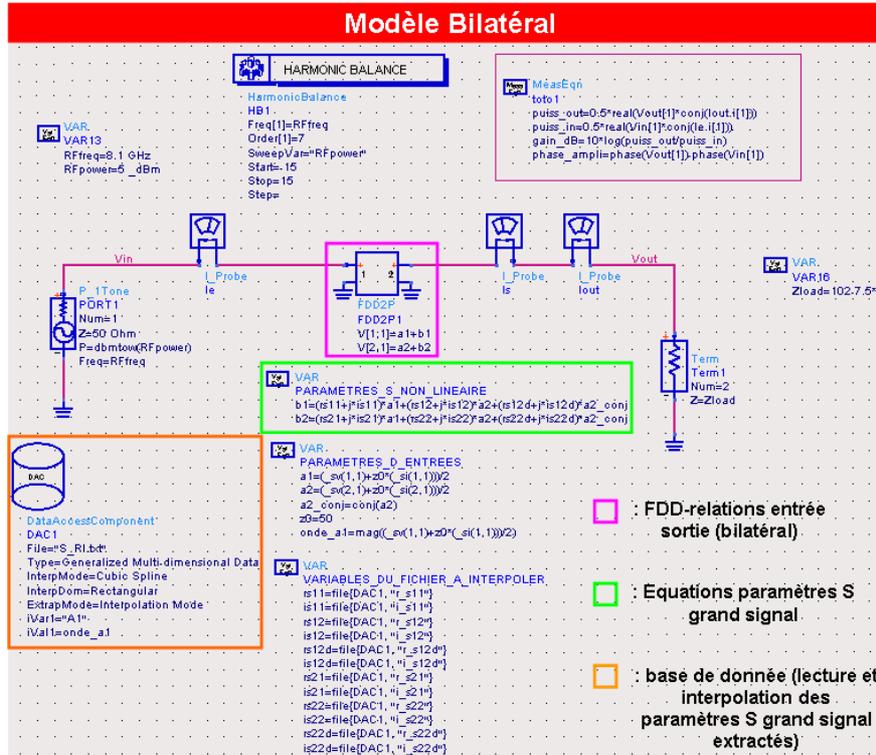


Figure III-14. Implémentation du modèle bilatéral sous ADS

Il faut noter que les ondes de puissance définies par l'équation III.1 au début de ce chapitre peuvent s'écrire différemment dans le cas où l'impédance de référence est complexe [III-37] (i.e. mesure load-pull) :

$$\tilde{a}_i(t) = \frac{\tilde{v}_i + \tilde{Z}_{ref} \cdot \tilde{i}_i}{2}$$

$$\tilde{b}_i(t) = \frac{\tilde{v}_i - \tilde{Z}_{ref} \cdot \tilde{i}_i}{2}$$

[Eq. III.34]

Afin de valider ce principe de modélisation et son implémentation, nous avons réalisé sous ADS un « template » permettant de lire les fichiers de mesures (Figure III-15) et tracer les réponses de l'amplificateur de puissance (AMAM et AMPM) qui seront comparées à celles de son modèle boîte noire par des simulations HB pour différentes impédances de charge.

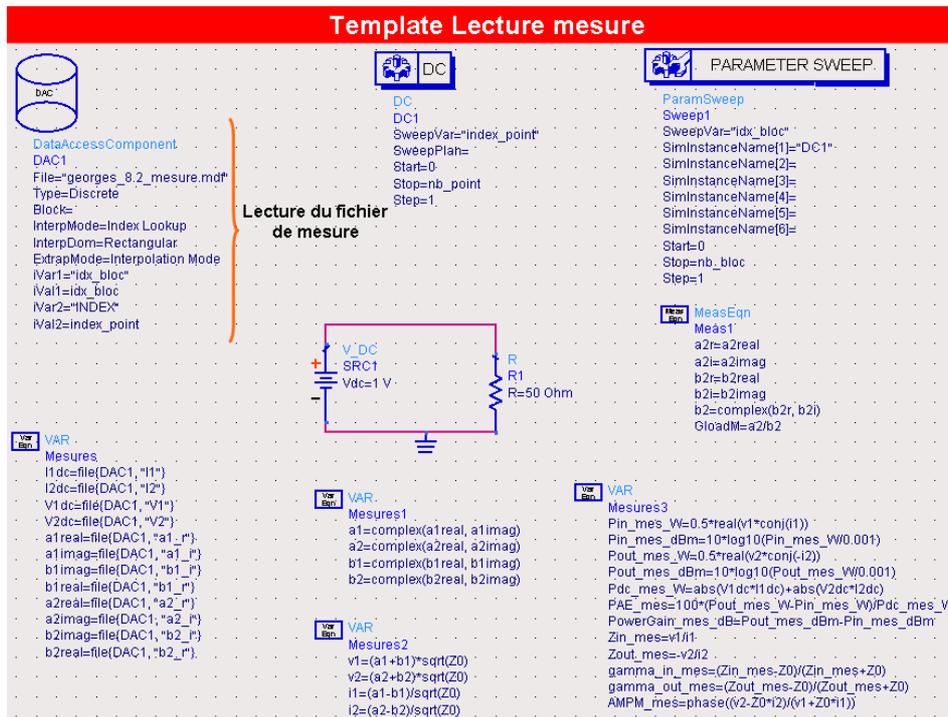


Figure III-15. Lecture des fichiers de mesure à partir d'ADS

III.1.3.1. Résultat du modèle bilatéral – Test sur les impédances d'extraction :

Le modèle est testé pour différentes conditions d'impédances de charge afin de vérifier sa validité. Dans un premier temps, on présente les résultats (Figures III-17 et III-18) du modèle sur les trois impédances qui ont servi à l'extraction des paramètres S grand signal (Figure III-16) :

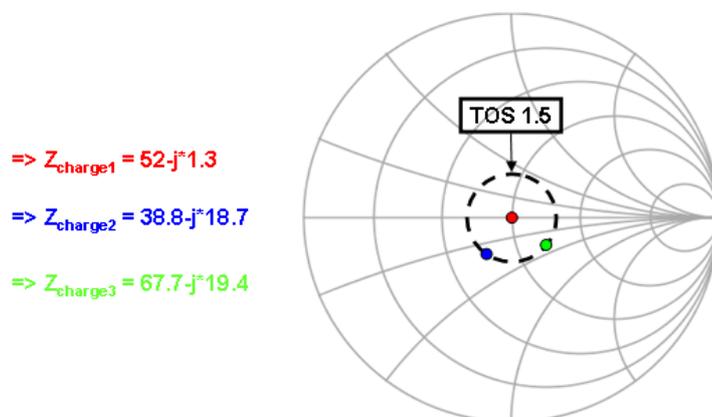


Figure III-16. Impédances d'extraction des pseudo paramètres S grand signal

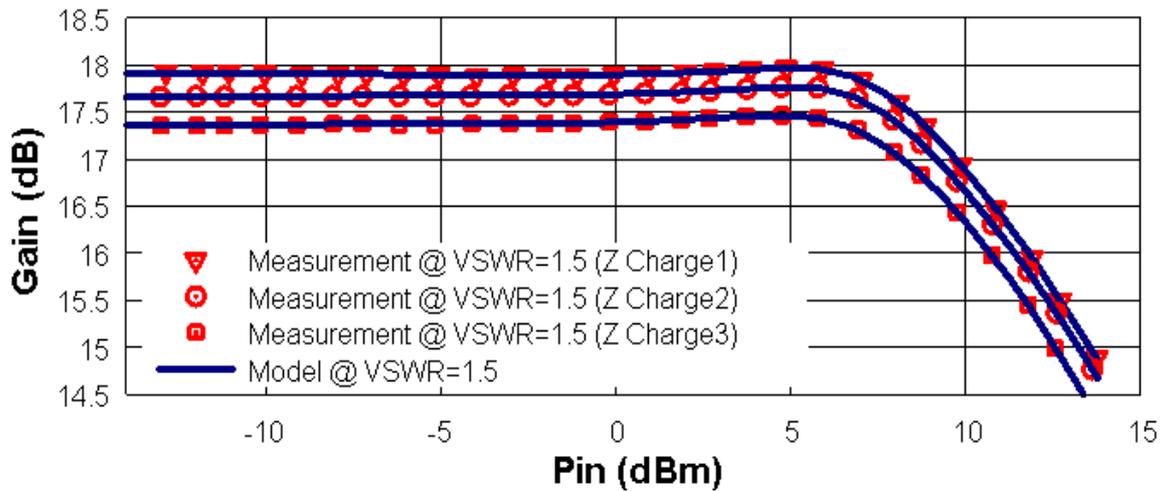


Figure III-17. Comparaison du gain en puissance de l'amplificateur mesuré et du modèle sur les impédances d'extraction ($Z_{charge1} = 52-j*1.3$, $Z_{charge2} = 38.8-j*18.7$, $Z_{charge3} = 67.7-j*19.4$)

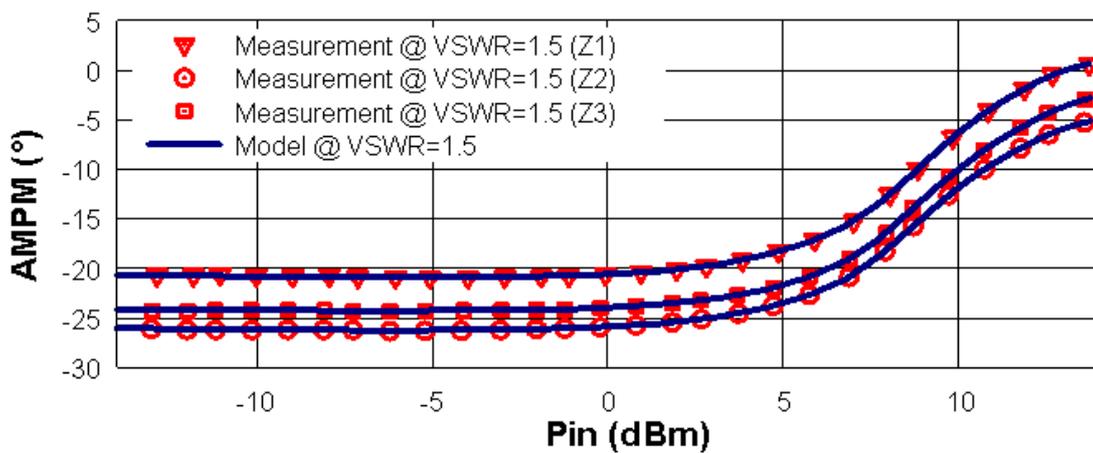


Figure III-18. Comparaison de la variation de la phase de l'amplificateur mesuré et du modèle sur les impédances d'extraction ($Z_{charge1} = 52-j*1.3$, $Z_{charge2} = 38.8-j*18.7$, $Z_{charge3} = 67.7-j*19.4$)

Les résultats montrent une concordance parfaite entre les caractéristiques CW issues du modèle (ADS) et des mesures, ce qui est cohérent puisque nous considérons ici les impédances d'extraction du modèle.

III.1.3.2. Résultat du modèle bilatéral – Test sur des impédances TOS=2, 3 et 4 :

Le comportement de l'amplificateur est maintenant étudié pour neuf impédances uniformément réparties sur un cercle de TOS=2, 3 et 4 (Figure III-19). Les résultats des comparaisons sont présentés sur les Figures III-20 à III.25.

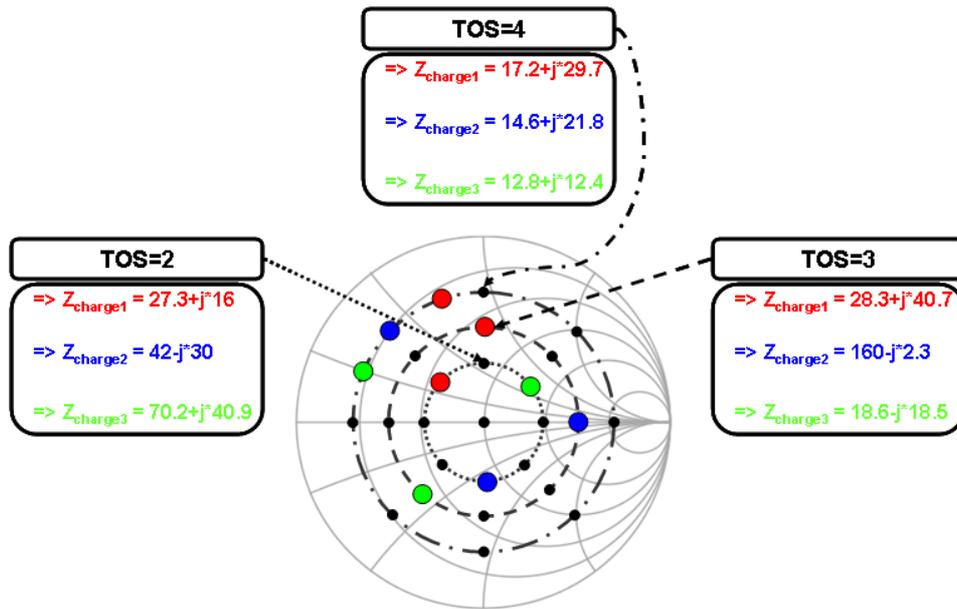


Figure III-19. Impédances de test représentées sur l'abaque de Smith (TOS=2, 3 et 4)

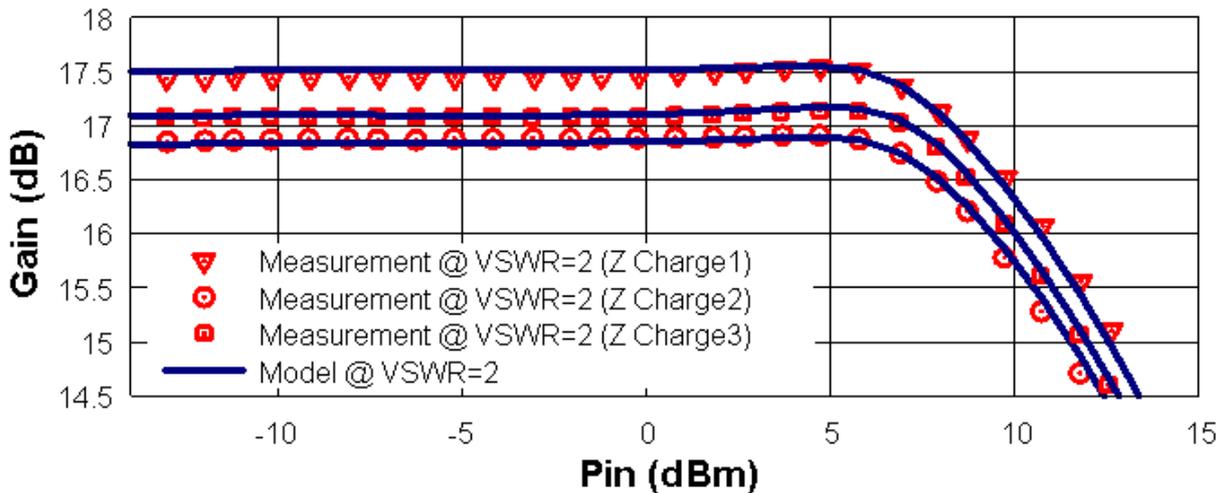


Figure III-20. Comparaison du gain en puissance de l'amplificateur mesuré et du modèle sur les impédances de TOS=2 ($Z_{charge1} = 27.3 + j^{*}16$, $Z_{charge2} = 42 - j^{*}30$, $Z_{charge3} = 70.2 + j^{*}40.9$)

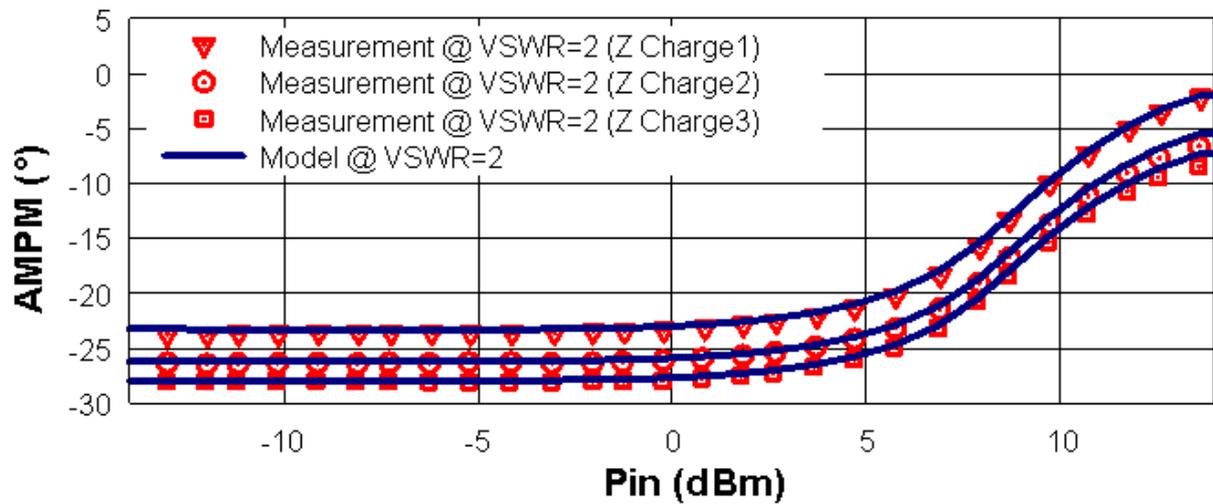


Figure III-21. Comparaison de la variation de la phase de l'amplificateur mesuré et du modèle sur les impédances de TOS=2 ($Z_{charge1} = 27.3+j*16$, $Z_{charge2} = 42-j*30$, $Z_{charge3} = 70.2+j*40.9$)

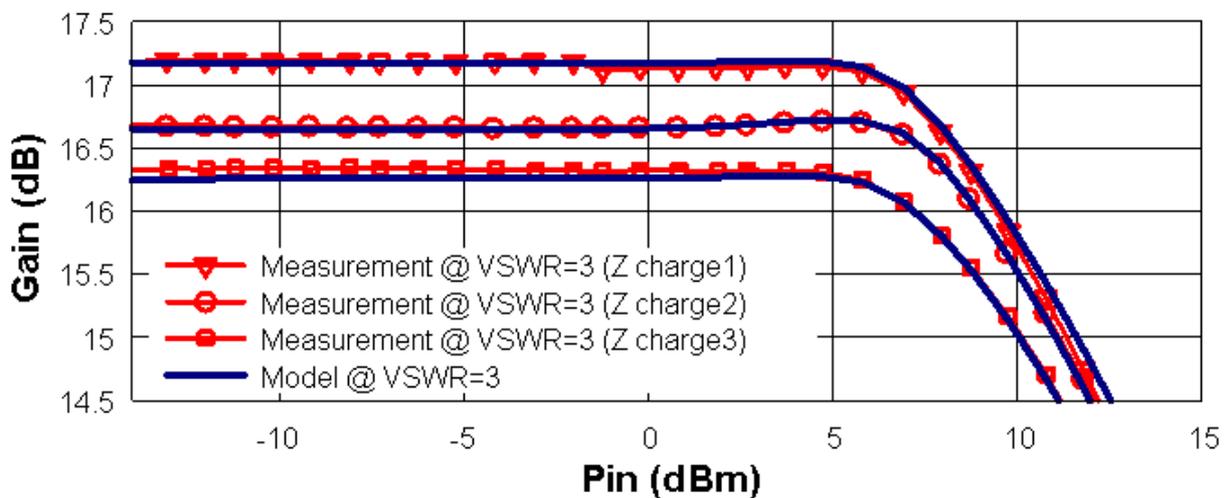


Figure III-22. Comparaison du gain en puissance de l'amplificateur mesuré et du modèle sur les impédances de TOS=3 ($Z_{charge1} = 28.3+j*40.7$, $Z_{charge2} = 160-j*2.3$, $Z_{charge3} = 18.6-j*18.5$)

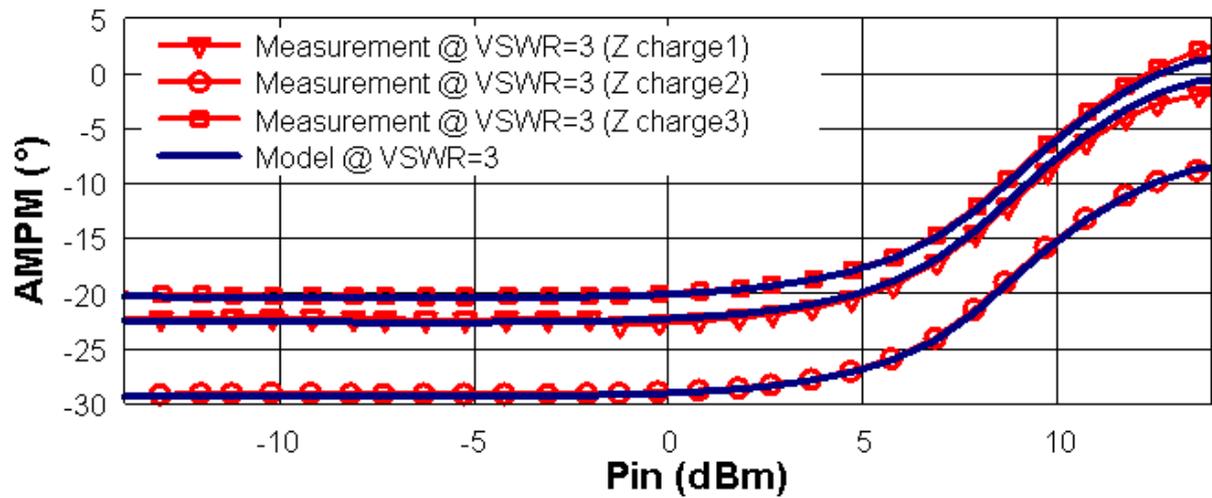


Figure III-23. Comparaison de la variation de la phase de l'amplificateur mesuré et du modèle sur les impédances de TOS=3 ($Z_{charge1} = 28.3+j*40.7$, $Z_{charge2} = 160-j*2.3$, $Z_{charge3} = 18.6-j*18.5$)

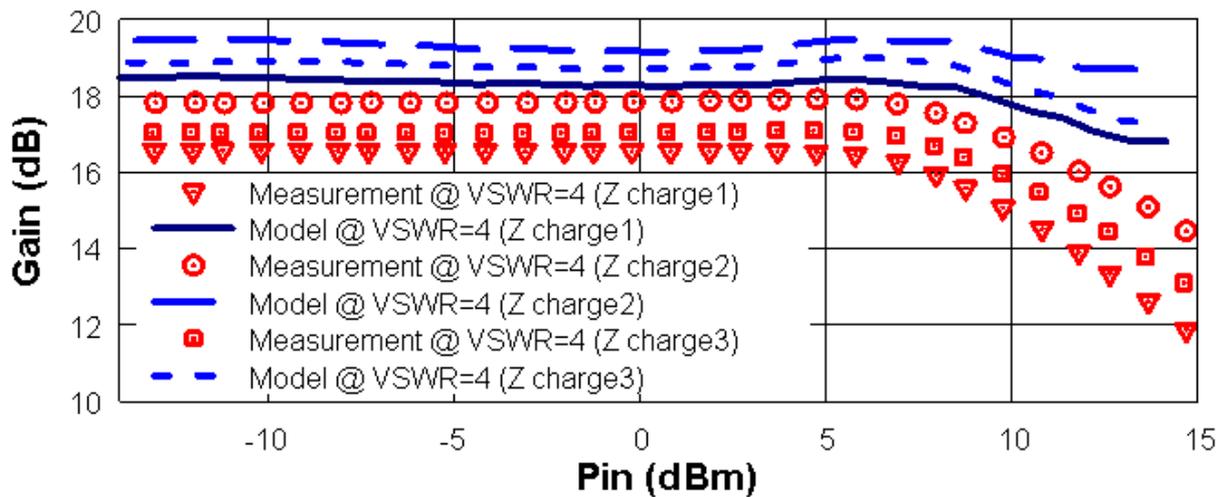


Figure III-24. Comparaison du gain en puissance de l'amplificateur mesuré et du modèle sur les impédances de TOS=4 ($Z_{charge1} = 17.2+j*29.7$, $Z_{charge2} = 14.6+j*21.8$, $Z_{charge3} = 12.8+j*12.4$)

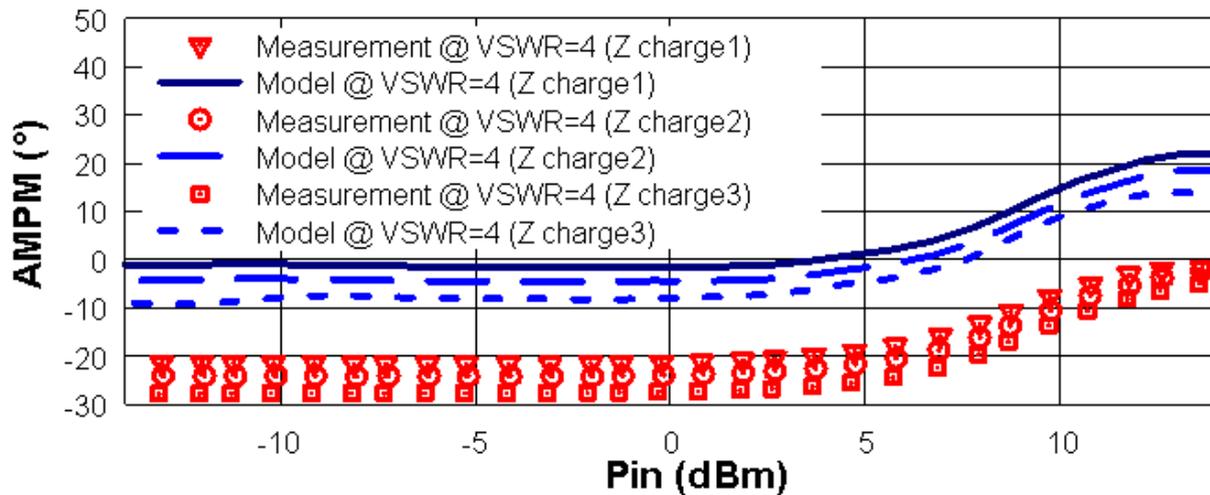


Figure III-25. Comparaison de la variation de la phase de l'amplificateur mesuré et du modèle sur les impédances de TOS=4 ($Z_{charge1} = 17.2+j*29.7$, $Z_{charge2} = 14.6+j*21.8$, $Z_{charge3} = 12.8+j*12.4$)

Les résultats des Figures III-20 à III.23 montrent une bonne concordance entre les caractéristiques mesurées et celles issues du modèle. Ces résultats permettent de conclure que le modèle parvient à retranscrire correctement ces effets de désadaptation jusqu'à un TOS=3, alors qu'il a été extrait sur un TOS 1,5. Les Figures III-24 et III.25 montrent que pour un TOS=4, la variation de gain (AMAM) et de la phase (AMP) entre les mesures et le modèle sont importantes. On peut observer des variations maximales de 2.3dB sur l'AMAM et de 20° sur l'AMP. Ces fortes variations justifient encore une fois l'intérêt d'avoir un modèle d'amplificateur capable de tenir compte des phénomènes de désadaptation. Ces derniers résultats nous permettent de définir les limites de l'approche considérée (développement de Taylor à l'ordre un) qui offre pour cette exemple une prédiction cohérente jusqu'à un TOS de 3.

Cependant, comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, les impédances des antennes du réseau que nous allons utiliser présentant dans certaines configurations de dépointage des $TOS \geq 3$. Cette raison nous a amenée à considérer l'approche des pseudo paramètres S non linéaires à partir d'un développement de Taylor à l'ordre deux.

