



# Thèse de Doctorat

Pour l'obtention du grade de

**Docteur 3<sup>ème</sup> cycle**

**Filière: Électronique**

**Spécialité : Communications**

Réalisé par :

**Mr. ZOUBIRI Bachir**

## Modélisation et simulation non-linéaire des réseaux d'antennes actives à métamatériaux

Soutenu le : 07/10/2018

Devant le jury composé de :

MM :	HAFAlFA Ahmed	Prof.	Univ. Djelfa	Président
	MAYOUF Abdelhalim	Prof.	Univ. Djelfa	Rapporteur
	ROUABEH Khaled	Prof	Univ. Bordj Bou Arréridj	Examineur
	KOUZOU Abdellah	Prof.	Univ. Djelfa	Examineur
	MAACHE Mostefa	MC- A.	Univ. Djelfa	Examineur
	SAADI Slami	MC-A.	Univ. Djelfa	Examineur

## Dédicace

*à mes parents*

*et à tous ceux que j'aime*

## Remerciements

J'adresse mes plus vifs remerciements à mon directeur de thèse Mr. Abdelhalim MAYOUF, professeur à l'Université de Djelfa, Je le remercie pour avoir assuré l'encadrement de cette thèse et pour avoir fait preuve d'une grande disponibilité. Qu'il soit remercié de même pour la grande confiance qu'il m'a constamment accordée durant ce travail.

Je remercie Mr. HAFIFA Ahmed, professeur à l'Université de Djelfa pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je remercie, Mr. KOUZOU Abdellah, Mr. MAACHE Mostefa et Mr. SAADI Slami pour avoir accepté de juger ce travail. Je remercie également Mr. KHALED Rouabeh pour sa participation à ce jury de thèse.

J'exprime également toute ma gratitude à Dr. LAIB Salaheddine qui m'a beaucoup apporté que ce soit scientifiquement ou humainement.

Je tiens également à remercier l'ensemble des gens avec qui j'ai pu travaillé dans le cadre de de thèses. Parmi eux, Mr. BOUTAA Mohamed, Mr. LAOUISSAT Moustafa, Mr. ROUBEH Nouredine, Mr SOUIKEUR Abderrahmane et M<sup>me</sup>. ABDELKEBIR Sameia.

Je tiens enfin à remercier mes parents pour leur soutien constant et la confiance qu'ils m'ont accordée durant toutes ces années d'études. Je tiens également à associer à ces remerciements l'ensemble de ma famille et de mes amis pour m'avoir soutenu pendant tout ce temps.

Enfin, je remercie toute personne ayant contribué d'une manière ou d'une autre à l'aboutissement de ce travail.

# Table des Matières

Dédicace	ii
Remerciements	iii
Table des Matières	iv
Liste des Figures	vii
Liste des Tableaux	ix
Listes des Acronymes et Symboles	x
<b>Introduction Générale</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1: Contexte de l'étude et état de l'art des antennes réseaux</b>	<b>4</b>
1. Introduction	4
2. Généralités sur les antennes réseaux	4
2.1. Définition	4
2.2. Principe des antennes réseaux	5
3. Réseaux linéaires	9
3.2. Facteur de Réseaux linéaires	9
4. Réseaux planaires	10
5. Réseau volumique	10
6. Le principe de l'antenne réseau à balayage électronique	11
7. Techniques actives pour la commande des antennes réseaux	12
8. Description fonctionnelle du module actif	14
8.1. Amplification du signal jusqu'au niveau souhaité.	14
8.2. Contrôle de gain	14
8.3. Déphasage du signal	15
8.4. Amplification du signal reçu	15
8.5. Aiguillage des signaux en émission et réception	16
9. Applications et état de l'art des antennes actives	17
10. Exemples d'applications des antennes actives	19
10.1. Radar de combat	19
10.2. La furtivité électromagnétique	19
11. Limitations actuelles et techniques innovantes	20
12. Conclusion	21
<b>Chapitre 2: Modélisation des effets non linéaires de la fonction amplificatrice</b>	<b>23</b>
1. Introduction	23
2. Paramètres à considérer lors la conception d'un amplificateur microonde	24
2.1. Puissance	24
2.2. Gain	25
2.3. Le Rendement en Puissance Ajoutée (RPA)	25
2.4. Linéarité	26

2.5. Les conversions de gain AM/AM et de phase AM/PM	27
2.6. Le produit d'intermodulation (IMD)	28
2.7. Effets dispersifs de la fonction amplificatrice	29
2.8. Effet de mémoire non linéaire à court terme (HF)	29
2.9. Les effets de désadaptation	30
3. Les méthodes d'analyse des circuits et systèmes non linéaires	31
3.1. Modélisation comportementale	31
3.2. Modèles unilatéraux	32
3.3. Modèles comportementaux bilatéraux	33
3.4. Paramètres S non linéaires	33
4. Caractérisation non-linéaire LOAD-PULL	34
4.1. Analyse Computationnelle load-pull active	35
4.2. Exemple d'analyse avec load-pull	37
5. Co-design amplificateur-antenne	40
6. Réseau d'adaptation antenne-amplificateur	40
6.1. Choix du nombre optimal d'étages d'un RA	41
6.2. Réseau d'adaptation accordable	41
7. Formulation bilatérale du modèle	42
7.2. Modélisation électrique de l'antenne réseau	43
7.3. Condition d'adaptation	47
8. Conclusion	49

### **Chapitre 3 : Mise en œuvre des métamatériaux dans l'environnement de l'antenne ----- 51**

1. Introduction	51
2. Modification du substrat	52
3. Utilisation de superstrat	52
4. Modification du plan de masse	53
5. Antennes réseaux à métamatériaux	53
6. Principe d'obtention de permittivité et perméabilité négatives	56
7. Extraction des paramètres effectifs	60
7.2. Extraction par la méthode de Nicolson-Ross-Weir	61
7.3. Solutions proposées pour s'affranchir de l'ambiguïté sur la détermination de $n$	63
8. Etude paramétrique des éléments constituant les métamatériaux	64
8.1. Résonateur à activité magnéto-électrique de type SRR carré :	64
9. Intégration des SRR carrés dans l'environnement de l'antenne réseau	68
9.1. Géométrie du réseau planaire $1 \times 4$	68
9.2. Configuration de la structure de l'antenne réseau avec les SRR carrés	69
9.3. Simulation de l'antenne réseaux à métamatériaux	71
10. Conclusion	74

### **Chapitre 4: Synthèse de l'antenne réseau active ----- 77**

1. Introduction	77
2. Choix de l'élément rayonnant unitaire	78

3. La mise en réseau d'antennes imprimées-----	80
3.1. Configuration de l'antenne réseau à 4 éléments-----	81
3.2. Performances électromagnétiques du réseau -----	82
3.3. Effet du couplage sur l'adaptation de l'antenne-----	82
3.4. Effet du couplage sur le rayonnement -----	85
4. Description de la méthode de synthèse-----	86
4.1. Calcul de la loi d'excitation des éléments -----	87
5. Mise en œuvre de la méthode de synthèse -----	90
6. Adaptation amplificateurs-antenne -----	96
6.1. Evaluation des impédances du réseau -----	97
6.2. Synthèse des charges à connecter aux ports de l'antenne-----	99
7. Analyse « Load-pull » des impédances optimales-----	102
8. Amélioration de l'antenne active par les métamatériaux-----	104
8.1. Apport des métamatériaux sur les performances de l'antenne patch -----	105
8.2. Apport des métamatériaux sur les performances de l'antenne réseau -----	108
8.3. Etude de l'isolation entre les éléments du réseau -----	109
9. Conclusion -----	114
 <b>Conclusion Générale -----</b>	 <b>116</b>

# Liste des Figures

Fig. 1.1.	Géométrie d'un seul élément d'une antenne-réseau avec les systèmes de coordonnées. ....	5
Fig. 1.2.	Diagramme de rayonnement du réseau à 2 éléments selon le déphasage et l'espacement. ....	8
Fig. 1.3.	Géométrie d'un réseau linéaire .....	9
Fig. 1.4.	Géométrie d'un réseau planaire uniforme .....	10
Fig. 1.5.	Antenne à balayage électronique passive .....	11
Fig. 1.6.	Synoptiques du système à balayage électronique, (a) : passif, (b) : actif .....	13
Fig. 1.7.	Apport de la fonction active sur l'antenne .....	14
Fig. 1.8.	Module actif avec contrôle d'amplitude (A) et de phase ( $\varphi$ ) réciproque .....	16
Fig. 1.9.	Avion de chasse (Eurofighter Typhoon), équipé d'une antenne active encastrée dans son radome	19
Fig. 1.10.	Structure de l'antenne réseau active développée par RURI .....	20
Fig. 2.1.	Quadripôle décrivant l'amplificateur et les puissances associées .....	24
Fig. 2.2.	Mesure de point de compression à 1 dB. ....	27
Fig. 2.3.	Spectre en sortie de l'amplificateur excité par deux sinusoïdes en entrée. ....	28
Fig. 2.4.	Représentation du point d'intermodulation d'ordre 3 (IP3).....	29
Fig. 2.5.	Topologie générale d'un amplificateur à bande étroite à deux étages. ....	30
Fig. 2.6.	Définition des courants, tensions et ondes de puissance aux accès du quadripôle .....	31
Fig. 2.7.	Modèle unilatéral adapté de l'amplificateur de puissance.....	32
Fig. 2.8.	Modèle bilatéral d'un amplificateur de puissance.....	33
Fig. 2.9.	Contours Load-pull à puissance de sortie constante. ....	35
Fig. 2.10.	Schéma de CLP active.....	36
Fig. 2.11.	Simulation harmonique Load-pull d'un amplificateur à un seul étage.....	37
Fig. 2.12.	Simulation du gain et du $P_{out}$ pour un amplificateur à un seul étage à 2.4 GHz. ....	38
Fig. 2.13.	Paramètres S de l'amplificateur de puissance .....	38
Fig. 2.14.	Contours de PAE et $P_{out}$ fixes pour les différentes combinaisons d'impédances.....	39
Fig. 2.15.	Schéma électrique équivalent de l'antenne. ....	44
Fig. 2.16.	Schéma du modèle électrique équivalent de l'antenne réseau imprimée couplée .....	46
Fig. 3.1.	Structure BIE insérée entre deux antennes imprimées.....;	52
Fig. 3.2.	Dipôle avec un radome Métamatériau volumique.....	54
Fig. 3.3.	Configuration de l'antenne patch avec le réseau de cellules unitaires $\Omega$ .....	55
Fig. 3.4.	(a) Diagramme de dispersion d'une cellule « CRLH-TL » (b) Configuration de l'antenne ;.....	55
Fig. 3.5.	Grandeurs de permittivité et de perméabilité suivant le type de matériau considéré .....	56
Fig. 3.6.	Cas correspondant à une propagation main droite et main gauche. ....	57
Fig. 3.7.	Evolution de la permittivité complexe de l'or suivant le modèle de Drude la partie réelle ligne continue et la partie imaginaire ligne discontinue.....	58
Fig. 3.8.	Exemple d'évolution de la perméabilité complexe d'un SRR suivant le modèle de Lorentz, .....	59
Fig. 3.9.	Métamatériaux à base de fils métalliques et de résonateurs à anneaux fendu .....	60
Fig. 3.10.	Principe de la méthode d'homogénéisation. ....	60
Fig. 3.11.	cellules unitaires de métamatériaux constitués de SRR et de pistes métalliques continues. ....	65

Fig. 3.12.	Modules des coefficients de réflexion et de transmission de la cellule SRR .....	66
Fig. 3.13.	Paramètres effectifs d'un milieu constitué de SRR carré.....	67
Fig. 3.14.	Géométrie de l'antenne réseau 1x4 .....	68
Fig. 3.15.	Diviseur de puissance pour l'alimentation de l'antenne réseaux 1 entrée 4 Sorties.....	69
Fig. 3.16.	Configuration des cellules Métamatériaux dans l'environnement de l'antenne.....	70
Fig. 3.17.	Amplitude du coefficient de réflexion de l'antenne réseau 1x4 .....	71
Fig. 3.18.	Distribution du champ électrique de la structure métamatériaux à 11GHz.....	72
Fig. 3.19.	Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau 1x4 à base de métamatériaux à(6.46GHz) .....	73
Fig. 4.1.	Schéma de l'antenne, à gauche vue de dessus, à droite vue de coupe.....	78
Fig. 4.2.	Adaptation de l'antenne .....	79
Fig. 4.3.	Diagramme de rayonnement de l'antenne à 2.4 GHz.....	79
Fig. 4.4.	Structure de l'antenne réseaux 2x2 .....	81
Fig. 4.5.	Effet de l'espacement inter-éléments sur le niveau du couplage.....	83
Fig. 4.6.	Effet du couplage sur le niveau d'adaptation des éléments de l'antenne réseau.....	83
Fig. 4.7.	Effet du couplage sur la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'élément du réseau.....	84
Fig. 4.8.	Effet du couplage sur la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'élément du réseau.....	84
Fig. 4.9.	Effet du couplage inter-éléments sur le TOS .....	85
Fig. 4.10.	Variation du gain du réseau en fonction de l'angle de dépointage dans le plan E .....	85
Fig. 4.11.	Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau 2x2 à 2.4 GHz pour un dépointage de [20°,15°] .....	89
Fig. 4.12.	Synoptique de la méthode de synthèse développée.....	93
Fig. 4.13.	Diagramme de rayonnement synthétisé d'une antenne réseau 8x8 correspond un dépointage de [60°,60°] à 2.4GHz .....	94
Fig. 4.14.	Coefficients de pondération synthétisés pour un dépointage de [60°,60°] : À gauche coefficient de phase, à droite coefficients d'amplitude.....	94
Fig. 4.15.	Signaux d'excitations appliqués à l'entrée des différents éléments de réseau .....	95
Fig. 4.16.	Effet de TOS sur la conversion de phase AMPM de l'amplificateur.....	98
Fig. 4.17.	Effet de TOS sur la compression de gain AMAM de l'amplificateur .....	98
Fig. 4.18.	Schéma de l'antenne réseau avec le circuit actif.....	100
Fig. 4.19.	Variation relative de Load-pull de la puissance en sortie des amplificateurs.....	102
Fig. 4.20.	Antenne patch rectangulaire avec la structure EBG a) vue de perspective b) vue du dessus. ....	105
Fig. 4.21.	Coefficient de réflexion S11 de l'antenne patch avec et sans la structure EBG .....	106
Fig. 4.22.	Distribution du champ électrique de l'antenne a) sans EBG b) avec EBG.....	107
Fig. 4.23.	Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan E.....	107
Fig. 4.24.	Structure de l'antenne proposée à base des métamatériaux.....	109
Fig. 4.25.	Cellule élémentaire de métamatériaux .....	109
Fig. 4.26.	Comparaison des paramètres S, antenne normale à gauche, antenne proposée à droite .....	110
Fig. 4.27.	Comparaison de la distribution des courants surfaciques à 2.4GHz : (a) antenne seule. (b) antenne en présence de la structure métamatériaux. ....	111
Fig. 4.28.	Diagramme de rayonnement de la structure proposée à 2.4 GHz pour un dépointage de 20° .....	112



# Liste des Tableaux

Tab. 1.1. Applications principales des réseaux d'antennes actives .....	18
Tab. 2.1. Impédances optimales en sortie de l'amplificateur en fonction de $P_s$ maximale et la PAE correspondante.....	42
Tab. 3.1. Bandes de fréquences des paramètres effectifs de la cellule métamatériaux .....	68
Tab. 3.2. Paramètres géométriques de l'antenne réseau.....	70
Tab. 4.1. Paramètres de l'antenne unitaire .....	79
Tab. 4.2. Valeurs typiques des paramètres de l'amplificateur.....	96
Tab. 4.3. Impédance d'entrée et TOS de chaque élément du réseau pour différents angles de dépointage ....	97
Tab. 4.4. Valeurs d'impédances optimales et leurs pondérations correspondantes pour un dépointage de $0^\circ$ et $+20^\circ$ à 2.4GHz.....	101
Tab. 4.5. Performances de l'amplificateur obtenues par Load-pull.....	103
Tab. 4.6. Valeurs des impédances optimales et leurs pondérations pour dépointage de $0^\circ$ et $+20^\circ$ à 2.4GHz..	113

# Listes des Acronymes et Symboles

## ▪ Acronymes

SRR :	Split Ring Resonator
LHM :	left handed metamaterial
RHM :	Right handed metamaterial
CRLH-TL :	composite right left handed transmission line
CST :	Computer Simulation Technology
BIP :	Bande Interdite Photonique
CMA :	Conducteur Magnétique Artificiel
SHI :	Surface à Haute Impédance
ADS:	Advanced Design System
AM:	Amplitude Modulation
FM:	Frequency Modulation
IMD:	InterModulation Distortion
I/Q:	In Phase/ Quadrature
IP3 :	Intercept Point 3
IPn :	Point d'interception d'ordre n
PA :	Power Amplifier
RA :	Réseau d'adaptation
PAE(RPA) :	Power Added Efficiency (Rendement en Puissance Ajoutée)
PM :	Phase Modulation
RADAR :	RAdio Détection And Ranging
EBG :	Electromagnetic Band Gap
VIA :	Vertical Interconnect Access
CAO :	Conception Assistée par Ordinateur
TOS :	Taux d'Onde Stationnaire
FEM :	Force électromagnétique

## ▪ Symboles

$C$  : Célérité de la lumière dans le vide

$\epsilon_0$  : Permittivité du vide

$\mu_0$  : Perméabilité du vide

$\mu_{\text{eff}}$  : Perméabilité effective

$\epsilon_r$  : Permittivité relative

$\epsilon_r$  : Permittivité effective

$\mu_r$  : Perméabilité relative

$\lambda$  : Longueur d'onde

$Z$  : Impédance

$\Gamma$  : Coefficient de réflexion

# Introduction Générale

Ces dernières années, les systèmes de télécommunication et de détection ont connu une évolution remarquable notamment pour les applications grand public. Cette percée technologique a entraîné une complexification accrue de ces systèmes et les fonctions qu'ils doivent remplir ainsi que les signaux utilisés. En effet, la conception et le dimensionnement de ces systèmes présentent un point dur en considération des différentes contraintes technologiques et économiques qu'elles impliquent. Cela oblige en particulier de développer des outils de caractérisation plus réaliste permettant d'analyser très profondément le comportement de dispositifs et de circuits micro-ondes non linéaires. À cet égard, l'utilisation d'outils de Conception Associée par Ordinateur (CAO) représente un point clé pour le dimensionnement juste de ces systèmes.

Face à la complexité des opérations qu'un système de communication ou de détection électromagnétique doit réaliser, le concept d'antenne active offre une solution efficace pour répondre à tous ces nouveaux défis, motivée par sa capacité à reconfigurer le diagramme de rayonnement d'une manière électronique en intégrant des composants actifs à proximité immédiate de chacune des cellules pour optimiser leur rendement. Toutefois, il est indispensable de disposer d'un outil de simulation pouvant simuler conjointement les parties circuit et antenne. D'autre part, la prédiction fine des performances des antennes actives en phase de conception requiert l'utilisation de modèles représentatifs précis et intégrables dans des logiciels de CAO permettant une compréhension des phénomènes mis en jeu.

Un des principes fondamentaux de la théorie des antennes actives est que le diagramme de rayonnement est déterminé par une loi d'excitation et le signal émis est réalisé par des modules d'Emission-Réception (E/R) à travers un contrôle électronique d'amplitude et de phase de chaque élément du réseau [1]. Cette maîtrise du signal comporte de nombreux avantages comme celui de pointer le diagramme de rayonnement vers une direction souhaitée et de réduire la puissance émise. Toutefois, le champ rayonné d'une antenne active s'écartera du diagramme théorique en raison de la dispersion des caractéristiques entre les chaînes d'éléments actifs qui produisent une distorsion des lois

d'excitation en phase et en amplitude. Ces distorsions sont causées principalement par l'interactions entre les éléments du réseau. Il en résulte une variation de l'impédance en sortie de l'amplificateur. En effet, le niveau de couplage dépend fortement de la direction de pointage ce qui le rend difficile à identifier et à modéliser. Ces effets de couplage tendent à différencier largement la puissance et la phase relatives des signaux émis par les éléments voisins du réseau. De ce fait, le concepteur doit évaluer la variation d'impédance en sortie de chaque amplificateur pour prévoir une éventuelle dégradation des performances de l'antenne notamment dans le cas d'antenne dédiée exclusivement à l'émission et qui ne dispose pas d'un circulateur.

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont principalement deux objectifs, le premier consiste à développer un outil de simulation de l'antenne réseau active appuyé sur une technique de modélisation de type système mettant les variables d'une simulation accessibles à l'utilisateur ce qui permet de prendre en compte les désadaptations résultant des couplages ainsi que les effets indésirables causés par le fonctionnement de l'amplificateur en régime non-linéaires tels que les faisceaux d'intermodulation. Le second objectif est de tenter de développer une structure d'antenne réseau avec un niveau de couplage mutuel réduit par l'utilisation des structures métamatériaux.

Pour cela nous avons décomposé cette thèse en quatre chapitres, dans le premier chapitre nous présenterons les concepts théoriques de l'antenne réseau et les différentes techniques actives actuellement utilisées pour la commande des antennes ainsi que leurs limitations et les solutions envisageables proposées de façon à positionner le contexte lié à leur modélisation.

Dans le second chapitre, nous chercherons à modéliser le circuit actif propre à l'antenne en émission, et plus particulièrement la fonction d'amplification. Tout d'abord nous détaillerons les effets dispersifs non linéaires qui peuvent siéger au sein des amplificateurs. Ensuite nous présenterons les principaux modèles comportementaux relevés dans la littérature, où l'accent sera porté sur les modèles non-linéaires bilatéraux consistant à évaluer les désadaptations engendrer par effet Load-pull. L'implémentation du modèle proposé dans l'environnement de simulation de type circuit sera également abordée.

Nous nous attacherons dans le troisième chapitre à examiner l'utilisation des métamatériaux pour améliorer les performances de l'antenne réseau par élimination de

couplage, une attention particulière sera conférée à l'étude théorique des techniques l'extraction des propriétés électromagnétiques effectives d'un milieu à indice négatif.

Le dernier chapitre sera dédié à la conception d'une antenne active complète. L'objectif est de développer un outil de synthèse globale de l'antenne réseau active à pointage. Une étude détaillée sera menée pour identifier les paramètres qui peuvent influencer le fonctionnement d'une antenne réseau fonctionnant autour de 2.4GHz. L'influence de dépointage sur l'adaptation sera quantifiée par la méthode proposée, différentes configurations de pointage de l'antenne seront simulées et comparées avec les résultats fournis par des outils de synthèse analytique. Nous aborderons à la fin de chapitre l'application des métamatériaux dans l'environnement de l'antenne, tout en mettant en évidence leur efficacité d'isolation.

Le manuscrit se terminera par une conclusion sur les travaux présentés ainsi que les axes d'amélioration potentiels.

# Chapitre 1

## *Contexte de l'étude et état de l'art des antennes réseaux*

### 1. Introduction

Les antennes traditionnelles présentent des insuffisances pour accomplir des fonctions complexes comme le balayage électronique, la conformation en temps réel du diagramme de rayonnement ou encore le pointage électronique. De telles contraintes ont rendu les réseaux d'antennes actives essentielles dans les systèmes de télécommunications. Ce premier chapitre a pour objectif de présenter les principaux concepts de l'antenne réseau et ses types, ensuite, nous faisons le point sur les techniques actives de commande des antennes, tout en décrivant les fonctions du module actif. Dans un second temps nous nous attacherons à présenter un état de l'art sur les antennes actives, sur leurs intérêts et leurs domaines d'utilisation. La dernière partie présentera les techniques innovantes servant à développer ce type d'antenne.

### 2. Généralités sur les antennes réseaux

#### 2.1. Définition

Les d'antennes réseaux sont constituées d'un ensemble d'antennes élémentaires réunies par un distributeur. Ils permettent d'obtenir des lois d'illumination sophistiquées et, surtout, en associant un déphaseur à chaque source élémentaire. L'antenne réseau est caractérisée par un circuit à une entrée et N sorties tel que l'énergie fournie à l'entrée soit répartie, a priori avec le minimum de pertes, entre les N sorties suivant une certaine répartition en amplitude et en phase. Réciproquement, si la même répartition d'énergie est fournie sur les N sorties, la totalité de cette énergie (moins les pertes) est disponible sur l'entrée. Ce circuit est appelé distributeur ou répartiteur ou sommateur.