III.2. Développement d'un modèle bilatéral pour des désadaptations fortes (TOS ≥ 3)

Le précédent modèle était basé sur un développement de Taylor de l'équation III.13 à l'ordre un. Afin de développer notre nouveau modèle, nous nous appuyons sur cette équation et nous limitons le développement de Taylor au deuxième ordre :

$$\begin{aligned}
 \tilde{b}_i = & f_{NLi}(\bar{X}_0) + \\
 & \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_1} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_1 + \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_1^*} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_1^* + \\
 & \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_2} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_2 + \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_2^*} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_2^* + \\
 & \dots + \\
 & \frac{1}{n!} \cdot \left. \frac{\partial^n f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_1^n} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_1^n + \frac{1}{n!} \cdot \left. \frac{\partial^n f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_1^{*n}} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_1^{*n} + \\
 & \frac{1}{n!} \cdot \left. \frac{\partial^n f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_2^n} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_2^n + \frac{1}{n!} \cdot \left. \frac{\partial^n f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_2^{*n}} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_2^{*n}
 \end{aligned}
 \tag{Eq. III.35}$$

Soit :

$$\begin{aligned}
 \tilde{b}_i = & f_{NLi}(\bar{X}_0) + \\
 & \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_1} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_1 + \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_1^*} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_1^* + \\
 & \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_2} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_2 + \left. \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_2^*} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_2^* + \\
 & \frac{1}{2} \cdot \left. \frac{\partial^2 f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_1^2} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_1^2 + \frac{1}{2} \cdot \left. \frac{\partial^2 f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_1^{*2}} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_1^{*2} + \\
 & \frac{1}{2} \cdot \left. \frac{\partial^2 f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_2^2} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_2^2 + \frac{1}{2} \cdot \left. \frac{\partial^2 f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_2^{*2}} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \Delta \tilde{a}_2^{*2}
 \end{aligned}
 \tag{Eq. III.36}$$

On considère alors la référence de phase ($\angle \tilde{a}_i = 0$) et la condition de faible désadaptation suivant le principe du premier modèle ($\tilde{a}_2 = 0$ et $\tilde{a}_2^* = 0$). L'équation III.36 devient alors :

$$\begin{aligned}
 \tilde{b}_i = & f_{NLi}(\bar{X}_0) + \\
 & \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X}_0)}{\partial \tilde{a}_1} \cdot (\tilde{a}_1 - \tilde{a}_1|_0) + \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X}_0)}{\partial \tilde{a}_1^*} \cdot (\tilde{a}_1^* - \tilde{a}_1^*|_0) + \\
 & \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X}_0)}{\partial \tilde{a}_2} \cdot (\tilde{a}_2) + \frac{\partial f_{NLi}(\bar{X}_0)}{\partial \tilde{a}_2^*} \cdot (\tilde{a}_2^*) + \\
 & \frac{1}{2} \cdot \left. \frac{\partial^2 f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_1^2} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot (\tilde{a}_1 - \tilde{a}_1|_0)^2 + \frac{1}{2} \cdot \left. \frac{\partial^2 f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_1^{*2}} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot (\tilde{a}_1^* - \tilde{a}_1^*|_0)^2 + \\
 & \frac{1}{2} \cdot \left. \frac{\partial^2 f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_2^2} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \tilde{a}_2^2 + \frac{1}{2} \cdot \left. \frac{\partial^2 f_{NLi}(\bar{X})}{\partial \tilde{a}_2^{*2}} \right|_{\bar{X}=\bar{X}_0} \cdot \tilde{a}_2^{*2}
 \end{aligned} \tag{Eq. III.37}$$

On aboutit après simplification de l'équation III.37 :

$$\begin{aligned}
 \tilde{b}_i = & S_i^0(|\tilde{a}_1|) + \\
 & S_{i1}(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1 + S_{i1}'(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1^* \cdot p + \\
 & S_{i2}(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_2 + S_{i2}'(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_2^* \cdot p + \\
 & S_{i1}''(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1^2 + S_{i1}'''(|\tilde{a}_1|) \cdot (\tilde{a}_1^*)^2 \cdot p + S_{i1}''''(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1 \cdot \tilde{a}_1^* \cdot p + \\
 & S_{i2}''(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_2^2 + S_{i2}'''(|\tilde{a}_1|) \cdot (\tilde{a}_2^*)^2 \cdot p + S_{i2}''''(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_2 \cdot \tilde{a}_2^* \cdot p
 \end{aligned} \tag{Eq. III.38}$$

avec $i=1,2$; $p = \frac{\tilde{a}_1}{|\tilde{a}_1|} = \text{phase de l'onde de référence } (\tilde{a}_1)$

En suivant la même démarche que dans la partie II.2.2.2, cette équation ci-dessus peut se réécrire sous forme matricielle (dans le cas d'un quadripôle) :

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} \tilde{b}_1 \\ \tilde{b}_2 \end{pmatrix} = & \begin{pmatrix} S_1^0(|\tilde{a}_1|) & S_{11}(|\tilde{a}_1|) & S_{12}(|\tilde{a}_1|) & S_{11}''(|\tilde{a}_1|) & S_{12}''(|\tilde{a}_1|) \\ S_2^0(|\tilde{a}_1|) & S_{21}(|\tilde{a}_1|) & S_{22}(|\tilde{a}_1|) & S_{21}''(|\tilde{a}_1|) & S_{22}''(|\tilde{a}_1|) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1 \\ \tilde{a}_2 \\ \tilde{a}_1^2 \\ \tilde{a}_2^2 \end{pmatrix} + p \cdot \begin{pmatrix} S_{11}'(|\tilde{a}_1|) & S_{12}'(|\tilde{a}_1|) & S_{11}'''(|\tilde{a}_1|) & S_{12}'''(|\tilde{a}_1|) \\ S_{21}'(|\tilde{a}_1|) & S_{22}'(|\tilde{a}_1|) & S_{21}'''(|\tilde{a}_1|) & S_{22}'''(|\tilde{a}_1|) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1^* \\ \tilde{a}_2^* \\ \tilde{a}_1^{*2} \\ \tilde{a}_2^{*2} \end{pmatrix} \\
 & + p \cdot \begin{pmatrix} S_{11}''''(|\tilde{a}_1|) & S_{12}''''(|\tilde{a}_1|) \\ S_{21}''''(|\tilde{a}_1|) & S_{22}''''(|\tilde{a}_1|) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1^* \cdot \tilde{a}_1 \\ \tilde{a}_2^* \cdot \tilde{a}_2 \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{Eq. III.39}$$

où \tilde{a}_1 est la référence de phase. Après normalisation, on peut écrire $\tilde{a}_1 = \tilde{a}_1^* \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \varphi(a_1)}$,

$\tilde{a}_1^2 = \tilde{a}_2^{*2} \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \varphi(a_1)}$ et $\tilde{a}_1^* \cdot \tilde{a}_1 = 0$. L'équation III.39 devient alors :

$$\begin{pmatrix} \tilde{b}_1 \\ \tilde{b}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11T}(\tilde{a}_1) & S_{12}(\tilde{a}_1) & S_{12}''(\tilde{a}_1) \\ S_{21T}(\tilde{a}_1) & S_{22}(\tilde{a}_1) & S_{22}''(\tilde{a}_1) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1 \\ \tilde{a}_2 \\ \tilde{a}_2^2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & S_{12}'(\tilde{a}_1) & S_{12}'''(\tilde{a}_1) \\ 0 & S_{22}'(\tilde{a}_1) & S_{22}'''(\tilde{a}_1) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1^* \\ \tilde{a}_2^* \\ \tilde{a}_2^{*2} \end{pmatrix} + p \cdot \begin{pmatrix} S_{11}'''(\tilde{a}_1) & S_{12}'''(\tilde{a}_1) \\ S_{21}'''(\tilde{a}_1) & S_{22}'''(\tilde{a}_1) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ \tilde{a}_2^* \cdot \tilde{a}_2 \end{pmatrix} \quad [\text{Eq. III.40}]$$

avec $S_{iT}(\tilde{a}_1) = S_i^0(\tilde{a}_1) + S_i(\tilde{a}_1) + S_i''(\tilde{a}_1) + S_i'(\tilde{a}_1) + S_i'''(\tilde{a}_1)$ et $i = 1, 2$

Soit :

$$\begin{aligned} \tilde{b}_1 &= S_{11T}(f_0, |a_1|) \cdot \tilde{a}_1 + S_{12}(f_0, |a_1|) \cdot \tilde{a}_2 + S_{12}'(f_0, |a_1|) \cdot \tilde{a}_2^* + S_{12}''(f_0, |a_1|) \cdot \tilde{a}_2^2 + S_{12}'''(f_0, |a_1|) \cdot \tilde{a}_2^{*2} + S_{12}''''(f_0, |a_1|) \cdot \tilde{a}_2^* \cdot \tilde{a}_2 \\ \tilde{b}_2 &= S_{21T}(f_0, |a_1|) \cdot \tilde{a}_1 + S_{22}(f_0, |a_1|) \cdot \tilde{a}_2 + S_{22}'(f_0, |a_1|) \cdot \tilde{a}_2^* + S_{22}''(f_0, |a_1|) \cdot \tilde{a}_2^2 + S_{22}'''(f_0, |a_1|) \cdot \tilde{a}_2^{*2} + S_{22}''''(f_0, |a_1|) \cdot \tilde{a}_2^* \cdot \tilde{a}_2 \end{aligned} \quad [\text{Eq. III.41}]$$

L'équation III.41, tout comme le premier modèle, permet de prendre en compte les effets de la désadaptation d'un amplificateur de puissance à la fréquence fondamentale. Mais au delà, on peut remarquer que six termes supplémentaires (caractérisant la non linéarité) quadratiques sont ajoutés par rapport à l'équation III.20. Du fait de l'introduction de ces termes, l'extrapolation du modèle n'est plus linéaire et augmente les capacités de prédiction du modèle pour des TOS élevés.

III.2.1. Identification des pseudo paramètres S grand signal

Le processus d'extraction des pseudo paramètres S grand signal pour le modèle d'ordre deux est plus complexe que celui d'ordre un. La résolution du système linéaire (issu des mesures des quatre ondes) nécessite six impédances distinctes (condition minimale pour résoudre les deux équations à douze inconnues). Ces impédances choisies ne sont plus orthogonales dans ce cas. La première impédance sera celle de référence (Z_{ref}), et les cinq autres impédances sont choisies sur un cercle de TOS constant égal à 1.3 avec un écart de 72° entre chaque point (Eq. III.42) afin de couvrir uniformément la surface de l'abaque de Smith et assurer une stabilité dans le système d'équation III.41 (Figure III-26).

$$\Gamma_n = \frac{TOS - 1}{TOS + 1} e^{j2n \cdot \frac{\pi}{5}} \quad [\text{Eq. III.42}]$$

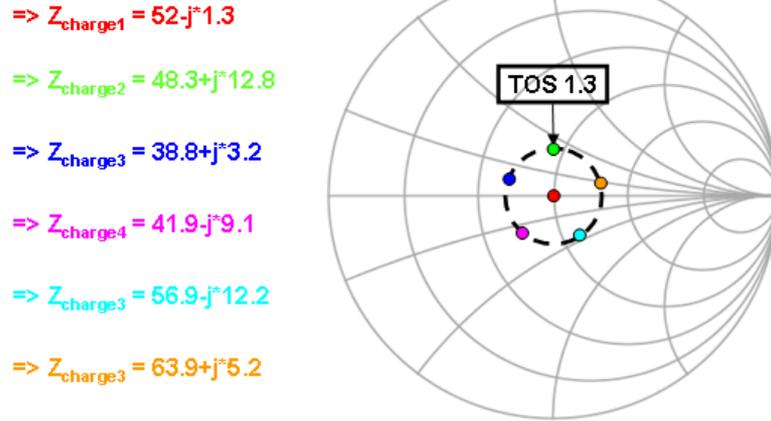


Figure III-26. Impédances définies pour l'extraction des pseudo paramètres S grand signal (ordre deux)

Dans la pratique, les coefficients du modèle peuvent donc être identifiés à partir des résultats de mesures en inversant la matrice de mesure des a_i (Eq. III.43). Nous utilisons un processus d'optimisation où les données sont interpolées par des fonctions « Splines cubiques » prédéfinies sous Scilab, le nombre conséquent de mesures réalisées permettant une meilleure identification de ces paramètres S grand signal.

$$\begin{pmatrix} S_{11} \\ S_{12} \\ S'_{12} \\ S''_{12} \\ S'''_{12} \\ S''''_{12} \\ S_{21} \\ S_{22} \\ S'_{22} \\ S''_{22} \\ S'''_{22} \\ S''''_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{a}_{11} & \tilde{a}_{21} & \tilde{a}_{21}^* & \tilde{a}_{21}^2 & \tilde{a}_{21}^{*2} & \tilde{a}_{21}^* \tilde{a}_{21}^* & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \tilde{a}_{12} & \tilde{a}_{22} & \tilde{a}_{22}^* & \tilde{a}_{22}^2 & \tilde{a}_{22}^{*2} & \tilde{a}_{22}^* \tilde{a}_{22}^* & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \tilde{a}_{13} & \tilde{a}_{23} & \tilde{a}_{23}^* & \tilde{a}_{23}^2 & \tilde{a}_{23}^{*2} & \tilde{a}_{23}^* \tilde{a}_{23}^* & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \tilde{a}_{14} & \tilde{a}_{24} & \tilde{a}_{24}^* & \tilde{a}_{24}^2 & \tilde{a}_{24}^{*2} & \tilde{a}_{24}^* \tilde{a}_{24}^* & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \tilde{a}_{15} & \tilde{a}_{25} & \tilde{a}_{25}^* & \tilde{a}_{25}^2 & \tilde{a}_{25}^{*2} & \tilde{a}_{25}^* \tilde{a}_{25}^* & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \tilde{a}_{16} & \tilde{a}_{26} & \tilde{a}_{26}^* & \tilde{a}_{26}^2 & \tilde{a}_{26}^{*2} & \tilde{a}_{26}^* \tilde{a}_{26}^* & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{11} & \tilde{a}_{21} & \tilde{a}_{21}^* & \tilde{a}_{21}^2 & \tilde{a}_{21}^{*2} & \tilde{a}_{21}^* \tilde{a}_{21}^* & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{12} & \tilde{a}_{22} & \tilde{a}_{22}^* & \tilde{a}_{22}^2 & \tilde{a}_{22}^{*2} & \tilde{a}_{22}^* \tilde{a}_{22}^* & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{13} & \tilde{a}_{23} & \tilde{a}_{23}^* & \tilde{a}_{23}^2 & \tilde{a}_{23}^{*2} & \tilde{a}_{23}^* \tilde{a}_{23}^* & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{14} & \tilde{a}_{24} & \tilde{a}_{24}^* & \tilde{a}_{24}^2 & \tilde{a}_{24}^{*2} & \tilde{a}_{24}^* \tilde{a}_{24}^* & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{15} & \tilde{a}_{25} & \tilde{a}_{25}^* & \tilde{a}_{25}^2 & \tilde{a}_{25}^{*2} & \tilde{a}_{25}^* \tilde{a}_{25}^* & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{16} & \tilde{a}_{26} & \tilde{a}_{26}^* & \tilde{a}_{26}^2 & \tilde{a}_{26}^{*2} & \tilde{a}_{26}^* \tilde{a}_{26}^* & 0 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \tilde{b}_{11} \\ \tilde{b}_{12} \\ \tilde{b}_{13} \\ \tilde{b}_{14} \\ \tilde{b}_{15} \\ \tilde{b}_{16} \\ \tilde{b}_{21} \\ \tilde{b}_{22} \\ \tilde{b}_{23} \\ \tilde{b}_{24} \\ \tilde{b}_{25} \\ \tilde{b}_{26} \end{pmatrix} \quad [\text{Eq. III.43}]$$

Ce modèle est en cours d'implémentation sous ADS. Un programme Scilab a été développé afin de lire le fichier de mesure, de calculer les pseudo paramètres S grand signal selon l'équation III.43, et de tracer les caractéristiques du modèle (AMAM, AMPM, etc.). Ceci nous permet de comparer les résultats d'extraction afin de valider le processus d'identification, et d'évaluer ensuite le modèle sur les mesures réalisées.

III.2.1.1. Résultats sur les impédances d'extraction

Les Figures III-27, III.28 présentent la comparaison entre les résultats du modèle bilatéral d'ordre deux et les mesures sur trois des six impédances d'extraction (Figure III-26).

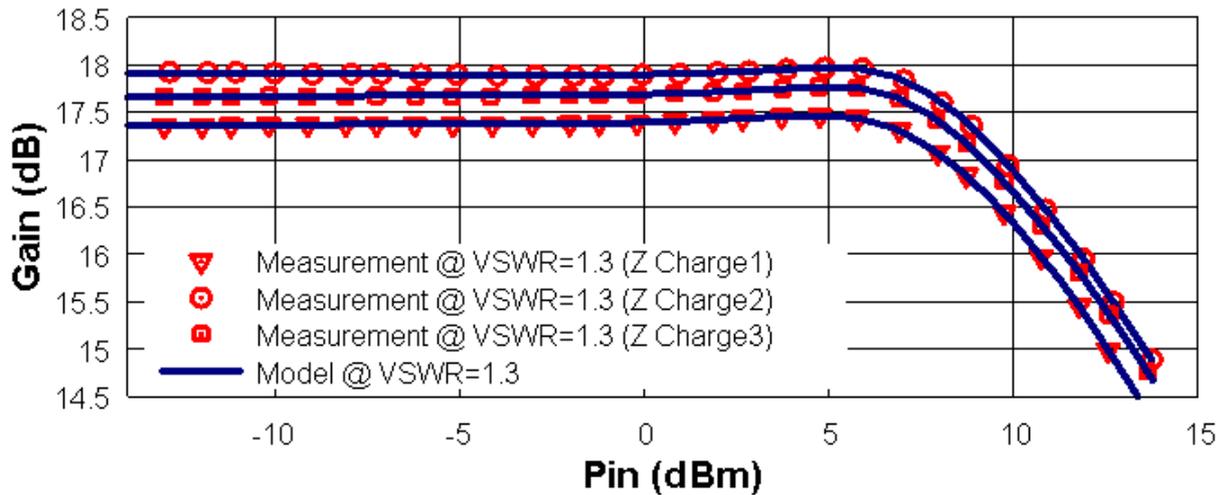


Figure III-27. Comparaison du gain en puissance de l'amplificateur mesuré et du modèle pour trois des six impédances d'extraction ($Z_{charge1} = 48.3+j*12.8$, $Z_{charge2} = 41.9-j*9.1$, $Z_{charge3} = 56.9-j*12.2$)

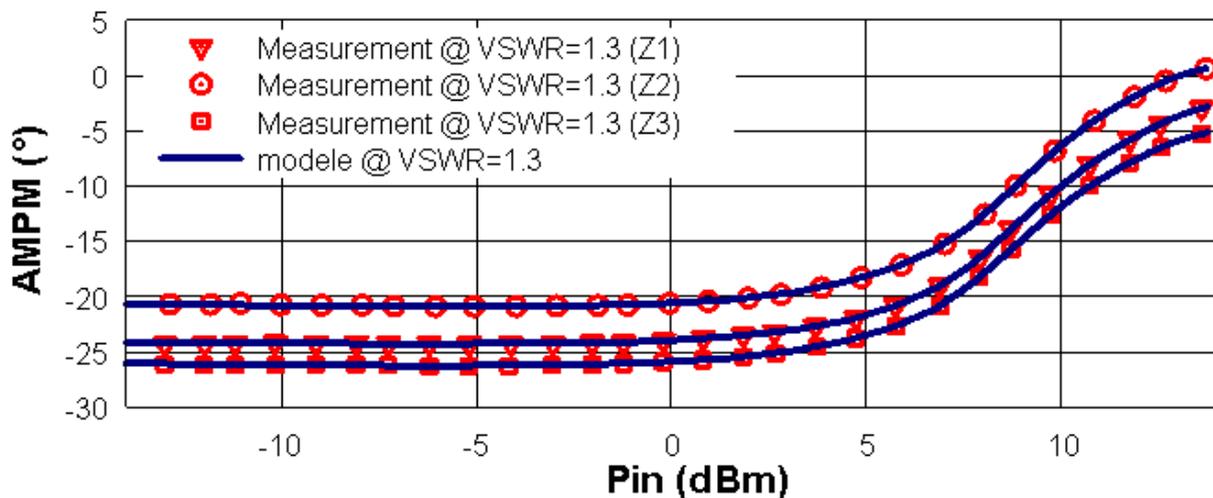


Figure III-28. Comparaison de la variation de la phase de l'amplificateur mesuré et du modèle pour trois des six impédances d'extraction ($Z_{charge1} = 48.3+j*12.8$, $Z_{charge2} = 41.9-j*9.1$, $Z_{charge3} = 56.9-j*12.2$)

Les résultats ci-dessus montrent une excellente concordance entre les caractéristiques CW issues de la mesure et celles du modèle, ce qui permet de valider la phase d'extraction du modèle d'ordre deux.

III.2.1.2. Résultat du modèle bilatéral d'ordre deux – Test sur des impédances de TOS=2, TOS=2.5, TOS=3 :

On souhaite maintenant étudier le comportement du modèle ordre deux pour différentes conditions de charges présentant une désadaptation modérée. Les trois charges aléatoires testées ont des TOS différents (TOS=2, 2,5 et 3). Les résultats de comparaison modèle/mesures sont donnés dans les Figures III-29 et III-30.

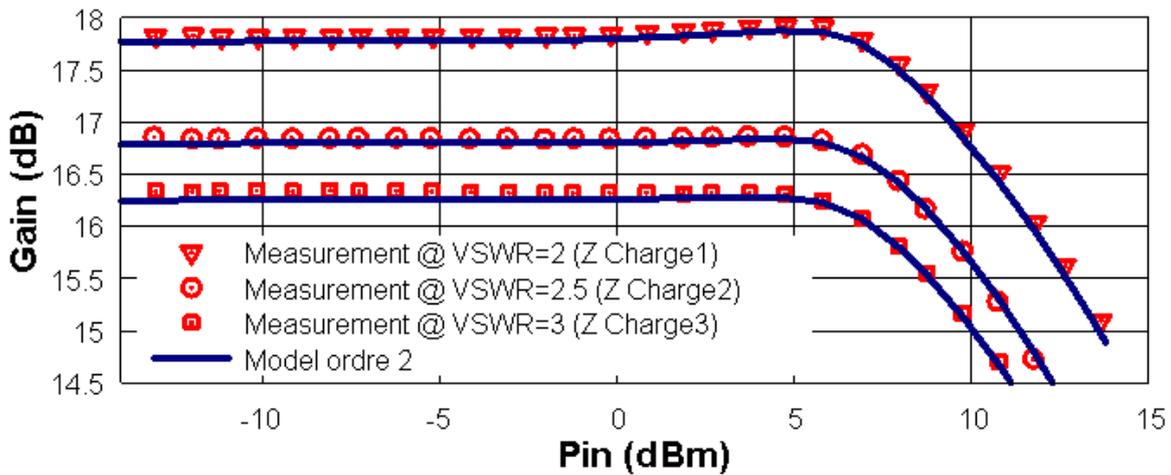


Figure III-29. Comparaison du gain en puissance de l'amplificateur (mesure/modèle) pour des impédances de TOS différents ($Z_{charge1} = 25.2+j*1.7$ (VSWR=2), $Z_{charge2} = 67.3+j*55.7$ (VSWR=2.5), $Z_{charge3} = 52.2-j*58.2$ (VSWR=3))

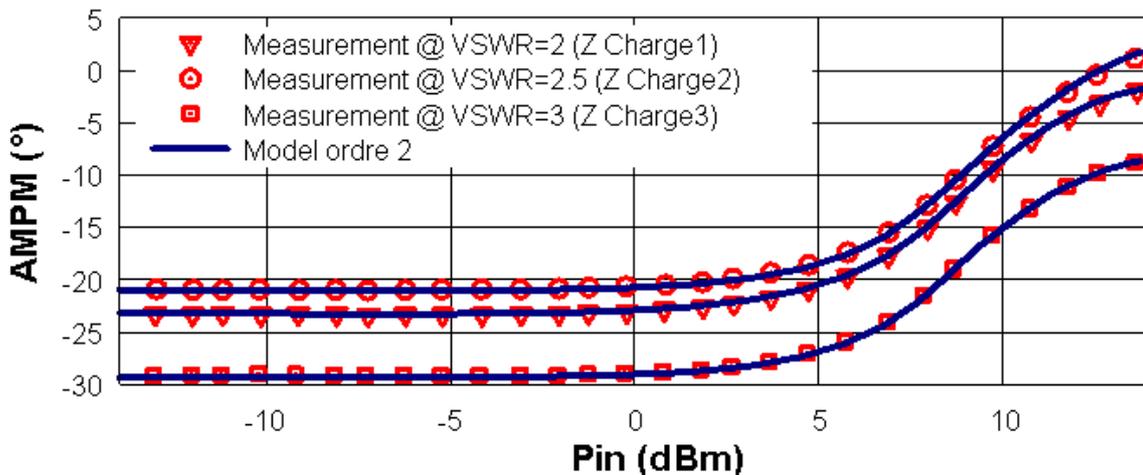


Figure III-30. Comparaison de la variation de la phase de l'amplificateur (mesure/modèle) pour des impédances de TOS différents ($Z_{charge1} = 25.2+j*1.7$ (VSWR=2), $Z_{charge2} = 67.3+j*55.7$ (VSWR=2.5), $Z_{charge3} = 52.2-j*58.2$ (VSWR=3))

Les courbes des Figures III-29 et III.30 montrent que le modèle d’ordre deux est très performant. Les variations de gain et de phase entre les mesures et le modèle sont quasiment négligeables.

III.2.1.3. Résultat du modèle bilatéral d’ordre deux – Test sur des impédances de TOS > 3 et comparaison avec le modèle d’ordre un:

Les Figures III-31 à III.34 présentent une comparaison en gain (AMAM) et en phase (AMPM) entre les modèles d’ordre un et deux avec les résultats mesurés sur des impédances de charges équivalents à un TOS=3.5 et 4. Cette comparaison permet de évaluer les domaines de validité des deux approches.

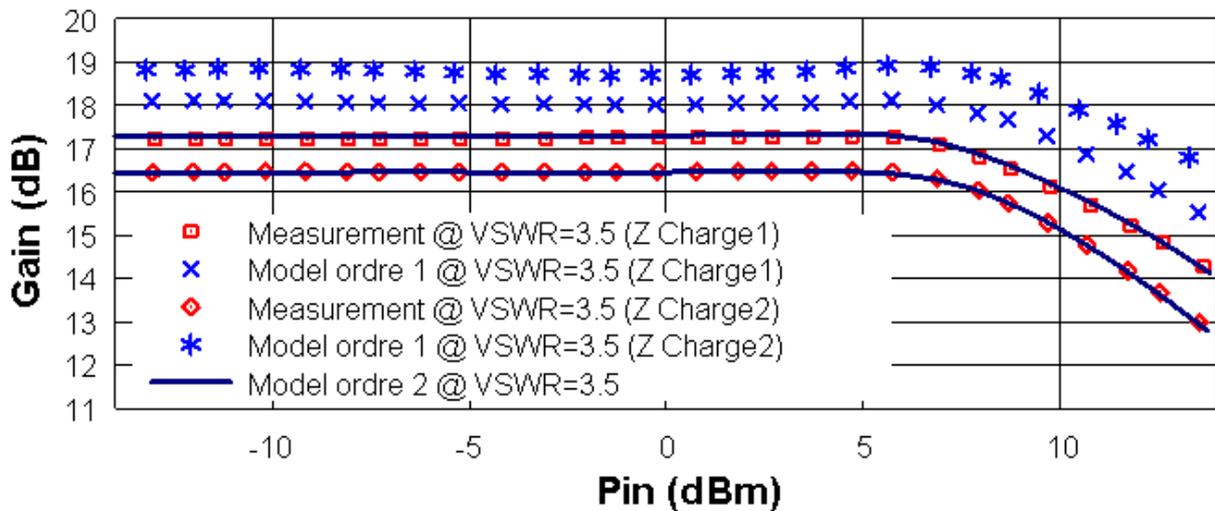


Figure III-31. Comparaison du gain en puissance de l’amplificateur mesuré, du modèle ordre un (*), (+) et du modèle ordre deux (ligne en bleu) sur des impédances de TOS=3.5 (Zcharge1 = 59.7+j*72.6, Zcharge2 = 15.8-j*17.6)

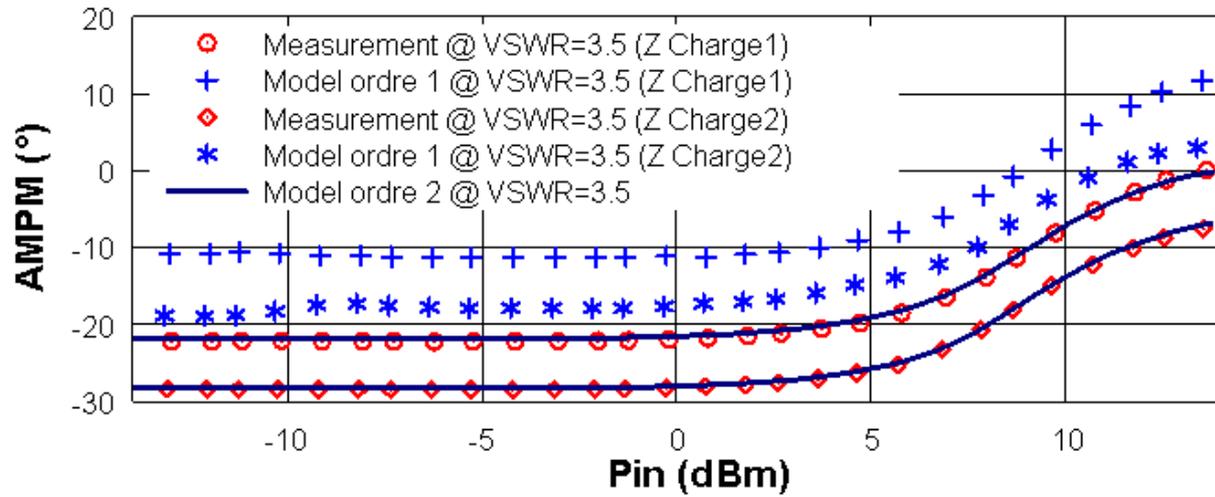


Figure III-32. Comparaison de la variation de la phase de l'amplificateur mesuré, du modèle ordre un (*), (+) et du modèle ordre deux (ligne en bleu) sur des impédances de TOS=3.5 ($Z_{charge1} = 59.7 + j*72.6$, $Z_{charge2} = 15.8 - j*17.6$)

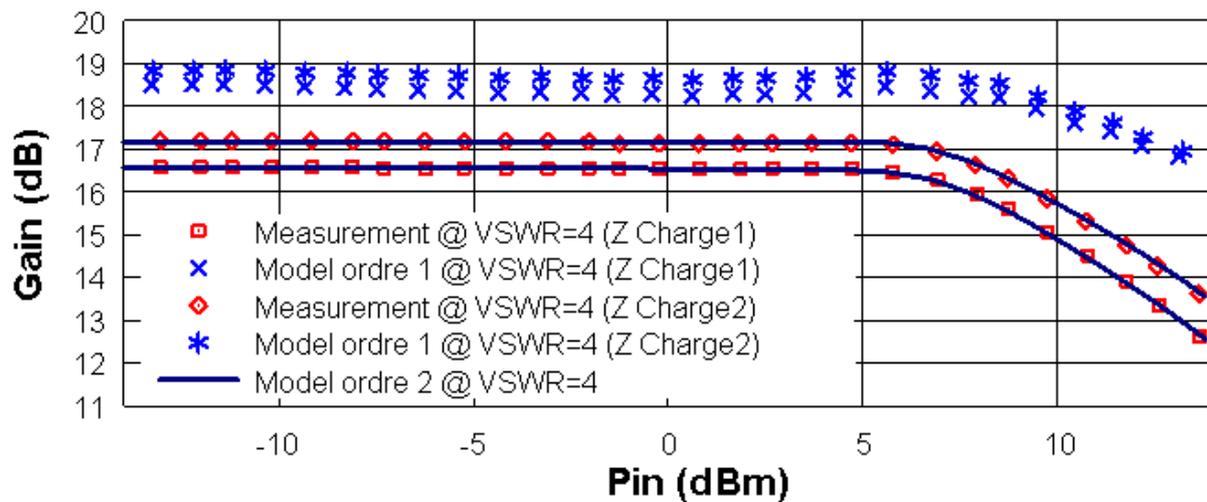


Figure III-33. Comparaison du gain en puissance de l'amplificateur mesuré, du modèle ordre un (*), (x) et du modèle ordre deux (ligne en bleu) sur des impédances de TOS=4 ($Z_{charge1} = 12.8 + j*12.4$, $Z_{charge2} = 17.2 + j*29.7$)

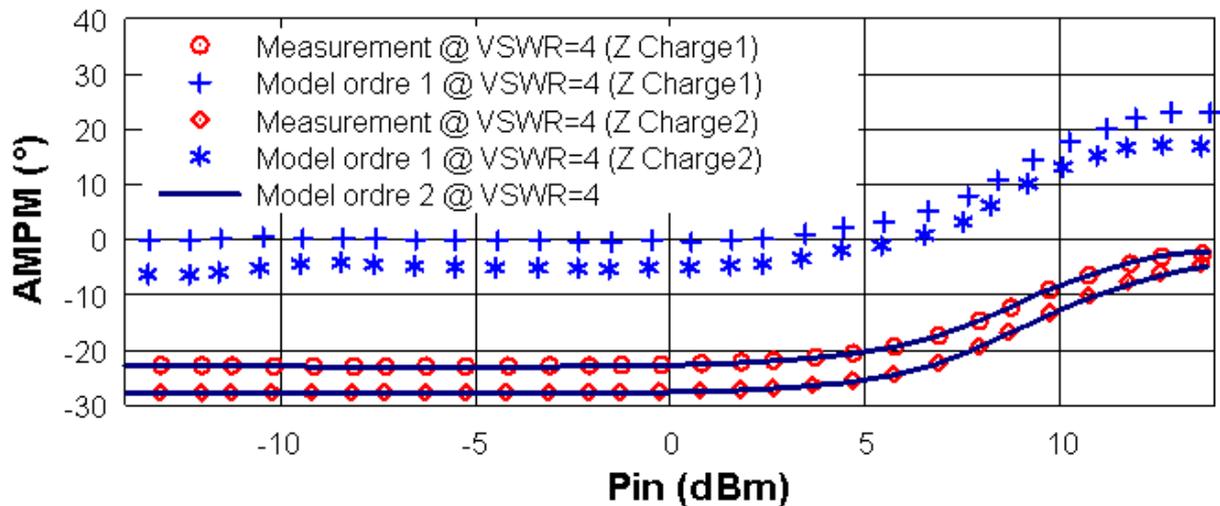


Figure III-34. Comparaison de la variation de la phase de l’amplificateur mesuré, du modèle ordre un (*), (+) et du modèle ordre deux (ligne en bleu) sur des impédances de TOS=4 ($Z_{charge1} = 17.2+j*29.7$, $Z_{charge2} = 12.8+j*12.4$)

Nous constatons bien que le modèle d’ordre deux est bien plus efficace que le modèle d’ordre un pour des fortes désadaptations. En effet, pour des valeurs de TOS > 3, le modèle d’ordre deux effectue de très bonnes prédictions du comportement de l’amplificateur, pour n’importe quelles impédances, contrairement au modèle d’ordre un.