Une collection de N éléments rayonnants connectés aux N sorties du distributeur. Le plus souvent, les éléments rayonnants sont identiques, régulièrement espacés et disposés sur une maille régulière formant le « réseau rayonnant ». Si des éléments sont manquants par rapport à la maille, ou si la maille est irrégulière avec des éléments tous

identiques, le réseau est dit *lacunaire*. Évidemment, le réseau peut être linéaire, circulaire (tous les éléments sur une seule ligne), plan, cylindrique, sphérique ou conforme à une surface quelconque. Dans ces deux derniers cas, la maille ne peut être régulière et il y a obligatoirement un très léger effet de lacunarité.

### 2.2. Principe des antennes réseaux

Soit N éléments rayonnants identiques distribués dans l'espace et ont la même orientation. Chaque élément possède sa fonction caractéristique de rayonnement propre  $F_{ak}(\Psi)$ .

Comme le champ de rayonnement produit par une antenne dépend directement du courant  $I_{in}$ , on quantifiera effet de chacun des éléments selon les courants d'alimentations  $\bar{I}_1, \bar{I}_2, \dots, \bar{I}_N$  tels que :

$$\bar{I}_1 = \bar{i}_k \cdot I_{in_0} \tag{1.1}$$

$$\bar{i}_k = i_k e^{j\alpha_k} \tag{1.2}$$

$I_{in_0}$  est un courant de référence et les  $\bar{i}_k$  sont les courants relatifs (sans unité).

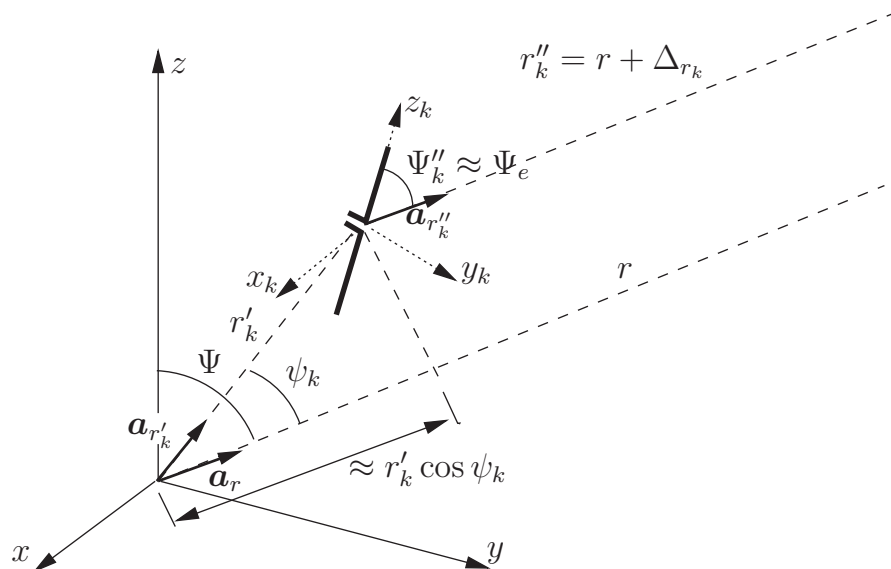


Fig. 1.1. Géométrie d'un seul élément d'une antenne-réseau avec les systèmes de coordonnées.



Supposons le  $k^{\text{ème}}$  élément de l'antenne-réseau pris seul comme sur la figure 1.1. Le champ électrique produit par ce dernier, s'écrit alors :

$$\bar{E}_k(r_k'', \Psi_k'') = \bar{i}_k \times I_{in_0} \times C_{a_k} \frac{e^{-j\beta r_k''}}{\rho r_k''} F_{a_k}(\Psi_k'') a_{E_k} \quad (1.3)$$

Où  $C_{a_k}$  est une constante de proportionnalité faisant intervenir la figure de mérite de l'antenne,  $F_{M_k}$  ;  $r_k''$  est la distance entre le centre de l'élément aux coordonnées  $(x', y', z')$  et le point d'observation en  $(x, y, z)$  ;  $\Psi_k''$  indique la direction d'observation par rapport au système de coordonnées local de l'élément ; et  $a_{E_k}$ , un vecteur unitaire directif du champ électrique.

Le champ électrique total correspond à la somme vectorielle des champs produits par chacun des éléments, soient  $E_1, E_2, \dots, E_N$ .

Comme les éléments sont identiques avec même orientation, ils ont une même fonction caractéristique, même figure de mérite et même direction des champs. Ainsi, on a :

$$F_{a_k}(\Psi_k'') = F_a(\Psi_k'') C_{a_k} = C_a, a_{E_k} = a_E \quad \forall k \quad (1.4)$$

Comme le point d'observation est dans le champ lointain, en considérant que l'ensemble des éléments forme une seule antenne :

- les vecteurs  $a_{E_k}$  sont parallèles donc les angles d'observation par rapport aux coordonnées locales  $\Psi_k''$  sont pratiquement égaux à une valeur moyenne  $\Psi_k'' = \Psi_e$  puisque avec même orientation des éléments, les systèmes de coordonnées locaux deviennent colinéaires ;
- les variables  $r_k''$  sont toutes du même ordre de grandeur et sont considérées égales à  $r$  la distance entre l'origine de l'antenne réseau et le point d'observation pour le terme affectant le module seulement ; équivalent à  $r + \Delta_k$  pour le terme de phase,  $\Delta_k$  correspond à la différence de parcours pour se rendre du point d'observation à la position du  $k$ -ème élément et se rendre du point d'observation à l'origine – on peut écrire  $\Delta_k \approx -r'_k \cos \psi_k$

Le champ électrique total s'exprime maintenant comme :

$$\bar{E}(r, \Psi) = \sum_{k=1}^N \bar{E}_k(r_k'', \Psi_k'') \quad (1.5)$$

$$\bar{E}(r, \Psi) = I_{in_0} \frac{1}{4\pi r} C_a F_a(\Psi_e) \left[ \bar{i}_1 e^{-j\beta r_1''} + \bar{i}_2 e^{-j\beta r_2''} + \dots + \bar{i}_N e^{-j\beta r_N''} \right] \mathbf{a}_e \quad (1.6)$$

$$= I_{in_0} \underbrace{\frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} C_a F_a(\Psi_e) \mathbf{a}_e}_{\bar{E}_0(r; \Psi_e)} \cdot \bar{f}(\bar{i}, r'; \Psi_r) \quad (1.7)$$

$$\bar{f}(\bar{i}, r'; \Psi_r) = \left[ \bar{i}_1 e^{-j\alpha_1} e^{-j\beta \Delta r_1} + \bar{i}_2 e^{-j\alpha_2} e^{-j\beta \Delta r_2} + \dots + \bar{i}_N e^{-j\alpha_N} e^{-j\beta \Delta r_N} \right] \quad (1.8)$$

$$r_k'' = r + \Delta r_k \quad (1.9)$$

$$\Psi_k = \arccos(\mathbf{a}_{r_k} \cdot \mathbf{a}_r) \quad (1.10)$$

$\bar{f}(\bar{i}, r'; \Psi_r)$  est l'équivalent réseau de la fonction caractéristique de l'antenne simple fa en supposant des éléments isotropes. Comme la phase ne veut dire quelque chose que lorsqu'elle est relative, on ne considère que son module  $f_r$ , appelé le facteur de réseau, ou encore  $F_r$  lorsque normalisé[1]

On regroupe les N alimentations relatives dans le vecteur colonne complexe  $\bar{i}$  de dimensions  $(N \times 1)$ . Les N angles  $\Psi_k$  se mesurent entre la direction de l'élément  $\mathbf{a}_{r_k}$  et la direction d'observation  $\Psi_r$  dans le système de coordonnées du réseau utilisé pour localiser les éléments. On choisit ce système tel qu'il facilite l'écriture mathématique du facteur de réseau e.g. l'axe d'un réseau linéaire. Si possible, il correspond au système de coordonnées global d'où  $\Psi_r = \Psi$ .

$\bar{E}_0(r; \Psi_e)$  est le champ produit par un seul des éléments placé à l'origine et alimenté par un courant  $I_{in_0}$ ;  $\Psi_e$  devient la direction d'observation dans le système de coordonnées local de l'élément.

Lorsqu'on normalise l'expression de ce champ, on obtient la fonction caractéristique de rayonnement de l'élément pris seul, dans le cas des réseaux, le facteur d'élément  $F_e(\Psi_e)$

On voit bien que groupé en un réseau, le champ résultant est le produit de deux termes, à savoir :

- le champ produit par un seul élément alimenté avec une source débitant un courant à l'entrée  $I_{in_0}$
- Un facteur de réseau qui dépend des paramètres géométriques du réseau et des courants d'alimentation.

Cependant, c'est le module du facteur de réseau (lequel est normalement un nombre complexe) qui affecte le rayonnement car la phase résultante de la sommation n'apporte rien. La nouvelle fonction caractéristique de rayonnement de l'antenne-réseau (qui n'est pas forcément normalisée) s'écrit :

$$f_a(\Psi) = F_e(\Psi_e) \left| \overline{f_r}(\bar{i}, r'; \Psi_r) \right| \tag{1.11}$$

On conclue donc, d'après l'expression (1.11), que le groupement d'antennes permet de produire un diagramme de rayonnement différent de celui des éléments et ce, même s'ils sont isotropes  $F_e = 1$ . Il suffit de jouer sur la géométrie du réseau ou position des éléments constituants et les courants d'alimentation en module et phase.

La figure 1.2 illustre la grande variété de facteurs de réseau obtenus avec 2 éléments isotropes seulement alimentés par des courants qui, de surcroît, ont même amplitude.

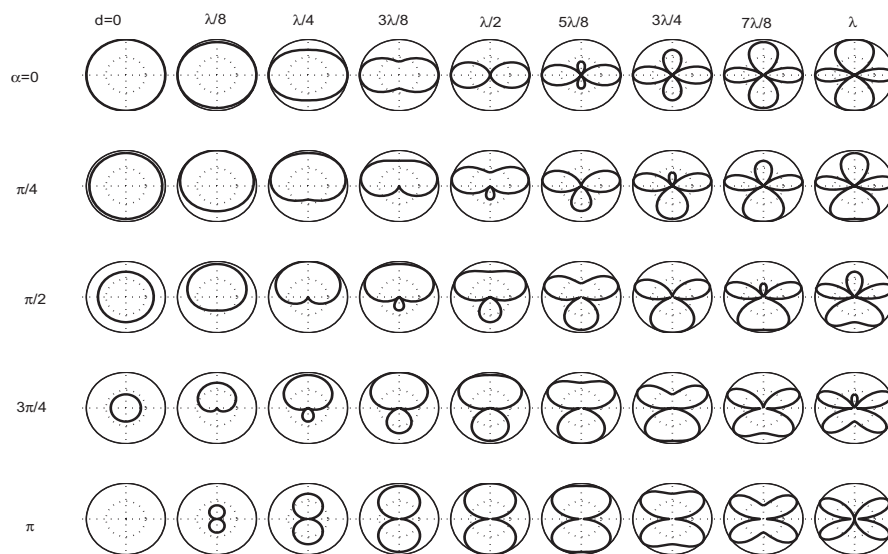


Fig. 1.2. Diagramme de rayonnement du réseau à 2 éléments selon le déphasage et l'espacement.

### 3. Réseaux linéaires

Un réseau linéaire est un ensemble de  $N$  sources élémentaires disposées selon un axe donné et excitées par un même système d'alimentation à une entrée et  $N$  sorties. Dans le cas des antennes multifaisceaux, le système d'alimentation à  $M$  entrées et  $N$  sorties, mais il peut être vu, au niveau du rayonnement, comme la superposition linéaire de  $M$  sous-systèmes à une entrée. Les sources élémentaires sont espacées deux à deux de la distance  $d$ , appelée pas du réseau (figure 1.3)[2].

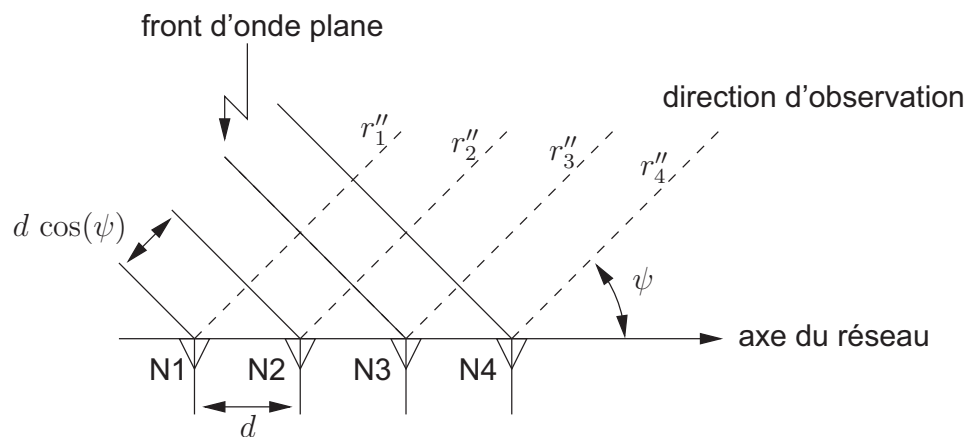


Fig. 1.3. Géométrie d'un réseau linéaire

#### 3.2. Facteur de Réseaux linéaires

Les équations générales (1.6) et (1.7) demeurent valides mais ici, les positions des éléments sont connues et il est possible de quantifier les  $\Delta_{rk}$ . Selon la figure 1.3, les différences de longueur des trajets s'expriment:

$$\begin{aligned}\Delta_{r1} &= r''_1 - r = r - r = 0 \\ \Delta_{r2} &= r''_2 - r = -d \cos \psi \\ &\vdots \\ \Delta_{rk} &= -(k-1)d \cos \psi\end{aligned}\quad (1.12)$$

Il est possible de faire un rapprochement avec les systèmes discrets. On pose d'abord

$$z = e^{-j\beta d \cos \psi} \quad (1.13)$$

Pour obtenir le facteur de réseau à partir de

$$\bar{f}_{\text{lin}}(d; \psi) = \sum_{k=1}^N \underbrace{\bar{I}_k e^{-j\beta(k-1)d \cos \psi}}_{\bar{S}_k} = \sum_{k=1}^N \bar{I}_k z^{k-1} \quad (1.14)$$

Cette dernière égalité ressemble beaucoup à celle d'une transformée en  $z$  d'un signal discret  $i[n]$  échantillonné sur  $N$  points (décalé de une période). On pourrait donc faire une synthèse d'un facteur de réseau en trouvant les courants relatifs par la transformée en  $z$  inverse.

#### 4. Réseaux planaires

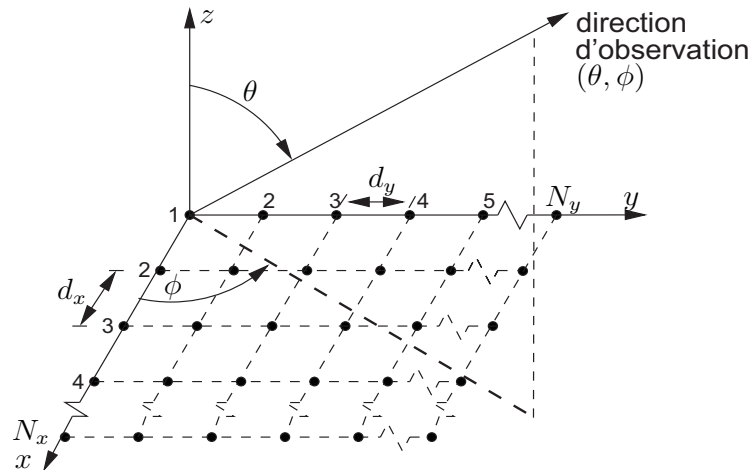


Fig. 1.4. Géométrie d'un réseau planaire uniforme

Un réseau planaire est une généralisation au plan du réseau linéaire. Le cas le plus simple à mettre en équation correspond à la mise en réseau selon un maillage rectangulaire de  $N_x \times N_y$  éléments rayonnants. Le pas du réseau rectangulaire ainsi obtenu peut être différent selon les deux axes principaux du réseau, tel qu'illustré sur la figure 1.4. Le facteur de réseau s'écrit de manière générale.

#### 5. Réseau volumique

Un réseau d'antenne volumique ou 3D est un réseau dont les antennes élémentaires sont réparties dans un volume dans le but d'obtenir un signal homogène sur tout le volume exploré les principaux avantages de ce concept sont :

- Le system maintenir sa robustesse dans le cas de de la défaillance d'un élément.
- Contrairement aux réseaux linéaires et planaires, le changement de la fréquence n'affecte pas la direction mais avec une perte du gain.

## 6. Le principe de l'antenne réseau à balayage électronique

Le balayage électronique de la direction de pointage du faisceau provient de la commande de pondération, très rapide, de la phase du signal d'excitation HF des éléments rayonnants. Afin de réaliser cette pondération, les antennes à balayage électronique passives sont équipées de déphaseurs électroniques.

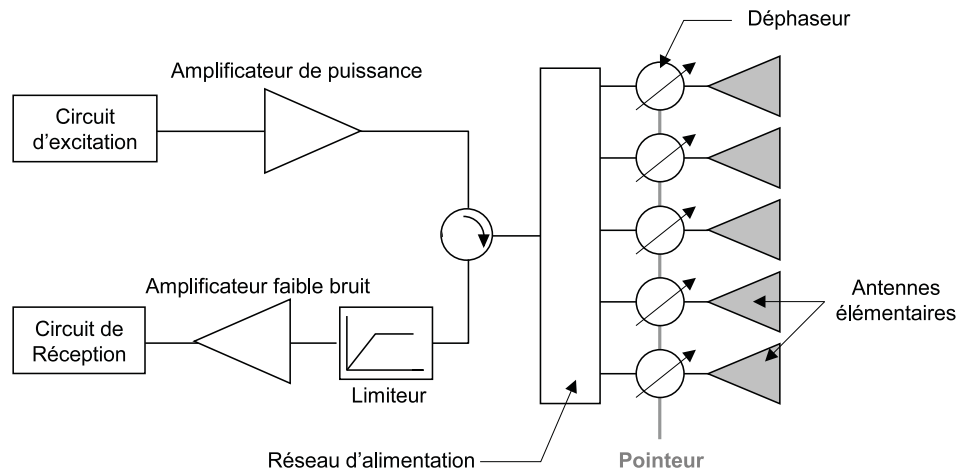


Fig. 1.5. Antenne à balayage électronique passive

Si l'on considère le réseau à l'émission, si l'on veut que le réseau rayonne vers une direction particulière, il suffit de modifier les phases relatives du signal émis par les différents éléments rayonnants, de façon à ce que le signal émis par chaque élément arrive en phase sur cette direction. Pour cela, la phase de chaque source est modifiée instantanément. Le réseau engendre ainsi une onde plane, perpendiculaire à la direction de propagation  $\theta$ .

Considérons une ligne de sources alimentées par des ondes de même amplitude pouvant être déphasées entre elles d'une valeur  $\Delta\varphi$  distantes d'une longueur  $d$  (figure 1.5), chaque onde issue de la source  $q$  élémentaire arrivant sur le plan d'onde aura subi le déphasage :

$$q \cdot \varphi = q \cdot \Delta\varphi + q \cdot d \cdot \sin\theta \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \quad (1.15)$$

Le champ rayonne dans la direction  $\theta$  est alors la somme des champs élémentaires du plan d'onde :

$$\vec{E}(\theta) = \sum_0^{n-1} E_0 \cdot e^{jq\varphi} \quad (1.16)$$

Cette expression a pour module :

$$|\vec{E}(\theta)| = n \cdot E_0 \cdot \frac{\sin\left(\frac{n\varphi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\varphi}{2}\right)} \quad (1.17)$$

$$\text{avec } \varphi = \Delta\varphi + d \cdot \sin\theta \cdot \frac{2\pi}{\lambda}$$

L'amplitude du champ rayonné dépend donc de  $\Delta\varphi$  et de la direction visée  $\theta$ . Ce phénomène constitue la directivité du réseau linéaire. L'équation précédente permet de conclure que l'amplitude du champ est maximale pour  $\varphi = 0$ . La direction privilégiée de rayonnement  $\theta_{max}$  vérifie donc l'équation suivante :

$$\Delta\varphi = -d \cdot \sin\theta_{max} \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \quad (1.18)$$

Une action sur  $\Delta\varphi$  permet alors de positionner le faisceau dans l'espace, ce qui constitue le principe de base du balayage électronique.

## 7. Techniques actives pour la commande des antennes réseaux

L'antenne passive réalise la formation et le dépointage du faisceau, mais la fonction émission (amplification du signal à émettre) et l'entrée de la fonction réception (amplification à faible bruit du signal reçu), sont réalisées à l'extérieur de l'antenne (figure 1.6). 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, mais pas d'éléments amplificateurs.

On plus des dispositifs à contrôle électronique d'une antenne passive, 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[3].

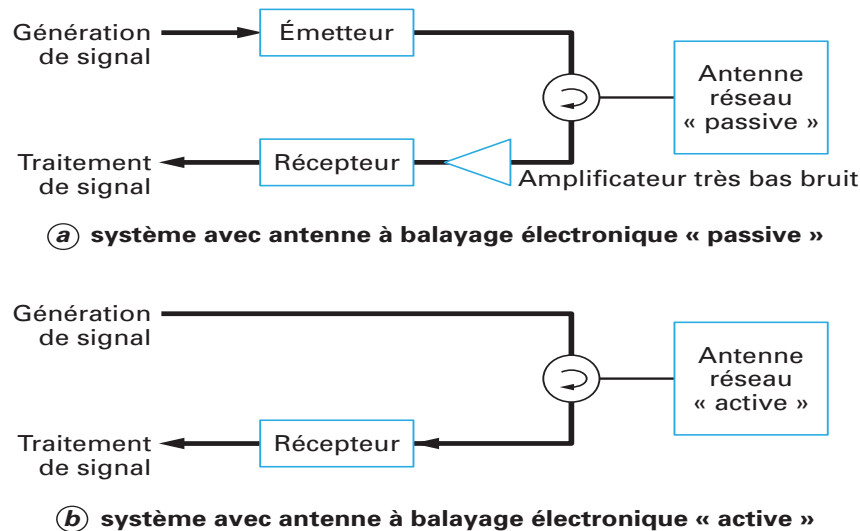


Fig. 1.6. Synoptiques du système à balayage électronique, (a) : passif, (b) : actif

Le balayage d'antenne traditionnel est mécanique : le faisceau rayonné tourne grâce à une rotation mécanique de l'antenne. 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 1.7)[4].



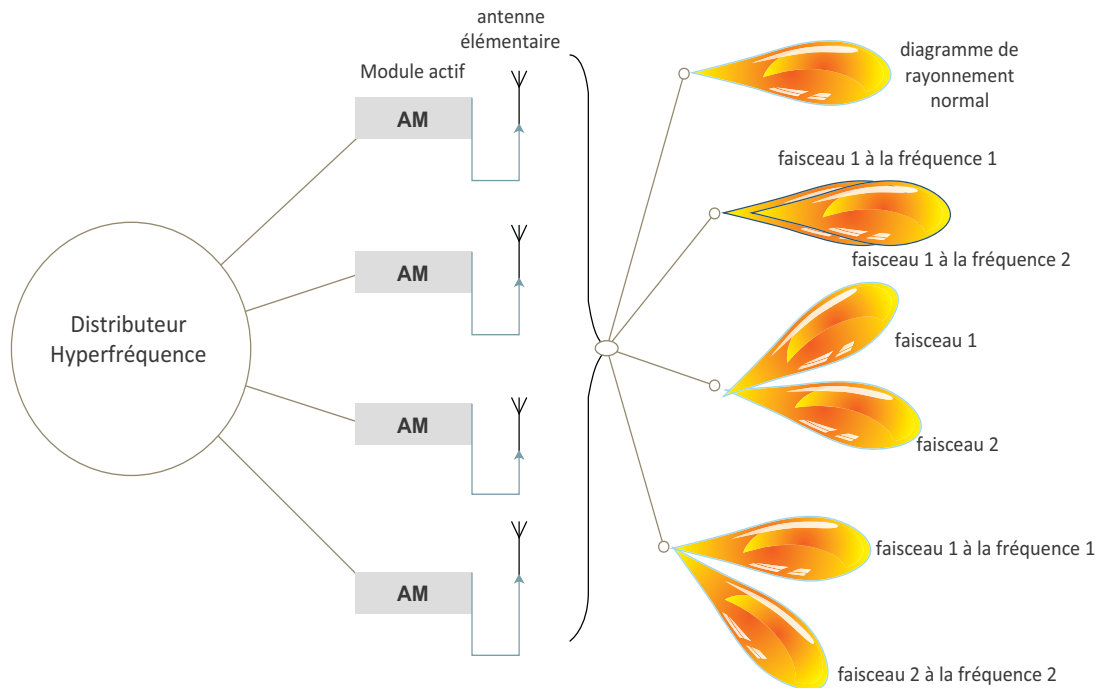


Fig. 1.7. Apport de la fonction active sur l'antenne

## 8. Description fonctionnelle du module actif

Le module actif est l'élément clé d'une antenne active. C'est en effet là que le signal à émettre est conditionné tant à l'émission qu'à la réception.