Ces derniers résultats soulignent l’intérêt du modèle d’ordre deux, qui montre une très bonne capacité à prendre en compte les effets de fortes désadaptations, ce qui correspond aux attentes définies dans le cadre de notre application.

Nous avons également comparé l’erreur en gain (dB) et phase (degré) sur l’ensemble du nuage d’impédances mesurées. Ces résultats (Figures III-35 et III-36) nous permettent de voir sur l’abaque de Smith les zones dans lesquelles les modèles sont le plus performants. Cette représentation permet d’évaluer le comportement des 2 modèles et de mettre en évidence leur fonctionnement véritable vis-à-vis des résultats de mesures. La Figure III-36 montre la capacité du modèle d’ordre deux par rapport au modèle d’ordre un, avec une erreur maximale en gain réduite de 2.3dB à 0.2dB et en phase de 20° à 1°.

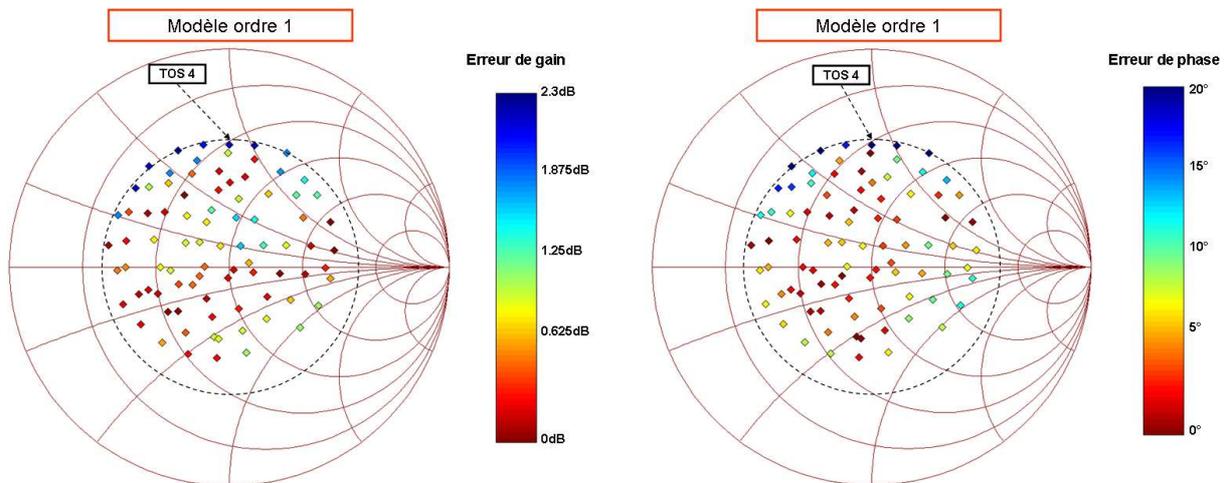


Figure III-35. Evaluation du modèle d'ordre un - erreur de gain en dB à gauche et erreur de phase en degrés à droite

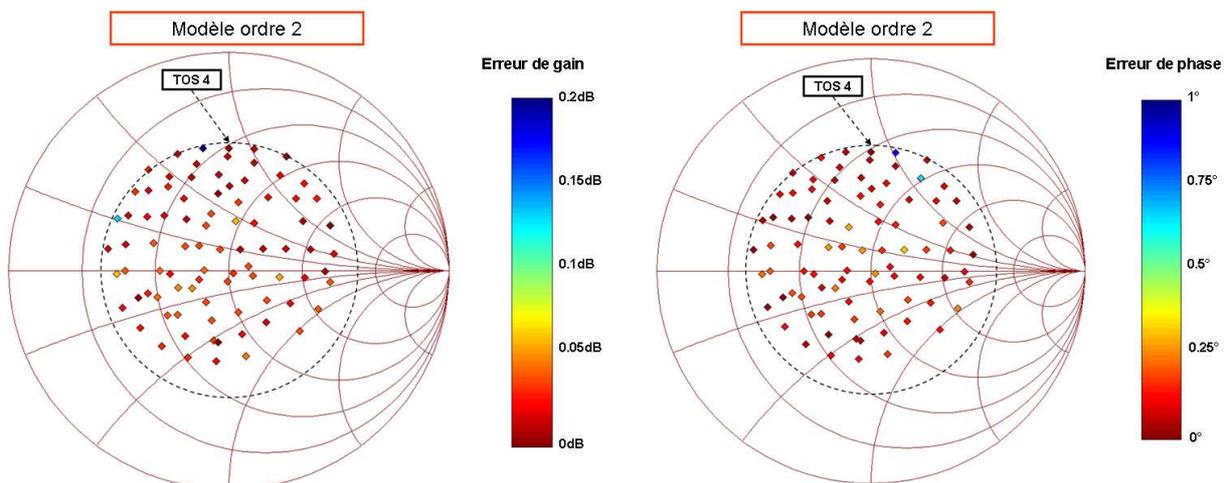


Figure III-36. Evaluation du modèle d'ordre deux - erreur de gain en dB à gauche et erreur de phase en degrés à droite

IV. Conclusion et Perspectives

Dans ce chapitre, nous avons évoqué la problématique de la modélisation comportementale des amplificateurs de puissance. Ce domaine est extrêmement prolifique, du fait de l'importance prise par cette fonction dans un système de transmission en terme d'intégrité et de consommation. Parmi la quantité d'approches considérées, nous avons pris le parti de distinguer les approches unilatérales, classiquement destinées à intégrer dans un environnement système « DATA FLOW », des approches bilatérales qui sont plutôt destinées

à des environnements circuits ou aux prémices des simulateurs système « CONTROL FLOW » de demain.

Nous avons ainsi dressé un panorama des approches les plus significatives en commençant historiquement par les modèles unilatéraux qui présupposent l'adaptation du module. Il est évidemment impossible de comparer l'efficacité d'une approche concrètement par rapport à un autre, car il faut juger la pertinence du formalisme utilisé, mais également son implémentation numérique efficace pour conserver le compromis (précision/coût de calcul/volume mémoire) nécessaire à une simulation système performante. La qualité du modèle se définit également par sa complexité ou sa procédure d'apprentissage et l'utilisation de signaux simples aptes à capturer les invariants du système et d'avoir de bonne capacité de prédiction pour des signaux différents et généralement beaucoup plus complexes. Suivant ces considérations, l'état de l'art actuel est donné par les séries de Volterra dynamiques tronquées à l'ordre un qui permettent de reproduire efficacement les effets de mémoire qu'ils soient HF et/ou BF.

Les modèles bilatéraux, au cœur de notre préoccupation, permettent de donner une réponse aux problèmes de désadaptations rencontrés dans les antennes agiles. Le formalisme des pseudo paramètres S non linéaire apparaît comme la solution judicieuse pour développer un modèle relativement simple et efficace à des TOS modérés. Nous avons développé deux approches statiques (CW à f_0) en considérant le développement de Taylor à l'ordre un et 2. Ceci afin d'accroître les capacités de ce formalisme face à des TOS élevés (≥ 3). Le modèle ordre un a été développé et implémenté sous ADS, le modèle d'ordre deux dans l'environnement Scilab.

Les deux modèles ont été validés à partir de mesures load-pull sur un amplificateur fonctionnant en bande X. Pour ce véhicule de test, nous avons pu démontrer les limites du modèle d'ordre un qui, extrait à TOS=1,5, donne des performances intéressantes jusqu'à des TOS=3. Ce modèle présente l'avantage d'être relativement simple et facile à implémenter dans un simulateur circuit ou système. Le modèle d'ordre deux présente un gain significatif jusqu'à des TOS très élevés, ce qui est un point clef pour des applications radar où les antennes peuvent être fortement couplées. Ce modèle nécessite plus d'impédances d'extraction ce qui ne pose pas un problème sachant que généralement, les bancs de caractérisation load-pull sont automatisés pour réaliser un nuage de points conséquents et

définis par l'utilisateur. L'apport des termes quadratiques dans le modèle d'ordre deux est donc un facteur essentiel pour appliquer ce formalisme pseudo paramètres S non linéaire sur des TOS très élevés.

Les perspectives liées à ce travail seront l'extension à la prise en compte de la mémoire HF à partir des principes vus dans la partie modèles unilatéraux où chaque S_{ij} pourrait être envisagé par un modèle unilatéral de Volterra extrait à partir d'une caractérisation load-pull multifréquence sur la bande passante considérée.

La prise en compte de la mémoire BF est également envisageable mais nécessite un travail à part entière sur les bancs de caractérisation associés (load-pull en mode 2 tons) et le développement propre du modèle.

L'objectif de thèse étant avant tout la prise en compte de la désadaptation à fort TOS, les deux modèles développés répondent parfaitement à notre besoin. Le chapitre suivant sera donc consacré au traitement du système complet (réseau d'antennes + amplificateurs) afin de pouvoir étudier de façon réaliste l'association des parties électromagnétiques (antennes) et circuits (amplificateurs de puissance) et juger l'influence de l'un sur l'autre.

V. Bibliographie

- [III-1] J. Dunsmore, G. Jue, J. Kikuchi, P. Nayler « A Measurements-Based Behavioral Model for I/Q RF Modulators : Implementation and Verification », European Microwave Conference, Milan 2002.
- [III-2] K. Kurokawa « Power Waves and the Scattering Matrix », IEEE, TRANS. On MTT, vol. 13 March 1965.
- [III-3] J.-C. Pedro and S.-A. Maas, « A Comparative Overview of Microwave and Wireless Power-Amplifier Behavioral Modeling Approaches », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 4, pp. 1150–1163, April 2005.
- [III-4] R. Marsalek « contributions to the power amplifier linearization using digital baseband adaptive predistortion », thèse de doctorat de l'université de Marne la Vallée, France 2003.
- [III-5] A.A.M. Saleh « frequency independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers », IEEE Transactions on communications, Vol. 29 n°. 11, pp. 1715-1720, Novembre 1981.
- [III-6] A. Sano and L. Sun, « Identification of Hammerstein-Wiener System with Application to Compensation for Nonlinear Distortion » in Proceedings of the 41st SICE Annual Conference, 2002, pp. 1521–1526.
- [III-7] M.T. Abuelma'atti, « Frequency-dependent nonlinear quadrature model for TWT amplifiers », IEEE Trans. on Communication, vol.COM-32, n°. 8, pp.982-986, aug. 1984.
- [III-8] J. Pedro, N. Carvalho, P Lavrador, « Modeling nonlinear behavior of bandpass memoryless and dynamic systems », IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Digest, Philadelphia, june. 2003.

- [III-9] F. Launay, Y. Wang, S. Toutain, T. Reveyrand, D. Barataud et al. « Modélisation d'un Amplificateur avec prise en compte de l'Effet Mémoire HF », 12èmes Journées Nationales Micro-ondes, 1A-7, Poitiers, Mai 2001.
- [III-10] C. Silva, A. Moulthrop, M. Muha « Introduction to Polyspectral Modeling and Compensation Techniques for Wideband Communications Systems », 58th ARFTG Conference Digest, San Diego, November 2001.
- [III-11] V. Meghdadi, J.P. Cances, « Modeling of solid state power amplifiers (SSPA) and validations by means of a system simulator », Annales des télécommunications 53, n°1-2, pp.4-14, 1998.
- [III-12] J. Xu, M.C.E. Yagoub, R. Ding, Q.-J. Zhang « neural-based dynamic modeling of nonlinear microwave circuits », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Digest, Vol. 50, n°. 12, pp. 2769-2780, December 2002.
- [III-13] F. Fang, M.C. Yagoub, F. Wang, Q.J. Zhang « A New Macromodeling Approach for Nonlinear Microwave Circuits Based on Recurrent Neural Networks », IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, vol. MTT-48, pp. 2335-2344, December 2000.
- [III-14] V. Volterra, « Theory of Functionals and of Integral of Integro-Differential Equations », Dover Publications, Inc, N.Y., 1958.
- [III-15] N. Le Gallou, E. Ngoya, H. Buret, D. Barataud, and J.-M. Nebus, « An Improved Behavioral Modeling Technique for High Power Amplifiers with Memory », in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2001, pp. 983–986.
- [III-16] E. Ngoya and A. Soury « Fundamentals of Nonlinear Behavioral Modeling for RF and Microwave Design », Artech House Publishers, May 2005.
- [III-17] A. Soury « A New Behavioral Model Taking into Account Nonlinear Memory Effects and Transient Behaviors in Wideband SSPAs », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 853-856, Seattle 2002.
- [III-18] C. Mazière, T. Reveyrand, « A novel behavioral model of power amplifier based on a dynamic envelope gain approach for the system level simulation

- and design », IEEE MMT-S Int. Microw. Symp. Digest, Philadelphia, USA, vol.2, pp.769-772, june 2003.
- [III-19] C. Quindrot, « Modélisation comportementale et conception de linéariseurs d'amplificateurs de puissance par technique de prédistorsion numérique », Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, Juin, 2010.
- [III-20] J. Wood, J. Horn, and D.-E. Root, « Extending Static Models by using Time Series to Identify the Dynamical Behavior », in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.
- [III-21] J. Wood, D.E. Root, « The behavioral modeling of microwave RF Ics using nonlinear time series analysis », IEEE MMT-S Int. Microw. Symp. Digest, Philadelphia, vol.2, pp.791-794, june 2003.
- [III-22] T. Reveyrand, « Conception d'un système de mesure d'enveloppes complexes aux accès de modules de puissance. Application à la mesure du NPR et à la modélisation comportementale d'amplificateurs », Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, no 15-2002, avr. 2002.
- [III-23] W. H. Leighton, R. J. Chaffin, and J. G. Webb, « RF Amplifer Design with Large-Signal S-parameters », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-21, 1973.
- [III-24] S.R.Mazumder and P. D. V. D. Puije, « Two-signal method of measuring the large signal S-pammeters of transistors », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-26, pp. 417-420, 1978.
- [III-25] J. Verspecht, M. Vanden Bossche, F. Verbeyst « Characterizing Components Under Large Signal Excitation: Defining Sensible `Large Signal S-Parameters'?! », 49th ARFTG Conference Digest, pp. 109-117, june 1997.
- [III-26] Jan Verspecht, Patrick Van Esch « Accurately Characterizing Hard Nonlinear Behavior of Microwave Components with the Nonlinear Network Measurement System: Introducing `Nonlinear Scattering Functions », Proceedings of the 5th International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimeterwave Circuits, pp. 17-26, Germany, October 1998.

- [III-27] Jan Verspecht, Denis Barataud, Jean-Pierre Teyssier and Jean-Michel Nebus « Hot S-Parameter Techniques: $6 = 4 + 2$ », 66th ARFTG Conference Digest, pp. 7-15, USA, December 2005.
- [III-28] F.X. Estagerie « Modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance pour les applications Radars », thèse à l'université de Limoges, mai, 2008.
- [III-29] Jan Verspecht, David Root « Polyharmonic Distortion Modeling », IEEE Microwave Magazine, Vol. 7, n°. 3, pp. 44-57, USA, June 2006.
- [III-30] Jan Verspecht, Daniel Gunyan, Jason Horn, Jianjun Xu, Alex Cognata, David Root « Multi-tone, Multi-port, and Dynamic Memory Enhancements to PHD Nonlinear Behavioral Models from Large-signal Measurements and Simulations », Conference Record of the IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium 2007, pp. 969-972, USA, June 2007.
- [III-31] A. Soury, E. N'goya « A Two-Kernel Nonlinear Impulse Response Model For Handling Long Term Memory Effects in RF and Microwave Solid state Circuits », IEEE MTT-S- Microwave Symposium Digest, pp. 1105-1108, San Francisco California, USA, November 2006.
- [III-32] Jan Verspecht, Jason Horn, Loren Betts, Daniel Gunyan, Roger Pollard, Chad Gillese, David Root « Extension of X-parameters to Include Long-Term Dynamic Memory Effects », Conference Record of the IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium 2009, pp. 601-604, USA, June 2009.
- [III-33] Jan Verspecht, Jason Horn, David Root « A Simplified Extension of X-parameters to Describe Memory Effects for Wideband Modulated Signals », ARFTG Sprint 2010 Conference Digest, USA, May 2010.
- [III-34] T. Reveyrand, A. Soury, F. Macraigne, G. Nanfack, D. Barataud, J.M. Nebus, E. N'goya, « A Time Domain Enveloppe Vectorial Network Analyser for Non-linear Measurement Based Modeling Accounting Impedance Mismatches », IMTC 2006 Instrumentation and Measurement, Technology Conference, 24-27 April Italy 2006.

-
- [III-35] G. P. Bava, U. Pisani, and V. Pozzolo, « Active Load Technique for Load-pull Characterization at Microwave Frequencies », *Electronic letters*, vol. 18, pp. 178-180, 1982.
- [III-36] <http://eesof.tm.agilent.com/docs/>.
- [III-37] T. Reveyrand, T. Gasseling, D. Barataud, S. Mons, and J.-M. Nebus, « A smart loadpull method to safely reach optimal matching impedances of power transistors », in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 3-8 June 2007, pp. 1489-1492.

**Chapitre IV : Réalisation d'un démonstrateur
d'antenne active**

I. Introduction

La conception des nouvelles générations d'antennes agiles nécessite la prise en compte simultanée, lors de la conception, des aspects circuits (i.e. HPA) et électromagnétique (antennes), ceci afin de modéliser correctement les interactions entre les circuits non linéaires et les antennes. La conception des circuits et des antennes suit une certaine méthodologie dont chaque fonction essentielle est testée séparément avant l'intégration finale des antennes actives.

Nous avons vu dans le chapitre II et III deux méthodes de modélisation séparées, permettant l'évaluation des performances, d'une part, d'un réseau d'antennes, et d'autre part, d'un amplificateur de puissance. Les résultats présentés précédemment pourront alors déboucher sur l'utilisation de ces deux macromodèles (boîte noire) dans une première approche de simulation d'antenne actives et la réalisation d'un démonstrateur actif afin de valider l'aspect théorique.

Ce chapitre a pour objectif de mettre en œuvre le concept actif dans la bande X [8 GHz – 12 GHz]. Tout d'abord, une première approche provisoire (par simulation) de la mise en réseau active sera présentée. Ceci consiste à intégrer les impédances d'entrées de l'antenne calculées par le macromodèle réseau à 8.2 GHz dans le modèle bilatéral du circuit (modèle 2^{ème} ordre), pour voir si l'antenne (caractérisée par son impédance) perturbe les performances de l'amplificateur et s'il y a une bonne concordance entre les résultats mesurés de l'amplificateur et son modèle. Ensuite, un bilan récapitulatif des différentes parties de ce démonstrateur sera décrit brièvement. Enfin, la validation expérimentale sera effectuée au moyen d'un démonstrateur actif réalisé au sein de notre laboratoire, pour vérifier à la fois la robustesse des macromodèles développés et l'hypothèse d'associer des amplificateurs à un réseau d'antennes sans l'utilisation d'un isolateur. L'évaluation de cette interaction sera interprétée afin de comprendre son effet sur les performances de démonstrateur tant pour le gain que pour les différentes origines des pertes. Les diagrammes de rayonnement seront déterminés expérimentalement pour la structure étudiée et seront comparés aux résultats théoriques obtenus par le macromodèle réseau (sans l'utilisation de l'amplificateur de puissance).

Les potentialités très intéressantes des antennes actives seront ainsi mises en évidence suite à notre expérience, et de nouvelles propositions seront formulées dans l'optique des perspectives liées à ce travail.

II. Première approche de la modélisation conjointe (antenne - circuit)

Avant de présenter la réalisation d'un démonstrateur actif et les résultats expérimentaux obtenus, nous allons mettre en évidence une première approche de la modélisation conjointe antennes-circuits dans un module d'émission. Cette approche consiste donc à étudier le modèle comportemental de l'amplificateur en présence des impédances réelles dues aux antennes. D'après le macromodèle électromagnétique développé et décrit en chapitre II, nous déterminons les impédances d'entrée de chaque antenne pour un réseau de 1x8 et pour un autre réseau de 1x4 correspondant aux différents angles de dépointage. Ensuite, nous cherchons ses impédances équivalentes mesurées à la sortie de l'amplificateur, et enfin, nous testons la réponse de l'amplificateur vis-à-vis de ces différentes impédances.

Le principe est similaire à celui réalisé dans la partie « test et validation » du chapitre III, où on a comparé le gain et la phase du modèle à celui de la mesure pour un nuage d'impédances mesurés.

II.1. Test sur les impédances du réseau d'antennes 1x8

On souhaite étudier l'interaction de l'amplificateur de puissance en présence des impédances de sorties qui sont les impédances d'entrée des antennes calculées par le macromodèle réseau, pour un réseau d'antennes de huit éléments. Le Tableau IV-1 présente les impédances calculées et leur TOS associé pour les angles de dépointage à -20° et $+30^\circ$. Dans ce cas, on peut remarquer l'influence du couplage sur les valeurs d'impédances calculées, et en particulier sur le TOS.

-20°				+30°		
Port	Z_{ant}	TOS		Port	Z_{ant}	TOS
1	$71.8-j*5.8$	1.45		1	$23.5+j*17.2$	2.4
2	$46.1+j*9.7$	1.24		2	$35+j*12.5$	1.6
3	$48.6+j*19$	1.47		3	$39.5+j*12.8$	1.45
4	$48.6+j*12$	1.28		4	$41.5+j*11.8$	1.37
5	$40.1+j*14.4$	1.48		5	$43.8+j*11$	1.31
6	$42.3+j*21.5$	1.63		6	$44.6+j*8.9$	1.25
7	$42.1+j*14.2$	1.42		7	$49.1+j*2.36$	1.06
8	$25.5+j*18.5$	2.3		8	$70.9-j*6$	1.44

Tableau IV-1. Tableau des impédances calculées par le macromodèle réseau (1X8)

Le Tableau IV-1 montre les impédances d'entrées de chaque antenne de réseau 1x8 et leur TOS qui seront vues comme des impédances en sortie pour chaque amplificateur de puissance dans deux directions différentes (-20° et $+30^\circ$). On observe une importante disparité sur les bords du réseau, pouvant entraîner une forte désadaptation vis-à-vis de l'amplificateur si le nombre d'antennes est plus élevé ($n > 32$). On interprète les fortes variations de charge sur les bords du réseau par l'absence d'éléments adjacents suivant certaines directions, et tronquant ainsi le facteur de réseau d'antennes qui est en fait la somme des contributions en provenance des éléments voisins, captées par couplage. Ceci pose un problème de forte désadaptation pour les amplificateurs de puissance.

La comparaison en gain (AMAM) et en phase (AMPM) pour les impédances calculées (équivalentes aux impédances mesurées) et le modèle sont présentés dans les Figures IV-1 à IV-4 (on présente les réponses de trois impédances parmi huit).

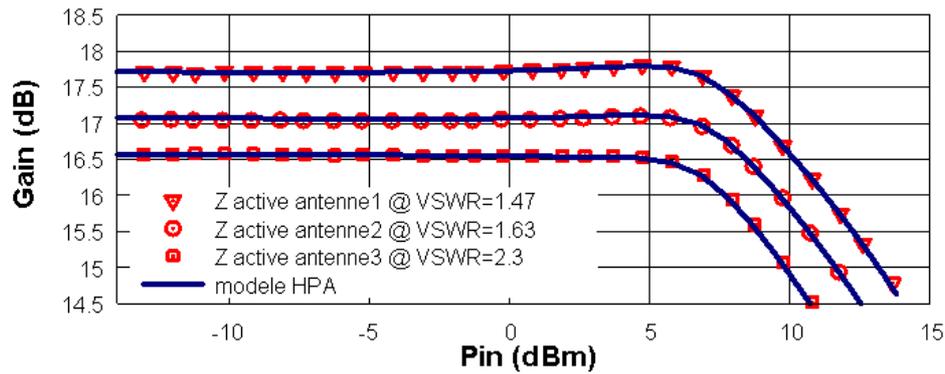


Figure IV-1. Comparaison du gain en puissance pour des impédances calculées par le macromodèle réseau 1X8 avec un angle de dépointage -20° et le modèle HPA pour trois impédances parmi huit ($Z_{antenne1} = 48.6+j*19$, $Z_{antenne2} = 42.3+j*21.5$, $Z_{antenne3} = 25.5+j*18.5$)

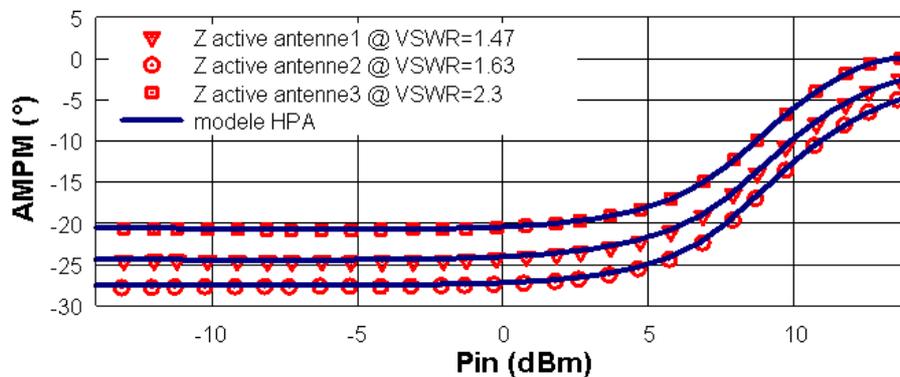


Figure IV-2. Comparaison de la variation de la phase pour des impédances calculées par le macromodèle réseau 1X8 avec un angle de dépointage -20° et le modèle HPA pour trois impédances parmi huit ($Z_{antenne1} = 48.6+j*19$, $Z_{antenne2} = 42.3+j*21.5$, $Z_{antenne3} = 25.5+j*18.5$)

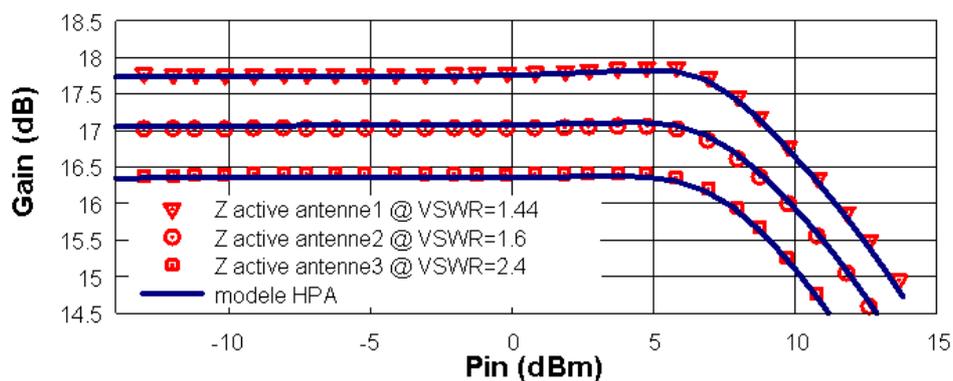


Figure IV-3. Comparaison du gain en puissance pour des impédances calculées par le macromodèle réseau 1X8 avec un angle de dépointage $+30^\circ$ et le modèle HPA pour trois impédances parmi huit ($Z_{antenne1} = 70.9-j*6$, $Z_{antenne2} = 35+j*12.5$, $Z_{antenne3} = 23.5+j*17.2$)

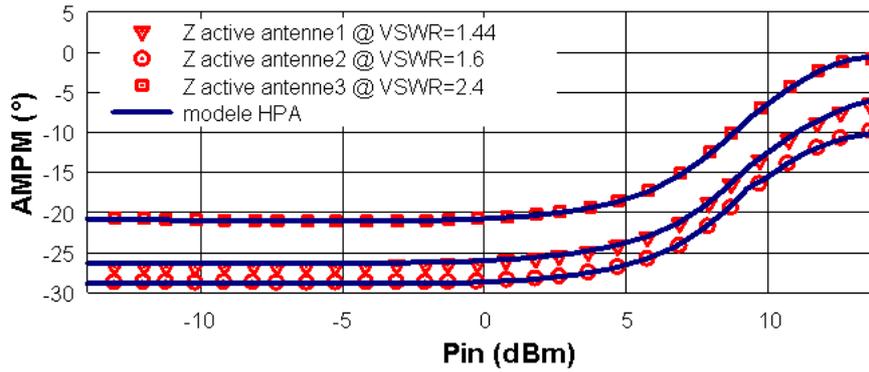


Figure IV-4. Comparaison de la variation de la phase pour des impédances calculées par le macromodèle réseau 1X8 avec un angle de dépointage +30° et le modèle HPA pour trois impédances parmi huit ($Z_{\text{antenne1}} = 70.9-j*6$, $Z_{\text{antenne2}} = 35+j*12.5$, $Z_{\text{antenne3}} = 23.5+j*17.2$)

Comme le modèle ordre deux peut prendre en compte des impédances à des TOS ≤ 4 , les résultats obtenus montrent une excellente concordance entre le modèle HPA et les impédances calculées par le macromodèle pour un réseau d’antennes 1X8 présentant un fort couplage et des angles de dépointages élevés.

II.2. Test sur les impédances du réseau d’antennes 1X4

Afin de réduire la complexité du dispositif expérimental et d’étudier l’interaction de l’amplificateur de puissance en présence des impédances de sorties (les mesures) qui sont équivalentes aux impédances d’entrées calculées par le macromodèle réseau ($Z_{\text{entrée_antenne}}=Z_{\text{sortie_ampli}}$), nous avons utilisé exactement le même réseau d’antennes en réduisant leur nombre à 4 et nous avons choisi trois angles de dépointage et calculé leurs impédances correspondantes (par l’intermédiaire du macromodèle) afin de montrer l’effet de couplage sur les valeurs des impédances et son impact sur le comportement de l’amplificateur. Les angles choisis sont 0°, -10° et +15°, le Tableau IV-2 présente les impédances calculées et leur TOS.

Il faut noter qu’on n’a pas pu dépasser un dépointage de $\pm 15^\circ$ (angle de dépointage) au niveau du macromodèle réseau 1X4, car il est évident qu’avec 4 antennes, les dépointages obtenus sont moindres qu’avec 8 antennes. De plus, le logiciel de synthèse SARA utilisé considère un plan de masse infini (limites = $\pm 90^\circ$) et les conditions de bord pour avoir des lobes secondaires minimaux pour un gabarit fixé caractérisant le diagramme de rayonnement désiré, doivent respecter cette formule :

$$\theta_{bord} = \frac{2 \cdot \lambda_0}{N \cdot d}$$

avec N = nombre d'éléments dans le réseau

d = espacement entre 2 éléments consécutifs

[Eq. IV.1]

0°			-10°			+15°		
Port	Z _{ant}	TOS	Port	Z _{ant}	TOS	Port	Z _{ant}	TOS
1	58.5+j*34.4	1.9	1	75.3+j*23.6	1.75	1	43.8+j*26.1	1.76
2	57.5+j*19.5	1.47	2	57.2+j*18.8	1.45	2	55.6+j*18.9	1.45
3	56.9+j*20.1	1.48	3	57.1+j*20.1	1.49	3	58+j*17.7	1.43
4	62.4+j*33.3	1.87	4	47.7+j*25.6	1.68	4	81.2+j*19.3	1.76

Tableau IV-2. Tableau des impédances calculées par le macromodèle réseau (1x4)

Le Tableau IV-2 montre les impédances d'entrée de chaque antenne de réseau 1X4 et leur TOS pour trois directions différents (0°, -10° et +15°). On remarque que les valeurs des TOS ne dépassent pas 2 et sont uniformes au centre du réseau d'antennes. Les fortes variations de charges sur les bords du réseau sont explicables par le même raisonnement que dans la partie II.1.

La comparaison en gain (AMAM) et en phase (AMPM) entre les impédances calculées (équivalentes aux impédances mesurés) et le modèle est présentée dans les Figures IV.5 à IV.10 (on présente la réponse de trois impédances parmi quatre pour chaque angle de dépointage).

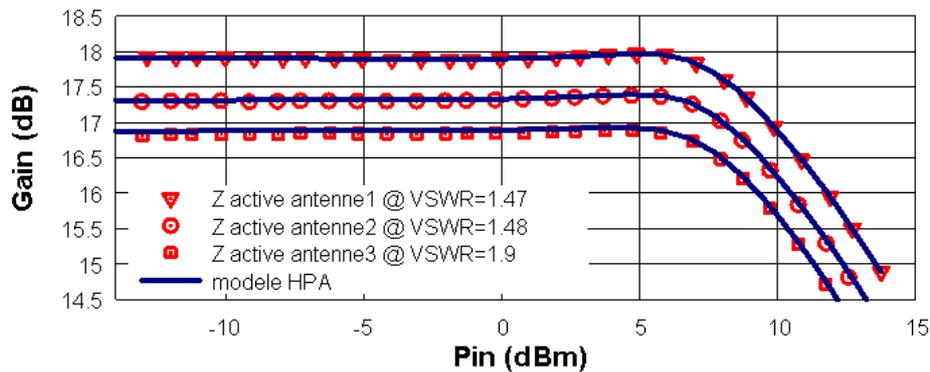


Figure IV-5. Comparaison du gain en puissance pour des impédances calculées par le macromodèle réseau 1X4 avec un angle de dépointage 0° et le modèle HPA pour trois impédances parmi quatre (Z_{antenne1} = 57.5+j*19.5, Z_{antenne2} = 56.9+j*20.1, Z_{antenne3} = 58.5+j*34.4)

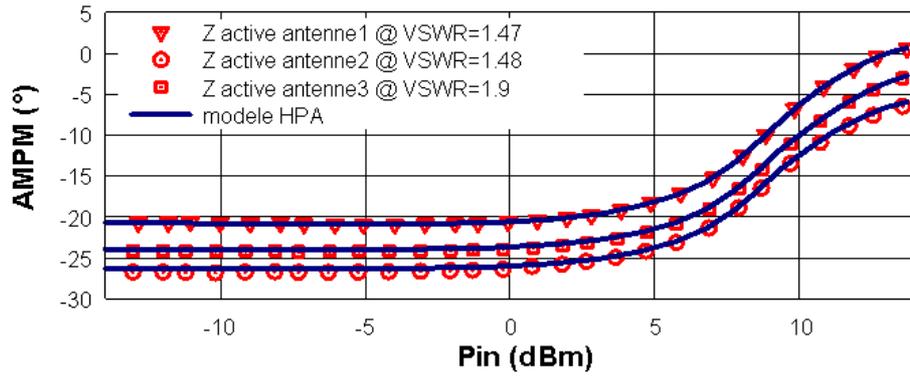


Figure IV-6. Comparaison de la variation de la phase pour des impédances calculées par le macromodèle réseau 1X4 avec un angle de dépointage 0° et le modèle HPA pour trois impédances parmi quatre ($Z_{\text{antenne1}} = 57.5+j*19.5$, $Z_{\text{antenne2}} = 56.9+j*20.1$, $Z_{\text{antenne3}} = 58.5+j*34.4$)

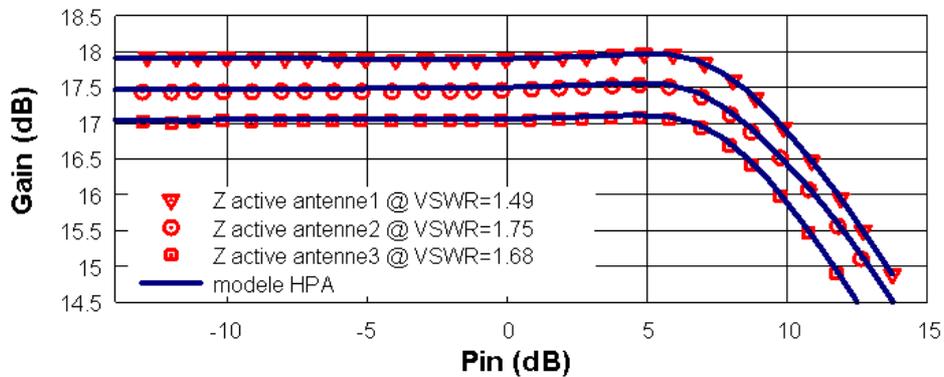


Figure IV-7. Comparaison du gain en puissance pour des impédances calculées par le macromodèle réseau 1X4 avec un angle de dépointage -10° et le modèle HPA pour trois impédances parmi quatre ($Z_{\text{antenne1}} = 57.1+j*20.1$, $Z_{\text{antenne2}} = 75.3+j*23.6$, $Z_{\text{antenne3}} = 47.7+j*25.6$)

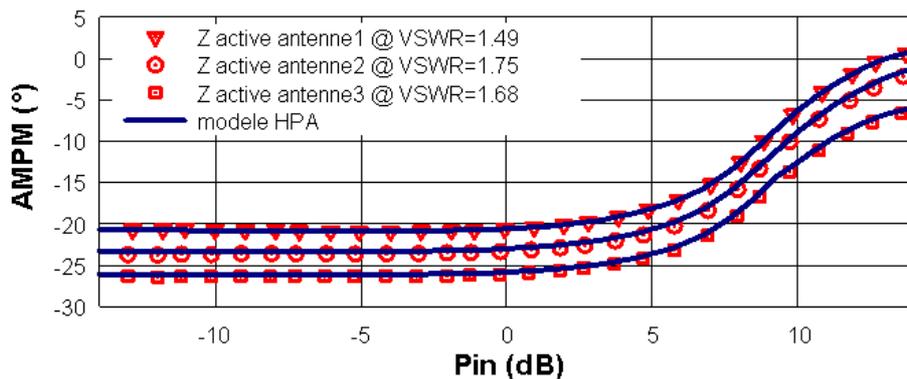


Figure IV-8. Comparaison de la variation de la phase pour des impédances calculées par le macromodèle réseau 1X4 avec un angle de dépointage $+10^\circ$ et le modèle HPA pour trois impédances parmi quatre ($Z_{\text{antenne1}} = 57.1+j*20.1$, $Z_{\text{antenne2}} = 75.3+j*23.6$, $Z_{\text{antenne3}} = 47.7+j*25.6$)

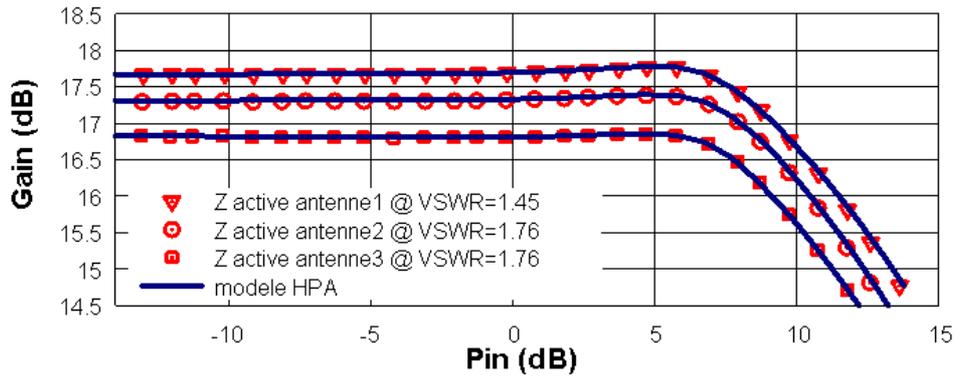


Figure IV-9. Comparaison du gain en puissance pour des impédances calculées par le macromodèle réseau 1X4 avec un angle de dépointage +15° et le modèle HPA pour trois impédances parmi quatre ($Z_{antenne1} = 55.6+j*18.9$, $Z_{antenne2} = 43.8+j*26.1$, $Z_{antenne3} = 81.2+j*19.3$)

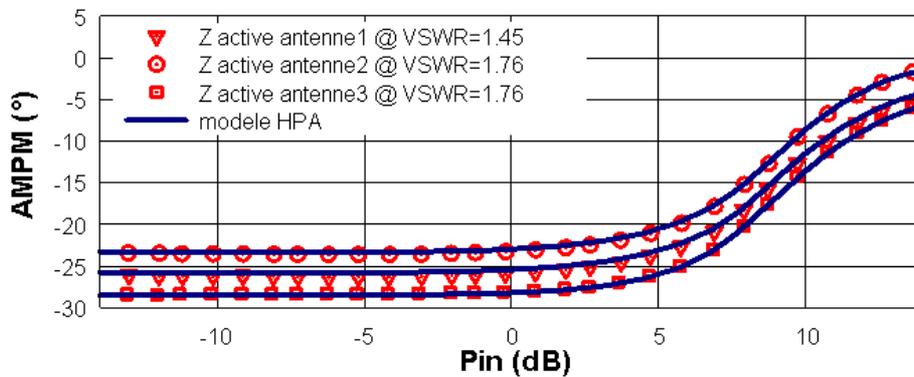


Figure IV-10. Comparaison de la variation de la phase pour des impédances calculées par le macromodèle réseau 1X4 avec un angle de dépointage +15° et le modèle HPA pour trois impédances parmi quatre ($Z_{antenne1} = 55.6+j*18.9$, $Z_{antenne2} = 43.8+j*26.1$, $Z_{antenne3} = 81.2+j*19.3$)

Ces résultats montrent une excellente concordance entre les impédances du macromodèle réseau et le modèle HPA. Nous constatons, dans le cas d’un réseau d’antenne 1X4, que l’interaction circuit/antenne n’a pas de forts effets sur les performances du système global. Ces résultats nous permettent de tirer une première conclusion provisoire sur la modélisation conjointe circuits/antennes, à savoir que le modèle d’amplificateur permet de prédire les performances globale au niveau système (en émission), et d’obtenir la réponse réelle de l’amplificateur en présence des antennes en sorties. Ceci nous permet de corriger la réponse de l’amplificateur afin d’obtenir les bonnes pondérations optimales à l’accès de chaque antenne.

Compte tenu de la complexité mais également du coût associé, nous allons valider expérimentalement cette approche par ce réseau de 4 antennes. La partie suivante, en se basant sur les résultats obtenus précédemment, montrera donc la réalisation d’un

démonstrateur actif afin de valider l'aspect théorique des deux macromodèles et la mise en œuvre d'antennes actives.

III. Choix des éléments constitutifs du démonstrateur actif

Dans la mise en œuvre du concept actif, plusieurs architectures de circuit ont été proposées dans le chapitre I, conduisant à une intégration optimale des différents éléments des chaînes analogiques d'émission et/ou de réception, au sein de modules actifs et rayonnants. Dans le cadre de notre application, nous allons présenter dans cette partie la solution retenue pour la réalisation d'un démonstrateur d'antenne active (Figure IV-11) en abordant chaque fonction constitutive : diviseur de puissance, déphaseur, atténuateur, les connectiques et les supports, etc...

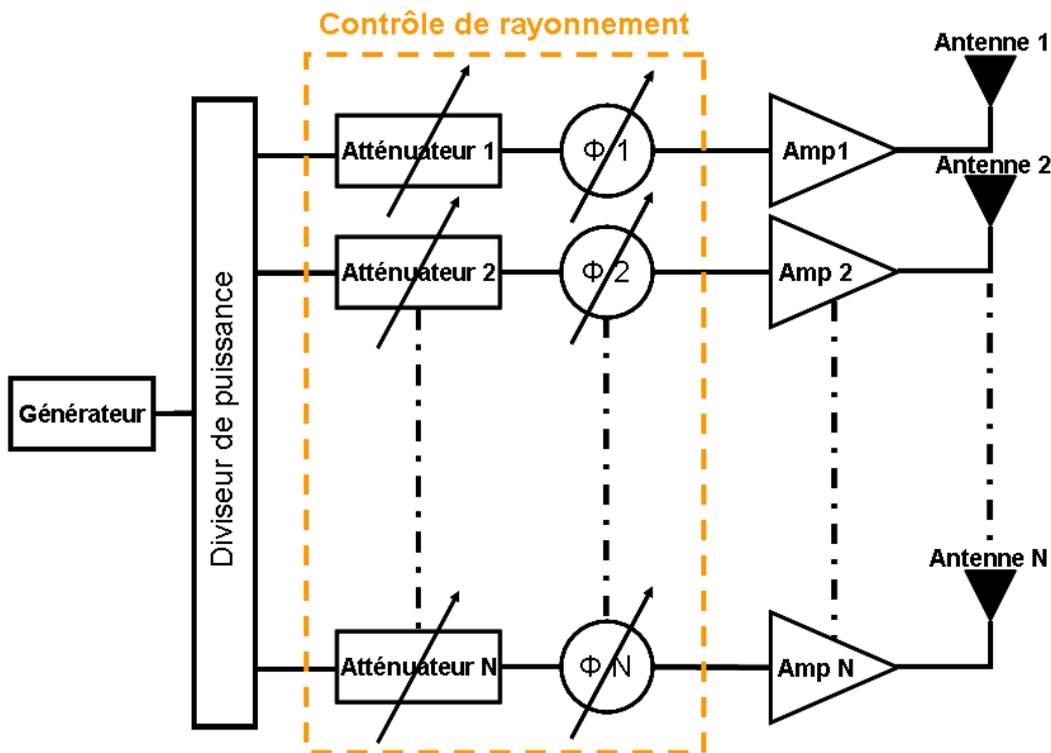


Figure IV-11. Démonstrateur actif retenue en émission

Les N voies du réseau d'antennes sont alimentées par une source identique connecté à un diviseur de puissance, et chaque voie de sortie est reliée à des atténuateurs et des déphaseurs variables situés en amont des HPA, comme le montre la figure ci-dessus.

Il faut noter que les amplificateurs ont été décrits dans le chapitre III (NEXTEC RF NB00422), ainsi que le réseau d'antennes dans le chapitre II. Nous n'aborderons donc pas ces points ici.

III.1. Diviseurs de puissance

Dans cette sous-partie, nous avons privilégié un diviseur de puissance commercial de chez « Analog Microwave Design (AMD) », sa conception n'étant pas l'objectif de cette partie.

Un diviseur de puissance (splitter) est un circuit qui effectue la conversion d'un signal donné en N signaux (Figure IV-12) possédant la même amplitude et la même phase. On retrouve les diviseurs essentiellement dans les mélangeurs, amplificateurs équilibrés, déphaseurs, etc.



Figure IV-12. Diviseur de puissance AMD 8-12 GHz, 30W

Les caractéristiques électriques de notre diviseur (1 vers 4) sont : une perte d'insertion maximale de 0.8 dB sur toute la bande [8 GHz : 12.4 GHz], avec une isolation minimale de 16 dB [IV-1]. La variation maximale de l'amplitude est de ± 0.4 dB et de $\pm 6^\circ$ de phase entre chaque sortie.

III.2. Atténuateurs

En général, un atténuateur est un quadripôle qui sert à affaiblir l'onde qui le traverse, afin de contrôler, par exemple, le gain ou la puissance de l'amplificateur considéré dans notre application. Nous avons sélectionné un atténuateur variable continu PE7065-10 (Figure IV-13) de chez Pasternack Entreprises (PE), travaillant dans une bande de fréquence de 8 GHz à 12.4 GHz et possédant une atténuation maximale de 40dB [IV-2].



Figure IV-13. Atténuateur du Pasternack Entreprises PE7065-10

III.3. Déphaseurs

En général, un déphaseur est un quadripôle inséré sur une ligne qui transmet une onde incidente avec un déphasage « φ' » différent du déphasage « φ » correspondant à la longueur de ligne « l » occupée par un quadripôle. Le déphasage introduit par cet appareil est :

$$\Delta\varphi = \varphi' - \varphi \quad [\text{Eq. IV.2}]$$

Il faut noter que les déphaseurs sont généralement onéreux. Pour des raisons de coût et de disponibilité, nous avons choisi un déphaseur mécanique (Figure IV-14) de chez Weinschel/AérofleX 980-4K [IV-3] avec un déphasage minimal de 290°, une perte d'insertion maximale de 1 dB et fonctionnant dans la bande DC-12 GHz.



Figure IV-14. Déphaseur 980-4K de chez Aéroflex

III.4. Câblages et accessoires

L'aspect connectique est d'une importance capitale aux fréquences considérées, ainsi que l'optimisation de l'architecture afin de limiter au maximum le nombre de connecteurs utilisés, et donc limiter les pertes. Nous avons donc réalisé un support original (Figure IV-15) pour associer directement les amplificateurs au réseau d'antennes, en prenant également en considération le radiateur pour éviter l'échauffement des amplificateurs (350mA de consommation de courant par amplificateur). Le support a été fabriqué et assemblé dans l'atelier du laboratoire XLIM de Limoges. Le radiateur choisi, est le modèle LA6 de Fisher Elektronik [IV-4]. Il a une taille de 150mm de longueur, 65mm de largeur et 75mm de hauteur, il possède une résistance thermique $R_{th}=0.17K/W$ (Figure IV-16).



Figure IV-15. Support de test

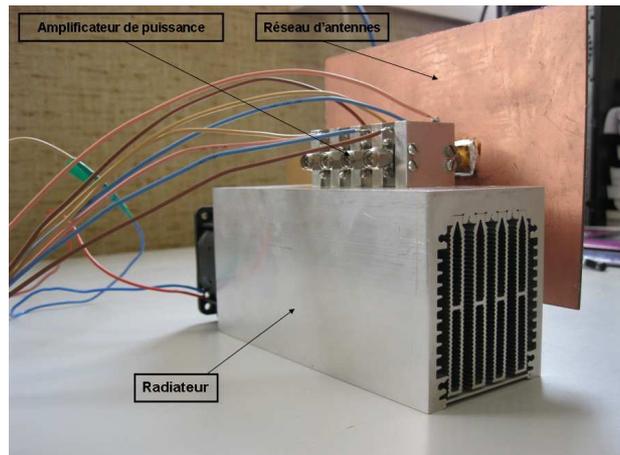


Figure IV-16. Radiateur LA6 + 4 amplificateurs + réseau d'antennes (1X4)

IV. Réalisation du démonstrateur actif

Nous avons assemblé les différents éléments constitutifs du démonstrateur actif, comme le montre la Figure IV-17. Il est composé du diviseur de puissance un vers quatre, de quatre atténuateurs, de quatre déphaseurs, de quatre amplificateurs de puissance (NEXTEC RF NB00422) et du réseau d'antennes à quatre éléments. L'intérêt de ce démonstrateur actif est qu'il n'utilise pas d'isolateurs entre les amplificateurs de puissance et les antennes.

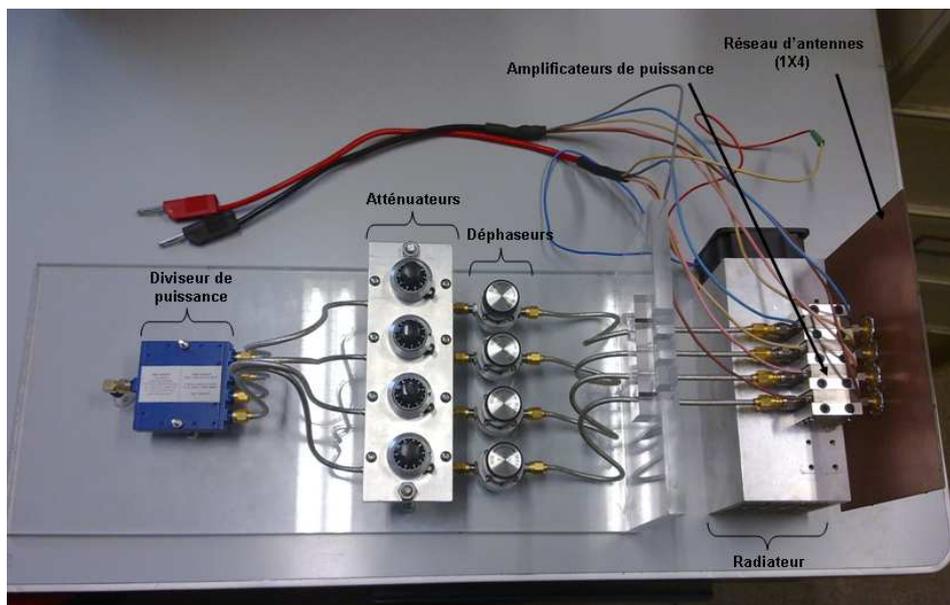


Figure IV-17. Démonstrateur actif réalisé

En théorie, les déphaseurs et les atténuateurs vont être réglés pour corriger les signaux appliqués aux amplificateurs de puissance afin d'alimenter le réseau d'antennes avec les bonnes pondérations calculées par le macromodèle réseau. Cette opération de correction n'est pas très compliquée. Pour une charge (antenne) donnée, les mesures déjà réalisées sur les amplificateurs donnent la réponse de la sortie de l'amplificateur en fonction de son entrée ($b_2=f(P_{in})$ et $AMPM=f(P_{in})$) avec b_2 l'onde réfléchie. $AMPM$ est la différence de la phase entre la sortie et l'entrée (contrôlable par le déphaseur) et P_{in} est la puissance d'entrée (contrôlable par l'atténuateur). Dans ces conditions, on obtient les valeurs désirées à mettre à l'entrée de l'amplificateur pour qu'en sortie on ait $b_2=0$, ce qui rend l'isolateur inutile. Dans la suite, cette méthode de correction manuelle offre la possibilité d'accéder à n'importe quel diagramme de rayonnement objectif (à partir des données calculées par le macromodèle), ainsi que compenser l'effet des couplages en assurant un transfert optimum de puissance (gain maximal et lobes secondaires minimaux).

V. Mesure du démonstrateur actif

Cette partie décrit les résultats mesurés, à savoir les diagrammes de rayonnement (plan E) pour des angles différents, réalisés dans la chambre anéchoïque du laboratoire. Les mesures ont été réalisées en deux phases : la première mesure a été faite en alimentant les amplificateurs de puissance dans leur zone linéaire (Figure I-24 chapitre I), caractérisée par son faible rendement (plus précisément à 9 dB au-dessous du point de compression P_{out_1dB}). Le but de cette première mesure est de valider la connexion directe des amplificateurs de puissance au réseau d'antennes sans l'utilisation d'isolateurs et sans la présence d'une forte non linéarité sur la réponse de l'amplificateur. En outre, cela permet de valider les résultats théoriques obtenus à l'aide de la première approche d'une simulation mixte circuit / EM (§ II). La deuxième mesure a été faite en alimentant les amplificateurs de puissance dans leur zone de compression de gain (zone non linéaire), caractérisée par son rendement maximal (nous avons choisi comme point de fonctionnement le P_{out_1dB}). Les Figures IV.18 à IV.20 présentent la comparaison entre les diagrammes de rayonnement (normalisés par rapport au gain maximum) lorsque les amplificateurs sont alimentés dans leur zone linéaire, pour les configurations suivantes :

Diagrammes de rayonnement mesurés sans les amplificateurs (validation du macromodèle réseau par un démonstrateur passif décrite dans le chapitre II).

Diagrammes de rayonnement obtenus par la combinaison linéaire des pondérations calculées par le macromodèle réseau.

Diagrammes de rayonnement mesurés avec les amplificateurs de puissance alimentés en zone linéaire (démonstrateur actif).

Il faut noter que la comparaison de ces diagrammes avec ceux qui vont être représentés ultérieurement (Figures IV.21 et IV.22) n'est pas faite par rapport au gain réalisé car les mesures faites avec les amplificateurs ont fourni un gain de 44 dB tandis que le gain obtenu par simulation d'un réseau d'antennes passif de quatre éléments est de 11.5 dB ($f_0=8.2$ GHz et $d=0,4\lambda_0$). En outre, des pertes importantes (≈ 8 dB) ont été introduites du fait de la mise en cascade des plusieurs éléments passifs (diviseur de puissance + atténuateurs + déphaseurs), ce qui nous a obligé d'utiliser un amplificateur de puissance (parfois deux) à l'entrée du dispositif, afin d'amener la bonne puissance d'entrée à chaque accès des amplificateurs de puissance connectés au réseau d'antennes. Ceci a été l'origine de nombreux problèmes (i.e. oscillations ou saturation de l'amplificateur).

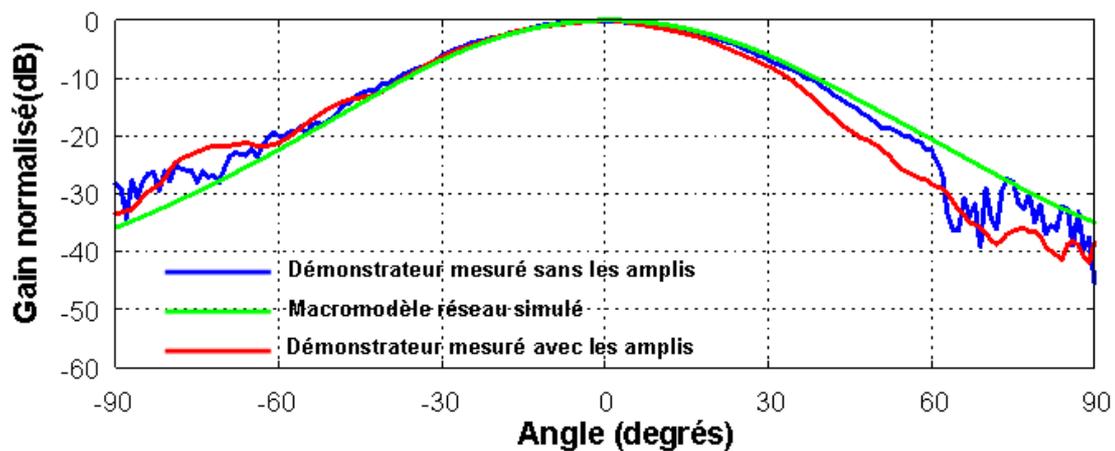


Figure IV-18. Comparaison de diagramme de rayonnement mesuré (validation expérimentale du macromodèle réseau) sans les amplificateurs de puissance (bleu), diagramme de rayonnement mesuré avec la présence des amplificateurs de puissance (rouge) et diagramme de rayonnement calculé par la combinaison linéaire des données obtenues par le macromodèle réseau (vert) à 8.2GHz et pour un angle de dépointage égal à 0°.

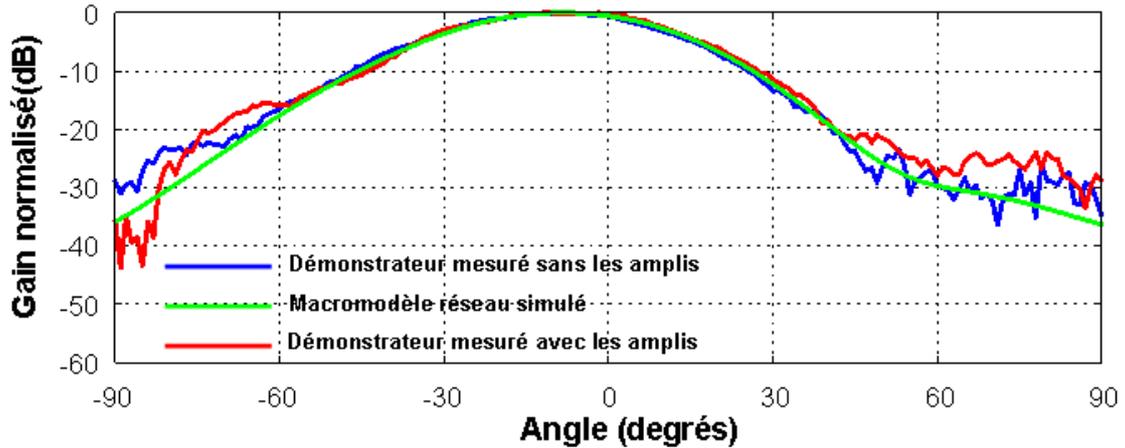


Figure IV-19. Comparaison de diagramme de rayonnement mesuré (validation expérimentale du macromodèle réseau) sans les amplificateurs de puissance (bleu), diagramme de rayonnement mesuré avec la présence des amplificateurs de puissance (rouge) et diagramme de rayonnement calculé par la combinaison linéaire des données obtenues par le macromodèle réseau (vert) à 8.2GHz et pour un angle de dépointage égal à -10° .