À l'émission, le module actif reçoit, via le distributeur, le signal du générateur de signaux du radar. Fonctionnellement, le module actif réalise :

- L'amplification du signal ;
- Un contrôle de gain, en général ;
- Le déphasage du signal ;
- L'amplification du signal reçu ;
- L'aiguillage des signaux en émission et en réception.

### 8.1. Amplification du signal jusqu'au niveau souhaité.

Cette amplification nécessite plusieurs étages répartis dans le module et, en particulier, avant, au milieu ou après le déphaseur.

### 8.2. Contrôle de gain

Celui-ci sera généralement appliqué à certains étages pour deux raisons :

- Corriger les dispersions d'amplitudes créées par le distributeur ;
- Contrôler à volonté le niveau de signal sortant du module.

Ce contrôle de gain est caractérisé par sa dynamique (plusieurs dizaines de dB) et sa résolution (de l'ordre du dB).

### 8.3. Déphasage du signal

Ce déphasage est réalisé au moyen de cellules effectuant un déphasage pur ou un retard pur ou toute autre combinaison des deux. Le but est en effet d'imposer au signal la phase voulue en sortie du module de façon à diriger et former le faisceau dans la direction voulue. La réponse en fréquence du déphaseur conditionne la bande passante pour laquelle le signal aura, en sortie de modules, la phase recherchée.

Le déphasage ou le retard sont le plus souvent appliqués de façon quantifiée, c'est-à-dire avec une résolution limitée par le plus petit pas possible et un nombre limité de valeurs possibles. L'intervalle de contrôle, ( $2\pi$  pour la phase, retard maximum applicable pour les retards) est généralement couvert par un nombre discret de combinaisons de commutation de cellules dont les valeurs de déphasage sont en progression dans un rapport 2. Chaque valeur est ainsi un multiple entier de la plus petite (le *pas p*) et obtenue comme étant la somme des valeurs des différentes cellules commutées à l'état 0 ou 1 (commande binaire) :

$$L = \sum_{i=0}^{n_c} \delta_i 2^i \cdot p \quad (1.19)$$

avec  $\delta_i$  0 ou 1 suivant la cellule  $i$ ,  $n_c$  nombre de cellules.

La valeur maximum est :

$$L_{\max} = (2^{n_c} - 1) \cdot p \quad (1.20)$$

### 8.4. Amplification du signal reçu

De façon à minimiser le facteur de bruit, il faut amplifier le signal le plus en amont possible dans la chaîne de réception. Celle-ci, à partir de l'élément rayonnant, comporte un aiguillage émission/ réception, constitué d'un circulateur et/ou d'un aiguilleur à diodes, et d'un limiteur. Ces éléments sont chargés de protéger l'amplificateur de réception pendant l'émission et vis-à-vis des signaux forts extérieurs.

### 8.5. Aiguillage des signaux en émission et réception

L'aiguillage des signaux en émission et réception est réalisé à l'entrée du module ou aux entrée/sortie de la fonction déphasage et à la sortie vers l'élément rayonnant.

Ce module actif complet, ou plutôt l'antenne active (figure 1.8), 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 différentes selon les directions et contrôler précisément la quantité d'énergie émise dans les différents secteurs de l'espace.

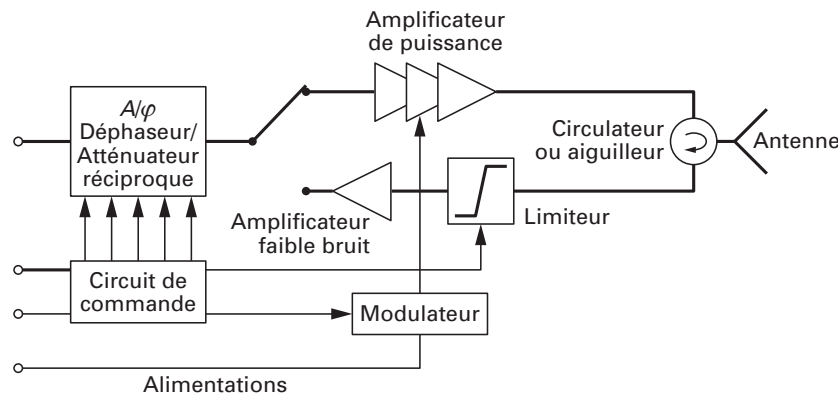


Fig. 1.8. Module actif avec contrôle d'amplitude (A) et de phase ( $\varphi$ ) réciproque

L'intérêt de l'antenne active peut se résumer en quatre points essentiels :

- Gestion du temps
- Rendement
- Adaptativité
- Disponibilité

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 /sommateur 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.

Toutefois, les antennes actives se heurtent à plusieurs limites physiques et pratiques. D'abord, les angles maximaux de balayage sont limités ; au mieux ils peuvent atteindre 60°, plus couramment 45°, ce qui limite le volume d'écoute de ces radars. De plus, 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.

Enfin, 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. Néanmoins, les perspectives offertes par les antennes actives constituent une réelle évolution des performances radars.

## 9. Applications et état de l'art des antennes actives

Plusieurs travaux dans la littérature ont employé des structures active[5-8].

Aux vues de leur développement relativement récent et de leur cout prohibitif, les applications civiles des antennes actives restent minoritaires par rapport aux applications militaires, 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 1.1 présente une liste non exhaustive des principales applications des réseaux d'antennes dans le domaine de télécommunications et radars.

Système	Applications	Système	Applications
<i>Satellites</i>	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)	<i>Télémétrie guidage</i>	Systèmes monopulses, Réseaux sous radomes
		<i>Réseaux adaptatifs</i>	Acquisition multi-cibles, Réseaux intégrés à semi-conducteurs
<i>Aéronautiques (avions, engins spatiaux, missiles)</i>	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 (télémétrie)	<i>Radio mobile ou communications avec les mobiles terrestres</i>	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)
<i>Applications militaires</i>	Antennes montées en surface sur véhicules, Antennes conformées sur des missiles pour la télémétrie, 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	<i>Biomédical</i>	Dispositifs implantables, Appicateurs thermiques pour thérapie micro-onde des cancers, Tomographie
		<i>Communications ultralarges bande intra-bâtiments</i>	Standars Bluetooth, Réseaux sans fils WLAN
		<i>Identification</i>	Etiquettes radiofréquences, RFID (identification sans contact de vêtements, d'objets, de personnes, etc), Capteurs miniaturisés, Antennes intégrée dans des vêtements

Tab. 1.1. Applications principales des réseaux d'antennes actives

## 10.Exemples d'applications des antennes actives

### 10.1. Radar de combat

Les radars modernes des avions de combat doivent pouvoir fonctionner en mode air-air pour faire de la recherche et de la poursuite de cibles et plus récemment en mode air-sol dans l'optique de missions de détection et surveillance par imagerie radar. Tous les futurs avions de combat seront pourvus de radar à antennes actives (figure 1.9).[9]



Fig. 1.9. Avion de chasse (Eurofighter Typhoon), équipé d'une antenne active encastrée dans son radome

### 10.2. La furtivité électromagnétique

L'équipe du RURI a utilisé cette technologie pour réaliser la furtivité active, elle consiste à traiter activement les signaux reçus pour les renvoyer sous une forme qui ne soit pas identifiable par le système de détection. Une antenne imprimée sur la structure d'un avion pourrait permettre de traiter les signaux radars quelle que soit leur fréquence d'émission, et sur tous les angles possibles (puisque l'on peut moduler le traitement des signaux reçus en fonction de la position de l'objet). Ce faisant, on surmonte les difficultés de la furtivité passive, tout en fournissant une technologie radar furtive, puisque ne nécessitant pas de structure porteuse (figure 1.10)[10].

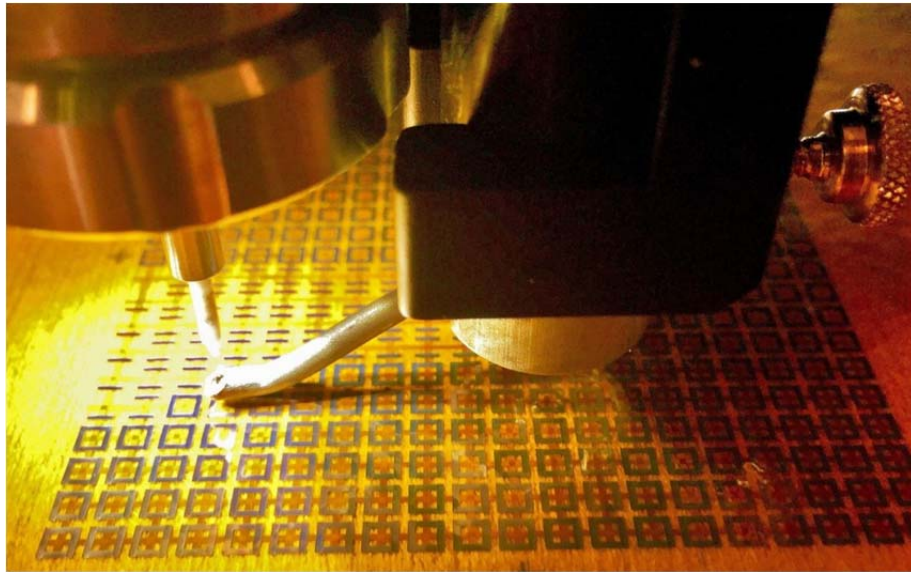


Fig. 1.10. Structure de l'antenne réseau active développée par RURI

## 11.Limitations actuelles et techniques innovantes

Le rayonnement global du réseau est calculé à partir du facteur de réseau qui est la combinaison des rayonnements de chaque élément rayonnant. Cette méthode est valide seulement si les éléments rayonnants sont suffisamment éloignés les uns des autres où le niveau de couplage mutuel peut être négligé. La miniaturiser des antennes pour permettre leur intégration sur de petits objets est devenu une nécessité. L'antenne réseau est le composant le plus volumineux dans plusieurs systèmes de rayonnement et sa miniaturisation présente un des défis les plus importants dans les systèmes de télécommunications modernes.

Une nouvelle méthode de miniaturisation des antennes, par l'utilisation des matériaux artificielles aux propriétés physiques non disponibles naturellement. Les travaux de recherche sont intensifiés ces dernières années sur ces nouveaux matériaux appelés métamatériaux ou matériaux composites structurés grâce aux progrès dans le domaine de la microélectronique. Ces matériaux sont généralement constitués de structures périodiques dont les éléments constitutifs sont très petits par rapport la longueur d'onde. Ils peuvent présenter un indice de réfraction compris entre zéro et l'unité (ultra réfraction) ou négatif (inversion de la loi de Descartes)[11].

## 12. Conclusion

Ce chapitre a permis dans un premier temps de mettre en évidence les principaux concepts de l'antenne réseau active. Ensuite nous avons mis au point les techniques actives de commande utilisées pour accomplir des fonctions complexes comme le balayage électronique, les fonctions du module actif a été également soulignée.

Dans un second temps. Il a été montré, au travers les différents travaux rapportés, que ce type d'antennes est potentiellement intéressant quant à leur aptitude de commande ce qui les rendrait plus performants, fiables et multifonctions.

Finalement, nous avons présenté les limites actuelles des antennes réseaux et leurs pistes d'amélioration, l'utilisation de circuits non-linéaires dans les antennes actives peut s'accompagner d'effets indésirables, il est indispensable donc de proposer une méthode pour modéliser et simuler conjointement les parties circuit et antenne en régime non-linéaire, c'est ce que nous allons aborder attentivement au travers les chapitres qui suivent.



## Références

- [1] D. Grenier, "Antennes et Propagation radio," Université Laval, Québec, Canada 2015.
- [2] C. A. Balanis, *Antenna theory : analysis and design*. Hoboken, NJ: Wiley Interscience, 2005.
- [3] F. GAUTIER. Antennes actives-Principes de conception. *Techniques de l'Ingénieur*. février 2003.
- [4] G. ZAKKA EL NASHE, "Développement de modèles et d'outils de cosimulation EM/Circuit pour application aux antennes agiles actives," Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2010.
- [5] E. Brookner. Phased Arrays for the New Millennium. *CIE International Conference On Radar*. 34–41. 2001.
- [6] D. Zimmermann and C. Parker, "Phased Arrays - Part I : Theory and Architectures," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 678–687, 2002.
- [7] B. Johannisson and A. Derneryd, "Array Antenna Design for Base Station," in *Antenna application Symposium*, Illinois, 1999.
- [8] N. Athanasopoulos, A. Garetsos, and N. Uzunoglu, "Design and Development of a Beamforming Subunit in a Conformal Array Antenna System," in *33rd European Microwave Conference*, Munich, 2003.
- [9] H. Feldle and H. Hommel. Current status of airborne active phased array (AESA) radar systems and future trends. *Microwave Symposium Digest-IEEE MTT S International*.(2005)
- [10] S. Venkatesh. V; Orzel. K; Frasier, "Simulation of Spaced-Antenna retrievals for an X-band active phased array weather radar," *Radar Meteorology*, vol. 35th, septembre 2011.
- [11] F. Grange, "Matériaux composites pour antenne miniature intégrée," Thèse de doctorat, Université de Rennes 2010.

# Chapitre 2

## *Modélisation des effets non linéaires de la fonction amplificatrice*

### 1. Introduction

La conception d'un système d'émission/réception suit un processus hiérarchique (composants-circuits-systèmes) qui nécessite la prédiction fine des performances des sous-système, ceci requiert l'utilisation d'outils CAO d'une part, et de modèles représentatifs précis d'autre part. Si aujourd'hui les performances obtenues en simulation de type « physique » et « circuit » sont satisfaisantes, tandis que, les simulateurs de système actuellement utilisés restent relativement limités quant à leur capacité de description des phénomènes de désadaptation inter-blocs. A l'heure actuelle, le développement des modèles est prioritaire, dans ce contexte interviennent la modélisation et la simulation de niveau système, cette modélisation dite comportementale doit préserver le compromis (fidélité/temps de calcul) propre à la simulation du système en phase de conception.

Ce chapitre est dédié tout d'abord à la répercussion des effets non linéaires dynamiques qui peuvent siéger au sein des amplificateurs. Nous dresserons ensuite un état des lieux des principaux modèles relevés dans la littérature en mettant l'accent sur les effets induits par une désadaptation de charge, aspect fondamental de notre problématique. Afin de mener à bien cette tâche, un modèle statique à l'origine de ces travaux, basé essentiellement sur la modélisation comportementale bilatérale par les paramètres S non linéaires sera présentée en détails, avec une focalisation sur l'analyse Load-pull.

Afin de réaliser l'adaptation d'impédance entre l'antenne et l'amplificateur, une attention spéciale a été conférée à l'étude théorique du réseau d'adaptation, nous allons donc présenter ses performances pour différentes topologies, surtout en termes de couverture d'impédances. Nous exposerons à la fin de chapitre le passage de niveau circuit au niveau système.

## 2. Paramètres à considérer lors la conception d'un amplificateur microonde

### 2.1. Puissance

Le fonctionnement de l'amplificateur nécessite l'emploi de transistors polarisés par des sources d'alimentation. L'amplificateur est un quadripôle défini par des grandeurs électriques et un bilan de puissance, la figure 2.1 montre un bilan de puissance typique d'un amplificateur de puissance, où une source d'entrée est supposée générer un signal RF à la fréquence  $f_0$ . [1]

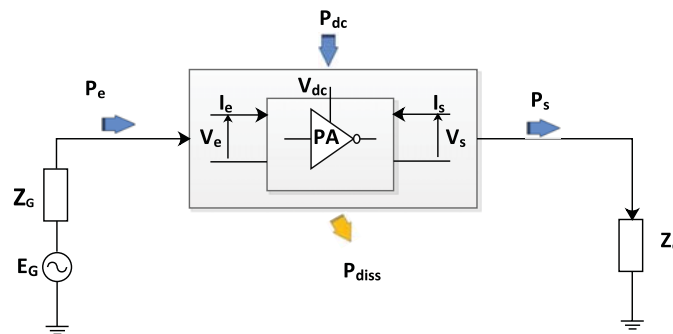


Fig. 2.1. Quadripôle décrivant l'amplificateur et les puissances associées

Par la loi de conservation de l'énergie, la valeur totale de puissance entrant dans un amplificateur doit être la même que la valeur totale en sortie de celui-ci:

$$P_e + P_{dc} = P_s + P_{diss} \quad (2.1)$$

Dans le cas des signaux périodiques de période  $T=1/f_0$ , les puissances RF en entrée ( $P_{in}$ ) et en sortie ( $P_{out}$ ) sont déterminées par :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (2.2)$$

Où  $v(t)$  et  $i(t)$  représentent respectivement la tension et le courant en fonction du temps

En régime harmonique, la puissance moyenne d'entrée à la fréquence  $f_0$  s'exprime :

$$P_e = \frac{1}{2} \cdot \Re(V_e \cdot I_e^*) \quad (2.3)$$

La puissance fournie par l'alimentation est calculée par :

$$P_{dc} = \sum (V_{dc} \cdot I_{dc}) \quad (2.4)$$

En régime harmonique, la puissance moyenne de sortie à la fréquence  $f_0$  s'exprime :

$$P_s = \frac{1}{2} \cdot \Re(V_s \cdot I_s^*) \quad (2.5)$$

La puissance dissipée est une puissance perdue générée principalement par l'échauffement au sein des matériaux de l'amplificateur, elle doit être efficacement évacuée afin de ne pas perturber le comportement électrique de l'amplificateur. Un fonctionnement efficace se traduit donc par la capacité à convertir la puissance fournie en puissance de sortie utile. Le critère du rendement en puissance ajoutée permet d'évaluer cette performance.

L'unité des expressions de puissance est le Watt. La puissance est souvent exprimée aussi en dBm. Pour cela :

$$P[\text{dBm}] = 10 \log(1000 \cdot P[\text{W}]) \quad (2.6)$$

## 2.2. Gain

Dans les circuits radiofréquences, le gain en puissance d'un amplificateur est souvent plus important que le gain en tension. La définition la plus couramment utilisée du gain en puissance est le gain transducique  $G_T$  défini par :

$$G_T = \frac{P_s}{P_{\text{disp}}} \quad (2.7)$$

où  $P_s$  est la puissance fournie à la charge de l'amplificateur, et  $P_{\text{disp}}$  est la puissance disponible de la source. Celle-ci est la même que la puissance délivrée à l'entrée de l'amplificateur par la source ( $P_{\text{disp}} = P_e$ ) à la condition que l'impédance d'entrée de l'amplificateur soit parfaitement adaptée à l'impédance de source ( $Z_e = Z_s^*$ ) [1].

## 2.3. Le Rendement en Puissance Ajoutée (RPA)

Le rendement est un paramètre critique dans un PA. Deux définitions de rendement sont habituellement utilisées. Le rendement en puissance ( $\eta$ ) est défini comme le rapport de la puissance de sortie sur la puissance consommée.

$$\eta = \frac{P_s}{P_{\text{dc}}} \quad (2.8)$$

Cette définition est basée sur l'idée qu'un amplificateur de puissance est essentiellement un convertisseur de puissance d'une entrée DC vers une sortie RF. Ainsi, le rendement en puissance est un facteur de qualité de la conversion d'énergie. Un rendement

de 100% signifie que la puissance DC fournit par l'alimentation est entièrement délivrée à la charge. Toutefois, c'est impossible à réaliser.

La définition de rendement la plus largement utilisée est le rendement à puissance ajoutée (PAE), incluant la puissance d'entrée qui est soustraite linéairement à la puissance de sortie :

$$\text{PAE} = \frac{P_s - P_e}{P_{dc}} = \eta \left(1 - \frac{1}{G}\right) \quad (2.9)$$

L'avantage du rendement à puissance ajoutée est qu'il combine le gain au rendement de puissance. Lorsqu'un amplificateur de puissance est utilisé dans un système, le signal d'entrée est fourni à partir de l'étage précédent qui a une limitation sur le niveau de puissance de sortie. Ainsi, le gain de l'amplificateur de puissance, dans ce cas, est un facteur critique pour déterminer le rendement de l'ensemble du système ainsi que celui de l'amplificateur. Le rendement à puissance ajoutée approche de sa valeur maximale lorsque le gain augmente[1].

#### 2.4. Linéarité

La linéarité est un paramètre important pour tout amplificateur. En effet, il est souhaitable que l'amplificateur fonctionne avec une bonne linéarité. Pour cela, la puissance de sortie doit évoluer linéairement en fonction de la puissance d'entrée. Toutefois, un dispositif sature au, delà d'une certaine puissance d'entrée, ce qui introduit des harmoniques dans le spectre de puissance de sortie. La linéarité dans les amplificateurs de puissance est très préoccupante, car ils peuvent souvent être mis en fonctionnement dans la région non linéaire pour fournir une puissance de sortie importante. Pour étudier la non, linéarité le signal de sortie peut être approximé par les trois premiers termes de la série de Taylor :

$$V_s(t) \approx a_1 v_e(t) + a_2 v_e^2(t) + a_3 v_e^3(t) \quad (2.10)$$

La linéarité peut être étudiée avec différents signaux d'entrée. En appliquant une sinusoïde à l'entrée du système non linéaire, le point de compression à 1 dB, les conversions de phase et de gain sont généralement utilisées pour quantifier la linéarité. En appliquant deux sinusoïdes très proches en fréquences, le produit d'intermodulation d'ordre 3 permet de mesurer la linéarité par les mélanges des deux signaux. Et en appliquant un signal

modulé, la mesure de puissance entre le canal principal et les canaux adjacents caractérise l'amplificateur de puissance dans un système complet[1].

## 2.5. Les conversions de gain AM/AM et de phase AM/PM

Si une sinusoïde est appliquée à l'entrée du système, la sortie est composée de la fréquence fondamentale et des harmoniques qui sont des multiples de la fréquence de travail. Dans l'équation précédente, si  $v_e(t) = A \cos(\omega t)$ , alors :

$$v_s(t) = \frac{a_2 A^2}{2} + \left( a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4} \right) \cos(\omega t) + \frac{a_2 A^2}{2} \cos(2\omega t) + \frac{a_3 A^3}{4} \cos(3\omega t) \quad (2.11)$$

Les non-linéarités apparaissent à partir d'un certain niveau de puissance lorsque le gain en puissance diminue. On parle alors de compression de gain ou encore de conversion de gain AM/AM.

Le point de compression à 1dB correspond à la puissance d'entrée à laquelle le gain linéaire de l'amplificateur est comprimé de 1 dB. Le point de compression à 1 dB en sortie (en dBm) sera alors donné par la somme du point de compression à 1 dB en entrée (en dBm) et le gain du PA (en dB) (équation (2.12)). Ce paramètre est souvent utilisé pour définir la zone linéaire du PA. La figure 2.2 montre la compression sur la puissance de sortie et sur le gain du PA[1].

$$OCP1[\text{dBm}] = (G[\text{dB}] - 1) + ICP1[\text{dBm}] \quad (2.12)$$

Pour des niveaux de puissance d'entrée suffisamment élevés, la sortie atteint la saturation avec une puissance maximum ( $P_{SAT}$ ) que peut fournir l'amplificateur et le gain en puissance qui tend vers zéro.

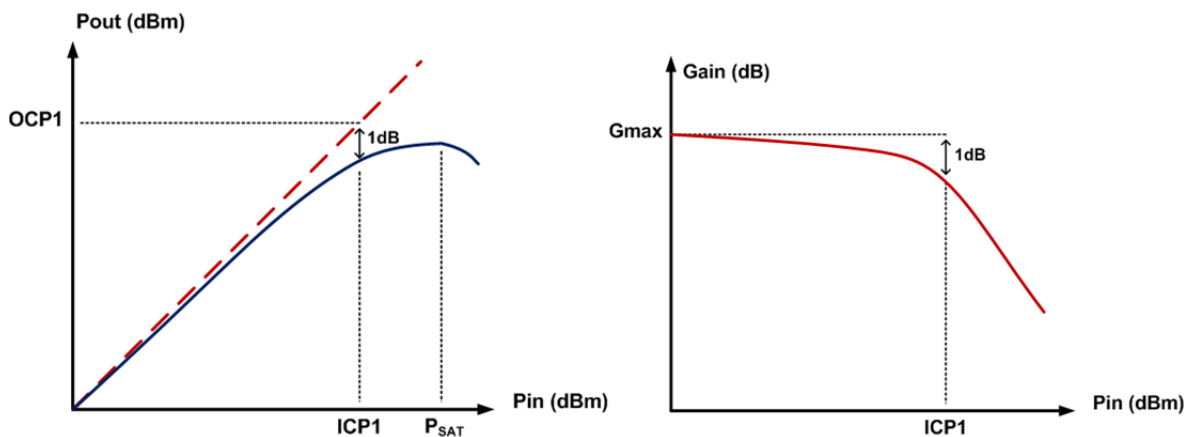


Fig. 2.2. Mesure de point de compression à 1 dB.

Les non-linéarités de l'amplificateur n'apparaissent pas seulement en amplitude mais également avec la variation de la phase en sortie en fonction du niveau de puissance à l'entrée. On parle cette fois-ci d'une conversion amplitude, phase AM/PM. Une bonne linéarité est importante dans le cas des signaux modulés en phase[1].

## 2.6. Le produit d'intermodulation (IMD)

La distorsion d'intermodulation est une distorsion non linéaire caractérisée par l'apparition de fréquences à la sortie du dispositif qui sont des combinaisons linéaires des fréquences fondamentales (figure 2.3). Une procédure très courante pour mesurer le produit d'intermodulation est un test deux tons. Celui-ci consiste à envoyer deux sinusoïdes proches en fréquence à l'entrée de l'amplificateur et à mesurer en sortie les produits d'intermodulation[1].

Si on remplace dans l'équation précédente  $v_e(t) = A_1\cos(\omega_1t) + A_2\cos(\omega_2t)$  alors nous retrouvons dans le signal de sortie  $v_s(t)$  les termes fondamentaux  $\omega_1$   $\omega_2$  et :et les produit d'intermodulations:

$\omega_2 \pm \omega_1, 2\omega_2 \pm \omega_1, 2\omega_1 \pm \omega_2$ . Le point important est que, si la différence entre  $\omega_2$  et  $\omega_1$  est faible alors ces deux raies sont dans la bande de l'amplificateur, ce qui entraîne des distorsions dans le signal utile. On caractérise généralement la linéarité de l'amplificateur par l'intermodulation d'ordre 3.

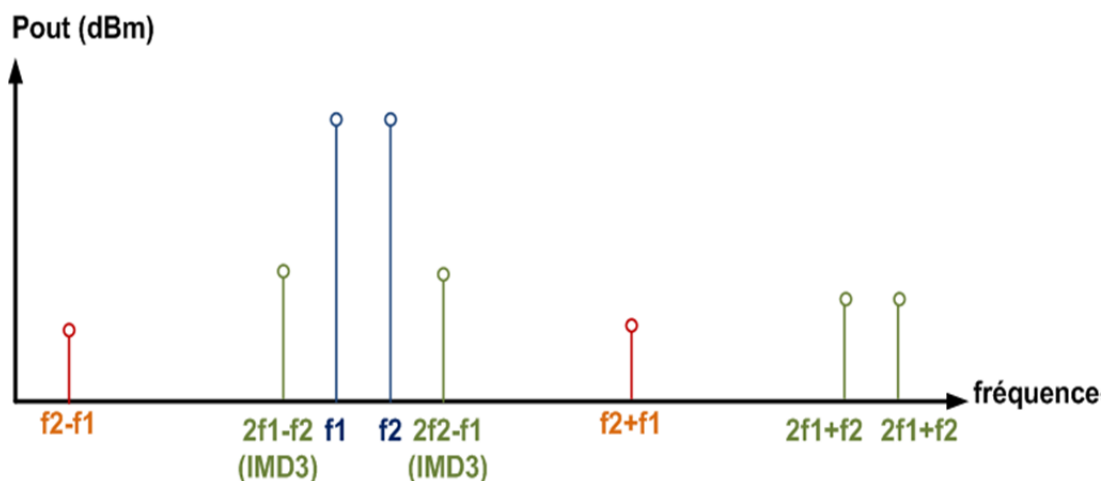


Fig. 2.3. Spectre en sortie de l'amplificateur excité par deux sinusoïdes en entrée.

La figure 2.4 montre la courbe de l'intermodulation d'ordre 3 (IP3) en fonction de la puissance d'entrée RF. Le point IP3 est l'intersection de cette courbe extrapolée et la puissance fondamentale. Ce qui permet d'estimer l'entrée et la sortie visées de IP3.

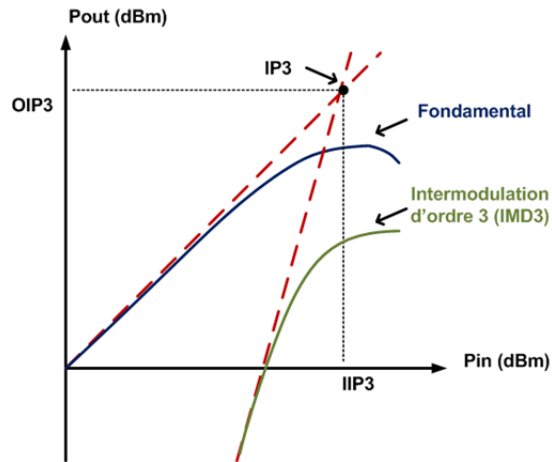


Fig. 2.4. Représentation du point d'intermodulation d'ordre 3 (IP3).

### 2.7. Effets dispersifs de la fonction amplificatrice

Les principaux effets non linéaires présents au sein des amplificateurs de puissance a considérés dans la conception des antennes active 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)".

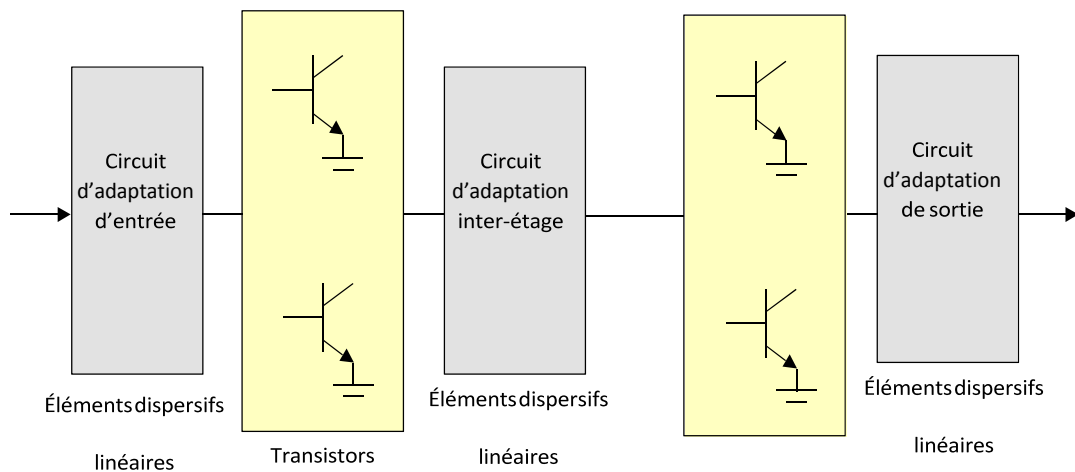
Dans le contexte « antenne active », la connexion patch/module RF pose un problème majeur d'interconnexion puisque l'antenne va modifier le fonctionnement du circuit, initialement conçu sur une impédance de  $50\Omega$ . Même, si ce problème paraît partiellement résolu par l'utilisation d'un circulateur, l'étude d'architectures innovantes montre que la désadaptation est un problème majeur par rapport aux effets de mémoire. Nous concentrons sur cette problématique qui se pose avec le plus d'acuité, la désadaptation entre l'amplificateur et l'antenne.

### 2.8. Effet de mémoire non linéaire à court terme (HF)

Egalement appelés « effets de mémoire non linéaires haute fréquence », ils proviennent des constantes de temps courtes présentes dans les circuits d'adaptation et



dans les structures physiques des semi-conducteurs. Dans le cas des applications de télécommunications pour lesquelles les bandes de fréquences des amplificateurs de puissance sont d'environ 10% , les effets à court terme sont principalement dus à l'interaction entre les non linéarités et les dispersions provoquées par les réseaux d'adaptation sur la bande passante (figure 2.5).



**Fig. 2.5. Topologie générale d'un amplificateur à bande étroite à deux étages.**

Dans une topologie classique d'amplificateur de puissance les circuits d'adaptation d'entrée, de sortie et inter-étages, ont pour objectif de ramener les impédances optimales aux accès des transistors ainsi que de diviser ou combiner la puissance provenant des différentes cellules. Les circuits d'adaptation sont optimisés sur une bande de fonctionnement donnée mais cette procédure n'est pas idéale pour toutes les fréquences. Les effets de mémoire court terme peuvent être mis en évidence par l'utilisation de signaux caractérisations monoporteuse dont on fait varier la fréquence et le niveau[2].

## 2.9. Les effets de désadaptation

L'adaptation permet de maximiser les puissances d'entrée et de sortie du circuit afin de générer le maximum de puissance pour une classe de fonctionnement fixée. Dans la majorité des applications, les amplificateurs de puissance sont conçus pour avoir un fonctionnement optimal sur une charge de référence de 50. 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 avec un Taux d'Ondes Stationnaires (T.O.S) très élevé[3]. Ce point doit être analysé en termes de gain ou

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

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.[4]

### 3. Les méthodes d'analyse des circuits et systèmes non linéaires

#### 3.1. Modélisation comportementale

La modélisation comportementale ou « boîte noire » consiste à définir une approche mathématique qui relie directement les entrées et les sorties du système considéré en faisant abstraction des connaissances physiques sur sa dynamique interne. 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).

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 2.6.

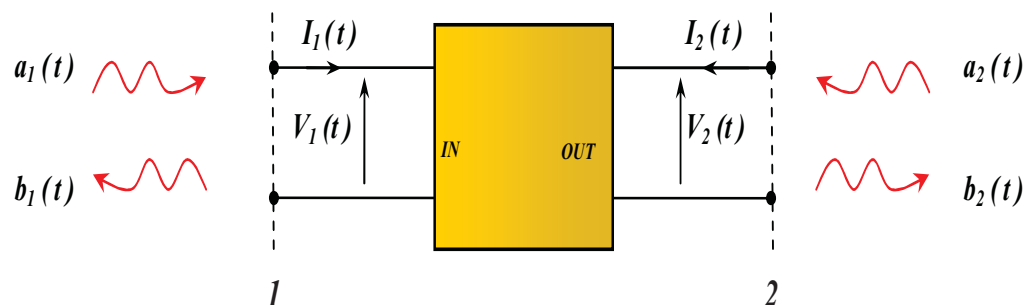


Fig. 2.6. Définition des courants, tensions et ondes de puissance aux accès du quadripôle

On définit classiquement les ondes incidentes ( $a_i$ ) et réfléchies ( $b_i$ ) par rapport aux impédances de référence aux accès, généralement appliquée lorsque les impédances de références sont les impédances caractéristiques des lignes d'accès.

$$a_i = \frac{v_i + Z_0 \cdot i_i}{2\sqrt{\Re(Z_0)}} \quad (2.13)$$

$$b_i = \frac{v_i - Z_0 \cdot i_i}{2\sqrt{\Re(Z_0)}} \quad (2.14)$$

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

$$b_1(t) = f_{NL}(a_1(t), a_2(t)) \text{ et } b_2(t) = f_{NL}(a_1(t), a_2(t)) \quad (2.15)$$

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 ( $Z_0 = 50 \Omega$ ), et les effets de désadaptations sont donc négligés. Ces modèles sont alors unilatéraux, la relation est définie par :

$$b_2(t) = f_{NL}(a_1(t)) \quad (2.16)$$

### 3.2. Modèles unilatéraux

Dans le cas général, un amplificateur de puissance sera représenté par un quadripôle soumis aux ondes de puissance incidentes et réfléchies comme le montre la figure 2.7 où  $a_i$  et  $b_i$  ces sont respectivement les ondes incidentes et réfléchies[5].

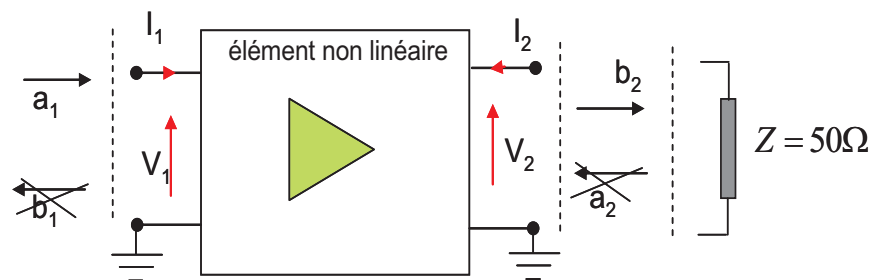


Fig. 2.7. Modèle unilatéral adapté de l'amplificateur de puissance

Le cas des modèles comportementaux unilatéraux correspond au fonctionnement de l'amplificateur adapté sur sa charge optimale (50Ω), ce qui est généralement le cas pour des applications Télécom.

### 3.3. Modèles comportementaux bilatéraux

Ces modèles ont une utilité lorsque l'amplificateur ne fonctionne pas sous ses impédances optimales (50 Ohms) comme l'illustre la figure suivante :

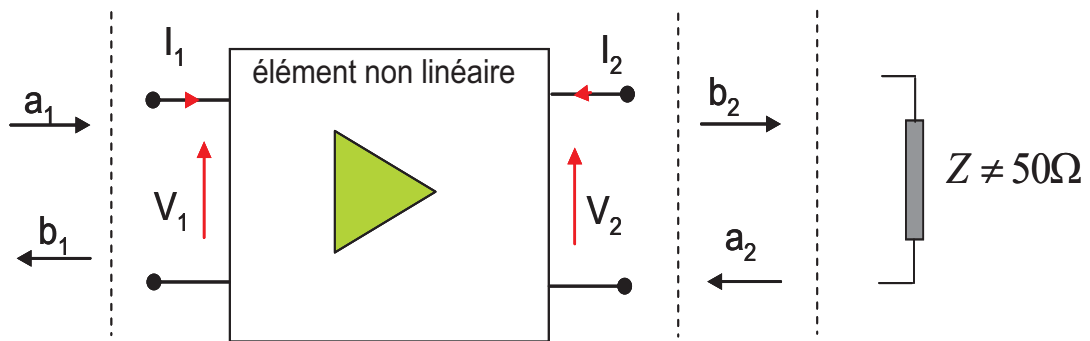


Fig. 2.8. Modèle bilatéral d'un amplificateur de puissance

Dans ce cas, deux fonctions non linéaires reliant les ondes de puissances incidentes et réfléchies sont à modéliser :

$$b_1 = f_{NL1}(a_1, a_2) \tag{2.17}$$

$$b_2 = f_{NL2}(a_1, a_2) \tag{2.18}$$

Les relations entre les ondes de puissances et courants / tensions aux accès i sont :

$$a_i = \frac{v_i + Z_0 \cdot i_i}{\sqrt{2(Z_0 + Z_0^*)}} \tag{2.19}$$

$$b_i = \frac{v_i - Z_0 \cdot i_i}{\sqrt{2(Z_0 + Z_0^*)}} \tag{2.20}$$

### 3.4. Paramètres S non linéaires

Les dispositifs linéaires se caractérisent par les paramètres S linéaires[6] :

$$\begin{pmatrix} \tilde{b}_1 \\ \tilde{b}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1 \\ \tilde{a}_2 \end{pmatrix} \tag{2.21}$$

Où  $\tilde{a}$  et  $\tilde{b}$  sont les ondes de puissance incidentes et réfléchies aux accès. Ce formalisme ne s'applique pas aux dispositifs non linéaires. Wiener et Naditch [7] ont défini la première fois la notion des paramètres S non linéaire en utilisant la formulation des séries de Volterra. Verspecht [8] a introduit la notion des paramètres S fort signal, c'est une forme plus complète des paramètres S appliquée aux dispositifs non linéaires :

$$\begin{cases} B_{1,k} = F_{1,k}(A_{1,1}, \dots, A_{1,n}, A_{2,1}, \dots, A_{2,n}) \\ B_{2,k} = F_{2,k}(A_{1,1}, \dots, A_{1,n}, A_{2,1}, \dots, A_{2,n}) \end{cases} \quad (2.22)$$

Après développement, l'équation générale est :

$$B_{m,k}^N = \sum_{n,h} S_{mn,kh}(A_{1,1}^N) \cdot A_{n,h}^N + \sum_{n,h} S'_{mn,kh}(A_{1,1}^N) \cdot A_{n,h}^{N*} \quad (2.23)$$

Où  $A^*$  désigne le conjugué de A

S et S' sont les paramètres S non linéaires, N signifie que les ondes sont référencées par rapport à la phase de  $A_{1,1}$ . K et h représentent l'ordre d'harmonique associé respectivement à m et n. Par exemple,  $S_{22,21}$  désigne le paramètre  $S_{22}$  associé pour  $B_2$  à l'harmonique 2 et pour  $A_2$  à l'harmonique 1.

Dans le cas où la mémoire n'est pas prise en compte, la formulation est la suivante :

$$\begin{cases} \tilde{b}_1 = f_{NL1}(\text{Re}(\tilde{a}_1), \text{Im}(\tilde{a}_1), \text{Re}(\tilde{a}_2), \text{Im}(\tilde{a}_2)) \\ \tilde{b}_2 = f_{NL2}(\text{Re}(\tilde{a}_1), \text{Im}(\tilde{a}_1), \text{Re}(\tilde{a}_2), \text{Im}(\tilde{a}_2)) \end{cases} \quad (2.24)$$

Soit sous forme vectorielle :

$$\tilde{b}_i = f_{NLi}(\tilde{a}_1, \tilde{a}_1^*, \tilde{a}_2, \tilde{a}_2^*) \quad \text{avec } i = 1, 2 \quad (2.25)$$

#### 4. Caractérisation non-linéaire LOAD-PULL

La méthode de caractérisation de circuits non-linéaires Load-Pull repose sur un principe simple : le composant à tester est considéré comme une "boîte noire". Aucune information concernant les caractéristiques géométriques ou physiques n'est donc nécessaire pour modéliser les phénomènes non-linéaires[9].

Les mesures Load-Pull permettent, par la mise en condition réelle de fonctionnement, de déterminer les performances optimales en termes de puissance, de rendement en puissance ajoutée ou encore de gain des composants testés. Ces mesures

consistent à étudier, pour une polarisation, une fréquence et une puissance d'entrée données, le comportement de l'amplificateur et de déterminer pour une puissance d'entrée fixée, l'amplitude et la phase de la charge présentée au circuit.

Il est alors possible de tracer sur des abaques de Smith les lieux à puissance de sortie constante (ou rendement à puissance ajoutée constant) qui correspondent à des cercles de plus en plus petits à mesure qu'ils se rapprochent de la valeur de la charge optimale (figure 2.9). Une lecture directe sur l'abaque permet alors de connaître la valeur de l'impédance de charge à synthétiser.

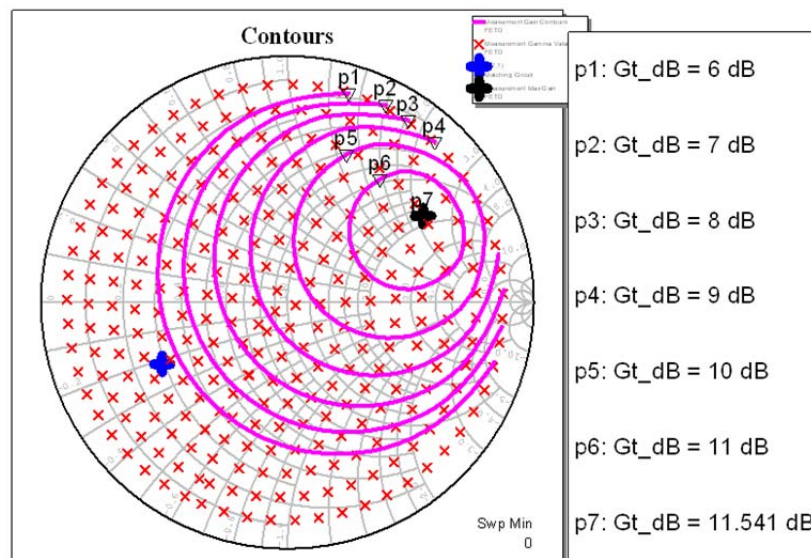


Fig. 2.9. Contours Load-pull à puissance de sortie constante.

#### 4.1. Analyse Computationnelle load-pull active

Dans la conception des amplificateurs de puissance PA, la précision de l'adaptation de circuit dépend de l'impédance d'entrée et de sortie de l'amplificateur, où la partie complexe dépend de la fréquence de travail. Le transistor qui présente des caractéristiques excellentes en DC il n'est pas toujours attendu de présenter des bonnes performances RF. La technique de simulation : analyse computationnelle load-pull CLP présente un outil potentiel de l'étude large signal des transistors RF avec une grande précision avant la fabrication des dispositifs actifs.

On peut utiliser la technique de simulation CLP pour des charges passives où le choix de facteur Q du circuit est très délicat, une petite valeur de Q réduit l'isolation et provoque des effets harmoniques. Par contre, une valeur élevée de Q augmente le temps de calcul et de simulation. Il faut noter que le temps du calcul est directement proportionnel avec la complexité de la structure. Dans la technique CLP active, on peut simuler le circuit complet avec la possibilité d'adapter le dispositif en entrée et en sortie (figure 2.10). Dans cette technique les transistors sont commandés par des sources de signal sinusoïdal AC simultanément à l'entrée et à la sortie comme il est montré dans le schéma suivant :

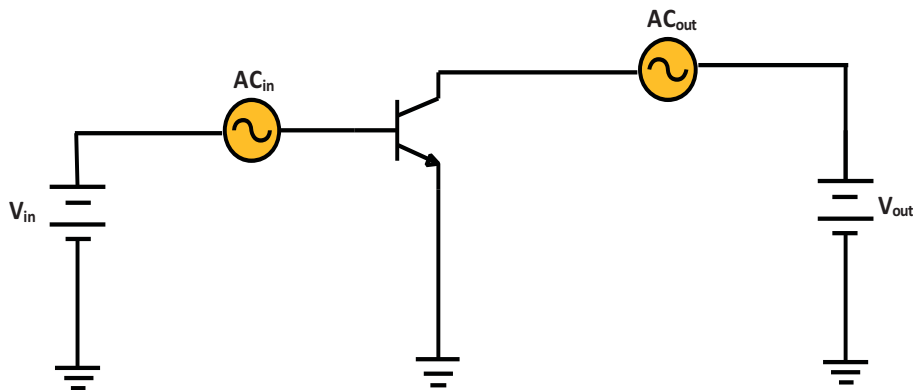


Fig. 2.10. Schéma de CLP active

A l'entrée biais DC est choisi pour les différentes classes de l'amplificateur classe A, AB ...etc. La simulation est effectuée dans le domaine temporel en appliquant un signal sinusoïdal large à l'entrée, et le courant et la tension produits à la sortie sont utilisés pour extraire les paramètres de l'amplificateur comme le gain, l'efficacité de puissance ajoutée PAE, la puissance de sortie \$P\_{out}\$ et les impédances. Dans la sortie un signal AC est simultanément appliqué à la fréquence fondamentale de l'entrée avec un déphasage de 180°, ainsi la technique CLP extraira les impédances réelles aux bornes de l'amplificateur sans aucun parasite externe comme des inductances ou des capacitances. L'analyse par CLP est une technique efficace pour l'extraction des paramètres à un temps réduit. La puissance délivrée à la charge est calculée de la forme d'onde de la tension et le courant comme suit :

$$P_{out} = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{L(t)} - V_D) \cdot i_{D(t)} \cdot dt \quad (2.26)$$

Où  $V_{L(t)}$  est la variation de tension aux bornes de la charge et  $T$  indique la période, de ce fait l'impédance optimum de la charge est déterminée et le maximum de puissance est transféré à la charge ce qui augmente l'efficacité.

#### 4.2. Exemple d'analyse avec load-pull

La figure 2.11 montre le schéma d'un amplificateur à faible bruit à un étage Le transistor comporte 4 doigts d'émetteurs le circuit est alimenté sous une tension  $V_{cc}$  de 3V et un courant de consommation  $I_{cc}$  de 15mA. L'amplificateur comporte un circuit d'adaptation en entrée et en sortie. Ces réseaux ramènent les impédances trouvées par la méthode load-pull.