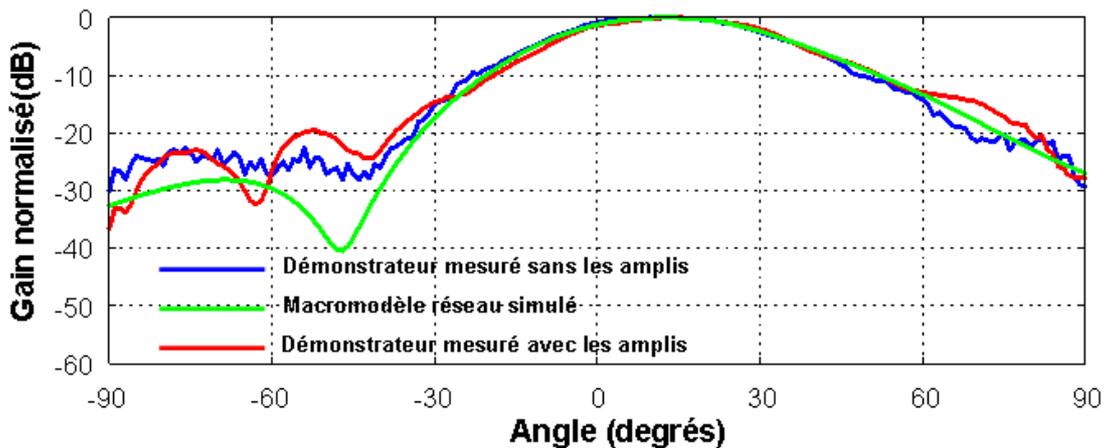


Figure IV-20. Comparaison de diagramme de rayonnement mesuré (validation expérimentale du macromodèle réseau) sans les amplificateurs de puissance (bleu), diagramme de rayonnement mesuré avec la présence des amplificateurs de puissance (rouge) et diagramme de rayonnement calculé par la combinaison linéaire des données obtenues par le macromodèle réseau (vert) à 8.2GHz et pour un angle de dépointage égal à $+15^\circ$.

Les résultats de mesures des diagrammes de rayonnement des Figures IV.18, IV.19 et IV.20 montrent une très bonne concordance avec la simulation théorique. Les positions du lobe dans l'axe (0°) et les lobes pointés (-10° et $+15^\circ$) correspondent bien à ceux prévus lors de la synthèse. Une remontée des lobes secondaires, négligeables dans les Figures IV.18 et IV.19, pourrait être justifiée par la dissymétrie des sondes d'alimentation dans le réseau entraînant la dégradation des lobes secondaires. Une autre raison de ces différences (Figure

IV.20) peut venir de l'imprécision dans la réalisation des différentes valeurs de P_{in} (influence des pondérations d'amplitudes => dégradation des lobes secondaires).

Les Figures IV.21 et IV.22 présentent la comparaison entre les diagrammes de rayonnement (normalisés par rapport au gain maximum) lorsque les amplificateurs sont alimentés dans leur zone non linéaire, pour les configurations suivantes :

Diagrammes de rayonnement mesurés sans les amplificateurs (validation du macromodèle réseau par un démonstrateur passif décrite dans le chapitre II).

Diagrammes de rayonnement mesurés avec les amplificateurs de puissance alimentés en zone linéaire (démonstrateur actif).

Diagrammes de rayonnement mesurés avec les amplificateurs de puissance alimentés en zone non linéaire (démonstrateur actif).

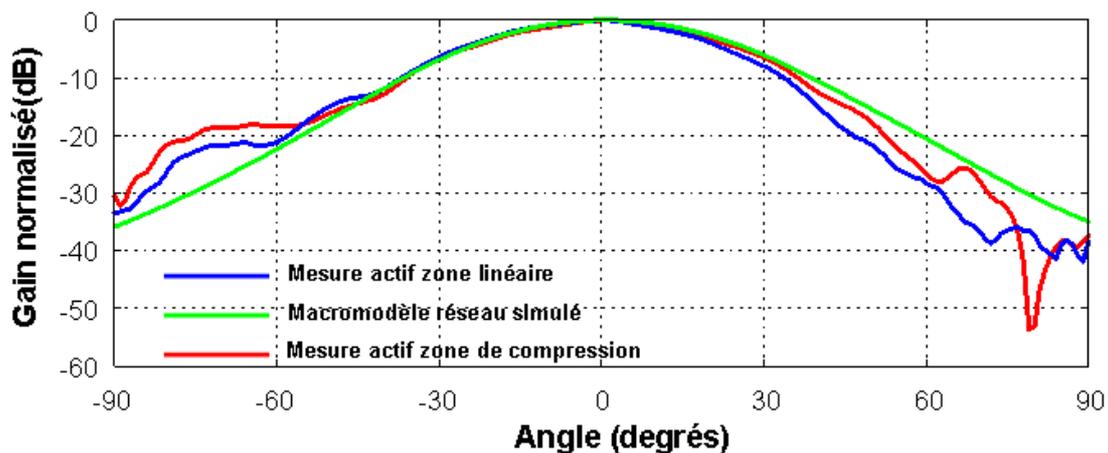


Figure IV-21. Comparaison de diagramme de rayonnement mesuré avec la présence des amplificateurs de puissance alimentés en zone linéaire (bleu), diagramme de rayonnement mesuré avec la présence des amplificateurs de puissance alimentés en zone non linéaire (rouge) et diagramme de rayonnement calculé par la combinaison linéaire des données obtenues par le macromodèle réseau (vert) à 8.2GHz et pour un angle de dépointage égal à 0°.

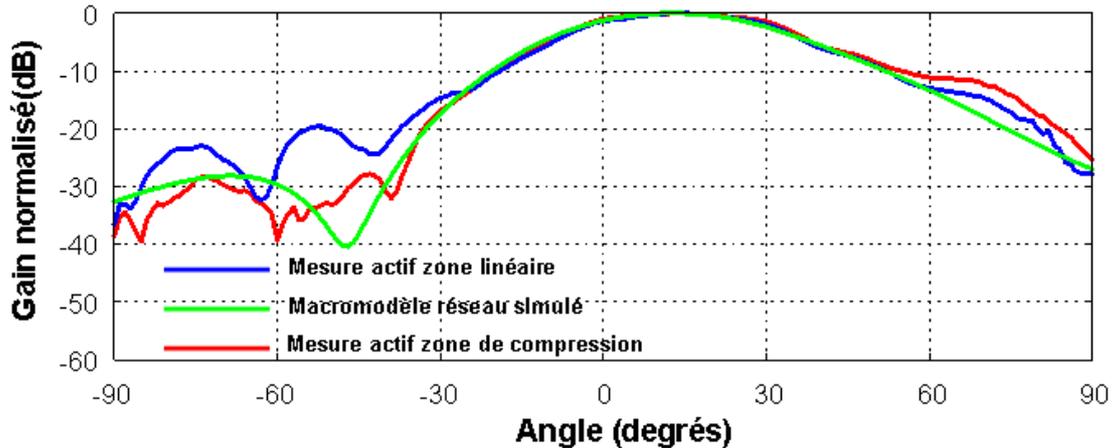


Figure IV-22. Comparaison de diagramme de rayonnement mesuré avec la présence des amplificateurs de puissance alimentés en zone linéaire (bleu), diagramme de rayonnement mesuré avec la présence des amplificateurs de puissance alimentés en zone non linéaire (rouge) et diagramme de rayonnement calculé par la combinaison linéaire des données obtenues par le macromodèle réseau (vert) à 8.2GHz et pour un angle de dépointage égal à +15°.

Les résultats de mesure des diagrammes de rayonnement des Figures IV.21 et IV.22 montrent une très bonne concordance avec la simulation théorique, même dans le cas où les amplificateurs fonctionnent dans une zone fortement non linéaire. Les positions du lobe dans l'axe (0°) et le lobe pointé (+15°) correspondent bien à ceux prévus lors de la synthèse. La dissymétrie des sondes d'alimentation dans le réseau entraîne cependant une légère dégradation des lobes secondaires.

Pour clôturer cette partie « mesure du démonstrateur actif », nous avons montré la possibilité de contrôler la formation de faisceau d'un réseau d'antennes à partir de modules actifs rayonnants. La comparaison des résultats de simulation et de mesure nous permet de conclure sur l'efficacité et la fiabilité de la méthode de synthèse des diagrammes de rayonnement utilisée. Par contre, nous avons constaté une légère dérive des performances des modules dans le temps (erreur de phase et d'amplitude lors de mesures). En effet, la qualité du montage des composants, ainsi que la dérive des performances d'un composant à l'autre, peuvent modifier les caractéristiques du module (gain et phase du signal en sortie du module). L'aspect statique est évidemment un point important dans le cadre d'une antenne active réelle associant un nombre important de modules. Il faut noter que dans notre cas ce type de modules (avec une formation de faisceau en RF) ne peut être utilisé que pour la formation d'un faisceau unique. Pour générer de multiples faisceaux, la solution sera présentée dans les perspectives de ces travaux de thèse.

VI. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré la réalisation et la validation d'un démonstrateur intégrant des modules actifs/rayonnants comme éléments de base d'un réseau d'antennes. Nous avons utilisé notre méthode de synthèse des réseaux d'antennes développées dans le chapitre II, permettant de calculer les impédances d'entrées de chaque antenne en tenant compte du couplage mutuel inter-éléments, et les pondérations correspondantes en fonction de l'angle de dépointage et la fréquence. Ensuite, les mesures d'amplificateur de puissance chargé par un nuage d'impédances ont été utilisées en lieu et place des antennes réelles pour définir les impédances de charge des circuits actifs. La traduction de ces données théoriques s'est faite par l'utilisation d'un diviseur de puissance, des atténuateurs, des déphaseurs et des amplificateurs de puissance qui permettent la formation d'un faisceau unique dans une direction donnée. On rappelle que l'avantage de ce démonstrateur et le point fort dans sa validation sont l'absence d'un isolateur entre l'amplificateur de puissance et l'antenne. La validation expérimentale des résultats obtenus par cette méthode de synthèse a été menée pour différents types de pointage angulaire. La comparaison des résultats mesurés avec la simulation a montré une bonne concordance entre les deux et nous a donc permis de valider le concept de notre méthode de synthèse ainsi que le modèle de l'amplificateur de puissance développé.

Finalement, ce démonstrateur présente des avantages et des inconvénients. Parmi les avantages, une ouverture du diagramme de rayonnement importante, une limitation du couplage entre le module actif et le module rayonnant (interaction circuit/antenne) même si le couplage inter-éléments réseau est fort (-13dB) et l'élimination de l'isolateur dans une chaîne d'émission complète. Parmi les inconvénients, des grosses pertes ont été introduites du fait de l'utilisation des éléments passifs. Il serait donc utile d'utiliser un amplificateur qui fournisse une puissance de sortie élevée pour les mesures. Enfin pour éviter l'imprécision dans les valeurs de déphasage et de l'amplitude, il serait envisageable d'utiliser des déphaseurs et des atténuateurs contrôlable numériquement en amplitude et en phase. Ceci peut rendre aussi l'architecture plus encombrante mais plus onéreuse (compromis à faire).

VII. Bibliographie

[IV-1] <http://www.hyper-rf.com/hyperfrequences/Applications/fonctions/diviseur.html>

[IV-2] <http://www.pasternack.com/category-Continuously-Variable-89.html>

[IV-3] <http://www.aeroflex.com/ams/Weinschel/micro-weinschel-prods-MPS.cfm>

[IV-4] <http://www.fischerelektronik.de/index.php?id=114&L=1>

Conclusion générale et perspectives

Dans cette thèse, une description des différentes possibilités concernant l'amélioration de la conception des antennes actives en émission a été faite, en se focalisant sur l'interaction circuit/EM qui reste un point critique et peu étudié à ce jour. L'objectif est donc la modélisation comportementale séparée des aspects circuit (HPA) et EM (antennes) et leur association conjointe pour prédire des éventuels effets dus aux interactions entre les amplificateurs couplés par l'intermédiaire du réseau d'éléments rayonnants (absence d'un circulateur/isolateur) pour qu'on puisse intégrer l'ensemble au sein d'un module actif.

Pour cela, nous avons décomposé ce mémoire en quatre chapitres afin de synthétiser l'ensemble des travaux qui ont été réalisés au cours de cette thèse dédiée à la mise au point des différentes approches de modélisation spécifiques à la conception du réseau d'antennes actives fortement couplées.

Le premier chapitre a fait apparaître les différents champs d'application des antennes actives, et en particulier des radars, leur évolution, intérêts et les principaux éléments constitutifs. Ensuite, nous avons présenté les différentes solutions technologiques pour le contrôle du faisceau rayonné et la mise en réseau d'antennes, en particulier pour les technologies actives. Nous avons ensuite introduit l'amplificateur de puissance en expliquant ses différents effets non-linéaires de mémoire qui sont à prendre en compte et en particulier ceux de première importance dans le contexte antennes actives (effet de désadaptation). A partir de ces définitions, nous avons introduit les différentes méthodes d'analyse tant au niveau circuit qu'au niveau système, dans le but de prendre en compte l'ensemble de ces phénomènes et de pouvoir quantifier leurs effets par une modélisation comportementale spécifique.

Le chapitre II concerne l'étude et la modélisation des caractéristiques radioélectriques des réseaux d'antennes. Ensuite, de nombreuses études d'analyses et de synthèse des réseaux d'antennes fortement couplées ont été faites, en mettant en évidence l'influence du couplage sur les impédances d'entrée des antennes. A la fin de ce chapitre, et en tenant compte de tous les étapes indispensables pour aboutir à une approche réaliste du réseau d'antennes, nous avons développé un macromodèle réseau qui permet de réaliser l'adaptation de chaque accès de l'antenne en tenant compte du couplage entre éléments. Cela a permis, outre le calcul des pondérations en amplitude et phase nécessaires au pointage, d'obtenir l'impédance de chaque élément du réseau en fonction de la fréquence et de l'angle de dépointage. La validation théorique et expérimentale de ce macromodèle EM et son intérêt pour la conception

d'antennes actives a été effectuée, malgré un certain nombre de difficultés rencontrées (contraintes mécaniques et le problème d'isolation).

Nous avons ensuite présenté dans le chapitre III les différents modèles comportementaux d'amplificateurs de puissance qui sont capables de prédire les phénomènes dispersifs non linéaires (effets de mémoire HF et BF) et ceux liés au contexte antenne agile (effets de désadaptations). Nous nous sommes concentrés sur les modèles bilatéraux qui restituent avec une très bonne précision la réponse d'amplificateurs soumis à des variations de charge (effets de désadaptation) pour des applications radars bande étroite. Dans ce cadre, nous avons développé deux modèles bilatéraux statiques basés sur le formalisme des pseudo paramètres S non-linéaires, ainsi qu'une procédure d'extraction (simulations ou mesures CW pour différentes conditions de charge) simple et très rapide à mettre en œuvre. L'intégration de ces deux modèles dans des environnements circuit (ADS) et systèmes (Scilab) nous a permis dans un premier temps de valider le principe des pseudo paramètres S grand signal pour des forts TOS (>4), grâce à des résultats très probants sur un amplificateur en bande X.

Le Chapitre IV est dédié à l'intégration des différentes approches décrites (EM et circuit) dans les chapitres précédents pour une première simulation d'antennes actives, ceci afin de valider leurs concepts théoriques. Nous avons présenté également la validation expérimentale de ces deux approches par la formation d'un faisceau actif à l'intermédiaire d'un démonstrateur, où l'amplificateur de puissance est directement connecté à l'antenne, sans l'utilisation d'un isolateur.

Finalement, la connexion directe des différents modules actifs/rayonnants apparaît comme une alternative intéressante aux solutions classiques de mise en réseau d'antennes actives, dans lesquelles la partie rayonnante est séparée de la partie circuit par des isolateurs ou des circulateurs), ce qui a permis d'entrevoir de nombreuses perspectives :

- Cosimulation système réaliste d'un macro-module actif/rayonnant en intégrant nos deux approches dans un simulateur type système (Scilab ou Ptolemy - ADS) afin d'évaluer les différents effets dus à leur interaction. Un des problèmes difficile sera la détermination des interfaces adéquates entre les différents domaines.
- D'un autre côté, élaborer des approches inverses à nos travaux, en définissant un modèle pour un circuit actif capable d'intégrer la notion de la fréquence et du l'impédance.

Ensuite, ce modèle devra être exécutable dans le domaine temporel pour pouvoir être introduit dans les logiciels de calcul EM.

- Il serait très avantageux d'intégrer le macromodèle EM développé dans ce rapport directement dans les logiciels de commande de balayage des antennes actives, de manière à contrôler en temps réel le pointage et l'adaptation optimale.
- Développer un modèle bilatéral d'ordre deux (basé sur les paramètres S fort-signal) dynamique, afin d'intégrer la prise en compte, outre des désadaptations de charge, de la mémoire HF et/ou BF du circuit. Cependant, cette étape pose la problématique de décomposition d'une fonction à la fois dépendante de la fréquence et de la puissance.
- Utilisation des éléments constitutifs dans le démonstrateur actif du chapitre IV légèrement plus performants. Ceux-ci permettent d'améliorer les performances (notamment au niveau des ondulations ou l'imprécision), comme par exemple :
 - Remplacement des amplificateurs à l'entrée du démonstrateur utilisé par un amplificateur à gain plus élevé et associé d'un atténuateur variable.
 - Remplacement des atténuateurs et des déphaseurs par des éléments à contrôle automatique de gain et de phase, pour éviter les dérives des performances et l'imprécision des composants.
- Le champ d'application de nos travaux est limité puisque le signal utilisé pour valider le démonstrateur actif est un CW à un ton (compatible avec le modèle de l'amplificateur). Le démonstrateur actif ne génère qu'un seul faisceau à la fois, son utilisation se limite donc à la visée d'un seul utilisateur. Le développement d'un modèle d'amplificateur de puissance intégrant l'excursion de fréquence serait un point clef pour s'affranchir de ce problème et appliquer d'autres types de signaux (i.e. enveloppes complexes, CW à 2 tons, pulse, chirp,...). A terme, la simulation conjointe EM/circuit basée sur des approches comportementales efficaces permettra le dimensionnement plus juste de chaque partie pour par exemple utiliser l'amplificateur dans sa zone de saturation où le rendement est optimal ...
- Extension de la méthode de synthèse par l'utilisation des algorithmes d'optimisation plus performants (i.e. algorithme génétique, recuit simulé,...) que SARA (MinMax) pour déterminer le diagramme objectif.

- Traiter des antennes plus complexes (antenne satellite, double résonance, etc.).

**Publications et communications
nationales/internationales**

- Communication nationale :

-1- **G. Zakka El Nashef**, F. Torres, T. Reveyrand, S. Mons, E. N’Goya, T. Monediere, R. Quere, « Développement d’outils de simulation couplée Circuits Actifs RF/Electromagnétisme avec application aux réseaux d’antennes agiles », XVIèmes Journées Nationales Microondes (JNM 2009), Grenoble, France.

- Communications internationales :

-2- **G. Zakka El Nashef**, F. Torres, Ahmad El Sayed Ahmad, Marc Thevenot, T. Monediere, S. Mons, E. N’Goya, R. Quere, « Development of an Electromagnetic Macro-model for Reconfigurable Array Application », European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP2010), Barcelona, Spain.

-3- **G. Zakka El Nashef**, F. Torres, T. Reveyrand, S. Mons, E. N’Goya, T. Monediere, R. Quere, « Behavioral Model of Solid State Power Amplifiers for Agile Antennas Application », European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2010), Barcelona, Spain.

-4- **G. Zakka El Nashef**, F. Torres, T. Reveyrand, S. Mons, E. N’Goya, T. Monediere, R. Quere, « Power Amplifiers Modeling Technique for Reconfigurable Antenna Array Application », Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter-wave Circuits (INMMIC 2010), Goteberg, Sweden.

-5- **G. Zakka El Nashef**, F. Torrès, S. Mons, T. Reveyrand, T. Monédière, E.N’Goya, R. Quéré, « An Accurate Model for Power Amplifiers Extended to Taylor Second Order Development Series », European Microwave Conference (EUMC 2010), Paris, France.

- Revue:

-6- **G. Zakka El Nashef**, F. Torres, Tibault Reveyrand, Marc Thevenot, S. Mons, T. Monediere E. N’Goya, R. Quere, « An Elegant modeling Techniques for Antennas and RF Power Amplifiers Nonlinear Co-Simulation », IJMWT– International Journal of Microwave and Wireless Technologies 2010 (soumise).

ANNEXES

Annexe 1. les antennes imprimées

Nous présentons dans cette partie les différentes catégories d'antennes imprimées ainsi que leur description, leur principe de fonctionnement et leurs différentes méthodes d'alimentation (dans le cas particulier les antennes résonnantes). Nous avons déjà rappelé les principaux points forts et points faibles de cette technologie.

1.I. Géométrie de base pour les antennes imprimées

La fréquence de résonance d'un élément imprimé peut être définie à partir du maximum de partie réelle ou bien à partir de l'annulation de la partie imaginaire de son impédance d'entrée. Dans le cas de pavés imprimés sur des substrats de faible épaisseur, on considère généralement que la fréquence de résonance correspond au maximum de partie réelle qui correspond lui-même généralement à une partie imaginaire proche de zéro. Les méthodes décrites précédemment permettent entre autres le calcul de la fréquence de résonance. Nous présentons ici des formules relativement simples, obtenues à partir de la méthode de la cavité.

1.II. Description des antennes imprimées

Dans sa structure de base, une antenne imprimée est constituée d'un fin conducteur métallique (habituellement de 17,5 à 35 μm d'épaisseur en hyperfréquence et 9 μm en millimétrique) de forme arbitraire, appelé élément rayonnant, déposé sur un substrat diélectrique dont la face inférieure est entièrement métallisée pour réaliser un plan de masse.

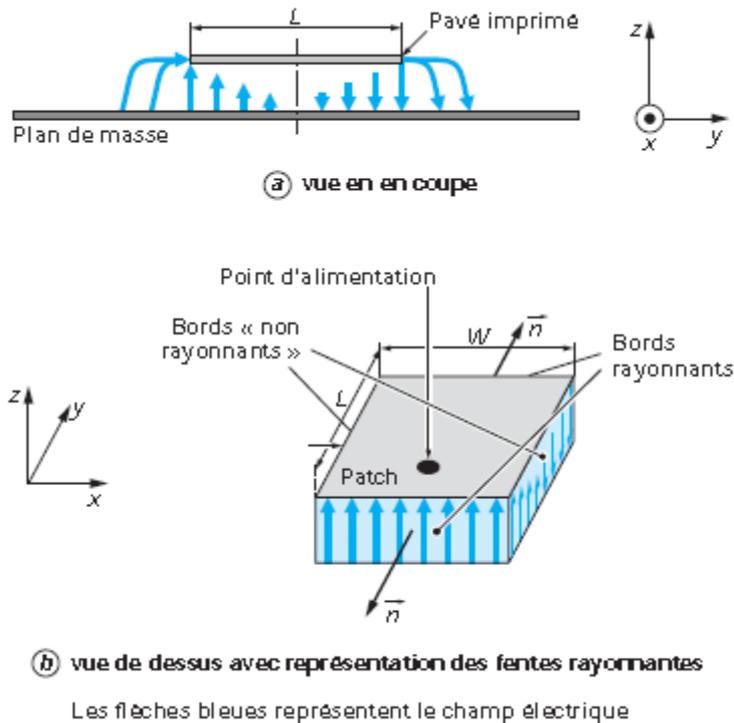


Figure 1. Présentation d'une antenne imprimée

Dans la pratique, les formes des éléments rayonnants les plus souvent utilisées, de dimensions réduites (de l'ordre de $\lambda/2$ à λ), sont le carré, le rectangle, le disque et l'anneau. Des géométries plus élaborées sont toutefois employées pour répondre à des contraintes spécifiques sur l'antenne.

Le substrat diélectrique de faible épaisseur ($h \ll \lambda$) sert de support à l'antenne, mais influe surtout directement sur ses performances. On préférera des matériaux de faible permittivité ($\epsilon_r < 3$), évitant ainsi le confinement des champs à l'intérieur de la cavité, et de faibles pertes diélectriques ($\tan \delta \leq 2.10^{-3}$) favorisant un meilleur rendement de l'aérien. De plus, du fait des agressions atmosphériques, les antennes imprimées comportent souvent un « radôme ».

1.III. Principe de fonctionnement des antennes imprimées

La compréhension physique du fonctionnement des antennes imprimées passe par la connaissance du champ électromagnétique en zone proche de la structure rayonnante. Une approche simplifiée de ce problème consiste à assimiler l'antenne à une cavité limitée par deux "murs électriques" horizontaux, qui correspondent à l'élément rayonnant et au plan de masse, et par quatre "murs magnétiques" transversaux à pertes (Figure 2).

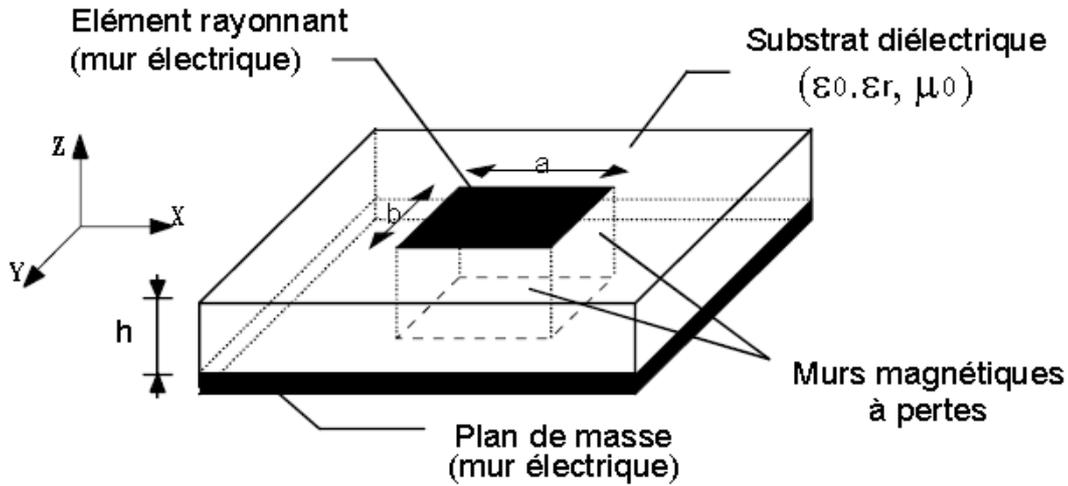


Figure 2. Modèle de la cavité à fuite

Cette cavité diélectrique emmagasine de l'énergie électromagnétique pour un ensemble discret de fréquences, appelées « fréquences de résonance », auxquelles correspondent des configurations particulières des champs, nommées modes. Les conditions aux limites sur les parois de la structure conduisent à des modes transverses magnétiques de type TM_{mnp} (selon la direction z) avec $p = 0$, pour un substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de fonctionnement.

Cette méthode de la cavité permet de déterminer de façon approchée la fréquence de résonance f_{mn} et la permittivité effective dans le cas d'un élément rayonnant rectangulaire de dimension (a,b) :

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{b_{eff}}\right)^2} \quad [\text{Eq. II.1}]$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot h}{W}\right)^{-\alpha(u)\beta(\epsilon_r)} \quad [\text{Eq. II.2}]$$

$$\alpha(u) = 1 + \frac{1}{49} \left[\ln \frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \cdot \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3 \right] \quad [\text{Eq. II.3}]$$

$$\beta(\epsilon_r) = 0.564 \cdot \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3}\right)^{0.053} \quad [\text{Eq. II.4}]$$

$$u = \frac{w}{h} \quad \text{avec } w = a \text{ ou } b \quad [\text{Eq. II.5}]$$

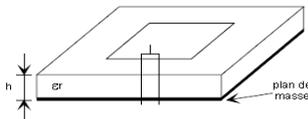
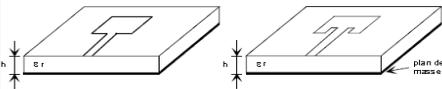
$$a_{eff} = a + \frac{h}{2} \quad [\text{Eq. II.6}]$$

$$b_{eff} = b + \frac{h}{2} \quad [\text{Eq. II.7}]$$

Les pertes dans les parois transversales traduisent le rayonnement d'une partie de l'énergie emmagasinée à une fréquence de résonance donnée. Le phénomène est caractérisé par l'épanouissement des lignes de champ au voisinage des bords de l'élément rayonnant (Figure 2-a). Ainsi, le fonctionnement des antennes imprimées et certaines de leurs caractéristiques comme le gain, l'efficacité, la bande passante, peuvent être expliquées simplement par le modèle de la cavité à fuite. Toutefois une telle approche ne permet pas de prendre en compte l'influence des ondes de surface et du circuit d'alimentation sur le comportement de l'antenne.

1.IV. Techniques d'alimentations

L'un des problèmes du fonctionnement des antennes imprimées réside aussi dans la réalisation d'une alimentation de qualité. Les différentes méthodes d'alimentation des antennes imprimées peuvent être regroupées en deux grandes catégories : les alimentations par contact (par sonde ou ligne microruban) et les alimentations par proximité (couplage électromagnétique par ligne ou fente). La technique utilisée peut modifier de façon importante le fonctionnement de l'antenne : les avantages et les inconvénients des principales méthodes de base rencontrées dans la littérature sont présentés ci-dessus (Figure 3).