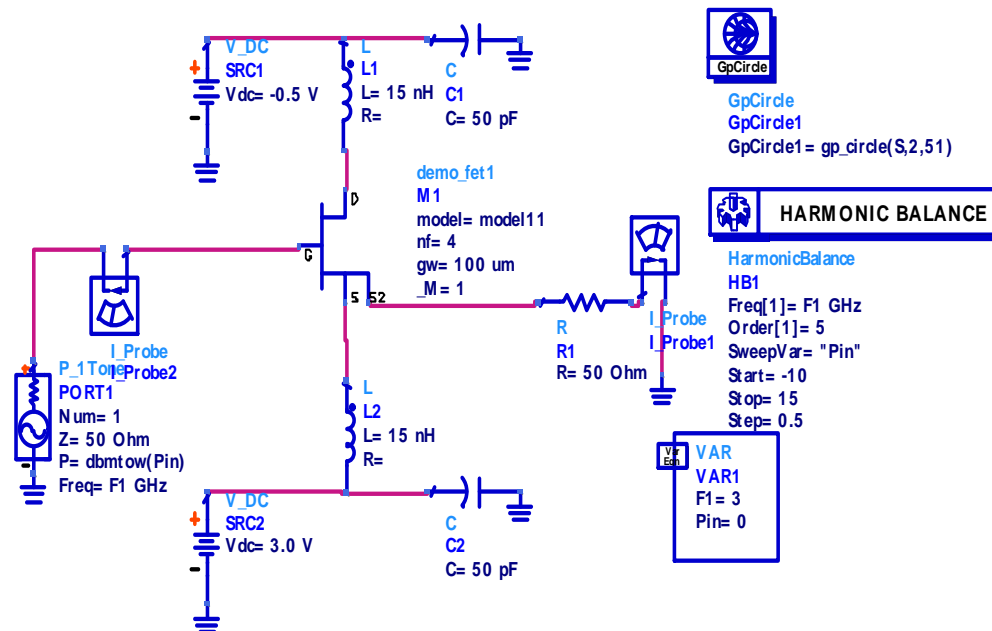


Fig. 2.11. Simulation harmonique Load-pull d'un amplificateur à un seul étage.

Les performances obtenues pour cet amplificateur à un étage sont présentées sur les figures 2.12 et .2.13. Le gain maximum est de 6.7 dB à 2.4GHz et la puissance maximum que peut délivrer l'amplificateur est de 17dBm. Les performances sont limitées par les pertes des réseaux d'adaptations et les éléments parasites (internes et externes) au transistor.



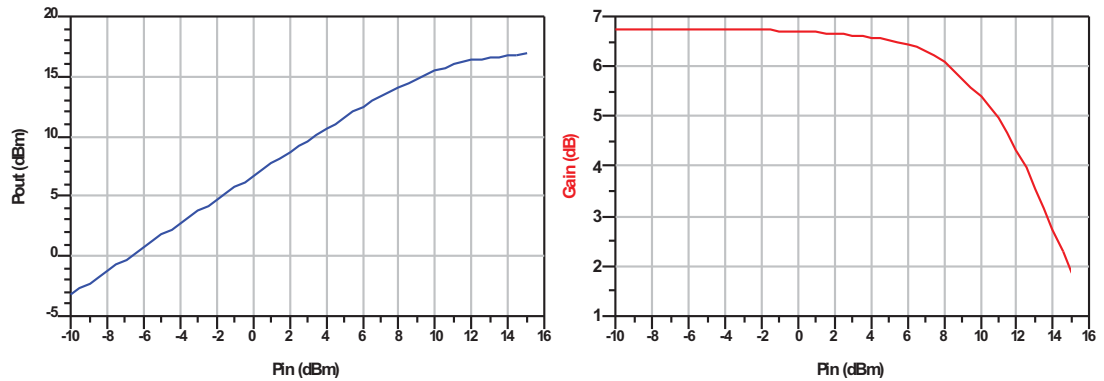


Fig. 2.12. Simulation du gain et du  $P_{out}$  pour un amplificateur à un seul étage à 2.4 GHz.



Fig. 2.13. Paramètres S de l'amplificateur de puissance

La mesure Load pull permet de mesurer les caractéristiques du circuit à différentes impédances de charges et de sources. Cette méthode permet d'optimiser certaines spécificités du circuit concerné. Pour un amplificateur de puissance, il existe une combinaison d'impédances d'entrée et de sortie pour laquelle nous obtenons un maximum de puissance en sortie ( $P_{out}$ ), ou du rendement à puissance ajoutée (PAE) ou de gain en puissance ou encore de linéarité du circuit. Une fois l'optimisation souhaitée atteinte, on pourra synthétiser cette impédance pour obtenir les mêmes performances. Une variation d'impédance de sortie d'un amplificateur de puissance peut nous permettre d'analyser le comportement du circuit en terme de gain ou de linéarité suite à une désadaptation du circuit vis-à-vis de l'antenne. La robustesse des performances aux dérives environnementales du circuit peut ainsi être étudiée.

Les évaluations se font à l'aide d'un bloc spécifique dans l'ADS, pour un amplificateur de puissance à 2.4 GHz. Nous vérifions la validité du calibrage, en plaçant une transition au bout des pointes et nous fixons une impédance quelconque sur l'abaque de Smith avec le tuner de source. En présentant le conjugué de cette impédance sur la charge, le gain en puissance obtenu doit être de 0 dB. Une dérive de  $\pm 0.4$ dB est acceptable surtout au Gamma maximum (en bordure d'abaque) et aux fréquences qui nous intéressent ici. Le calibrage est validé lorsque l'évaluation précédente est vérifiée pour différentes combinaisons d'impédances (surface\_samples).

La première évaluation que nous abordons, est celle de l'optimisation du gain transductique du circuit en petit signal. Nous balayons l'abaque de Smith, pour Pin constant et suffisamment faible pour être dans la zone de fonctionnement du circuit sous test. Nous obtenons alors des contours à puissance de sortie constante centrés sur l'optimum et de valeur de plus en plus faible à mesure que l'on s'éloigne de l'optimum (figure 2.14). Sur la même figure est représenté l'ensemble des  $Z_{opt}$  sur l'abaque de Smith. Ceci nous indique visuellement la zone d'impédances que l'amplificateur doit couvrir.

En contrôlant les sources d'alimentations du circuit sous test nous mesurons et optimisons le rendement à puissance ajoutée PAE :

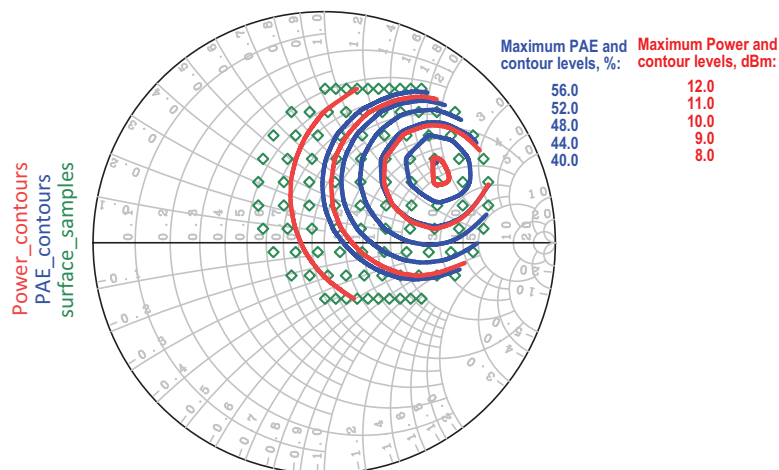


Fig. 2.14. Contours de PAE et Pout fixes pour les différentes combinaisons d'impédances

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 efficaces.

## 5. Co-design amplificateur-antenne

L'antenne réseau active est constituée d'éléments rayonnants auxquels sont connectés des composants actifs, aucune séparation ne peut être faite entre l'antenne et son circuit associé sans rendre le système inopérant .

Nous désirons de concevoir un module à l'émission constitué d'un amplificateur de puissance, d'une antenne et du circuit d'adaptation PA/Antenne. L'inter-étage entre le PA et l'antenne présente une source supplémentaire d'atténuation du signal. En réalisant une conception conjointe, ou co-design, de l'antenne et de l'amplificateur de puissance, il convient de dimensionner l'antenne afin qu'elle présente à la sortie du PA l'impédance optimale que requiert son rendement en puissance maximum[1].

La démarche de conception se fera en trois étapes :

- la première étape consistera à concevoir séparément chacun des blocs.
- la deuxième étape consistera à intégrer le circuit d'adaptation avec l'antenne ou avec l'amplificateur de puissance.
- la troisième étape consistera à proposer une architecture totalement intégrée dans un bloc unique sur un seul substrat.

## 6. Réseau d'adaptation antenne-amplificateur

Le réseau d'adaptation (RA) est un dispositif qui va se charger de réaliser une transformation d'impédances entre l'antenne et l'amplificateur, de façon à optimiser le transfert d'énergie. Le moyen le plus répandu et le plus performant pour réaliser cette fonction consiste en l'association d'éléments passifs, notamment des inductances, capacités et lignes de transmission. La manière avec laquelle ces éléments sont disposés permet de réaliser une transformation d'impédances déterminée. Lorsque l'application exige que l'on puisse modifier l'impédance générée, des éléments variables sont introduits et le RA devient accordable[10].

Il s'avère que pour chaque puissance de fonctionnement, il existe une charge à présenter à la sortie du PA pour optimiser son efficacité. Un RA peut donc être introduit à la sortie du PA, de façon à présenter dynamiquement les impédances optimales correspondant à chaque niveau de puissance.

Le fort niveau des signaux RF à la sortie du PA représente un défi important dans la conception de RA, car la linéarité et la dynamique en puissance deviennent des aspects essentiels pour les composants accordables.

L'ensemble d'impédances optimales  $Z_{opt}$  que le RA doit couvrir, est fortement dépendant du fonctionnement de PA, dans[11], pour un démonstrateur PA+RA réalisé en technologie SOI 130 nm. Le PA fonctionne à 2,4GHz et à une puissance maximale de 24dBm. L'amélioration PAE atteint 34 % pour une puissance de 18 dBm et 20 % à 14 dBm[10].

### 6.1. Choix du nombre optimal d'étages d'un RA

A l'aide de l'expression du rendement de chaque RA, on peut déduire quelle solution serait la plus performante entre un RA simple L et double L.

Malgré l'insertion d'un nouveau étage et surtout d'une autre inductance, le RA en double L est le plus performant. En effet, [12] a montré qu'il existe un nombre optimal d'étages à choisir dépendant du facteur de transformation d'impédances. Ce nombre peut être estimé à partir de l'expression :

$$\eta_{opt} = \ln(Q_t) \quad (2.27)$$

Toutefois, dans les applications pratiques, même si le facteur de transformation est parfois élevé, la surface utilisée par le RA peut constituer un facteur limitant. En outre, pour une valeur d'un facteur de transformation donné, le gain en rendement n'est plus avéré. Ainsi les RA à un ou à deux étages sont le plus souvent utilisés[10].

### 6.2. Réseau d'adaptation accordable

Comme la performance du PA est fortement affectée par l'impédance présentée à sa sortie ( $Z_s$ ) et pour chaque niveau de puissance  $P_s$  en sortie, il y aura une  $Z_{opt}$  différente qui va optimiser l'efficacité du PA pour chaque puissance. La performance du PA lorsqu'il fonctionne à d'autres puissances  $P_s$  peut donc être améliorée grâce à l'insertion d'un RA accordable entre la charge de sortie et le PA, qui va transformer cette charge dans le  $Z_{opt}$  correspondant à la puissance  $P_s$  de travail. Ces  $Z_{opt}$  sont déterminés à partir de la technique du loadpull, qui consiste à présenter plusieurs impédances en sortie du PA et vérifier celles qui maximisent son efficacité[10].

Pour clarifier ce principe, nous avons chargé le PA avec les  $Z_{opt}$  correspondant à plusieurs puissances de sortie  $P_s$ . Pour chaque changement de  $Z_{opt}$ , on bascule vers un état où la PAE du PA est augmentée comme il est montré sur tableau 2.1. Ceci met bien en évidence l'intérêt d'utiliser un RA accordable qui puisse générer ces impédances.

$P_s,max$ (dBm)	$Z_{opt}$ ( $\Omega$ )	PAE(%)
21	16,9+j5,8	24
22,5	10,6+j2	30
25	7,1	40
27	4	41,6
29,5	2,6-j2,2	43

Tab. 2.1. Impédances optimales en sortie de l'amplificateur en fonction de  $P_s$  maximale et la PAE correspondante

Ces puissances maximales sont obtenues à partir du critère de non linéarité ( $IMD3 < -30dB$ ). Lorsque l' $IMD3$  atteint  $-30dB$ , nous considérons que l'amplificateur est à puissance maximale, car au-delà, le critère de non linéarité n'est plus respecté.

On observe que la PAE est supérieure lorsque l'impédance à la sortie du PA vaut  $4\Omega$ . On conclut donc que si le PA est connecté à une antenne qui présente une impédance d'entrée égale à  $50\Omega$ , le concepteur peut réaliser un RA fixe. Le PA pourra donc délivrer une puissance maximale. Cependant, pour les puissances plus fortes, le PA va fonctionner avec une efficacité fortement dégradée. Si l'impédance de l'antenne est importante il est nécessaire de concevoir un RA accordable qui soit capable de couvrir cette zone d'impédances correspondant à divers niveaux de puissance.

## 7. Formulation bilatérale du modèle

La matrice de S permet une modélisation fréquentielle rigoureuse des circuits hyperfréquences passifs, dans lesquels les ondes sortantes ( $b_i$ ) sont des fonctions linéaires des ondes incidentes ( $a_i$ ) aux accès. Les coefficients de diffraction, définis en fonction de la fréquence, sont obtenus en excitant successivement chaque port du multipôle, les autres ports étant chargés par le conjugué de l'impédance de référence (de manière à imposer une onde incidente nulle). Dans le cas d'un quadripôle, voici la définition de la matrice de diffraction « petit signal » [5]:

$$\begin{bmatrix} \underline{b}_1 \\ \underline{b}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{a}_1 \\ \underline{a}_2 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$s_{11} = \left. \frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_1} \right|_{\underline{a}_2=0} \quad s_{12} = \left. \frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_2} \right|_{\underline{a}_1=0} \quad s_{21} = \left. \frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_1} \right|_{\underline{a}_2=0} \quad s_{22} = \left. \frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_2} \right|_{\underline{a}_1=0}$$

Il est clair que cette définition est inadéquate pour des dispositifs non-linéaires :

- les coefficients de diffraction peuvent varier selon la puissance appliquée
- Le principe de superposition ne s'applique pas nécessairement
- Les harmoniques éventuellement générés ne sont pas pris en compte

La définition de la matrice de diffraction peut être étendue aux circuits actifs non-linéaires, à condition que la non-linéarité ne soit pas trop sévère. Les définitions varient selon les applications, mais on parle communément de matrice de diffraction « grand signal » lorsque les paramètres dépendent de la puissance appliquée aux accès du quadripôle. Dans tous les cas, les harmoniques peuvent être pris en compte en définissant des coefficients relatifs aux ondes incidentes et réfléchies à ces fréquences.

Une approche consiste à déterminer les coefficients de diffraction en appliquant simultanément deux signaux cohérents, de même fréquence  $f_0$ , aux accès du composant. On obtient ainsi les coefficients de diffraction du quadripôle en fonction des paramètres suivants :  $f_0$ ,  $|a_1|$ ,  $|a_2|$ ,  $\arg(a_2/a_1)$ . Cette approche, plus précise, a pour inconvénient de nécessiter un grand nombre de mesures pour explorer le domaine de fonctionnement du quadripôle, devenant prohibitif dans l'éventualité où les harmoniques seraient pris en compte[5].

On a donc défini la matrice de diffraction grand signal en la paramétrant par rapport à la puissance disponible en entrée

$$\begin{aligned} \underline{b}_1 &= s_{11}(f_0, |a_1|) \cdot \underline{a}_1 + s_{12}(f_0, |a_1|) \cdot \underline{a}_2 \\ \underline{b}_2 &= s_{21}(f_0, |a_1|) \cdot \underline{a}_1 + s_{22}(f_0, |a_1|) \cdot \underline{a}_2 \end{aligned} \quad (2.29)$$

## 7.2. Modélisation électrique de l'antenne réseau

Considérons une distribution d'antennes excitées par une fem ou une source de courant  $I_{0i}$  et chargées sur des impédances  $Z_{Gi}$ . Chaque antenne subit des interactions avec les autres antennes environnantes qui modifient les propriétés des antennes en termes de diagramme de rayonnement de pondération et d'impédance d'entrée. 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[13].

Afin de définir une méthode systématique pour appréhender le rayonnement, les pondérations et les impédances d'entrée d'antennes fortement couplées, nous devons travailler sur un schéma électrique des antennes connectées à leur générateur ou à une charge pour les problèmes en émission où en réception. Afin de faire apparaître un certain nombre de grandeurs électriques qui seront utilisées par la suite. Pour modéliser chaque antenne du système d'antennes couplées nous utilisons le model électrique développée essentiellement par[13],le schéma électrique est illustré dans la figure 2.15, le problème à n antennes couplées est décomposé en une somme de n contributions.

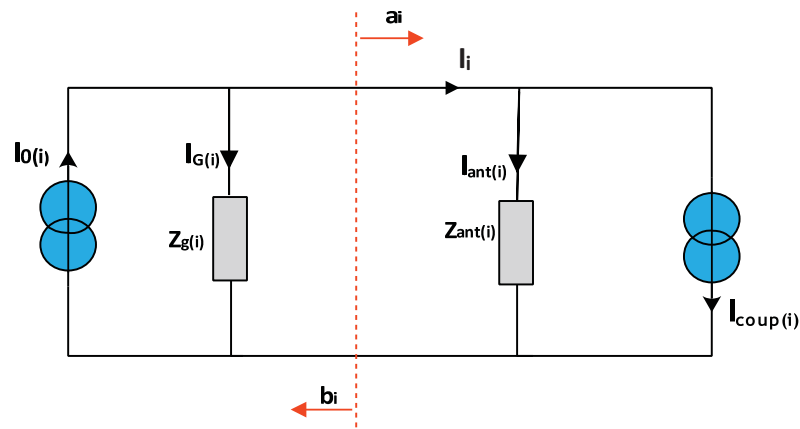


Fig. 2.15. Schéma électrique équivalent de l'antenne.

$I_{0i}$  sont les courants délivrés par les alimentations.

$I_{coup(i)}$  sont les courants induits dans l'antenne  $i$  par le rayonnement des autres antennes. Ces courants, associés aux impédances  $Z_{ant(i)}$  constituent des générateurs de Norton pour les antennes considérées en réception.

$Z_{ant(i)}$  sont les impédances intrinsèques des antennes, déterminées lorsque les sources  $I_{0i}$  sont éteintes.

$Z_{Gi}$  sont les impédances des ports où sont connectées les antennes. Ces impédances caractérisent également la résistance interne des générateurs.

Les courants  $I_i$  sont les courants dans le port d'entrée de chaque antenne  $i$ , et Les courants  $I_{ant(i)}$  sont les courants dans les impédances  $Z_{ant(i)}$ . Le schéma montré sur la figure 2.16 identifie les grandeurs électriques lorsque toutes les antennes du système sont

alimentées simultanément. Le coefficient de réflexion entre le port de l'antenne et l'impédance d'entrée vue du port de chaque antenne  $Z_G$  est donnée par :

$$\Gamma_i = \frac{Z_{G(i)} - Z_{ant(i)}}{Z_{G(i)} + Z_{ant(i)}} \quad (2.30)$$

On peut modéliser chaque antenne par la matrice S, la relation entre la puissance fournie à l'antenne  $a_i$  et la puissance réfléchi onde incidente est donnée par :

$$S_i = \frac{b_i}{a_i} \quad (2.31)$$

À chaque antenne  $i$  on peut définir deux sources de courants, le courant d'alimentation  $I_{feed}$ , et le deuxième est le courant  $I_{coup}$  induit par le rayonnement des sources adjacents. Les deux sources de courants sont associées, en utilisant le théorème de superposition, cela nous permet de déterminer le courant total  $I_{tot(i)}$  circulant dans le circuit. Les ondes induit par le couplage  $b_{coup(i)}$  sont évaluées par le port discret introduit dans le simulateur full-wave. Une partie de l'énergie rayonnée est diffractée dans le champ  $E_{diff}$ .

La procédure d'analyse se fait en deux étapes, dans la première étape, une seule antenne est alimentée et les autres sont connectées à l'impédance normalisée, on détermine la matrice S et on calcule le champ rayonné depuis l'antenne alimentée. Les paramètre S sont calculées à partir l'équation 2.34. La relation entre l'excitation de l'antenne  $i$  et l'onde de couplage  $j$  est définit par le vecteur  $S_{ji}$  :

$$S_{j,i} = \frac{b_{coup(j,i)}}{a_i}; \text{ avec } \left\{ \begin{array}{l} a_{j \neq i} = 0 \\ j \in [1:n] \end{array} \right\} \quad (2.32)$$

Où  $n$  est le nombre total des éléments du réseau. Si l'antenne alimentée est située dans le centre du réseau, on peut déterminer la matrice S par l'extrapolation du vecteur  $S_{j,i}$  de l'élément alimentée. Cette approximation reste valide dans le cas où les éléments du réseau sont arrangés périodiquement[4]. Si ce n'est pas le cas, il devient nécessaire de recalculer la matrice S en alimentant à chaque fois un élément du réseau. Les autres étant chargées sur des impédances  $Z_{Gj}$ . On exprime les courants électriques qui entrent dans les antennes. Ainsi lorsqu'une seule antenne  $i$  est alimentée, il vient :



$$\begin{bmatrix} b_{\text{coup}(1)} \\ \vdots \\ b_{\text{coup}(i)} \\ \vdots \\ b_{\text{coup}(n)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{1,1} & S_{1,2} & \cdots & S_{1,n} \\ S_{2,1} & S_{2,2} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ S_{n,1} & & & S_{n,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_i \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

La deuxième étape consiste à déterminer les courants  $I_i$  dans le port d'entrée de chaque antenne en alimentant toutes les antennes simultanément.

$$I_i = I_{\text{feed}(i)} + I_{\text{coup}(i)} \quad (2.34)$$

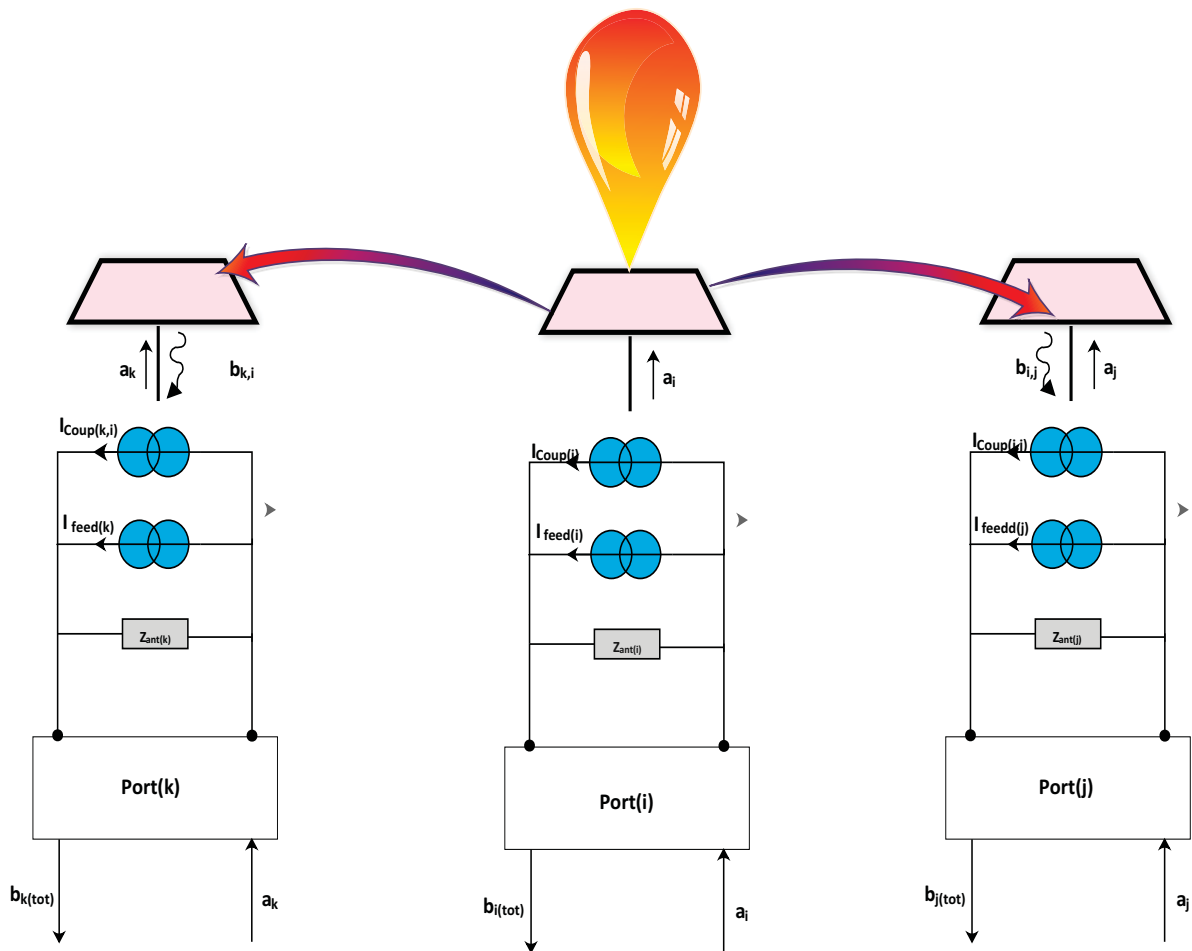


Fig. 2.16. Schéma du modèle électrique équivalent de l'antenne réseau imprimée couplée

Les courants  $I_{\text{ant}(i)}$  circulant sur chacune des  $n$  antennes du système dépendent des pondérations à affecter à l'antenne  $i$ . C'est une donnée fixée par l'exigence du diagramme de rayonnement. La matrice  $S$  résultante permet d'évaluer les ondes couplées  $b_{\text{coup}}$

résultantes de l'excitation simultanée de tous les ports, comme il est montré dans l'équation 2.37.

$$\mathbf{b}_{\text{tot}(i)} = \mathbf{b}_{\text{feed}(i)} + \sum_{k=1}^n \mathbf{b}_{\text{coup}(k,i)} \quad (2.35)$$

L'écriture globale du problème est donnée par l'association des deux relations précédentes :

$$\mathbf{b}_{\text{tot}(i)} = (\mathbf{S}_i \times \mathbf{a}_i) + \sum_{k=1}^n \mathbf{S}_{i,k} \times \mathbf{a}_k \quad (2.36)$$

On peut exprimer la puissance totale incidente  $\mathbf{b}_{\text{tot}(i)}$  en fonction des pondérations  $\mathbf{a}_i$  et le coefficient de réflexion  $\Gamma_i$  comme suit :

$$\mathbf{a}_i = \Gamma_i \times \mathbf{b}_{\text{tot}(i)} \quad (2.37)$$

### 7.3. Condition d'adaptation

L'objectif est de réaliser l'adaptation de tous les accès, c'est-à-dire de remplacer l'impédance caractéristique du port de chaque antenne  $Z_{\text{ant}(i)}$  par une impédance  $Z_G$  telle que  $Z_{G(i)} = Z_{\text{ant}(i)}^*$ . On doit chercher les valeurs de  $Z_{G_i}$  qui permettront de vérifier cette relation et ainsi réaliseront l'adaptation globale du système.