Méthodes	Avantages	Inconvénients
<p><u>Alimentation par contact</u></p> <p><i>Sonde coaxiale</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - pas de pertes par rayonnement de ligne - sélection possible d'un mode privilégié - obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde - prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur - technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement parasite de la sonde de type monopolaire - partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte - technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique - rapidement cher et compliqué industriellement pour exciter chaque élément d'un réseau à forte directivité
<p><i>Ligne microruban</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation - adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant. 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement parasite de la discontinuité ligne - aérien - rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique - structure figée après gravure

Alimentations par proximité		
<p>Ligne microruban en circuit ouvert</p>	<ul style="list-style-type: none"> - procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique - structure figée après gravure - paramétrage du positionnement relatif de la ligne nécessaire pour adapter l'antenne
<p>Ligne microruban en sandwich</p>	<ul style="list-style-type: none"> - dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens - bande passante plus large par augmentation de la hauteur ($h1 + h2 > h1$) 	<ul style="list-style-type: none"> - deux couches de substrat requises - difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur
<p>Ligne à fente</p>	<ul style="list-style-type: none"> - procédé technologique simple - facilités pour intégrer des dispositifs actifs et dissiper la chaleur résultante 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement arrière parasite possible de la fente - transition fente - ligne de transmission
<p>Guide d'onde coplanaire</p>	<ul style="list-style-type: none"> - mêmes avantages que cas précédent - faible rayonnement arrière - transitions simples pour l'intégration de dispositifs actifs et de circuits MMIC 	<ul style="list-style-type: none"> - génération de modes de propagation parasites sur les guides d'onde coplanaires après une discontinuité (coude ou tés) nécessitant des ponts à air en millimétrique
<p>Couplage par fente</p>	<ul style="list-style-type: none"> - réalisations du circuit de distribution et de l'aérien indépendantes - séparation électromagnétique des deux couches - possibilité d'élargir la bande en associant la résonance de l'élément rayonnant à celle de la fente 	<ul style="list-style-type: none"> - technologie plus coûteuse et complexe (positionnement des 2 couches, 4 faces de métallisation) - intégration sur un support mécanique nécessitant des précautions - rayonnement arrière parasite de la fente lorsque celle-ci résonne au voisinage de l'élément
<p>Couplage par fente d'une ligne encastrée</p>	<ul style="list-style-type: none"> - mêmes avantages que cas précédent - rayonnement arrière nul 	<ul style="list-style-type: none"> - technologie très coûteuse - apparition possible de modes parasites microrubans de propagation entre le ruban conducteur et le plan de masse de la fente

Figure 3. Techniques d'alimentations des antennes imprimées

1.V. Procédure de conception d'une antenne rectangulaire

Voici une procédure de conception simple, issue de la méthode des lignes de transmission. Soient les valeurs suivantes, données par le cahier des charges :

la permittivité diélectrique du substrat ϵ_r ;

la hauteur du substrat diélectrique h ;

la fréquence de résonance que l'on désire f_{res} ;

l'impédance d'entrée.

La procédure de conception qui suit (Tableau 1-3) nous permet de déterminer la largeur W du patch, sa longueur L , les coordonnées d'un point d'excitation en fonction d'une impédance d'entrée désirée.

<i>Procédure de la conception d'un patch rectangulaire</i>	
<p>-1- Détermination de la largeur du patch « W » :</p> $W = \frac{c_0}{2 \cdot f_{res}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$	<p>-5- Détermination de la conductance « G » des fentes rayonnantes :</p> $G_1 = \frac{1}{90} \cdot \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 \quad \text{si } W \ll \lambda_0$ $G_1 = \frac{1}{120} \cdot \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 \quad \text{si } W \gg \lambda_0$
<p>-2- Détermination de la permittivité diélectrique effective « ϵ_{eff} » :</p> $\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W} \right)^{-1/2}$	<p>-6- Détermination de la résistance d'entrée « R_{in} » au bord du patch ($y=0$) :</p> $R_{in} = \frac{1}{2 \cdot G_1}$
<p>-3- Détermination de l'extension de longueur « ΔL » :</p> $\Delta L = 0.412 \cdot h \cdot \left(\frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \right) + \left(\frac{W/h + 0.264}{W/h + 0.8} \right)$	<p>-7- Détermination du point d'alimentation « y_0 » pour l'impédance d'entrée désirée :</p> $R_{désirée} = R_{in} \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} \cdot y_0 \right) \Rightarrow y_0 = \frac{L}{\pi} \cdot \arccos \left(\sqrt{\frac{R_{désirée}}{R_{in}}} \right)$
<p>-4- Détermination de la longueur du patch « L » :</p> $L = \frac{c_0}{2 \cdot f_{res} \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2 \cdot \Delta L$ <p>Dans cette formule, $L_{eff} = \frac{c_0}{2 \cdot f_{res} \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}}$ est appelée longueur effective du patch et peut être utilisée comme intermédiaire de calcul.</p>	

Tableau 1-3. Procédure de la conception d'un patch rectangulaire

Il faut noter que les performances en bande passante pour les antennes imprimées dépendent majoritairement de la méthode d'alimentation utilisée qui a une grande influence sur la bande passante obtenue : généralement, celle-ci peut être de l'ordre de 5%.

Annexe 2. Les facteurs de mérites – amplificateur de puissance

2.I. L'ACPR : Adjacent Channel Power Ratio

L'ACPR est un facteur de mérite important pour quantifier la dégradation du signal de systèmes de communication. Ce rapport est défini comme étant le rapport entre la puissance du signal dans le canal utile et la puissance du signal généré par les distorsions dans un canal adjacent. La Figure 4 présente les perturbations introduites sur un spectre par un système non linéaire.

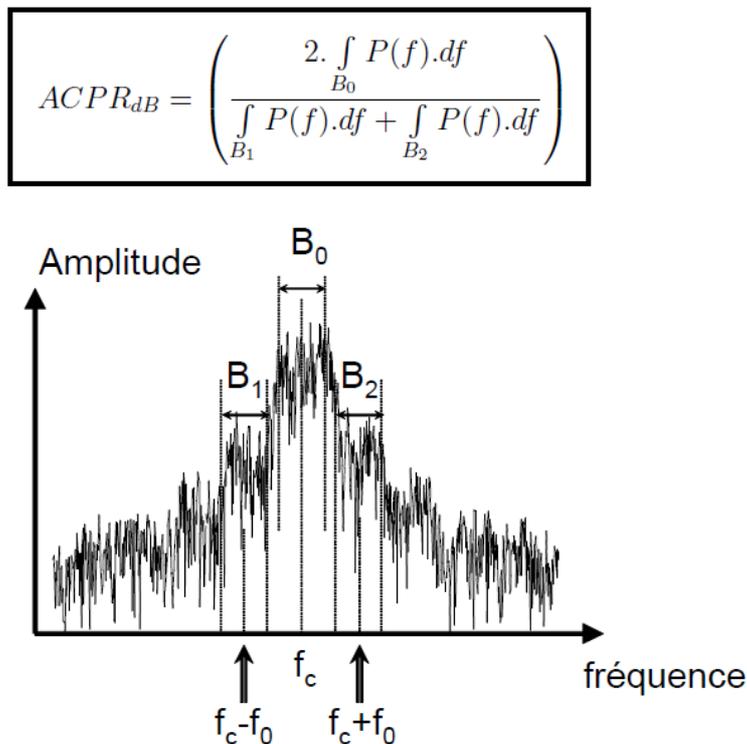


Figure 4. Spectre de sortie d'une non-linéarité.

Les bandes fréquentielles B_0 , B_1 et B_2 ainsi que l'offset f_0 dépendent du standard de communication choisie. Tout comme pour l'intermodulation d'ordre 3, nous pouvons définir un ACPR droit, rapport du canal adjacent droit sur la puissance dans le canal principal, ainsi qu'un ACPR gauche, rapport du canal adjacent gauche sur la puissance dans le canal principal.

2.II. L'EVM : Error Vector Measurement

L'EVM évalue les effets de distorsions d'amplitude et de phase dans les systèmes de communication sur le diagramme de constellation, et représente la différence entre le signal mesuré (distordu, filtré, bruité, mal synchronisé,...) et une référence (un signal idéalement modulé) dans un diagramme.

Le calcul de l'EVM permet d'avoir une idée assez précise de la qualité d'un signal numérique modulé. On la calcule en fin de simulation de l'Enveloppe à partir de deux diagrammes de constellation (celui qui correspond au signal réel et celui qui correspond au signal idéal). En pratique, on dispose des composantes I et Q du signal mesuré et du signal de référence à chaque temps de rendez-vous (lors d'un changement de symbole). La Figure 5. définit l'EVM et les termes qui lui sont habituellement associés.

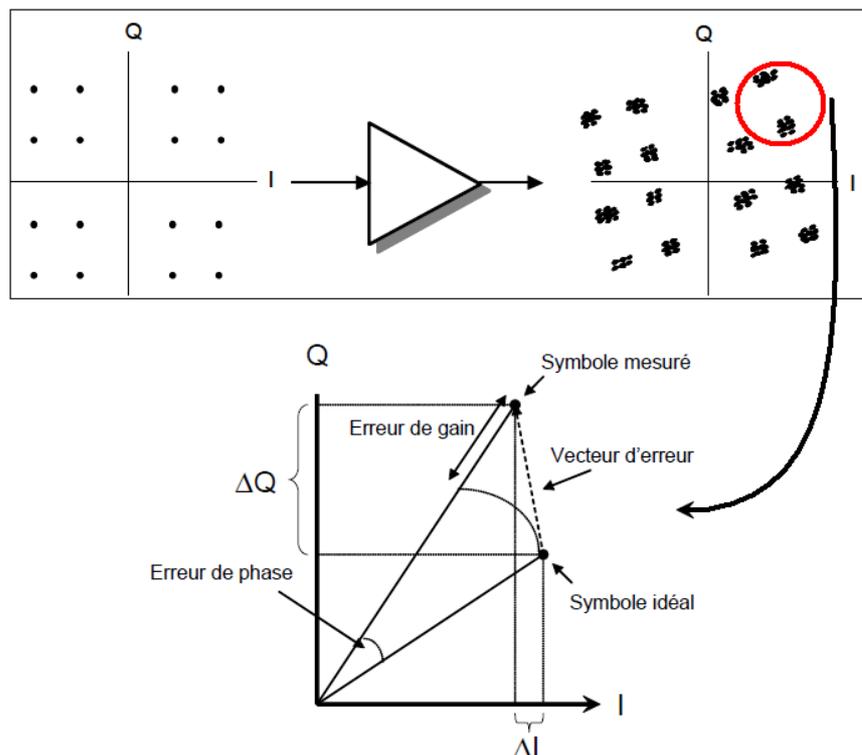


Figure 5. EVM et le principe de calcul.

L'EVM représente le module d'un vecteur d'erreur :

$$\text{Erreur de module} = \sqrt{I_{\text{mesuré}}^2 + Q_{\text{mesuré}}^2} - \sqrt{I_{\text{idéal}}^2 + Q_{\text{idéal}}^2} \quad [\text{Eq. I.1}]$$

$$\text{Erreur de phase} = \arctan\left(\frac{Q_{\text{mesuré}}}{I_{\text{mesuré}}}\right) - \arctan\left(\frac{Q_{\text{idéal}}}{I_{\text{idéal}}}\right) \quad [\text{Eq. I.2}]$$

$$EVM = \sqrt{(I_{mesuré} - I_{idéal})^2 + (Q_{mesuré} - Q_{idéal})^2} \quad [\text{Eq. I.3}]$$

Ce critère est essentiellement utilisé en traitement du signal pour caractériser l'ensemble d'une chaîne de modulation/démodulation; il permet de quantifier l'effet d'un bruit additif sur la déformation de la constellation du signal transmis.

2.III. Le NPR : Noise Power Ratio

Le NPR est un critère de linéarité permettant une caractérisation en présence de signaux multiporteuses. Le stimulus de test simule un signal modulé avec plusieurs canaux. Le signal est un bruit blanc gaussien à bande limitée. Le spectre d'entrée comporte donc un nombre important de porteuses (théoriquement infini) avec des amplitudes égales et des phases réparties suivant une distribution aléatoire uniforme. Le rapport entre les puissances du signal utile et du bruit d'intermodulation porte le nom de NPR. Autrement dit, à la sortie du système, le NPR est égal au rapport entre la puissance moyenne utile dans le canal principal ($BW_{porteuses}$) et la puissance moyenne apparue au milieu du canal principal (BW_{trou}) générée par les non-linéarités. Ce facteur de mérite est particulièrement utilisé pour les applications spatiales. Le NPR présente les avantages d'être proche des caractéristiques des signaux réellement utilisés ainsi que d'offrir un critère de linéarité intégrant les effets moyennés des intermodulations multiples d'ordre 3, 5 et 7. Le signal utilisé pour déterminer le critère du NPR est constitué d'un grand nombre de porteuses d'amplitude égale et de phases aléatoires réparties uniformément sur $[0 - 2\pi]$ afin de se rapprocher au mieux d'un bruit gaussien. Pour mesurer le NPR (Figure 6), on réalise dans le spectre du signal d'entrée un trou (« notch ») d'une largeur correspondant classiquement à 1% de la bande totale. Lors du passage de ce signal dans l'élément non linéaire, du bruit d'intermodulation est généré et mesurable dans le spectre du signal de sortie à l'intérieur du notch. Le rapport entre la puissance moyenne du bruit dans la bande totale et la puissance moyenne du bruit d'intermodulation dans le trou est le facteur de mérite NPR.

$$NPR_{dB} = 10 * \log \left(\frac{\int_{Trou} P(f).df}{\int_{Porteuses} P(f).df} \frac{BW_{porteuses}}{BW_{trou}} \right)$$

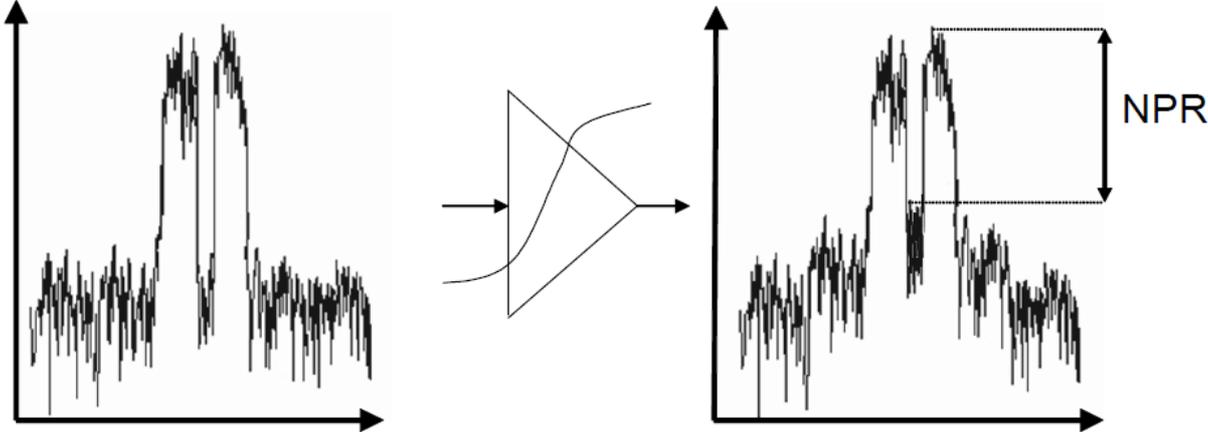


Figure 6. Caractérisation en NPR d'un amplificateur.

Annexe 3. Base de mesure « XLIM »

3.I. Présentation

Les prototypes (circuits de distributions + réseaux d'antennes) et le démonstrateur actif présentés respectivement dans les chapitres II et IV ont été caractérisés dans la base de mesure d'antennes de l'XLIM (Figure 7). Cette chambre est dite anéchoïque (ou anéchoïde) car elle est pourvue, sur toute sa surface interne, d'absorbants permettant d'y simuler l'espace libre. En effet, les mesures de rayonnement d'antenne sont des opérations délicates qui doivent s'effectuer dans des zones dépourvues de toutes perturbations électromagnétiques.

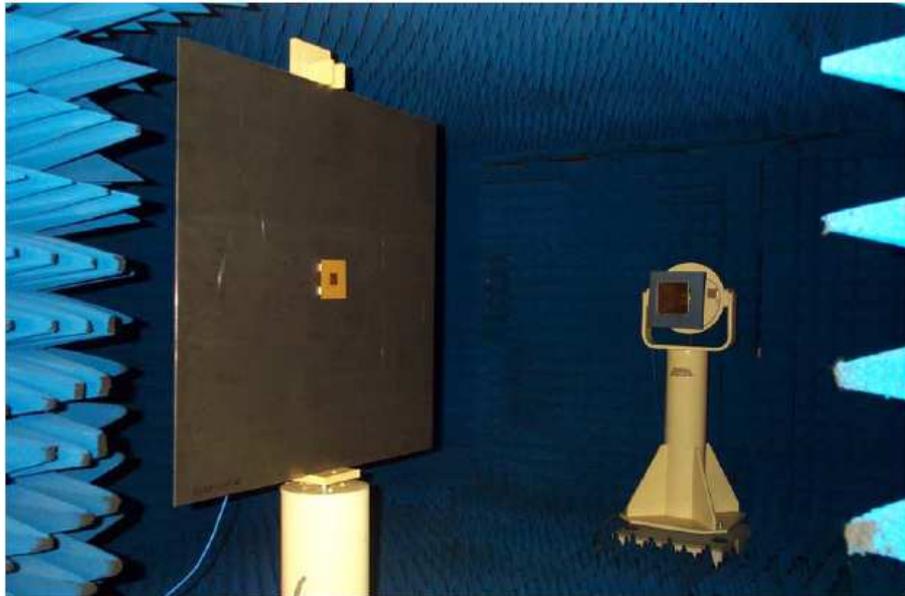


Figure 7. Photo de la base de mesure à XLIM

Les dimensions de cette base de mesure sont de 6 mètres en longueur sur 4,8 mètres en largeur, avec une hauteur de 2,8 mètres. Ces proportions permettent d'obtenir des conditions de champ lointain pour des dispositifs compacts dès 500 MHz avec une limite supérieure de 12 GHz.

Les différentes mesures hyperfréquences sont réalisées grâce à un analyseur de réseau vectoriel WILTRON 360. Cet outil permet une détermination précise et rapide des divers paramètres à mesurer dans la bande de fréquences de 10 MHz à 40 GHz.

3.II. Mesure en adaptation

L'analyseur de réseau vectoriel mesure directement le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence : $S_{11}(f)$. Pour cela, la sortie RF de l'analyseur est reliée à l'entrée d'un coupleur directif qui envoie l'énergie sur l'antenne à caractériser, l'onde réfléchie étant redirigée vers une entrée de ce même analyseur (Figure 8). La comparaison de cette onde réfléchie avec l'onde émise permet de déterminer le $S_{11}(f)$ dans le plan choisi lors de l'étalonnage du dispositif. Le traitement du module et de la phase de ce coefficient de réflexion permet ensuite de remonter si désiré à l'impédance de l'antenne.

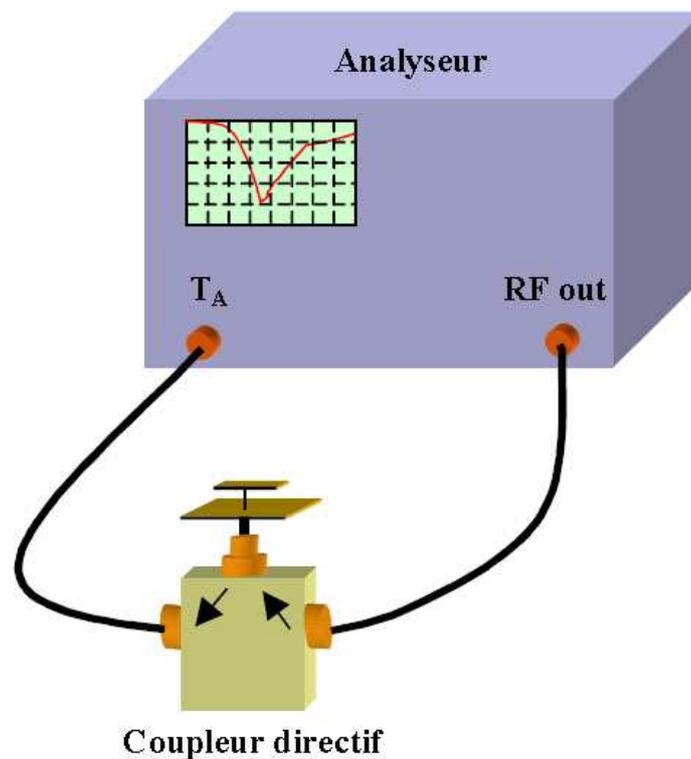


Figure 8. Dispositif de mesure de coefficient de réflexion

3.III. Mesure en rayonnement

La détermination des caractéristiques de rayonnement est effectuée en mesurant un système comprenant deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception. Le schéma de principe de cette base est présenté dans la Figure 9.

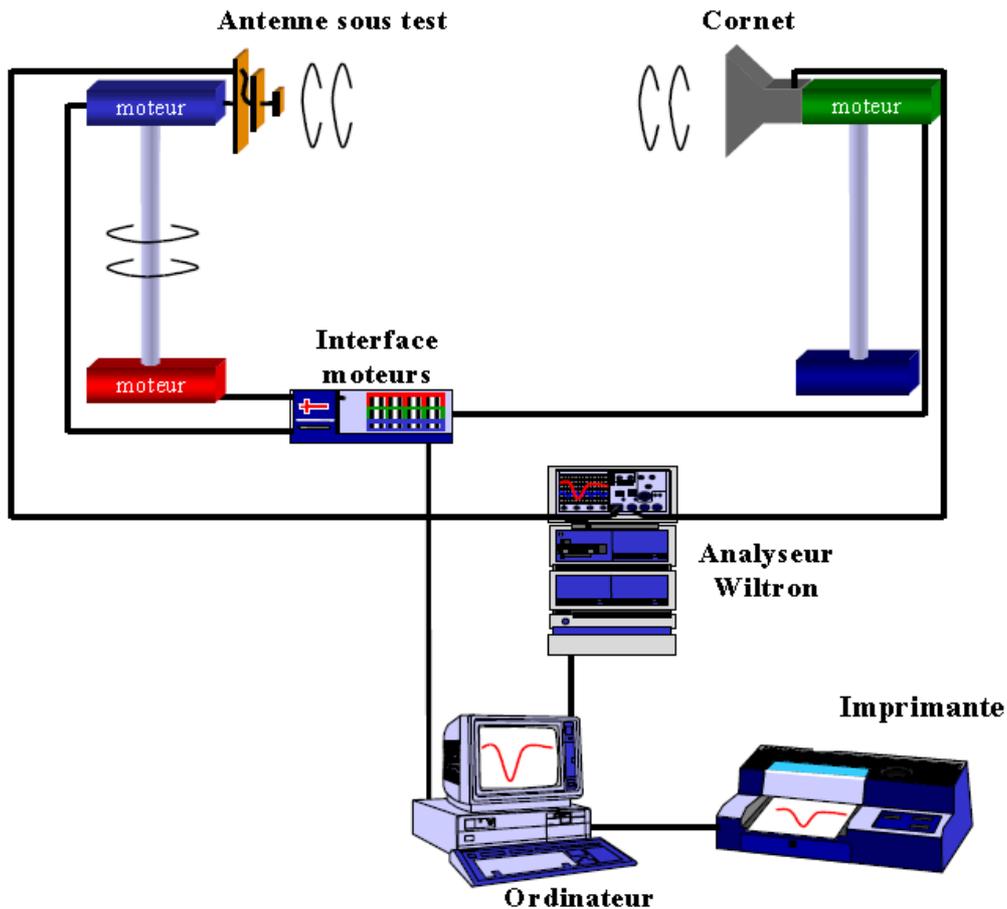


Figure 9. Schéma de principe du banc de mesure d'antennes en rayonnement

A chaque extrémité de la chambre sont disposés deux piédestaux. Sur l'un est placé l'antenne à mesurer et sur l'autre est fixé l'antenne de référence. Nous disposons de deux antennes de référence : l'une à polarisation linéaire est un cornet à une entrée fonctionnant pour les fréquences de 1 à 12 GHz, l'autre à polarisation circulaire est également un cornet mais à deux entrées orthogonales déphasées de 90° . Dans les deux cas, cette antenne possède une liberté de rotation de 360° autour de l'axe reliant les antennes afin de pouvoir mesurer les différentes polarisations du champ émis par l'antenne sous test. L'antenne sous test est elle placée sur un piédestal permettant une rotation de 360° autour de son axe (axe vertical). La disposition de cette antenne par rapport à l'antenne de référence permet de choisir le plan de coupe correspondant à la mesure.

La sortie RF du Wiltron est alors connectée à l'antenne de référence alors que l'antenne sous test est connectée à une entrée de celui-ci. La mesure de l'atténuation du signal reçu par cette antenne sous test par rapport au signal émis en fonction de l'angle de rotation permet de déterminer un diagramme de rayonnement dans un plan de coupe pour une polarisation

donnée. Bien entendu, l'ensemble de ce dispositif est géré par un ordinateur permettant à la fois l'automatisation de ces mesures et la collecte des résultats. Le gain de l'antenne est alors calculé simultanément avec la mesure du diagramme de rayonnement par comparaison entre le signal émis et le signal reçu. On évalue l'atténuation α de la liaison radioélectrique, qui est reliée au gain de l'antenne, par la formule de transmission de Friis :

$$\alpha = G_r \cdot G_{rc} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot R} \right)^2 \cdot \rho \quad [\text{Eq. III.1}]$$

Soit :

$$G_r = \frac{\alpha}{G_{rc} \cdot \rho} \cdot \left(\frac{4\pi \cdot R}{\lambda} \right)^2 \quad [\text{Eq. III.2}]$$

Avec G_r : Gain réalisé de l'antenne sous test dans le direction du cornet,

G_{rc} : Gain réalisé du cornet dans son axe,

R : Distance entre l'antenne sous test et le cornet,

λ : Longueur d'onde de fonctionnement dans l'air,

ρ : Rendement de polarisation.

Ces quatre derniers facteurs étant connus, la mesure de α fournit directement la valeur de G_r .

Tenant compte d'une éventuelle désadaptation, l'obtention du gain de l'antenne nécessite une évaluation de la réflexion à l'entrée de l'antenne :

$$G_a = \frac{G_r}{1 - |S_{11}|^2} \quad [\text{Eq. III.3}]$$

Annexe 4. Couplage par ondes de surface

4.I. Présentation et conséquences pour les réseaux à gradient de phase

Les ondes de surface, générées dans les substrats de réseaux d'antennes imprimées, sont des modes TE et TM (principalement le mode fondamental TM_0 pour des substrats d'épaisseurs classiques) qui se propagent dans le substrat des antennes imprimées pour $\epsilon_r > 1$. Leur génération est liée aux paramètres des antennes imprimées : épaisseur, permittivité du substrat, structures multicouches, etc. Par exemple, plus le substrat est épais et de forte permittivité, plus le nombre de modes de surface propagés est important. La condition suivante, sur la hauteur h du diélectrique, limite la seule propagation du mode fondamental TM_0 :

$$h < \frac{\lambda_0}{4 \cdot \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad [\text{Eq. IV.1}]$$

Cette propagation de modes parasites "détourne" une partie de l'énergie appliquée et dégrade ainsi le gain et l'efficacité des antennes. Dans le cas d'antennes à plan de masse limité, les diffractions de ces modes sur les bords du plan de masse perturbent également le diagramme de rayonnement (augmentation du rayonnement arrière, niveau de lobes secondaires).

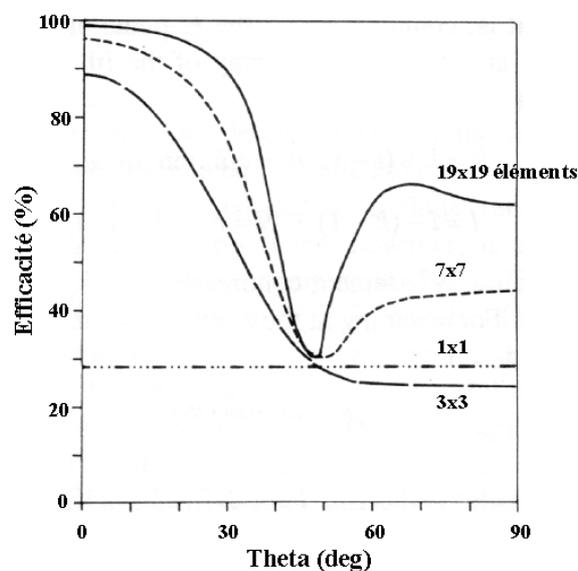


Figure 10. Efficacité d'un réseau de patches de taille variable en fonction de l'angle de dépointage

Dans le cas de réseaux à gradient de phase, le couplage mutuel peut engendrer la résonance forcée de ces modes de surface et conduire à des zones angulaires “d’aveuglement” pour le réseau (Figure 10). A cette résonance, aucune énergie ne peut être émise ou reçue par le réseau. Elle est alors majoritairement stockée dans les modes de surface. De nombreuses études sur ces phénomènes sont disponibles dans la littérature.

La position angulaire de ces zones d’aveuglement est définie par la hauteur et la permittivité des différents substrats utilisés pour la réalisation du réseau d’antennes. Aussi, pour des épaisseurs importantes de substrats de forte permittivité (ou de plusieurs substrats empilés : substrat de l’antenne + radôme), la position angulaire de ces minima d’efficacité de rayonnement se rapproche de l’angle de rayonnement transversal ($\theta_0=0$). Il est ainsi nécessaire de supprimer ou de limiter ces modes de surface.

4.II. Solutions d’antennes limitant l’apparition des ondes de surface

Les antennes imprimées sont par nature sensibles aux modes de substrats. La dégradation des performances générales de l’antenne a nécessité la recherche de solutions pour diminuer ou supprimer la propagation de ces modes. Nous présentons ici les principales solutions, la première étant bien sûr de se ramener si possible dans les conditions d’épaisseur de substrat données par l’équation IV.1.

4.II.1. Réduction des ondes de surface par l’utilisation de substrats adaptés

Il est souvent nécessaire, dans des systèmes soumis à de fortes contraintes environnementales, de positionner une couche protectrice au-dessus des circuits RF et des antennes. La présence d’un tel substrat peut engendrer une modification des performances de l’antenne. Généralement, l’introduction d’une couche supplémentaire de diélectrique favorise l’apparition de modes de substrat et une chute du gain de l’antenne. Mais pour des conditions particulières sur les épaisseurs et la permittivité des substrats placés sous et au dessus des éléments imprimés, il existe une condition de résonance, pour laquelle une forte amélioration du gain d’antenne est observée. L’élimination des ondes de surface est également possible.

La solution la plus généralement utilisée reste l’introduction de différentes charges périodiques dans le substrat. Ceci permet d’interdire des bandes de fréquence à la propagation

d'ondes de surface. Ces substrats sont connus sous le nom de matériaux à bande photonique interdite. Un exemple d'une telle application est proposé Figure 11.

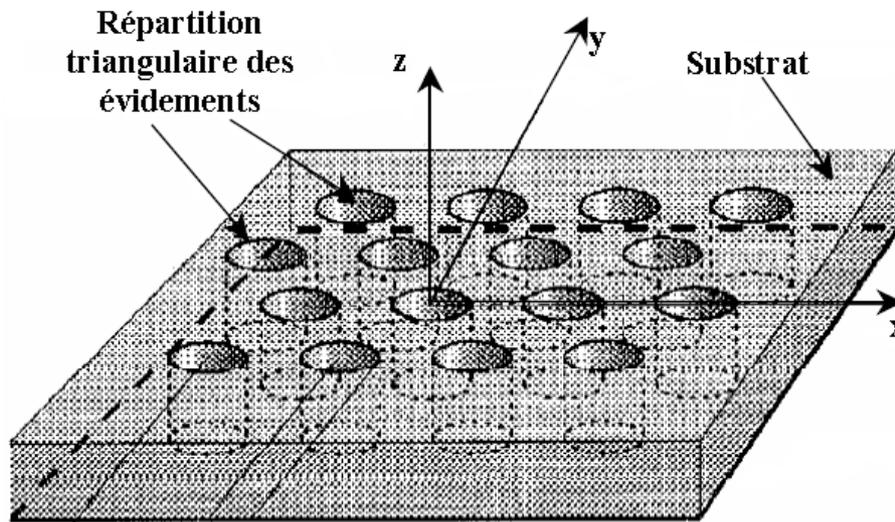
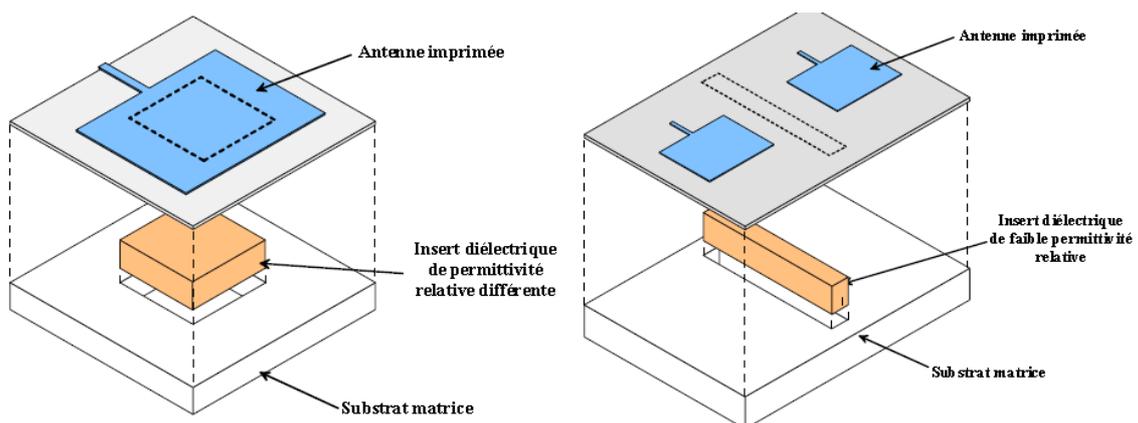


Figure 11. Réalisation de substrats à bandes photoniques interdites (BIP)

Des solutions similaires avec l'utilisation de matériaux inhomogènes sous les patches ont été développées (Figure 12-a). En modifiant les conditions de résonance, la réalisation d'inserts diélectriques sous l'élément rayonnant permet, d'éviter l'excitation de ces modes parasites. Ainsi nous pouvons insérer des diélectriques de faible permittivité dans un matériau matrice de substrat de forte permittivité (Figure 12-b).



a) Antenne imprimée avec insert diélectrique inséré sous l'élément rayonnant.

a) Antenne réseau imprimée avec insert diélectrique inséré dans le substrat.

Figure 12. Réduction du couplage inter-éléments – utilisation d'inserts diélectriques.

Dans ce cas, les nouvelles caractéristiques du substrat ne permettent plus l'excitation des modes de substrat. Par contre, le substrat étant inchangé au niveau des éléments rayonnants, leurs performances ne sont pas perturbées par ces inserts.

Cependant, ces structures restent complexes à mettre en oeuvre et à réaliser. Il faut noter que pour les topologies à bande photonique interdite, les bandes de réjection sont toujours relativement étroites (de l'ordre de 10% à 15%). De plus, les gains apportés sur le niveau de couplage (pour les deux dernières techniques) restent limités (limitation du couplage de l'ordre de 1 à 2dB).

4.III.1. Géométrie d'éléments rayonnants ne générant pas d'ondes de surface

Certaines antennes imprimées sont intrinsèquement peu susceptibles de générer des modes de substrat. Ces antennes sont appelées "RSW Antenna" (Reduced Surface Wave Antenna). La plupart utilisent des parois verticales métalliques reliées ou non à la masse. Celles-ci sont positionnées soit entre les éléments rayonnants, soit directement dans la structure de l'élément rayonnant. Dans ce cas, des retours à la masse judicieusement positionnés permettent également une réduction non négligeable des dimensions de l'antenne.

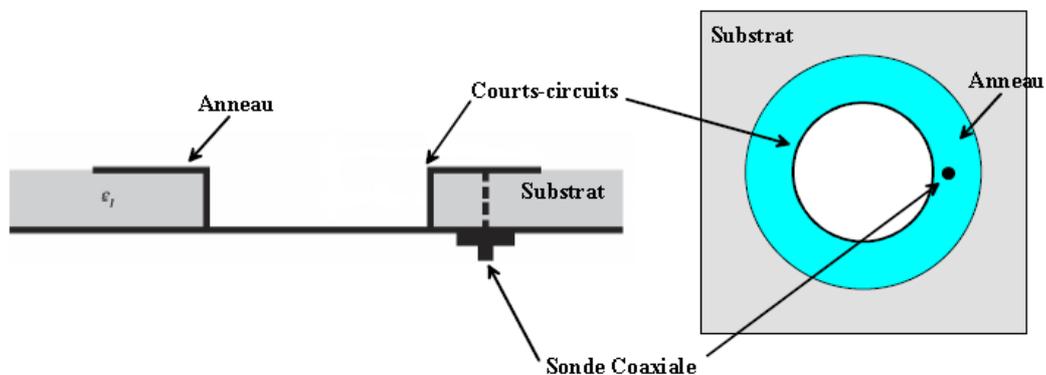


Figure 13. Antenne SAR (Short Annular Ring Antenna)

Nous présentons dans la Figure 13, une antenne en anneau court-circuité en son centre (SAR Antenna, Short Annular Ring Antenna). Ces antennes, sous des contraintes de dimensions ne génèrent pas ces ondes de surface.

L'influence d'éléments parasites a également été démontrée. Ces éléments sont positionnés soit dans le substrat soit en surface sur le même niveau que l'élément rayonnant imprimé (Figure 14). Ces éléments ont cependant le gros inconvénient, pour les réseaux

d'antennes, d'être très encombrants et ne conviennent donc qu'à des antennes intégrées sur des diélectriques de très forte permittivité.

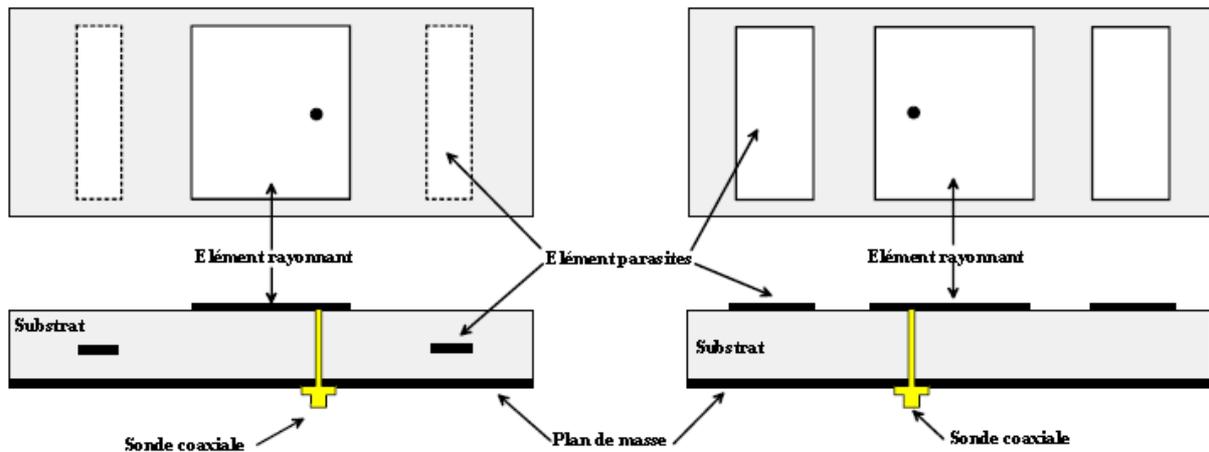


Figure 14. Réduction des niveaux des modes de substrat par l'utilisation d'éléments métalliques parasites.

La génération d'ondes de surface est liée aux caractéristiques des substrats utilisés pour l'intégration des antennes imprimées. Aussi, une solution couramment répandue dans la littérature est l'utilisation de parois métalliques verticales pour empêcher la propagation des modes parasites. Ces barrières sont généralement reliées au plan de masse. Un tel exemple de réalisation d'antennes blindées est présenté dans la Figure 15.

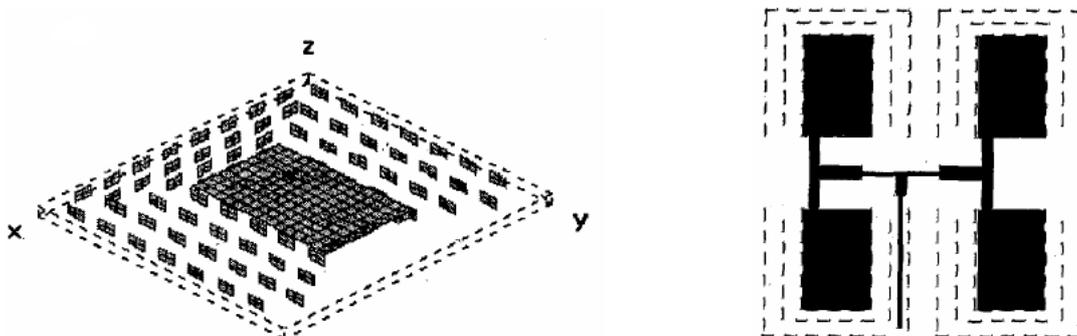


Figure 15. Limitation du couplage inter-éléments par interposition de barrières métalliques

4.III. Antennes imprimées insérées dans des cavités du plan de masse :

Une solution, qui s'est fortement développée ces dernières années, consiste en l'insertion des éléments rayonnants dans des cavités du plan de masse (Figure 16).

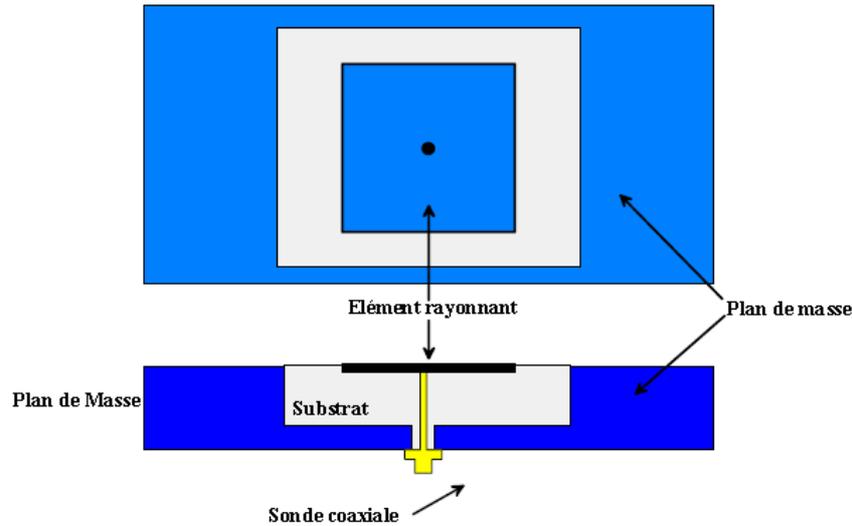


Figure 16. Antenne imprimée insérée dans une cavité du plan de masse

Cette géométrie d'antenne a été adaptée pour toutes les combinaisons d'éléments rayonnants et de solutions classiques d'alimentation des antennes imprimées : antennes empilées, couplage par fente, couplage capacitif. L'avantage de cette solution est de permettre l'augmentation des épaisseurs de substrats (pour augmenter les bandes passantes) sans se soucier des problèmes de génération de modes de surface. De plus, cette technique est adaptée à toute forme de patches (carré, circulaire, elliptique). Cependant, son encombrement, notamment pour une mise en réseau d'antenne, peut s'avérer problématique.

4.IV. Conclusion

Le couplage mutuel inter-éléments est donc la source de dégradations de la réponse électrique des antennes, mais également du rayonnement (gain, apparition de zéros). Nous venons de voir qu'il existe de nombreuses techniques pour éviter l'apparition d'ondes de surfaces. Ces techniques sont généralement lourdes à mettre en œuvre. La technique la plus simple reste la réduction de la permittivité du substrat utilisé, au détriment de la compacité des éléments rayonnants. Dans ce cas, pour une distance inter-éléments fixe, les différents éléments du réseau se rapprochent, augmentant ainsi le couplage électromagnétique direct entre les antennes.

Annexe 5. Séries de Volterra

5.I. Rappel sur les séries de Volterra classiques

Compte tenu des propriétés de linéarité, la réponse du circuit $y(t)$ à une excitation quelconque $x(t)$ peut être calculée à l'aide de l'intégrale de convolution suivante :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \cdot x(t - \tau) \cdot d\tau = h(t) \otimes x(t) \quad [\text{Eq. V.1}]$$

où $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du système. L'intérêt principal de ce type de séries est d'avoir introduit la notion de réponse impulsionnelle indépendante du signal d'excitation. Malheureusement, ce principe n'est pas valide pour un système non linéaire. Les séries de Volterra classiques permettent d'étudier ce formalisme à des circuits et systèmes non linéaires. Celles-ci sont une extension à la fois de la réponse linéaire définie précédemment, représentant la mémoire du système, et du développement de Taylor de la fonction non linéaire à modéliser. La formulation résultante s'exprime de la manière suivante :

$$y_n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \cdot x(t - \tau_1) \cdot x(t - \tau_2) \cdot \dots \cdot x(t - \tau_n) \cdot d\tau_1 \cdot d\tau_2 \cdot \dots \cdot d\tau_n$$

$$y(t) = \sum_{n=1}^{+\infty} y_n(t) \quad [\text{Eq.V.2}]$$

où $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ représente le noyau d'ordre n de la série de Volterra exprimé dans le domaine temporel. Comme on peut le remarquer, celui-ci est un invariant du système puisqu'il est indépendant du signal d'excitation.

Cependant, du fait de la difficulté d'identification des noyaux d'ordre élevé, leur champ d'application est limité aux dispositifs faiblement non linéaire ou pour des conditions d'excitation petit signaux. Elles ne sont donc pas adaptées pour les fortes non linéarités que nous avons observées sur l'amplificateur de puissance.

5.II. Rappel sur les séries de Volterra dynamiques

Les séries de Volterra dynamiques tentent d'améliorer les propriétés de convergence des séries classiques pour pouvoir traiter des fortes non linéarités. Nous allons, ci-dessous, simplement reprendre quelques éléments essentiels.

La principale idée est de reconsidérer un développement en série de Taylor, non plus autour de l'origine [0,0,0,0...] (comme c'était le cas avec les séries de Volterra classiques), mais autour d'un point de fonctionnement du dispositif variable dans le temps $[x(t_0), x(t_0), x(t_0), \dots, x(t_0)]$. En effectuant ce changement de variable, on obtient alors la formulation suivante :

$$y(t) = f(x(t)) + \sum_{n=1}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(x(t), \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \cdot \prod_{k=1}^n (x(t - \tau_k) - x(t)) \cdot d\tau_k \quad [\text{Eq. V.3}]$$

Cette équation représente une forme modifiée des séries de Volterra, dans laquelle les noyaux $h_n(x(t), \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ ne sont plus des invariants du système mais dépendent également du signal d'excitation $x(t)$. Il faut noter que la mémoire du dispositif est interprétée par la dépendance du signal de sortie à l'instant t mais aussi à tous les instants $t - \tau_k$ précédents comme illustré sur la Figure 17. Dans ce cas $h_n(x(t), \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ est appelé noyau de Volterra dynamique d'ordre n . La prise en compte du signal d'excitation dans la détermination des noyaux permet de limiter le développement de Taylor à un ordre plus petit par rapport au modèle de Volterra classique pour une même précision de modélisation.

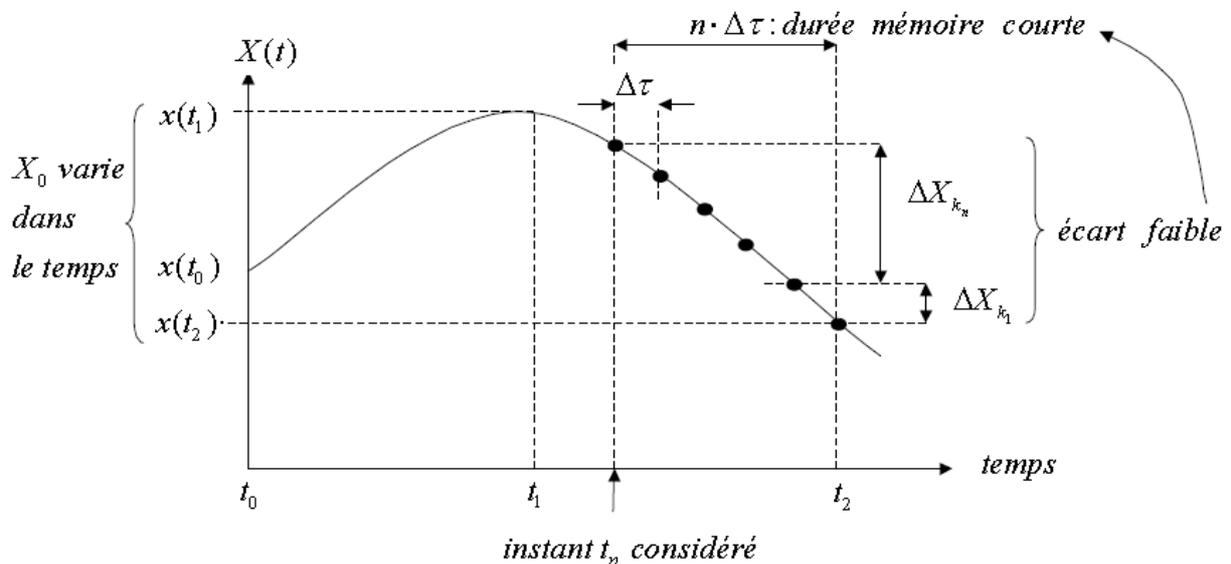


Figure 17. Illustration des variables utilisées lors du développement mathématique

5.III. Limitations des séries de Volterra dynamiques

Comme la Figure 18 l'illustre, le signal d'excitation doit varier lentement dans l'intervalle de temps considérant les effets mémoires $[t_n - n\Delta\tau ; t_n]$ pour garantir un écart

d'amplitude ΔX_{kn} faible assurant la convergence de la série. Plus la durée mémoire $\max n \cdot \Delta\tau = T_{\max}$ est courte, plus le système converge rapidement. C'est l'hypothèse de mémoire courte.

Considérons un signal sinusoïdal du type : $x(t)=A \cdot \cos(\Omega \cdot t)$.

D'après l'hypothèse de mémoire courte, le produit $\prod_{k=1}^n (x(t-\tau_k) - x(t))$ doit tendre vers 0 sur l'intervalle de temps mémoire $[t - T_{\max} ; t]$, cette condition impose :

$$A \cdot \cos(\Omega(t - T_{\max})) - A \cdot \cos(\Omega \cdot t) \rightarrow 0 \quad [\text{Eq. V.4}]$$

En développant et divisant par $\cos(\Omega \cdot t)$:

$$\begin{aligned} \cos(\Omega \cdot T_{\max}) - \sin(\Omega \cdot T_{\max}) - 1 &\rightarrow 0 \\ \tan(\Omega \cdot T_{\max}) &\rightarrow 0 \end{aligned} \quad [\text{Eq. V.5}]$$

Soit, l'hypothèse de mémoire courte impose :

$$\Omega \cdot T_{\max} \ll 1 \quad [\text{Eq. V.6}]$$

Cette hypothèse restreint l'étude au cas de signal de pulsation bande étroite Ω par rapport à la durée mémoire. Par conséquent, cette hypothèse impose au modèle la considération d'un signal à enveloppe constante.

L'extraction des noyaux dynamiques d'ordre élevé est difficilement réalisable, la série est alors tronquée au premier ordre pour rendre le procédé d'extraction plus abordable. Cette restriction à pour conséquence une modélisation partielle des effets à mémoire longue. Cette troncature signifie que les termes $\prod_{k=1}^n (x(t-\tau_k) - x(t)) d\tau_k$ deviennent négligeables pour $k > 1$, l'équation régissant le système devient :

$$y(t) = f(x|t_n) + \int_0^{T_{\max}} h(x(t), \tau) \cdot (x(t-\tau) - x(t)) \cdot d\tau \quad [\text{Eq. V.7}]$$

Annexe 6. Banc de mesure source-pull/load-pull

6.I. Description :

Les mesures source-pull/load-pull sont des méthodes de caractérisation expérimentale qui consistent à placer un amplificateur de puissance dans des conditions réelles de fonctionnement (fréquence, polarisation, puissance d'entrée,...) et à étudier son comportement en fonction des impédances de charge et/ou de source présentées à ces accès, au différentes fréquences.

Cette technique s'applique principalement lorsqu'on ne dispose pas de modèle non linéaire précis du composant, décrivant de manière fiable son comportement pour toutes les conditions d'opérations. Dans ce cas, on cherche à optimiser ces conditions de fonctionnement de manière expérimentale, ou lorsqu'on cherche à valider un modèle non-linéaire, habituellement développé à partir de mesures statiques, en impulsion et de mesures de paramètres S. La caractérisation sourcepull/ load-pull fournit les mesures complémentaires afin de le vérifier.

Une optimisation expérimentale plus avancée et une vérification plus fine des modèles sont possibles si le système permet de faire varier les impédances aux fréquences harmoniques nf_0 et de mesurer les niveaux de puissance associées. On peut schématiser un banc de caractérisation source-pull/load-pull multiharmonique de la façon suivante :

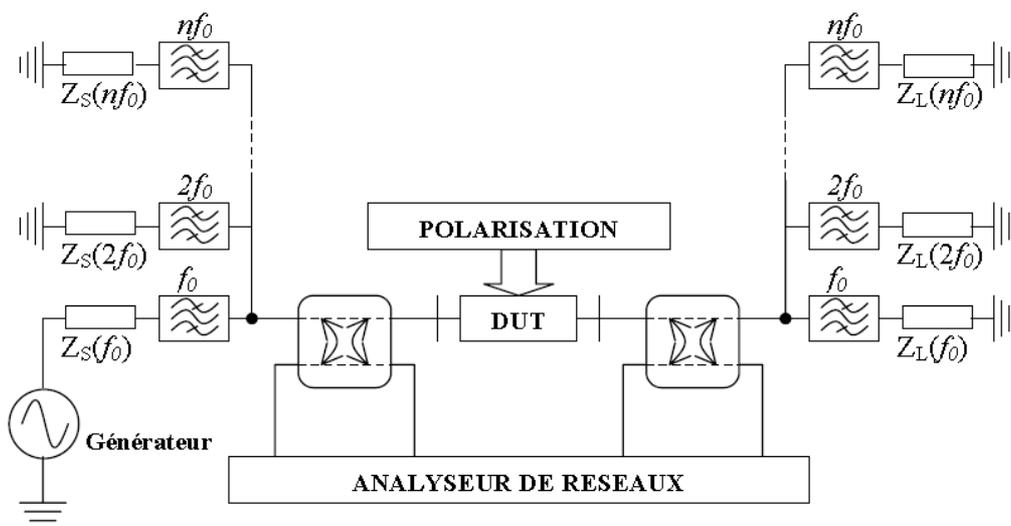


Figure 18. Schéma de principe d'un banc de mesure source-pull/load-pull

Les deux éléments clés de cette méthode sont d'une part, l'accès à la mesure des facteurs de réflexion et des puissances aux accès du DUT (via un analyseur de réseaux ou un tuner précaractérisé associé à un wattmètre) et d'autre part, la technique de variation des impédances de charge (Z_L) et de source (Z_S) utilisée : méthode de la charge active ou méthode de la charge passive.

6.II. Méthode de la charge passive :

Cette méthode a été déjà abordé dans le chapitre III-caractérisation des amplificateurs de puissance. On va reprendre quelques informations, mais explicitement, dans cette annexe 6. Elle consiste donc à faire varier la charge vue par le DST au moyen d'un adaptateur passif (tuner). Un tuner contient des éléments réactifs qui peuvent être réalisés par une ligne fendue (coaxiale ou guide d'onde) avec des plongeurs mobiles, ou par des circuits constitués de composants semi-conducteurs. Les tuners passifs sont très répandus car plusieurs types sont disponibles dans le commerce. On peut connecter un tuner à la sortie du DST des deux manières (Figure 19). L'impédance de charge présentée au DST et la puissance mesurée par le wattmètre (Figure 19-a) dépendent des paramètres de dispersion du tuner. Si ceux-ci sont précisément connus en fonction des réglages (tuners pré-caractérisés), la puissance de sortie du DST en fonction de l'impédance de charge peut être déterminée. Les avantages d'un tel système de mesure sont sa simplicité et son coût relativement faible, puisqu'il ne nécessite pas un analyseur de réseaux. L'inconvénient majeur d'un système à tuner est la limitation en module du facteur de réflexion que le tuner présente à l'accès du DST. Cette limitation est due aux pertes du tuner et des autres éléments qui le relie à l'accès du DST (câbles, té de polarisation, pointes ...). Cet inconvénient est d'autant plus critique si on désire caractériser un DST fortement désadapté qui nécessite un facteur de réflexion optimum élevé.

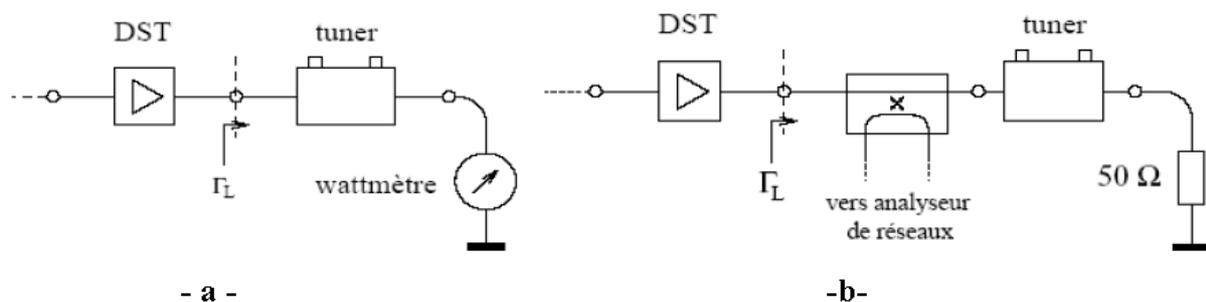


Figure 19. Connexion d'un tuner pré-caractérisé (a), et connexion d'un tuner et d'un analyseur de réseaux (b)

Si on connecte un analyseur de réseaux au moyen d'un coupleur entre le plan d'accès du DST et celui du tuner (Figure 19-b), on obtient un système plus précis, qui ne nécessite pas un tuner pré-caractérisé. Grâce à un calibrage approprié, l'analyseur de réseaux est capable de mesurer le facteur de réflexion ainsi que la puissance à l'accès du DST. L'avantage de cette architecture par rapport à la précédente est la précision des mesures grâce à l'analyseur de réseaux. Néanmoins, les inconvénients principaux restent les mêmes.

Des solutions commercialisées par certains industriels comme FOCUS (Figure 20), ou ATS (Maury) proposent des solutions d'architecture de bancs de mesures de type source pull/load pull à tuners pré-caractérisés.

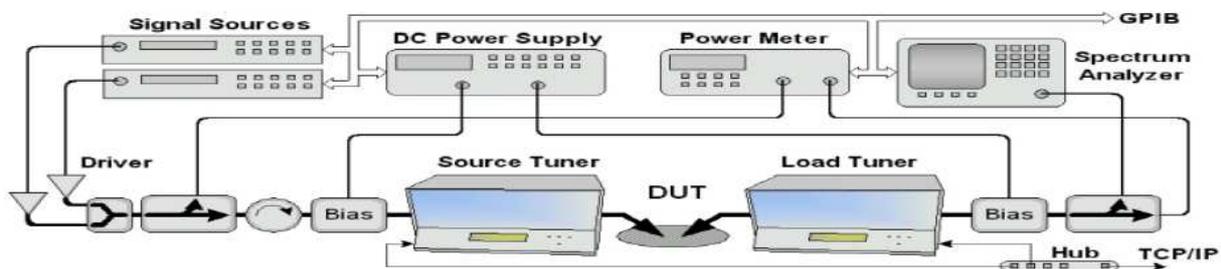


Figure 20. Banc de mesure « load-pull » proposé par FOCUS

Le principal avantage de ces bancs de mesure est leur commercialisation avec des logiciels de contrôle avancés qui facilitent grandement leur utilisation. D'autres solutions qui offrent des mesures source-pull/load-pull plus précises (utilisation d'un analyseur de réseaux) obéissent au principe de la Figure 19-b. Par ailleurs, ces systèmes avec un seul tuner en entrée-sortie ne permettent le contrôle des impédances présentées aux fréquences harmoniques. Celles-ci sont même inconnues et varient avec l'impédance présentée à la fréquence fondamentale.

Malgré l'extension appréciable de la méthode de la charge passive aux fréquences harmoniques, les capacités d'un tel système restent limitées : le contrôle des impédances aux différentes fréquences harmoniques ne se fait pas de manière indépendante, et si on veut régler ce problème avec l'ajout de filtres passe-bande et de circulateurs, le problème des pertes s'aggrave.