La méthode de synthèse un réseau d'antennes imprimées est décrit dans le premier chapitre. Il reste maintenant à définir les pondérations d'excitation pour un diagramme de rayonnement total du réseau dirigé vers un angle désiré  $(\theta, \varphi)$ . Pour atteindre cet objectif, les coefficients  $\mathbf{a}_i$  doivent vérifier l'équation 2.40

$$\angle \mathbf{a}_i = \text{Ph}_i(\theta_0, \varphi_0) + C \quad (2.38)$$

$$\text{Ph}_i(\theta_0, \varphi_0) = k_0 (\sin \theta_0 \cos \varphi_0 \cdot \chi_i + \sin \theta_0 \sin \varphi_0 \cdot \gamma_i) \quad (2.39)$$

$\text{Ph}_i$  représente les pondérations des phases vérifiant le diagramme objectif, la constante  $C$  est introduit pour ajouter une flexibilité au model dans le choix des impédances à connecter à l'entrée de l'antenne dans le cas d'un réseau à impédance variable comme nous le verrons dans le chapitre 4.

Le décalage de phase  $\gamma$  est déterminé à partir les valeurs des coefficients de réflexion  $\Gamma_i$  entre l'antenne et la charge d'adaptation calculées dans l'équation 2.34, dans un premier temps, et pour des raisons de simplification on considère que les charges sont sans pertes et les impédances de toutes les éléments du réseau sont de  $50\Omega$ , l'équation 2.40 devient donc :

$$\Gamma_i = \frac{Z_{G(i)} - 1}{Z_{G(i)} + 1} = e^{j\gamma_i} \quad (2.40)$$

Les puissances d'ondes incidente et réfléchiée sont définies par les vecteur  $\vec{a}_i$  et  $\vec{b}_i$  respectivement. En remplaçant  $\Gamma_i$  dans le système 2.39 par l'expression (2.42), il vient :

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\gamma_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\gamma_n} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & & e^{j\gamma_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_{tot(1)} \\ b_{tot(2)} \\ \vdots \\ b_{tot(n)} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

L'expression du vecteur  $\vec{b}_{tot(i)}$  est donnée par :

$$\begin{bmatrix} b_{tot(1)} \\ b_{tot(2)} \\ \vdots \\ b_{tot(n)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{coup(1)} \\ b_{coup(2)} \\ \vdots \\ b_{coup(n)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{1,1} & S_{1,2} & \dots & S_{1,n} \\ S_{2,1} & S_{2,2} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ S_{n,1} & & & S_{n,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

L'écriture globale du problème est donnée par l'association des deux relations précédentes :

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} = \left[ \begin{bmatrix} e^{j\gamma_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\gamma_n} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & & e^{j\gamma_n} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} S_{1,1} & S_{1,2} & \dots & S_{1,n} \\ S_{2,1} & S_{2,2} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ S_{n,1} & & & S_{n,n} \end{bmatrix} \right]^{-1} \begin{bmatrix} b_{coup(1)} \\ b_{coup(2)} \\ \vdots \\ b_{coup(n)} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

La relation peut également s'écrire :

$$\vec{a} = \left[ [\Gamma]^{-1} - [S] \right]^{-1} \vec{b}_{coup} \quad (2.44)$$

## 8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons évoqué la problématique de la modélisation comportementale pouvant modéliser un système rayonnant en tenant compte les interactions entre ses éléments constituants.

Dans un premier temps, les différents effets à l'origine de fonctionnement des transistors en régimes non linéaire ont été identifiés et décrits, et pour chacun d'eux nous avons marqué les principaux modèles existants dans la littérature.

Par la suite, un modèle statique bilatérale basé sur les paramètres S non linéaires a été décrit en détails, pour que les effets induits par une désadaptation soit correctement prise en compte un exemple de calcul par l'analyse computationnelle Load-pull a été présenté. L'intérêt de développer une approche mathématique permettant de déterminer les impédances de façon dynamique apparaît certain. Notons que, outre les propriétés intrinsèques de l'amplificateur et l'antenne, d'autres facteurs peuvent aussi jouer un rôle important, voire déterminant dans la conception d'antenne active, de ce fait, la méthodologie de dimensionnement des circuits d'adaptation a été expliquée et illustrée.

Enfin, le modèle électrique est avéré le plus efficace dans l'analyse des composants actif, pour cette raison, notre choix se porte sur une modélisation systématique pour faire ressortir les grandeurs électriques qui seront utilisées pour modéliser chaque élément du système d'antennes couplées. Compte tenu des difficultés importantes rencontrées lors de l'assortiment des variables des simulateurs, Il convient de préciser que l'analyse des sous-systèmes séparément est avérée peu adaptée notamment pour des configurations plus complexes et le développement d'une procédure de synthèse qui assure le passage de niveau circuit au niveau système s'impose. Ce point sera abordé dans le reste du manuscrit.

## Références

- [1] N. Demirel, "Co-design of a PA-Antenna block in silicon technology for 80GHz radar application," Thèse de doctorat, Université de Bordeaux, 2010.
- [2] J. MAZEAU, "Modélisation électrothermique comportementale dynamique d'amplificateurs de puissance microondes pour les applications radars," Thèse de doctorat, Université de Limoges, FRANCE, 2007.
- [3] 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, pp. 2486-2489, 2003.
- [4] G. ZAKKA EL NASHE, "Développement de modèles et d'outils de cosimulation EM/Circuit pour application aux antennes agiles actives," Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2010.
- [5] M. Romier, "Simulation électromagnétique des antennes actives en régime non-linéaire," Thèse de doctorat, Université de Toulouse, France, 2008.
- [6] H. MEHDI, "Modélisation Bilatérale de systèmes MIMO pour la simulation de niveau circuit et sous système, application à la fonction amplification de puissance," Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2010.
- [7] D Wiener and J. Naditch, "A Scattering Variable Approach to the Volterra Analysis of Non Linear Systems," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 24, pp. 422-433, July 1976.
- [8] J. Verspecht, "Implementation of a Behavioral Model of SSPAs taking into account mismatches for efficient system simulation of Modern AESA," in *ASIA PACIFIC Microwave Conference*, Bangkok, 2007.
- [9] E. E. DJOUMESSI, "Conception de circuits micro-ondes multi-bandes et à fréquences agiles pour la réalisation de systèmes sans fil reconfigurable," Thèse de doctorat, Université de Montréal, Canada, 2010
- [10] V. Freitas, "Etude et réalisation de réseaux d'adaptation d'impédances accordables linéaires et non linéaires, sur PCB et silicium CMOS, pour des applications en radiofréquences," Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2012.
- [11] F. Carrara, C. D. Presti, F. Pappalardo, and G. Palmisano, "A 2.4-GHz 24-dBm SOI CMOS power amplifier with fully integrated reconfigurable output matching network," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, pp. 2122-2130, 2009.
- [12] Y. Han and D. J. Perreault, "Analysis and design of high efficiency matching networks," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, pp. 1484-1491, 2006.
- [13] A. Ahmad ELSAYED, "Conception d'antennes réseaux aux performances optimisées par la prise en compte des couplages interéléments Application à la formation de faisceau et à la polarisation circulaire," Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2010.

# Chapitre 3

## *Mise en œuvre des métamatériaux dans l'environnement de l'antenne*

### 1. Introduction

Les métamatériaux et leurs capacités à reproduire le comportement d'un conducteur magnétique parfait ou à interdire la propagation des ondes de surface semblent être une solution intéressante dans le domaine des antennes. Les études conduites sur ces structures ont pris beaucoup d'importance dans la littérature ces deux dernières décennies pour l'exploitation de leurs caractéristiques très remarquable.

Dans le présent chapitre, nous allons faire dans un premier lieu le bilan des travaux effectués précédemment sur l'utilisation des structures périodiques dans l'environnement proche de l'antenne imprimée pour améliorer ses performances.

Dans la deuxième partie, nous nous consacrerons à l'étude des différents éléments constituant un métamatériau à indice de réfraction négatif afin de calculer les différents paramètres effectifs propres aux structures. Ensuite une procédure d'homogénéisation basée sur l'utilisation des coefficients de transmission et de réflexion obtenus par des simulations sera décrite, dans cette partie nous utiliserons le logiciel de simulation CST MWS. Une étude paramétrique sera faite également sur une structure métamatériaux, présentant simultanément une permittivité et une perméabilité effective négatives, obtenu par une association de tiges métalliques et de SRR carré. Le but est d'extraire les différents paramètres effectifs tels que  $\epsilon_{\text{eff}}$ ,  $\mu_{\text{eff}}$ ,  $n$  et  $Z$  de cette structure. Les résultats de simulation seront présentés et analysés.

En dernier lieu, nous utiliserons la structure métamatériaux proposée pour l'amélioration des performances d'une antenne réseau en termes d'adaptation, gain et efficacité tout en empêchant la propagation des ondes de surface induites par couplage.

## 2. Modification du substrat

La possibilité d'empêcher la propagation des ondes de surface a engendré un fort engouement pour les structures métamatériaux. Ces dernières années plusieurs formes de motifs périodiques composant les structures à BIE ont été proposées : motif champignon, motif spirale, motif fourchette etc... Les concepteurs mettent en avant une réduction du couplage mutuel entre deux antennes imprimées après insertion d'un nombre de motifs entre celles-ci comme représenté sur la figure 3.1. L'efficacité de ces différents motifs en termes de la fréquence de résonance, l'espace entre antennes, le nombre de rangées et de motifs et les caractéristiques du substrat utilisé diffère d'un travail à l'autre. Ces structures comportent comme des barrières électromagnétiques stoppent la propagation des ondes de surface, réduisant ainsi le couplage mutuel dans une antenne réseau. Conséquence de la propagation des ondes de surface dans un réseau, les directions de pointage aveugles peuvent dès lors, être corrigées grâce à l'utilisation de ces structures.

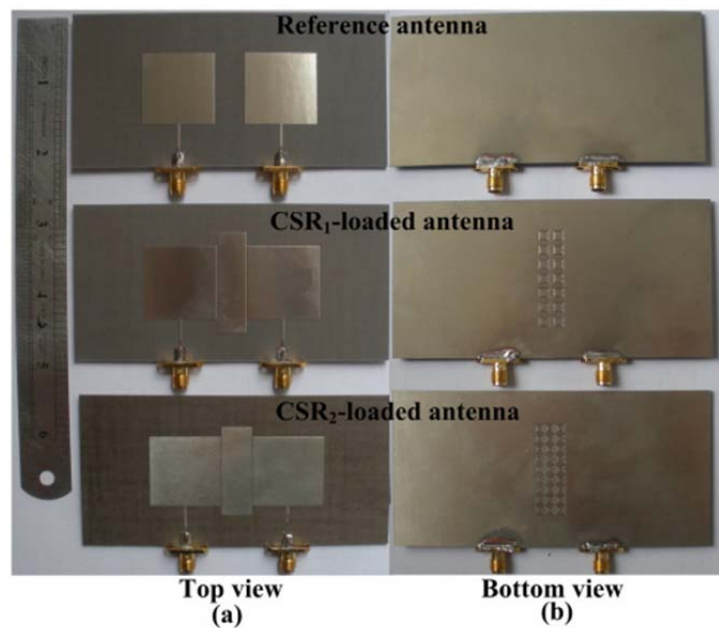


Fig. 3.1. Structure BIE insérée entre deux antennes imprimées[1]

## 3. Utilisation de superstrat

Dans le cas de l'antenne réseau imprimée, le couplage mutuel est principalement dû aux ondes de surface qui devient significatif si la permittivité ou l'épaisseur du substrat devient relativement importante. En revanche, lorsque des substrats à faible permittivité sont utilisés, le couplage par rayonnement est dominant. Afin de diminuer ce dernier, des

superstrats sont alors employés. Le principe de fonctionnement du superstrat pour un réseau de dipôles imprimés est détaillé dans [2] la structure montre une similitude avec des matériaux à permittivité et perméabilité négative. Composée de trois couches : la première et la dernière couche sont composées de petits rubans métalliques qui constituent des lignes chargées par des capacités tandis que la seconde couche est composée de rubans métalliques continus. Ces courts rubans métalliques comportent comme de courts dipôles, et chaque paire de dipôles, répartie sur les couches 1 et 3, montre une résonance magnétique. Les courants induits sur chaque paire de ruban s'auto annullent, autorisant la propagation d'une onde plane incidente à travers ces grilles. Une réduction du couplage mutuel de -20dB dans le plan H est achevée en présence de ce superstrat, tandis que dans le plan E le couplage reste inférieur à -20dB [3].

#### 4. Modification du plan de masse

L'idée de l'utiliser de structures artificielles comme réflecteur est l'un des aspects les plus captivants. Zhang et Hall montrent qu'un réflecteur formé de pavés carrés permet de diminuer le couplage mutuel entre deux dipôles sur une large bande [4]. Placés au-dessus de ce réflecteur, la bande passante de ces antennes est réduite de 32% par rapport à la bande 2.5% autour de 8.55GHz en espace libre. Une étude en fonction de la distance entre chaque antenne est effectuée dans le plan H. La présence de ces structures permet de diminuer le couplage dans le plan H jusqu'à -22dB par rapport à -30dB dans une configuration en absence de motifs métamatériaux.

#### 5. Antennes réseaux à métamatériaux

L'équipe de R.W. Ziolkowski [5-7] a mené une série de travaux à partir de 2003 pour étudier les performances d'un dipôle entouré d'un empilement de deux couches cylindriques. Leurs résultats ont montré qu'à travers une optimisation de l'adaptation de la réactance du dipôle et l'impédance effective du matériau doublement négatif environnant, une bonne performance en rayonnement est achevée. Le même auteur a proposé par la suite une topologie d'antenne miniature à fort gain avec un rendement de 90%. C'est une sorte de monopole environner d'un circuit résonant composé d'un seul motif unitaire métamatériaux [8].



Dans le même contexte et toujours dans le but d'améliorer les performances de rayonnement des antennes, la même équipe de R.W. Ziolkowski[6] a étudié la conception d'un nouveau Métamatériau de type AMC (Artificial Magnetic Conductor). Ce Métamatériau volumique 3D a été utilisé en tant qu'un radome en champ lointain d'un dipôle électrique (figure 3.2), les résultats de simulation électromagnétique montrent une amélioration remarquable du gain de l'antenne.

Les Métamatériaux ont également attiré l'attention des chercheurs dans le domaine des antennes à balayage électronique de faisceau. La solution usitée à base d'un réseau d'antennes élémentaires alimentées à l'aide de signaux dont la phase et l'amplitude sont commandées à base des déphaseurs et atténuateurs RF contrôlables, présente des inconvénients tels que l'encombrement de composants micro-ondes, en plus les pertes en puissance engendrées par l'utilisation des répartiteurs.

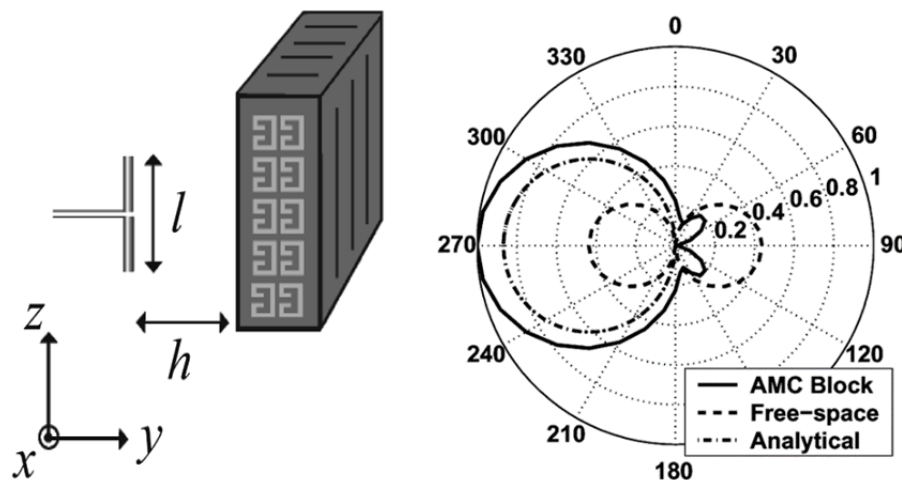


Fig. 3.2. Dipôle avec un radome Métamatériau volumique[9]

Dans [8] une structure d'antenne patch jouant le rôle d'une source de rayonnement électromagnétique couverte par un superstrat Métamatériau anisotrope et inhomogène constitué par un réseau fini de cellules de forme  $\Omega$  (figure 3.3) a été proposée. Il est montré qu'un dépointage du faisceau est rendu possible en jouant sur les paramètres géométriques du superstrat formé par un nombre fini de cellules.

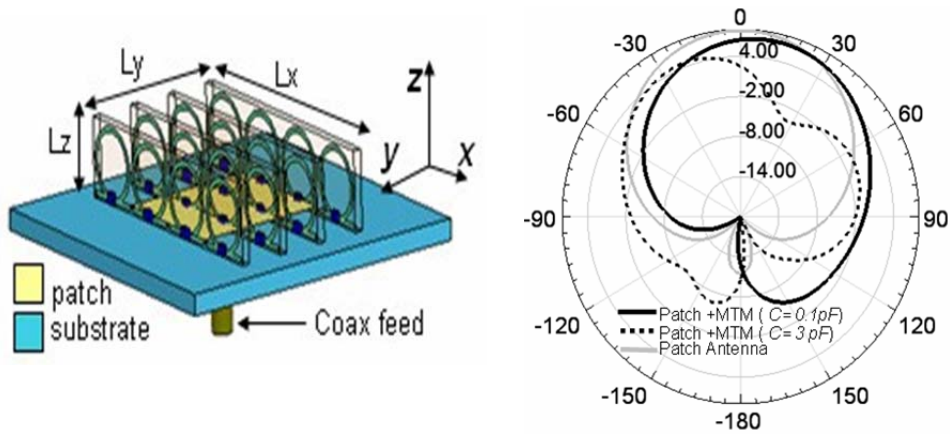


Fig. 3.3. Configuration de l'antenne patch avec le réseau de cellules unitaires  $\Omega$

La réalisation des antennes à balayage de faisceau par l'utilisation des métamatériaux de type « CRLH-TL » est également étudié. La motivation de l'équipe de T.Itoh [10], réside dans le fait que ce type de Métamatériaux présente une bande de fréquences dans laquelle un couplage avec l'air est possible. Une ligne duale équilibrée à base d'un réseau de cellule « CRLH-TL » appelée « antenne à onde de fuite » Leaky Wave Antenna » [11]. Suivant le diagramme de dispersion de la ligne « CRLH-TL » l'onde électromagnétique qui se propage dans cette ligne sera guidée ou rayonnée selon une condition de sa fréquence. La figure 3.4 montre que dans la bande de fréquences comprises entre  $(-\beta c_0$  et  $+\beta c_0)$  l'onde sera rayonnée. Cette propriété a été utilisée pour réaliser une antenne (Backfire-to-Endfire Scanning Antenna) permettant d'avoir un dépointage de faisceau entre la normale et l'avant et puis entre la normale et l'arrière.

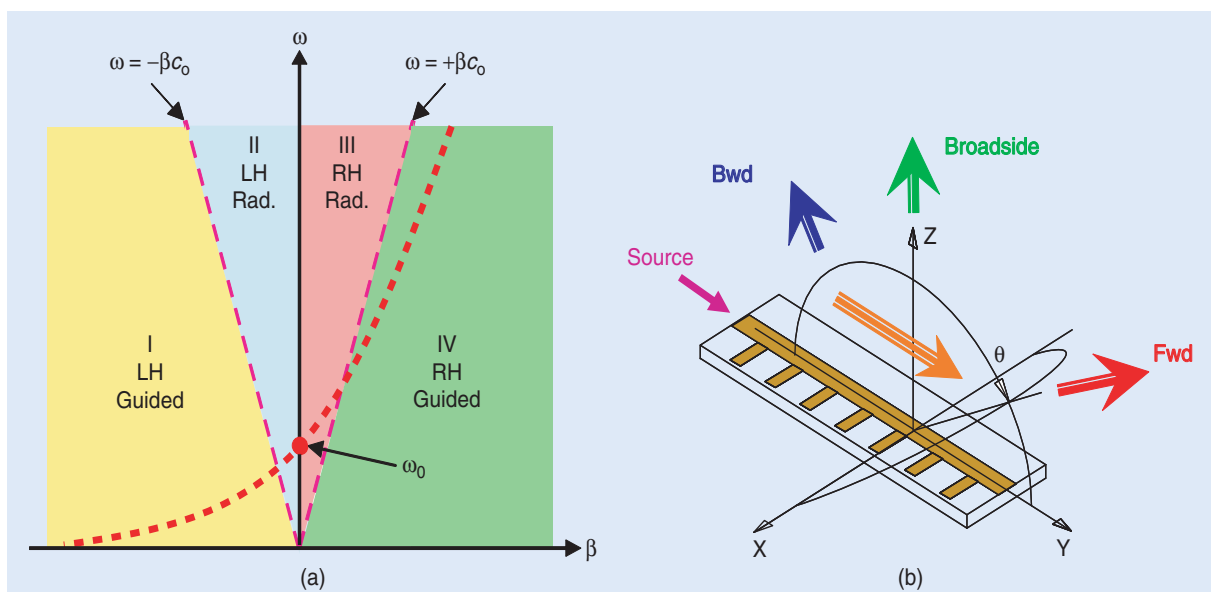


Fig. 3.4. (a) Diagramme de dispersion d'une cellule « CRLH-TL » (b) Configuration de l'antenne [12]

## 6. Principe d'obtention de permittivité et perméabilité négatives

Les caractéristiques de propagation des ondes électromagnétiques diffèrent selon le milieu entourant, comme l'illustre la figure 3.5. En effet, les caractéristiques de transmission « classique » sont obtenues pour des valeurs de permittivité relative  $\epsilon_r$  et de perméabilité relative  $\mu_r$  positives. Où les matériaux présentant une forte permittivité ou une forte perméabilité sont respectivement les ferroélectriques et les ferromagnétiques. Dans ce cas, le vecteur d'onde  $\vec{k}$  et le vecteur de Poynting  $\vec{S}$  sont colinéaires et de même sens et le trièdre formé par les vecteurs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  est direct. La propagation est de type main droite, comme représenté sur la figure 3.6.

Les ondes ne sont pas propagatives dans les milieux simplement négatifs, ces ondes sont appelées souvent les ondes évanescentes. Comme par exemple la propagation à travers les métaux n'est pas possible. En effet, en dessous de leur fréquence plasma électrique, ceux-ci présentent une permittivité négative. L'équation (3.1) exprime la dépendance fréquentielle de la permittivité suivant le modèle de Drude.

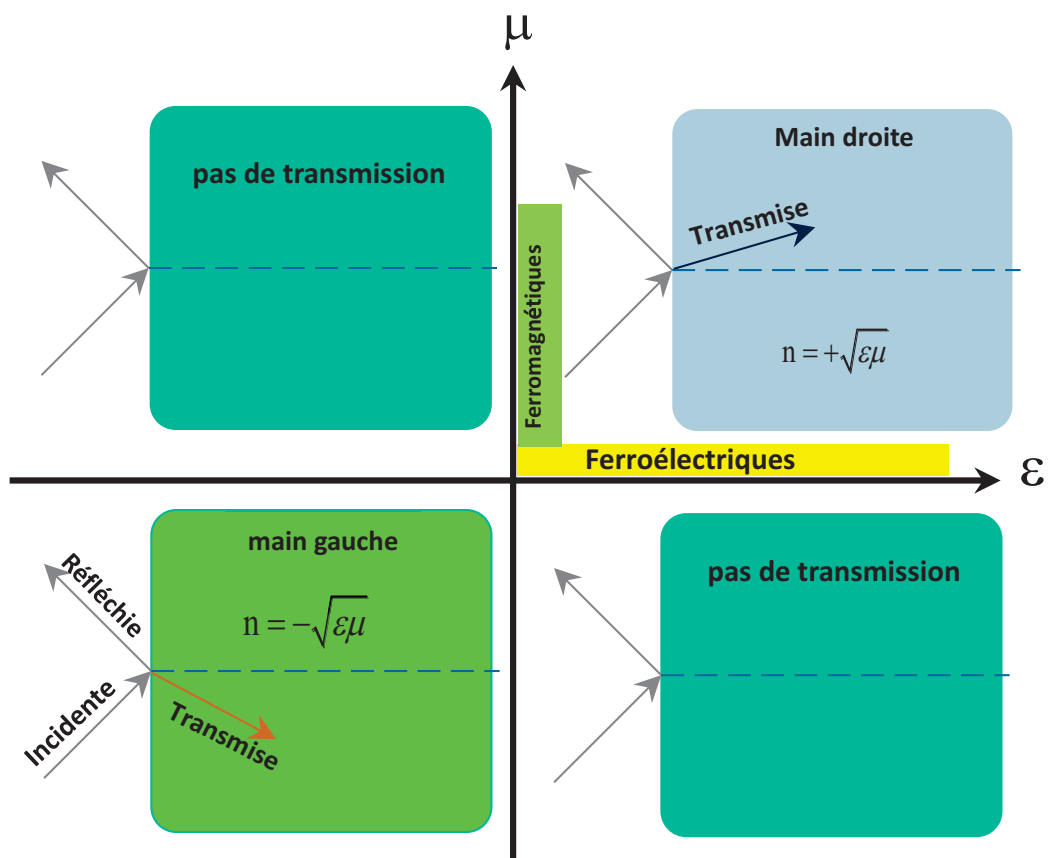


Fig. 3.5. Grandeurs de permittivité et de perméabilité suivant le type de matériau considéré

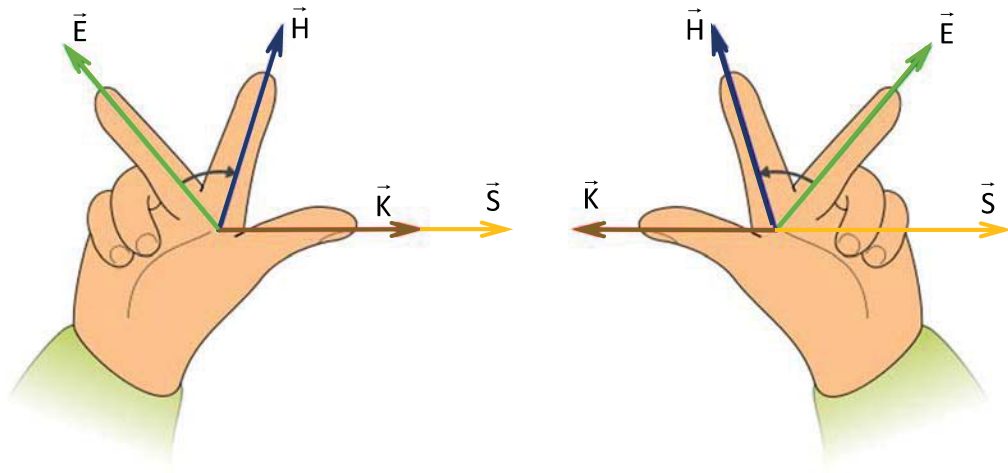


Fig. 3.6. Cas correspondant à une propagation main droite et main gauche.

$$\epsilon_d = 1 - \frac{F_{pe}^2}{F^2 + jF_c F} \tag{3.1}$$

Avec  $F_{pe}$  fréquence plasma électrique (valant 2175 THz pour l'or) et  $F_c$  la fréquence de collision (pour l'or valant 12.8 THz) Pour des fréquences plus supérieures (à partir du visible), le modèle de Drude n'est plus valable et doit être corrigé en fonction de données expérimentales.

La fréquence collision et la fréquence plasma se s'obtiennent suivant (3.2) :

$$\begin{cases} \omega_{pe} = \sqrt{\frac{n \times e^2}{\epsilon_0 \times m_0}} \\ \omega_c = \frac{1}{\tau} \end{cases} \tag{3.2}$$

Où  $n$  désigne la densité des électrons de conduction,  $m_0$  et  $e$  sont la masse de l'électron et la charge respectivement,  $\tau$  le temps de collision et  $\epsilon_0$  permittivité du vide. La figure 3.7 montre la variation de la permittivité complexe de l'or en fonction de la fréquence. La partie réelle de la permittivité complexe est négative pour les fréquences inférieures à la fréquence plasma  $F_{pe}$  et s'accompagne par un pic de la partie imaginaire dans les plus basses fréquences. Le comportement des métaux ressemble à des réflecteurs pour des fréquences inférieures de leur fréquence plasma [13].

Dans 1999 J. B. Pendry [14] a pu synthétiser des milieux possédant une perméabilité négative à base d'inclusions métalliques par des résonateurs en anneaux fendus (Split Ring Resonators) : SRR excités par un champ magnétique normal à la boucle, les SRR présentent. Cette dispersion est modélisée par un modèle de Lorentz donné par l'équation (3.3)

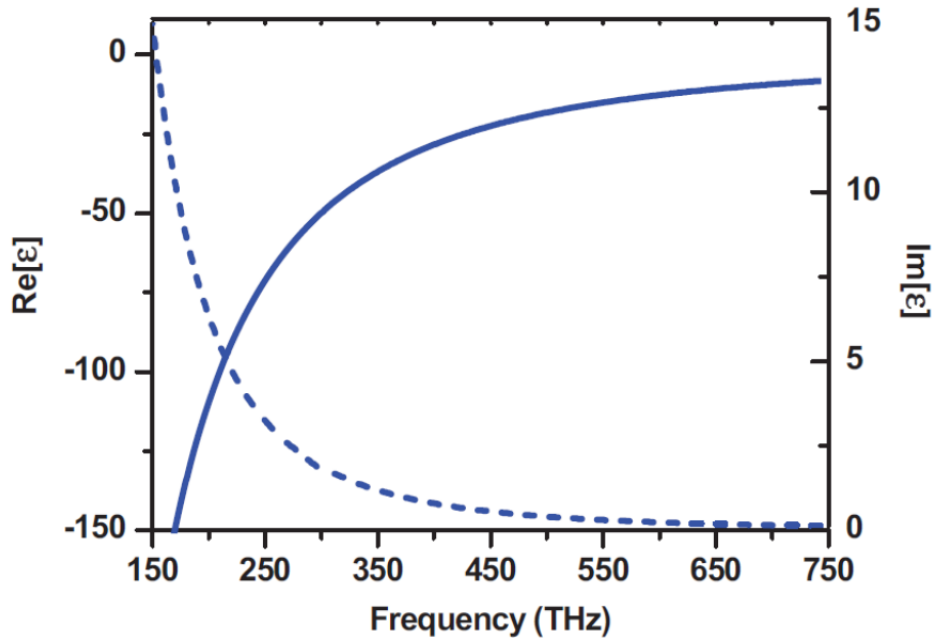


Fig. 3.7. Evolution de la permittivité complexe de l'or suivant le modèle de Drude la partie réelle ligne continue et la partie imaginaire ligne discontinue.

$$\mu_1 = 1 - \frac{F_{pm}^2 - F_0^2}{F^2 - F_0^2 + jF_c F} \quad (3.3)$$

Avec  $F_0$  fréquence de résonance,  $F_{pm}$  fréquence plasma magnétique.

La courbe 3.8 illustre la perméabilité complexe en fonction de fréquence pour une particule résonant à  $F_0 = 50\text{GHz}$  et possédant une fréquence plasma magnétique  $F_{pm}$  de  $60\text{GHz}$ . Au voisinage de la fréquence de résonance, la partie imaginaire de la perméabilité passe par un maximum tandis que la partie réelle prend des valeurs négatives. Pour des valeurs de perméabilité et permittivité négatives dans la même bande de fréquence, la propagation des ondes électromagnétiques est possible. La théorie de la propagation des ondes dans les milieux doublement négatifs est proposée par V. G. Veselago [15]. en 1968, Dans ce cas, les vitesses de groupe  $U_g$  et de phase  $U_\phi$  sont de sens opposé.

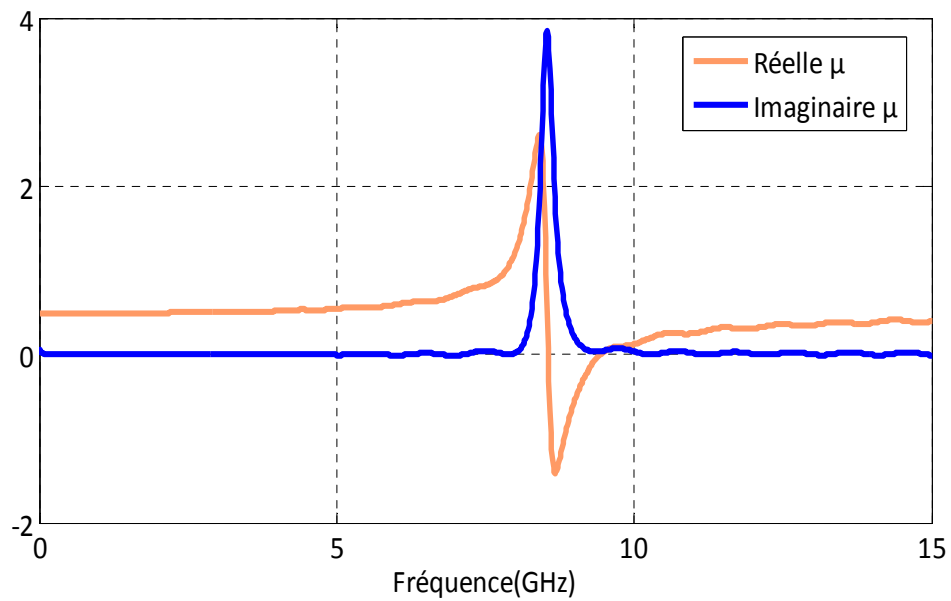


Fig. 3.8. Exemple d'évolution de la perméabilité complexe d'un SRR suivant le modèle de Lorentz,

$$\begin{cases} v_{\varphi} = \frac{\omega}{\beta} \\ v_g = \frac{\partial \omega}{\partial \beta} \end{cases} \quad (3.4)$$

L'équation (3.4) montre alors que la pente de la constante de phase reste positive tandis que le rapport  $\omega/\beta$  définissant la vitesse de phase peut prendre une valeur négative ou positive.

Pour d'abaisser la fréquence plasma de la permittivité, il convient procéder à la dilution du métal. Généralement la solution retenue est la création d'un réseau de fils. La figure 3.9 montre un exemple de réalisation de cette technologie. Le prototype montré ici est uniaxial. Une structure bidimensionnelle a été réalisée en utilisant le même principe. Les anneaux et les fils sont arrangés sur le même substrat et les plaques sont assemblées entre elles avec un angle de  $90^\circ$ .

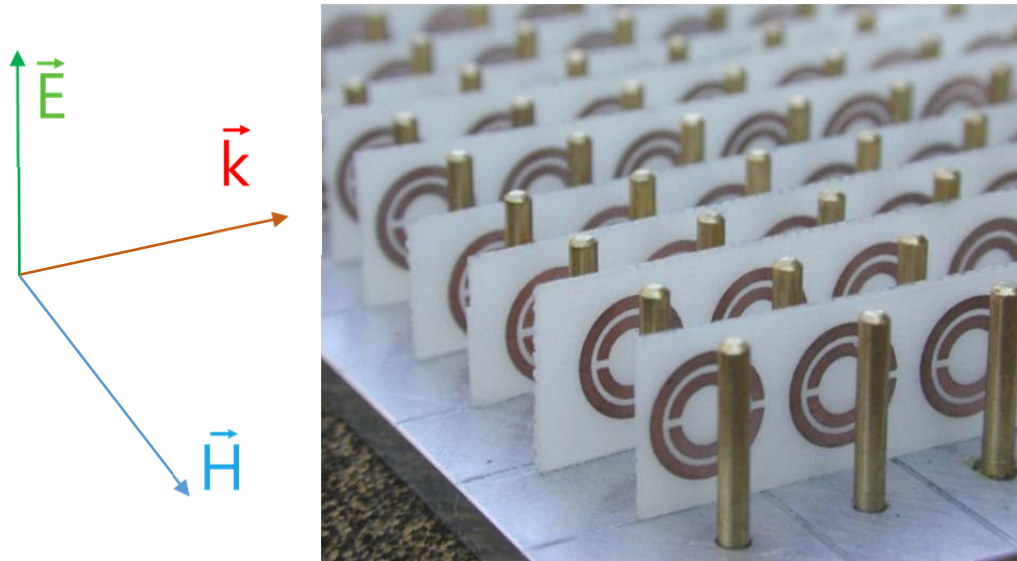


Fig. 3.9. Métamatériaux à base de fils métalliques et de résonateurs à anneaux fendu

## 7. Extraction des paramètres effectifs

L'idée est de remplacer le système hétérogène par un système homogène ayant les mêmes réponses électromagnétiques. La procédure d'homogénéisation consiste à modéliser le problème d'une structure périodique, de période transverse  $P_t$ , illuminée par une onde incidente plane normale (figure 3.10), par un problème de transmission-réflexion sur un matériau d'épaisseur  $d$  et de paramètres effectifs  $\epsilon_{eff}$  et  $\mu_{eff}$ .

Une des conditions nécessaires pour appliquer cette équivalence est que seul le mode fondamental doit se propager dans :

- la structure périodique,
- le milieu équivalent,

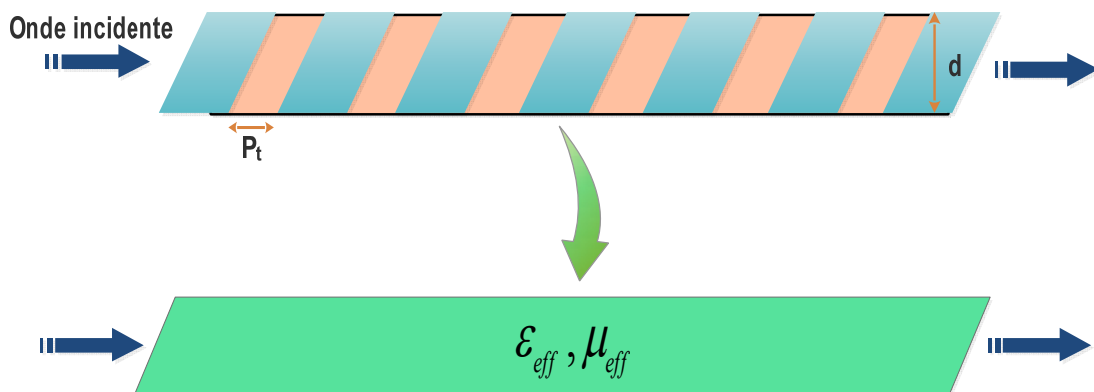


Fig. 3.10. Principe de la méthode d'homogénéisation.

Dans notre travail, nous nous intéressons tout particulièrement aux paramètres effectifs des structures étudiées (indice, impédance, perméabilité et permittivité). Ces paramètres effectifs seront extraits à partir des coefficients de réflexion et transmission complexes de la lame de matériau composite simulée avec le simulateur électromagnétique CST MWS. Avec le mode d'excitation en incidence normale, ces coefficients de réflexion et de transmission se présentent sous la forme de paramètres  $S$ , avec  $S_{11}$  le coefficient de réflexion et  $S_{21}$  le coefficient de transmission.

La procédure classique pour effectuer l'extraction des paramètres effectifs à partir des coefficients de réflexion et transmission est connue sous le nom de méthode de Nicolson-Ross-Weir (NRW)[16, 17]. Elle fut utilisée dans le cadre des métamatériaux pour la première fois dans [18] et, à ce jour, c'est de loin la procédure la plus utilisée pour l'extraction des paramètres effectifs de milieux composites. Cependant, dans de nombreux cas, la méthode de NRW mène à des résultats partiellement erronés, notamment des violations des principes fondamentaux de la physique sur certaines gammes de fréquence. Pour pallier à ces erreurs, il existe des extensions de la méthode de NRW, ainsi que des méthodes d'extraction alternatives. Dans ce qui suit, nous expliquerons le principe de la méthode NRW ainsi que ses limites.

Cette méthode n'est valide qu'en incidence normale, elle a été appliquée en premier dans le contexte des métamatériaux par Smith et al. Sa validité est soumise aux conditions suivantes : pour pouvoir assigner un indice à un matériau, il faut qu'un seul mode propagatif existe dans celui-ci à la fréquence considérée, dans le cas de l'étude de milieux non-continus, l'existence, et donc l'extraction de paramètres effectifs, n'est possible que dans le cas où la longueur d'onde incidente est très supérieure aux tailles et aux distances entre les constituants élémentaires du milieu composite

## 7.2. Extraction par la méthode de Nicolson-Ross-Weir

Cette méthode consiste à calculer l'indice de réfraction, l'impédance d'onde et les paramètres constitutifs de la lame à faces parallèles équivalente à partir du coefficient de réflexion et de transmission mesurés ou calculés.

Il s'agit d'une méthode de résolution directe ; les équations de Fresnel :  $(S_{11}, S_{21}) = f(\epsilon_{\text{eff}}, \mu_{\text{eff}})$  étant « inversées » de manière analytique.



Dans un premier temps, l'impédance d'onde et l'indice de réfraction sont calculés et la permittivité et perméabilité effectives sont ensuite déduites.

- **Calcul de l'impédance d'onde** L'impédance d'onde normalisée d'une lame est définie par :

$$Z = \pm \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2 e^{-2jk_0 d}}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2 e^{-2jk_0 d}}} \quad (3.5)$$

Avec :  $d$  l'épaisseur de la lame,  $k_0 = 2\pi/\lambda_0$  le nombre d'onde et  $\lambda_0$  la longueur d'onde en espace libre. Le choix du signe devant la racine carrée de  $Z$  est très lié à celle du flux d'énergie de l'onde au sein d'un milieu. C'est pourquoi il existe des limitations fondamentales sur les valeurs qu'elle peut prendre comme la passivité ou l'activité du milieu de propagation considéré, et grâce à l'argument physique de passivité, qui, avec la convention  $e^{-i\omega t}$  se résume à  $\text{Im}(n_{\text{eff}}) > 0$  et  $\text{Re}(z_{\text{eff}}) > 0$ , on peut lever l'ambiguïté sur ce signe.

- **Calcul de l'indice de réfraction** La partie réelle de l'indice de réfraction  $n$  est donnée par l'équation (3.7) :

$$n' = \frac{\arctan(\text{Im}(Y)/\text{Re}(Y) \pm m\pi)}{k_0 d} \quad (3.6)$$

où  $m \in \mathbb{Z}$ . La variable intermédiaire  $Y$  est définie comme :

$$Y = e^{-jnk_0 d} = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (3.7)$$

Avec

$$X = \frac{e^{jk_0 d}}{2t} \left( 1 - S_{11}^2 + S_{21}^2 e^{-2jk_0 d} \right) \quad (3.8)$$

Le choix du signe du membre de droite de l'équation (3.6) (i.e. le choix de la valeur de  $m$ ) constitue une ambiguïté de cette méthode. Nous y reviendrons dans la partie suivante.

La partie imaginaire de  $n$  est donnée par :

$$n'' = \frac{\ln|Y|}{k_0 d} \quad (3.9)$$

- **Détermination de la permittivité et de la perméabilité** En utilisant les deux équations indépendantes (Equation. 3.10) on en déduit la permittivité et la perméabilité effectives (Equation. 3.11)

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{n}{Z} \text{ et } \mu_{\text{eff}} = nZ \quad (3.10)$$

Il est à noter que l'indice de réfraction est défini comme :  $n = \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}} \sqrt{\mu_{\text{eff}}}$ . Si  $\varepsilon_{\text{eff}}$  et  $\mu_{\text{eff}}$  sont simultanément négatifs (en partie réelle), l'indice de réfraction doit être négatif en partie réelle. Donc il faut s'assurer que l'on utilise la formule  $n = \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}} \sqrt{\mu_{\text{eff}}}$  et non la formulation usuelle :  $n = \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}} \mu_{\text{eff}}}$ .

Le choix de l'entier  $m$  est plus subtil et peut mener à des ambiguïtés dues au choix de du signe à retenir de la fonction arccos prise dans le plan complexe. Ces ambiguïtés peuvent amener à l'obtention d'un indice présentant des artefacts sous forme de sauts discontinus, a priori dépourvus de sens. Pour remédier à cela l'équipe de [19] a développé une procédure numérique nous permettant d'identifier automatiquement le signe adéquat. L'idée est qu'à chaque saut discontinu dans l'indice brut, on doit déterminer quel signe doit être adopté pour assurer la continuité de l'indice. L'analyse mathématique montre que le choix du nouveau signe en fonction de l'ancienne est univoque. En revanche, il est toujours nécessaire de faire « manuellement » un choix pour le premier signe sur lequel démarrer l'extraction à basse fréquence. Ce choix peut amener des erreurs flagrantes d'extraction [20].

### 7.3. Solutions proposées pour s'affranchir de l'ambiguïté sur la détermination de $n$

Plusieurs solutions sont proposées dans la littérature mais la plupart s'applique au milieu ayant une réponse diélectrique seule ( $\mu_{\text{eff}} = 1$ ). Nous rappelons ci-après uniquement les solutions qui permettent la prise en compte d'une perméabilité effective différente de l'unité.

- **Considération de plusieurs épaisseurs** : Cette solution consiste à prendre en compte plusieurs échantillons d'épaisseur différente. Ici, nous supposons que l'indice de réfraction est indépendant de l'épaisseur du matériau. Cette hypothèse est toujours vérifiée pour un matériau homogène et continu. Cependant dans le cas des

métamatériaux périodiques, la supposition est forte sauf à partir d'un nombre de couches très important ; les effets de finitude peuvent alors être négligés.

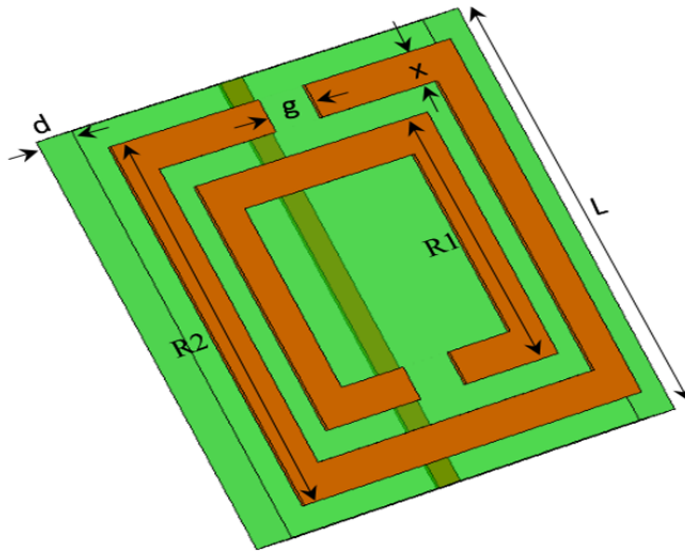
- **Utilisation du temps de groupe mesuré** : La comparaison du temps de groupe mesuré et celui calculé pour l'échantillon est utilisée. Le temps de groupe calculé est obtenu en considérant l'évolution du vecteur d'onde  $k$  en fonction de la vitesse angulaire  $\omega$ , par analogie à la vitesse de groupe  $d\omega/dk$ .
- **Approximation proposée par Ziolkowski** : L'approximation proposée par Ziolkowski consiste à calculer  $(\epsilon_{eff}, \mu_{eff})$  à partir des paramètres  $S$  en exprimant le vecteur d'onde dans le milieu  $\bar{k}$ .
- **Considération de l'incidence oblique** : l'équipe de [21] a introduit une technique pour l'extraction des paramètres effectifs dans le cas d'une incidence avec un angle arbitraire, cette technique utilise les coefficients complexes de transmission et de réflexion de la lame pour rendre ces paramètres fortement dépendants du vecteur latéral d'onde, elle est très utile dans le cas où l'anisotropie et la dispersion spatiale ne peuvent pas être négligés.