Une autre technique de variation d'impédance de charge existe pour palier à tous les inconvénients que l'on vient d'énumérer. C'est la méthode dite de la charge active.

6.III. Méthode de la charge active :

Le principe de cette technique de caractérisation en fort signal est représentée sur la figure suivante :

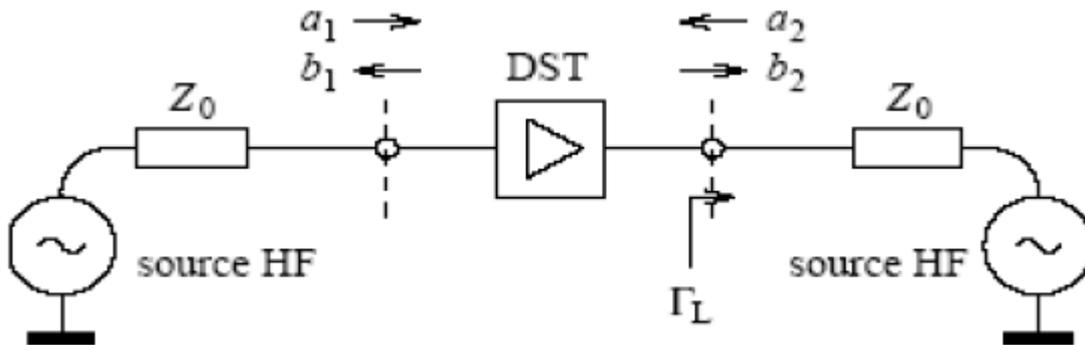


Figure 21. Principe de la charge active

Cette méthode consiste à injecter simultanément deux ondes a_1 et a_2 à l'entrée et à la sortie du DST à l'aide de deux sources cohérentes d'impédance interne 50Ω . L'impédance de charge est synthétisée électroniquement en réglant l'amplitude et la phase de l'onde a_2 par rapport à l'onde b_2 .

Le coefficient de réflexion de cette charge est donné par le rapport complexe des ondes incidente et réfléchie pris à la fréquence fondamentale:

$$\Gamma_L = \frac{a_2(f_0)}{b_2(f_0)} \quad [\text{Eq. VI.1}]$$

La valeur de Γ_L ainsi simulée peut atteindre et même dépasser un module égal à 1, ce qui représente le principal avantage de la technique de la charge active. En pratique, il existe deux façons différentes pour mettre en oeuvre le principe de la boucle active.

La première consiste à utiliser une seule source micro-onde et un diviseur de puissance pour envoyer deux ondes de puissance cohérentes à l'entrée et à la sortie du DST, cette technique est appelée « technique des générateurs synchrones » (Figure 22). L'onde issue du générateur est envoyée simultanément à l'entrée et à la sortie du DST grâce au diviseur de puissance. L'atténuateur sur la voie d'entrée permet de régler l'amplitude de l'onde a_1 , tandis que l'atténuateur et le déphaseur sur la voie de sortie permettent de régler respectivement l'amplitude et la phase de l'onde a_2 . Cette technique est particulièrement intéressante car elle permet de synthétiser toutes les impédances de l'abaque de Smith. En revanche, la mesure des

caractéristiques de puissance, ou de rendement en fonction de la puissance d'entrée pour des impédances de charge constantes se révèle difficile.

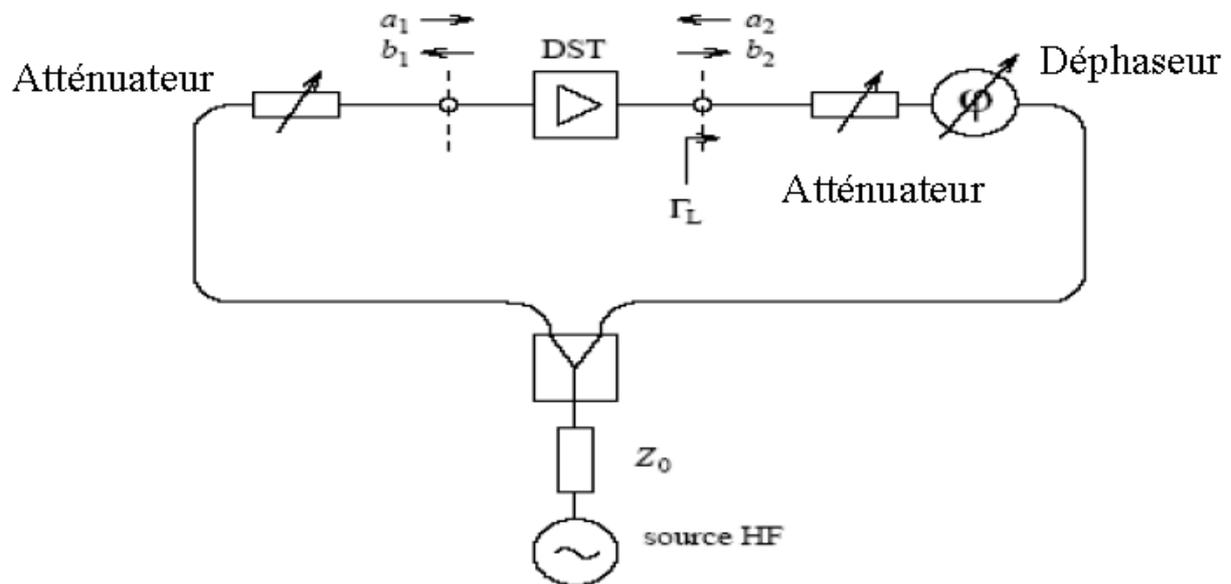


Figure 22. Principe de la méthode des générateurs synchrones

En effet, une variation en amplitude et en phase des ondes incidentes entraînera une variation de Γ_L . Pour pallier à cet inconvénient majeur, on a recours à l'utilisation de la deuxième méthode qui consiste à réinjecter une partie du signal transmis par le DST à la sortie de celui-ci, on parle alors de « méthode de la boucle active » (Figure 23) :

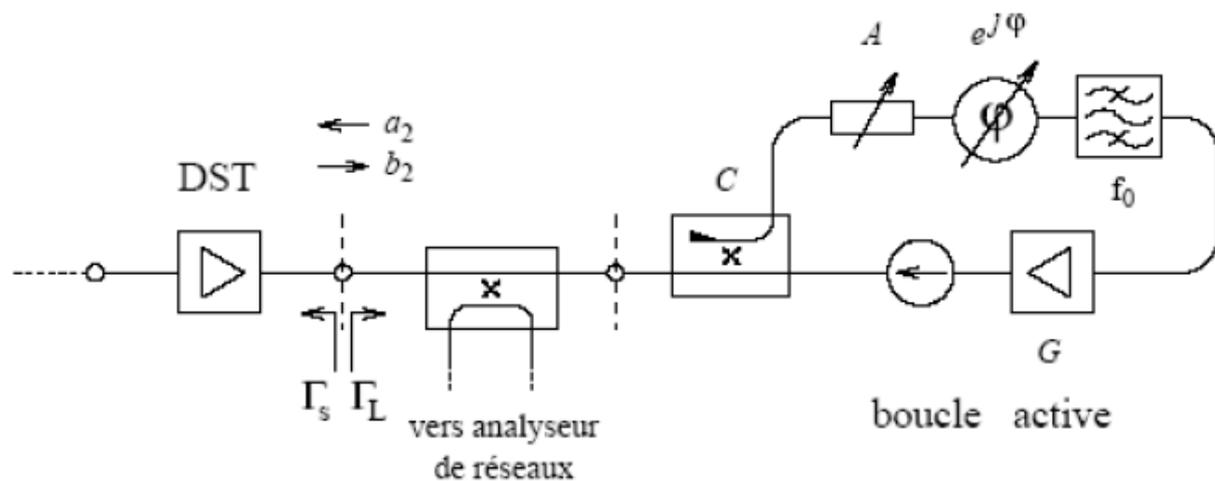


Figure 23. Principe de la méthode de la boucle active

La méthode de la boucle active consiste à prélever avec un coupleur unidirectionnel une fraction de l'onde b_2 générée par le dispositif sous test. Ensuite, cette onde est atténuée, déphasée et amplifiée, puis réinjectée vers la sortie du DST. La boucle est constituée donc

d'un atténuateur variable A et d'un amplificateur à grand gain G afin de contrôler le module du facteur de réflexion Γ_L . La phase est contrôlée au moyen d'un déphaseur variable φ . Le filtre passe bande sert à sélectionner la fréquence de travail de la boucle d'une part, et à éviter ses éventuelles oscillations à des fréquences qui peuvent être aléatoires, ce qui implique que la bande passante du filtre doit être relativement étroite. Toute variation de l'onde b_2 entraîne alors une variation proportionnelle de l'onde a_2 de telle sorte que le rapport Γ_L reste constant :

$$a_2 = b_2 \cdot A \cdot G \cdot e^{j\varphi} \quad [\text{Eq. VI.2}]$$

En effet, le coefficient de réflexion Γ_L , vu par le DST, ne dépend alors que des paramètres de la boucle :

$$\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2} = A \cdot G \cdot e^{j\varphi} \quad [\text{Eq. VI.3}]$$

En conclusion, on peut dire que cette méthode offre les avantages suivants : (1)- La possibilité de balayage de la totalité de l'abaque de smith. (2)- La maîtrise des impédances de source et de charge aux différents harmoniques de façon indépendante, quelque soit la forme et le niveau du signal d'excitation, ce qui rend possible l'extraction des caractéristiques de puissance et de rendement d'un amplificateur de puissance. Les inconvénients majeurs de cette méthode sont le risque d'instabilité de la boucle active et l'obligation d'avoir dans cette boucle un amplificateur à fort gain présentant une dynamique linéaire plus élevée que celle du DST. D'autre part l'utilisation d'un analyseur de réseaux est indispensable. L'analyseur de réseaux peut être de type homodyne (à base de reflectomètre six-portes) ou hétérodyne (analyseur de réseaux vectoriel).

Les systèmes les plus appropriés à la caractérisation et à l'optimisation expérimentale sont ceux qui sont capables de faire varier l'impédance de charge aux fréquences harmoniques de manière indépendante en couvrant tout l'abaque de Smith. Dans la pratique, on contrôle la deuxième ou la troisième fréquence harmonique si la fréquence du fondamental n'est pas trop élevée (en utilisant un analyseur de réseaux hétérodyne en mode CW, ou en utilisant un analyseur de réseaux six-portes en présence d'un signal CW, ou encore en utilisant un analyseur de réseaux hétérodyne en mode CW pulsé).

6.IV. Systèmes mesurant la forme d'onde « domaine temporel » :

L'intérêt principal du travail dans le domaine temporel est la possibilité de mesurer la forme d'onde aux accès du composant. Cela est généralement impossible à partir de mesures dans le domaine fréquentiel. Même si les composantes harmoniques du signal sont connues en amplitude, il manque l'information sur la relation de phase entre elles. Une reconstruction correcte du signal temporel par une transformation de Fourier inverse n'est donc pas possible. Plusieurs systèmes ont été proposés qui travaillent dans le domaine temporel, en utilisant des dispositifs de mesure à échantillonnage : oscilloscopes numériques à échantillonnage, analyseurs de transitions micro-ondes (MTA : Microwave Transition Analyser), ou un analyseur de réseaux vectoriel large signal (NNMS : Non linear Network Measurement System). Un certain nombre de bancs de mesure ont été développés mais ils opèrent tous dans un environnement 50Ω ce qui limite considérablement leur intérêt.

Les systèmes les plus efficaces permettent la mesure des formes d'ondes temporelles des tensions et courants aux accès du composant dans un environnement d'impédances de fermeture variables aux trois premières fréquences harmoniques (méthode "Load Pull"). En effet, une telle caractérisation permet au concepteur une validation fine des modèles non linéaires du composant ainsi qu'une optimisation visuelle des classes de fonctionnement.

C'est ainsi qu'un tel système a été mis au point à XLIM à partir d'un NNMS. Le NNMS est fondé sur l'utilisation de deux analyseurs de transition synchronisés et sur le principe d'un étalonnage rigoureux permettant de connaître les relations d'amplitude et de phase entre les composantes à la fréquence fondamentale et celles aux fréquences harmoniques. Le principe de la mesure est représenté la figure suivante :

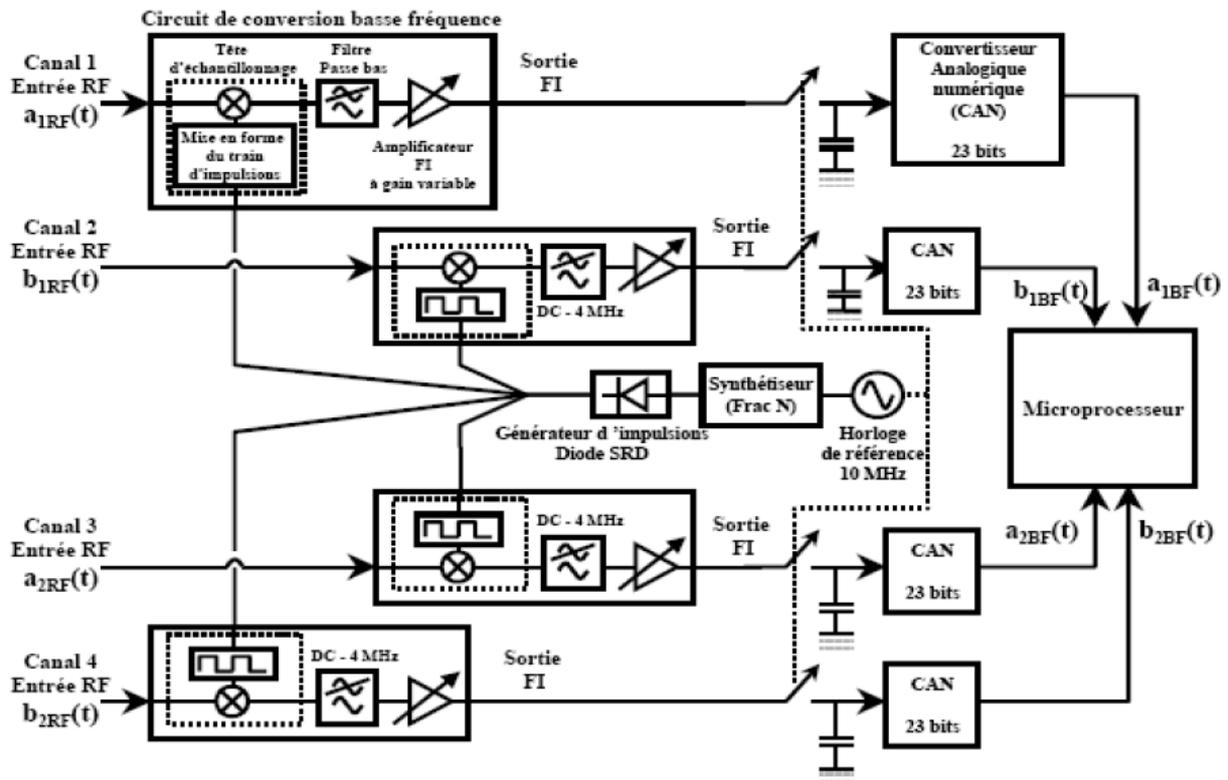


Figure 24. Principe de mesures du banc NNMS d'XLIM

Le système possède 4 canaux identiques dans le but d'effectuer une conversion des hautes fréquences vers la basse fréquence par un système de mélange harmonique (sous échantillonnage). Ces signaux BF sont ensuite échantillonnés et numérisés de manière synchrone permettant ainsi des mesures de phase très précises entre les canaux. En respectant certaines contraintes sur les fréquences RF, du synthétiseur et la fréquence d'échantillonnage des convertisseurs analogique-numérique (CAN) alors les signaux BF numérisés représentent bien les images des signaux RF prélevés aux accès du DUT.

L'horloge de référence à 10 MHz alimente un synthétiseur Frac N capable de générer un signal dont la fréquence est comprise entre 10 et 20 MHz avec une résolution de 1 Hz. Le signal de sortie sinusoïdal de période TH attaque alors une diode Step Recovery Diode (SRD) qui le convertit en un train d'impulsions rectangulaires très étroites (largeur d'impulsion égale à 10 ps) et très riches en harmoniques et dont la période de répétition est TH. Ce train d'impulsions caractérisé dans le domaine fréquentiel par un peigne est ensuite envoyé vers les têtes d'échantillonnage qui effectuent un mélange entre les signaux microondes d'entrée et le signal issu de la diode SRD. On effectue alors un filtrage BF pour satisfaire au critère de Shannon car les signaux BF sont ensuite échantillonnés à 10 MHz ($4\text{MHz} < 10\text{ MHz}/2$). Ces

signaux sont ensuite amplifiés afin de compenser les pertes. Dans ce système tous les signaux mis en oeuvre (BF ou RF) sont synchronisés sur un même signal de référence de 10 MHz. Il permet donc la mesure des signaux BF représentatifs des signaux RF ou micro-ondes. Une FFT donne la représentation temporelle des signaux. Un exemple de représentation spectrale et temporelle est proposé sur la Figure 25.

La procédure complète d'étalonnage comprend un étalonnage classique à celui réalisé avec un analyseur de réseau vectoriel, un étalonnage en puissance et un étalonnage en phase à partir d'un générateur étalon. Le générateur de référence, une diode SRD, est caractérisée à l'aide d'un oscilloscope à échantillonnage numérique qui a été lui-même pré-étalonné par la technique du « nose to nose ». Ainsi les relations de phase entre les composantes harmoniques qu'elle génère sont connues.

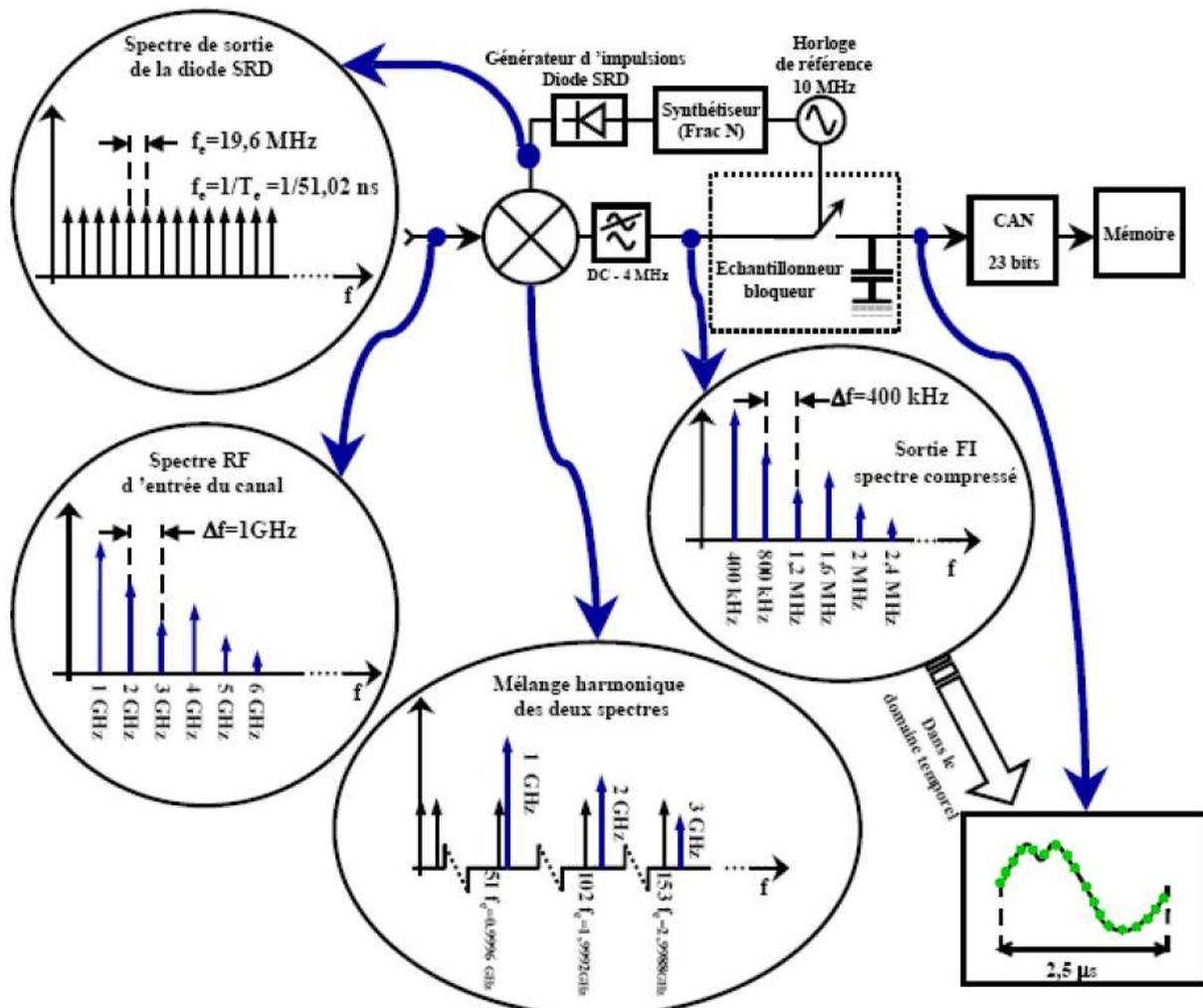


Figure 25. Exemple de reconstitution spectrale et temporelle

Afin d'effectuer des mesures d'ondes temporelles avec des impédances de charge variable, le système NNMS a été couplé avec un environnement de type « load-pull » multiharmonique pour un contrôle des trois premiers harmoniques. La bande de fréquence CW fondamentale est comprise entre 0,5 et 2 GHz. L'utilisation du banc de mesure pour des dispositifs soumis à des signaux d'excitation plus complexes (multi-porteuses, signaux modulés) présente des limites notamment pour obtenir certaines relations de commensurabilité entre les différentes fréquences ainsi que pour des phénomènes de recouvrement de spectre pour des fréquences de modulation supérieures à 4 GHz.

6.V. Caractérisation d'enveloppes temporelles : Banc de mesure Telecom d'XLIM

L'idée consiste à placer le composant ou l'amplificateur à caractériser dans une chaîne de transmission simplifiée comprenant la partie modulation-démodulation et d'analyser dans le domaine temporel les signaux d'enveloppes du fait des fréquences mises en jeu (quelques MHz). Le principe repose sur la génération et une acquisition numériques en bande de base des enveloppes de modulation. Le modulateur I/Q translate fréquentiellement les enveloppes complexes du domaine bande de base RF vers le domaine RF. Le schéma du banc Télécom de l'XLIM est présenté par la Figure 26. Une enveloppe complexe est générée à l'aide d'un générateur de fonctions arbitraires à 2 canaux indépendants AWG (Arbitrary Wave Generator). Le signal numérique est convertit en analogique sur les sorties de l'AWG. Sa fréquence d'échantillonnage est typiquement de 250 MHz et la quantification s'effectue sur 12 bits. Ces 2 voies sont envoyées vers un modulateur IQ, d'où une translation de fréquence du spectre bande de base vers le domaine des microondes. Un système de réjection d'OL composé d'un atténuateur et d'un déphaseur variables, permet de s'affranchir de la composante à la fréquence d'OL en sortie du modulateur I/Q. Le signal est plus ou moins amplifié avec des atténuateurs programmables et un ampli TOP (Tubes à Ondes Progressives) avant d'être acheminé à l'amplificateur de puissance. La chaîne de réception utilise le même procédé : un démodulateur IQ accède aux parties réelles et imaginaires de l'enveloppe complexe. La connaissance des enveloppes complexes dans les plans du DST nécessite un calibrage de la chaîne de réception uniquement par calibrage des éléments passifs (connaissance des paramètres S) et du démodulateur I/Q (en monoporteuse CW de fréquence variable).

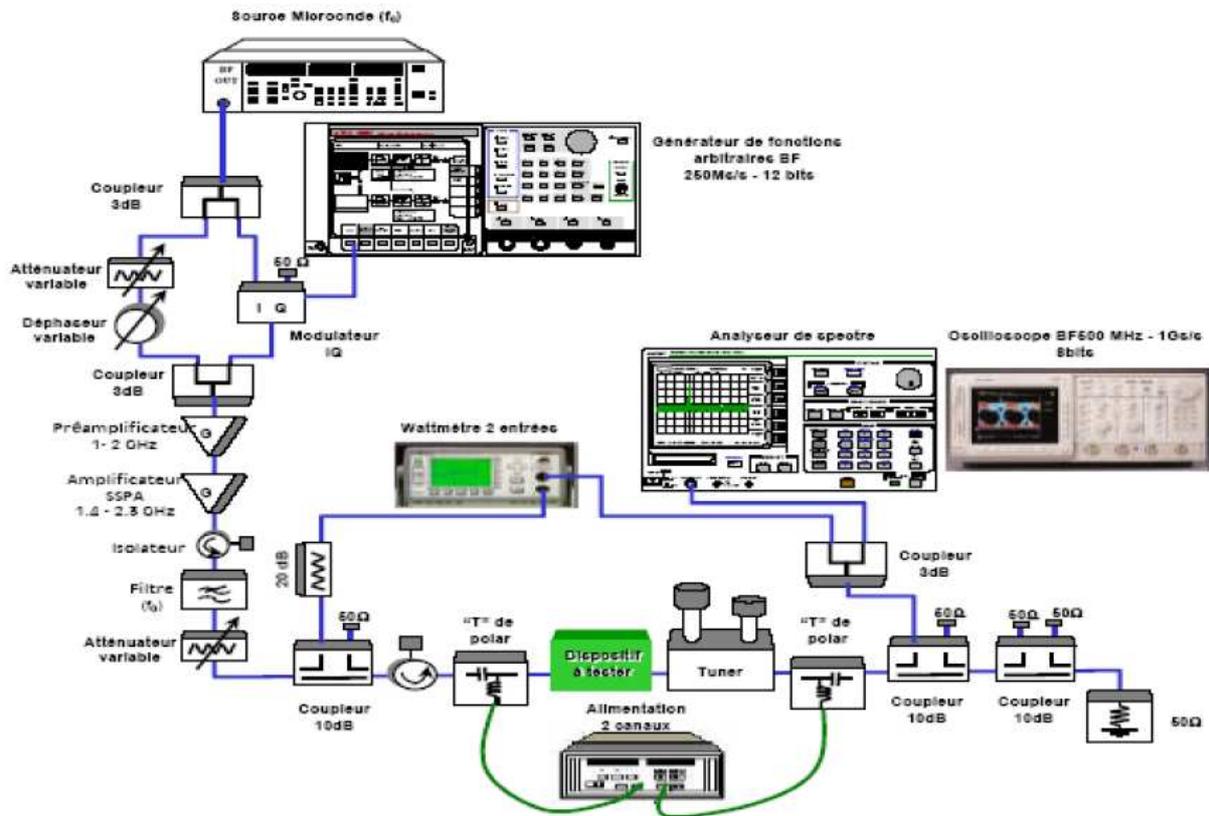


Figure 26. Banc de mesure Telecom de l'XLIM

Ce type de banc, par le contrôle précis de la modulation RF injectée à l'entrée du DUT et la démodulation réciproque effectuée en sortie, apporte une visualisation des effets des non linéaire des transistors ou des amplificateurs comme l'ACPR, le NPR ou l'EVM. On peut donc qualifier avec des signaux plus réalistes le comportement d'un transistor ou d'un amplificateur dans un système. Ce banc a été également utilisé en vue de la modélisation d'amplificateurs de puissance à partir des séries de Volterra. Malheureusement, ce dispositif ne fonctionne que dans un environnement de 50Ω ce qui interdit toute variation des impédances de source et de charge.

Développement de modèles et d'outils de cosimulation EM/Circuit pour application aux antennes agiles actives

Résumé :

Les antennes actives ont pour particularité d'associer à l'émission d'amplificateurs de puissance à proximité d'éléments rayonnants. Leur mise en réseau offre beaucoup d'avantages pour la chaîne d'émission, comme la formation de faisceau, la création de zéros de rayonnement, de faisceaux dépointés avec augmentation de directivité, mais le couplage entre antennes entraîne leur désadaptation et la dégradation du rayonnement du réseau. Ce manuscrit présente un ensemble de démarches adaptées afin de quantifier cet inconvénient majeur. La première partie est consacrée à la problématique du couplage au sein des réseaux d'antennes. Ce couplage induit des variations de charge qui modifient le comportement des amplificateurs et impactent les performances globales de l'antenne. Afin de prendre en compte cet effet, un outil de simulation pour antennes passives a été développé. Cette partie est illustrée avec la conception, la réalisation et la mesure de différents prototypes. La deuxième partie concerne la modélisation bilatérale comportementale d'amplificateurs de puissance pour répondre à la problématique de désadaptation de charge. Un modèle a donc été développé pour prendre en compte des fortes désadaptations de charges (TOS 4), puis validé avec des résultats de mesures. Finalement, un démonstrateur actif comprenant à la fois amplificateurs et réseau d'antennes a été réalisé dans le but de valider ces deux formalismes, et permet de présenter une première approche de cosimulation d'antennes actives tenant compte de tous les effets décrits.

Mots clés : Antennes actives – Amplificateur de puissance non-linéaire – Couplage mutuel – Modélisation comportementale – Paramètres S grand signal.

Development of EM/Circuit cosimulation models and tools for active agile antennas application

Abstract:

Active antennas have the distinctive feature of having, for transmission mode, high power amplifiers located at the vicinity of the radiating elements. An active array of antennas offers lots of advantages to TX systems, such as beamforming, nulling patterns, beam steering and directivity enhancement, but coupling between antennas leads to output impedance mismatching and degradation of the radiation pattern. This manuscript develops a set of methods to address this major drawback. The first part is devoted to the mutual coupling problem in antenna arrays. This mutual coupling can lead to load variations at the amplifiers output, which might affect their transfer characteristics and modify the overall performance of the array. In order to overcome this coupling effect, a simulation tool for passive antennas has been developed. This part is illustrated with the design, implementation and measurement of different prototypes. A second part concerns the behavioural modelling (X- parameters) of power amplifiers, in order to solve the mismatching problem for the power amplifiers. A bilateral behavioural model of power amplifiers has thus been developed and it will eventually be able to take into account strong load mismatch (VSWR = 4). The comparison between the power amplifier model and the measurements show an excellent agreement. Finally, an active antenna prototype including power amplifiers and antennas array has been built in order to validate both theoretical concepts, and shows a first approach of active antennas cosimulation, taking into account all the mentioned effects.

Keywords: Active antennas – Nonlinear power amplifiers – Mutual coupling – Behavioural modelling – X-parameters.