## 8. Etude paramétrique des éléments constituant les métamatériaux

### 8.1. Résonateur à activité magnéto-électrique de type SRR carré :

En 1999, J. Pendry a découvert un élément artificiel connu sous le nom de Résonateur en Anneau Fendu (SRR) caractérisé par une perméabilité effective négative dans une bande de fréquence étroite autour de sa fréquence de résonance. Les résonateurs peuvent se présenter sous plusieurs formes géométriques et sont dimensionnés dans l'ordre pour un bon fonctionnement. Pour la simulation, cet élément est déposé sur un substrat et placé dans un guide ou dans une boîte de radiation afin d'extraire les valeurs de sa permittivité à partir des deux coefficients de réflexion et de transmission comme est décrit dans la procédure d'homogénéisation. Le deuxième motif qui constitue les matériaux main gauche, Pendry et son équipe ont montré qu'un réseau de tiges métalliques orientées parallèlement, de rayon  $r$  et de périodicité  $a$  présente une réponse électromagnétique similaire à celle d'un plasma de faible densité [14]. L'application d'un champ  $\vec{E}$  agit comme une force de rappel sur les charges et conduit à la création d'un phénomène d'oscillation obtenu lorsque la valeur de la fréquence d'excitation est égale à la fréquence plasma.

Les fils métalliques constituent les métamatériaux présentant un comportement électrique et qui sont caractérisés par une permittivité effective négative. L'association du milieu à SRR présentant une perméabilité négative à un milieu à pistes métalliques continues présentant une permittivité négative permet d'obtenir un milieu à indice de réfraction négatif. Pour cela, les cellules unitaires montrées dans les figure 3.11 sont modélisées.



**Fig. 3.11. cellules unitaires de métamatériaux constitués de SRR et de pistes métalliques continues.**

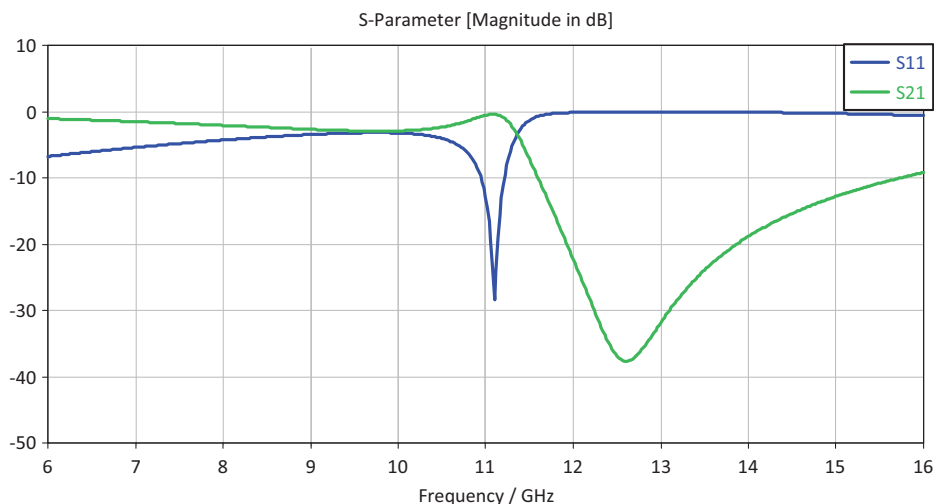
Elles sont constituées de deux SRR imprimées sur une des faces du substrat et une piste métallique imprimée sur l'autre face.

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'étude du résonateur en anneau fendu carré SRR, le RAF est dimensionné pour un fonctionnement dans la bande X [8,2GHz-12.4GHz]. Ce résonateur est en cuivre d'épaisseur 0.07mm déposé sur un substrat diélectrique de type FR4 caractérisé par une permittivité de 4.4 avec une épaisseur de  $d=0.25\text{mm}$ . Le SRR carré étudié est de côté extérieur égale à 2.5mm, la largeur de la piste est de  $x=0.2\text{mm}$ , une coupure dans l'une de ces cotés présente un gap de  $g=0.3\text{mm}$ . Les deux anneaux sont concentriques l'anneau externe est de côté  $R_1=0.22\text{mm}$ , l'anneau interne est de côté extérieur égale  $R_2=15\text{mm}$ . Les tiges sont de longueurs 0.25mm, qui correspond à la hauteur de la boîte de radiation et pour respecter aussi la périodicité, de largeur 0.3mm qui correspond au gap ou bien à l'ouverture des anneaux des résonateurs à activité magnétiques.

Les simulations sont effectuées avec le logiciel CST MWS et l'extraction des paramètres effectif est effectuée par Matlab, les conditions aux limites peuvent se configurer suivant l'orientation du champ électrique  $\vec{E}$ , on distingue deux cas :

**1er cas :** Les murs électriques sont appliqués selon l'axe y et les murs magnétiques selon l'axe x pour avoir une propagation suivant l'axe z. Les murs électriques et magnétiques sont définis dans le logiciel CST MWS par Perfect  $\vec{H}$  et Perfect  $\vec{E}$ . Ainsi, pour l'excitation nous utilisons deux ports d'excitations. Lors de la simulation, le champ magnétique doit être parallèle à l'axe des anneaux et une seule couche sera considérée pour la propagation du champ magnétique afin d'assurer un bon couplage magnétique.

La figure 3.12 représente les coefficients de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{21}$  en dB suite à la simulation du SRR carré présenté dans la figure 3.11. Nous remarquons que le SRR présente une transmission de -30dB pour une fréquence de 11.1GHz dans le cas où le champ  $\vec{E}$  est orienté selon l'axe y. Cette résonance est une résonance magnétique et électrique obtenue suite à une pénétration du champ à travers les anneaux et produit un courant induit circulant sur les anneaux et aussi excite les coupures des anneaux. Nous observons que la structure étudiée présente une réjection totale, il s'agit d'une zone de transparence. Elle est transparente à l'onde incidente sur une bande centrée autour de 11.1GHz.



**Fig. 3.12. Modules des coefficients de réflexion et de transmission de la cellule SRR**

Les paramètres S de la cellule SRR sont utilisés pour l'extraction des paramètres effectifs, en basant sur la procédure d'homogénéisation décrite précédemment, les équations sont programmées dans Matlab. La figure 3.13 illustre les parties réelles et

imaginaires de la permittivité et la perméabilité calculées en se basant sur la matrice  $S$ . Nous notons que la structure étudiée présente une valeur négative de la permittivité effective pour la bande de fréquence désirée.

Les métamatériaux à base de SRR carré présente un indice de réfraction négatif de 10.9GHz - 11.6GHz figure 3.13(a). Notons que l'indice présente également un pallier se forme d'un saut important témoignant de l'existence de dispersion spatiale au sein de la structure.

Dans la bande [11GHz-11.5GHz], l'impédance d'onde est avec des parties imaginaires très faibles présentant des valeurs négatives attestant d'une réponse capacitive du milieu figure 3.13(b)

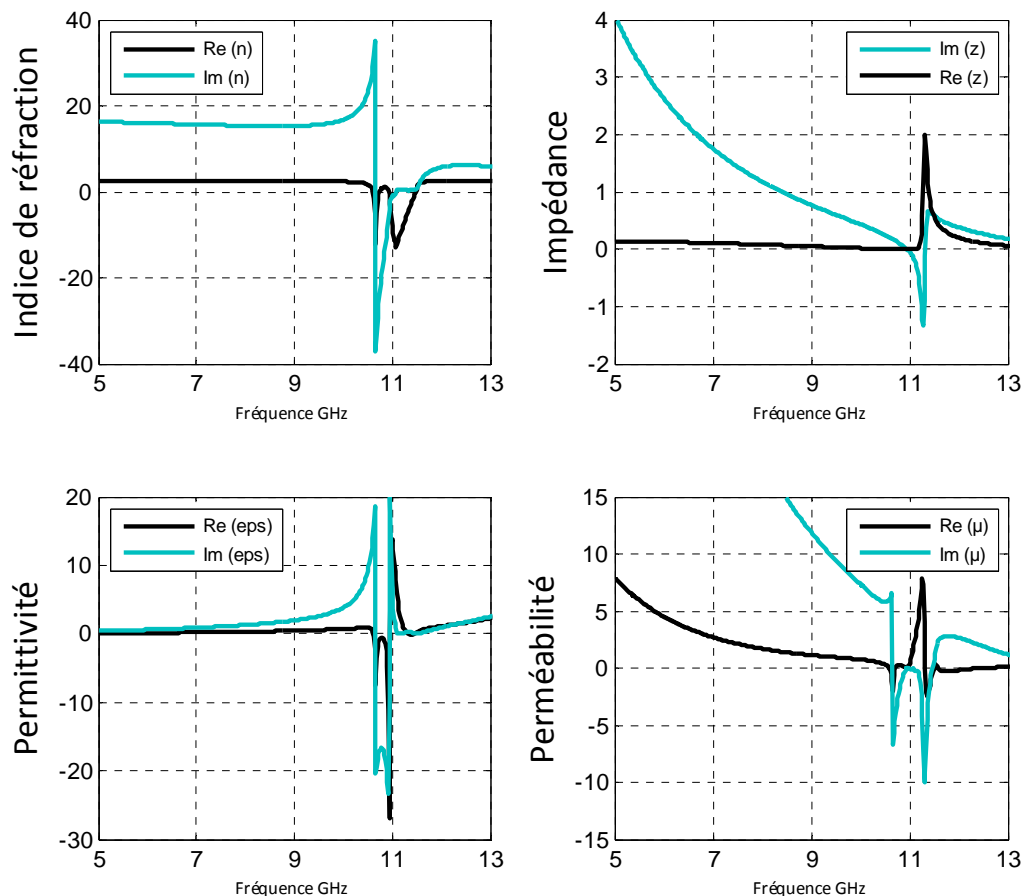


Fig. 3.13. Paramètres effectifs d'un milieu constitué de SRR carré.

Autour de cette même bande de fréquences, la perméabilité montrée figure 3.13(d) est résonante, nous retrouvons les allures vues pour le milieu à SRR seuls. Elle est négative

dans la bande [11.4 GHz-11.5 GHz]. La permittivité est négative sur toute la bande de fréquences d'étude et la partie imaginaire est négative dans la bande [10.8 GHz-11.1GHz] (figure 3.13 (c)).

Le tableau 3.1 récapitule les bandes de fréquences à retenir pour la cellule métamatériaux.

Paramètre	Bande de fréquence
$n' < 0$	10.9-11.6GHz
$Z' \neq 0$	11-11.4GHz
$\mu' < 0$	11.4-11.5GHz.
$\varepsilon' < 0$	10.8-11.1GHz

Tab. 3.1. Bandes de fréquences des paramètres effectifs de la cellule métamatériaux

## 9. Intégration des SRR carrés dans l'environnement de l'antenne réseau

### 9.1. Géométrie du réseau planaire 1 × 4

Dans cette partie nous étudions et nous simulons un réseau linéaire de quatre antennes. La figure. 3.14 montre la géométrie du réseau planaire. Les quatre éléments sont placés sur l'axe y et espacés d'une distance minimale  $\Delta y = 50\text{mm}$ . Théoriquement cette distance inter-élément entraîne une apparition des lobes de réseau à partir de 6GHz. Ces quatre éléments sont alimentés par un diviseur de puissance équi-amplitude et équi-phase. L'effet réseau résultant de cette géométrie et de cette alimentation doit synthétiser un lobe principal de rayonnement dans la direction  $\theta = 90^\circ$  et  $\phi = 0^\circ$ .

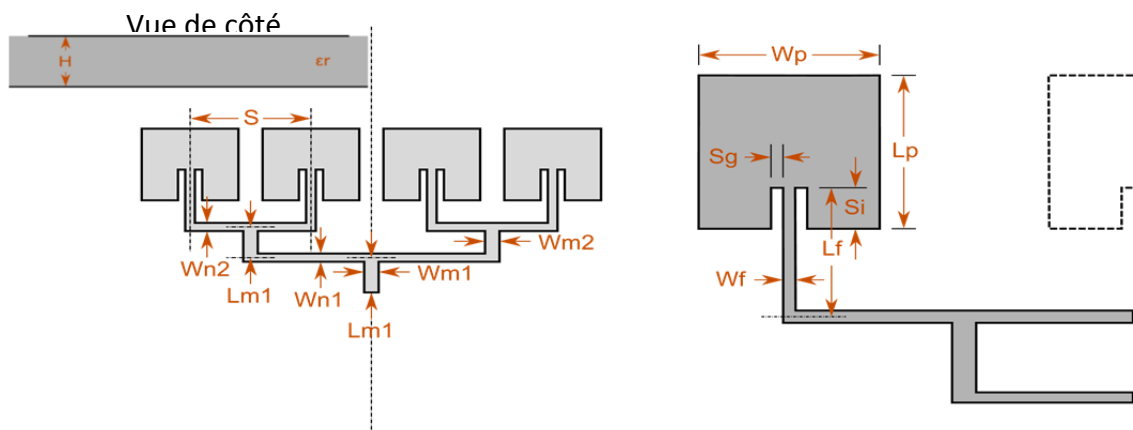
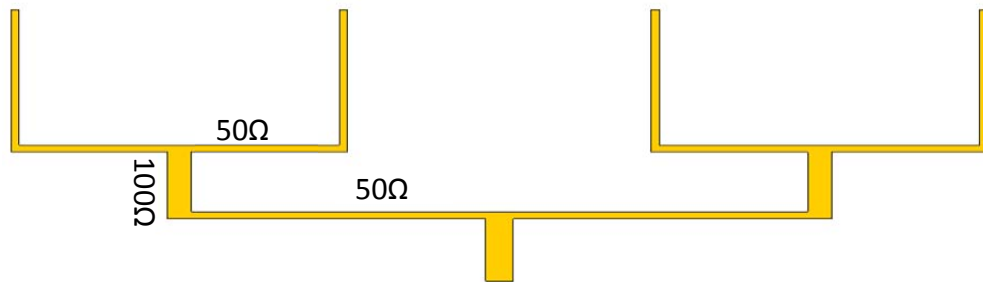


Fig. 3.14. Géométrie de l'antenne réseau 1x4

Créer un diviseur de puissance équi-amplitude et équi-phase pour alimenter un réseau d'antenne dans toute la bande de fonctionnement est un problème non trivial. Ce diviseur doit être capable :

- D'adapter sur une large bande de fréquence l'impédance d'entrée et ne pas favoriser certaines fréquences pour s'affranchir des problèmes de distorsions,
- De diviser la puissance de manière égale vers tous les ports de sortie (équi-amplitude)
- De garantir un déphasage identique à chaque fréquence pour tous les ports (équi-phase). Dans le domaine temporel ce déphasage correspond à un temps de retard. Ce qui implique
- D'avoir la même longueur de ligne entre le port d'entrée et chacun des ports de sorties.



**Fig. 3.15. Diviseur de puissance pour l'alimentation de l'antenne réseaux 1 entrée 4 Sorties**

Le principe de ce diviseur consiste à diviser une ligne microstrip d'impédance caractéristique  $Z_0 = 50\Omega$  en deux lignes d'impédance caractéristique  $Z_0 = 100\Omega$ . A la fin de l'étage diviseur, on désire une impédance caractéristique de  $50\Omega$ , qui est l'impédance à laquelle est adaptée l'antenne. Pour y parvenir une ligne à transition progressive entre  $100\Omega$  et  $50\Omega$  est introduite. Afin de réaliser un diviseur de puissance une entrée vers quatre sorties, cette opération est répétée deux fois. Le diviseur de puissance, la ligne et le stub des antennes sont imprimés sur la même face du substrat figure. 3.15.

## 9.2. Configuration de la structure de l'antenne réseau avec les SRR carrés

La figure. 3.16 présente le réseau réalisé. Les paramètres géométriques de l'antenne et le diviseur de puissance sont présentés dans tableau 3.2.



Paramètre	Description	Valeur
Pw	Largeur du patch	20.40 mm
Lp	Longueur du patch	17.02 mm
S	Espacement entre les centres des patchs	39.97 mm
H	Epaisseur du substrat	1.060 mm
$\epsilon_r$	Permittivité relative	2
Wm1	Largeur de ligne d'adaptation 1	3.467 mm
Lm1	Longueur de la ligne d'adaptation 1	9.493 mm
Wm2	Largeur de la ligne d'adaptation 2	2.006 mm
Lm2	Longueur de la ligne d'adaptation 2	9.624 mm
Wn1	Largeur de la ligne de réseau 1	1.030 mm
Wn2	Largeur de la ligne de réseau 2	1.030 mm
Wf	Largeur de la ligne d'alimentation	1.030 mm
Lf	Longueur de la ligne d'alimentation	12.97 mm
Si	Dilatance entre le point d'alimentation et l'extrémité du patch	4.462 mm
Sg	Distance entre la ligne d'alimentation et le patch	168.6 $\mu\text{m}$

Tab. 3.2. Paramètres géométriques de l'antenne réseau

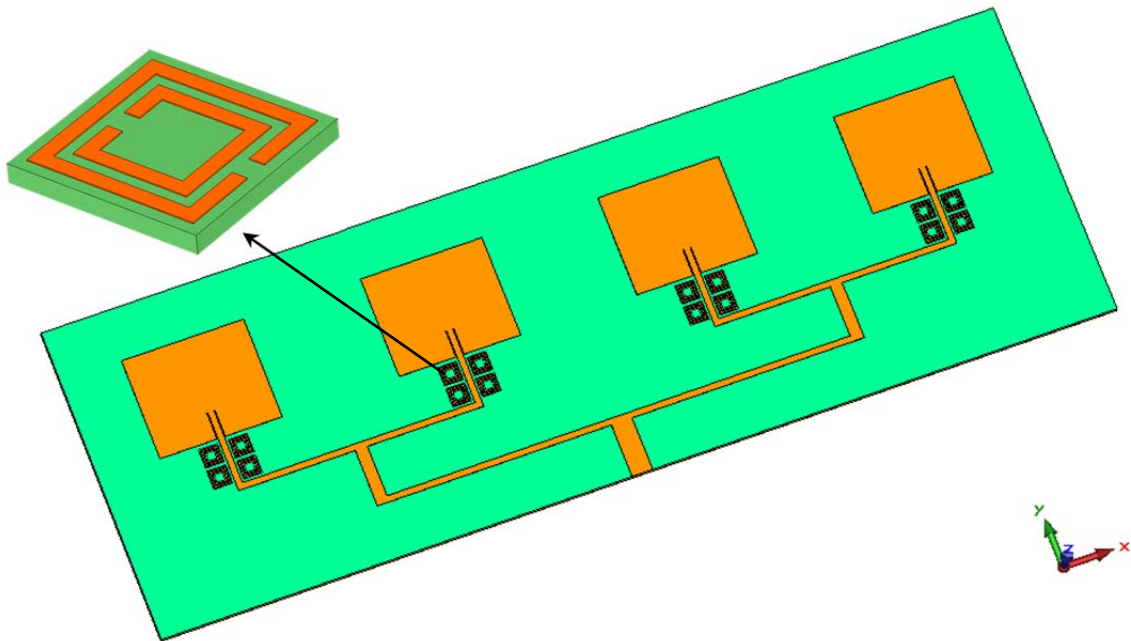


Fig. 3.16. Configuration des cellules Métamatériaux dans l'environnement de l'antenne

Un des phénomènes qu'on doit tenir compte dans la modélisation de l'antenne réseaux est la présence de l'effet des modes d'ordre supérieurs pour rapprocher la solution théorique des mesures expérimentales. Ces modes peuvent influencer le diagramme de rayonnement des éléments ainsi que le couplage entre eux. Cependant, leur présence rend les relations entre les éléments beaucoup moins claires et directes.

### Simulation de l'antenne réseau à métamatériaux .9.3

Dans cette section nous proposons d'utiliser la structure SRR pour empêcher l'excitation des modes d'ordre supérieur, la structure SRR proposée joue le rôle d'un filtre réjecteur de bande, elle est placée près de la ligne microruban dans les deux cotés et espacés par un quart d'onde pour coupler le champs magnétique dans la fréquence de résonance indésirable et absorber l'énergie de la ligne en exploitant les propriétés électromagnétique du métamatériaux en terme de perméabilité et permittivité négatives de SRR.

Les paramètres S de l'antenne sont présentés sur la figure 3.17. Les courbes de l'antenne à base des métamatériaux sont superposées aux résultats simulés de l'antenne seule. La courbe du coefficient de réflexion de l'antenne réseaux seule montre que l'antenne est bien adapter à sa fréquence fondamentale 6.46GHz et  $S_{11}$  est approximativement de -20dB la première mode supérieure apparaitre sur la bande X à la fréquence 11.66GHz avec une bonne adaptation ( $S_{11} < -20$ dB). Cette bonne adaptation valide les études théoriques faites indépendamment sur l'élément rayonnant et sur le diviseur de puissance.

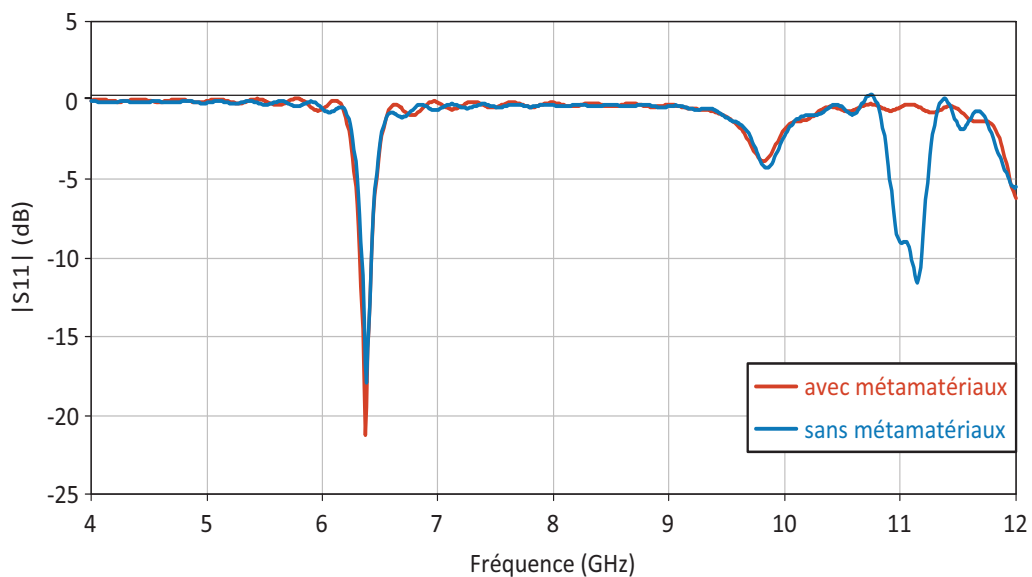


Fig. 3.17. Amplitude du coefficient de réflexion de l'antenne réseau 1x4

Comme prévu, par l'introduction de la structure métamatériaux le coefficient de réflexion est réduit par plus de 10dB à la bande des fréquences indésirable de la première mode supérieurs 11GHz, en revanche le coefficient de la mode fondamentale 5.86GHz reste

invariant. Le comportement de ces structures est similaire à celui d'un filtre réjecteur de bande

En effet, comme le confirme la distribution du champ électrique de la cellule reporté sur la figure 3.18, dans le cas d'une incidence normale, le champ sur la ligne est très faible à 11GHz et absorber par la surface des métamatériaux. Ceci signifie que l'onde de surface n'est pas excitée et reste piégé ou interdit. la distribution du champ électrique est répartie sur un espace plus large près de l'extrémité de la côté de la cellule SRR adjacente de la ligne microruban indiquant un phénomène de couplage magnéto-électrique due à l'interférence destructive entre les deux champs, ce phénomène entraine une forte suppression du champ électromagnétique et empêche l'excitation de la mode supérieure de l'antenne et en emporte une bonne amélioration sur sa performances. Comme on peut le voir sur la figure la cellule est placée exactement à proximité de la ligne ou le champ électrique se ferme. Cette metasurface permet entre autres de créer un filtre pour les ondes qui peuvent se propager en dessous de l'élément rayonnant et concentrer ainsi l'énergie de l'antenne sur une seule bande. Cependant, ce type de métamatériaux en configuration guidée a montré son utilité dans la démonstration d'un filtre réjecteur de bande.

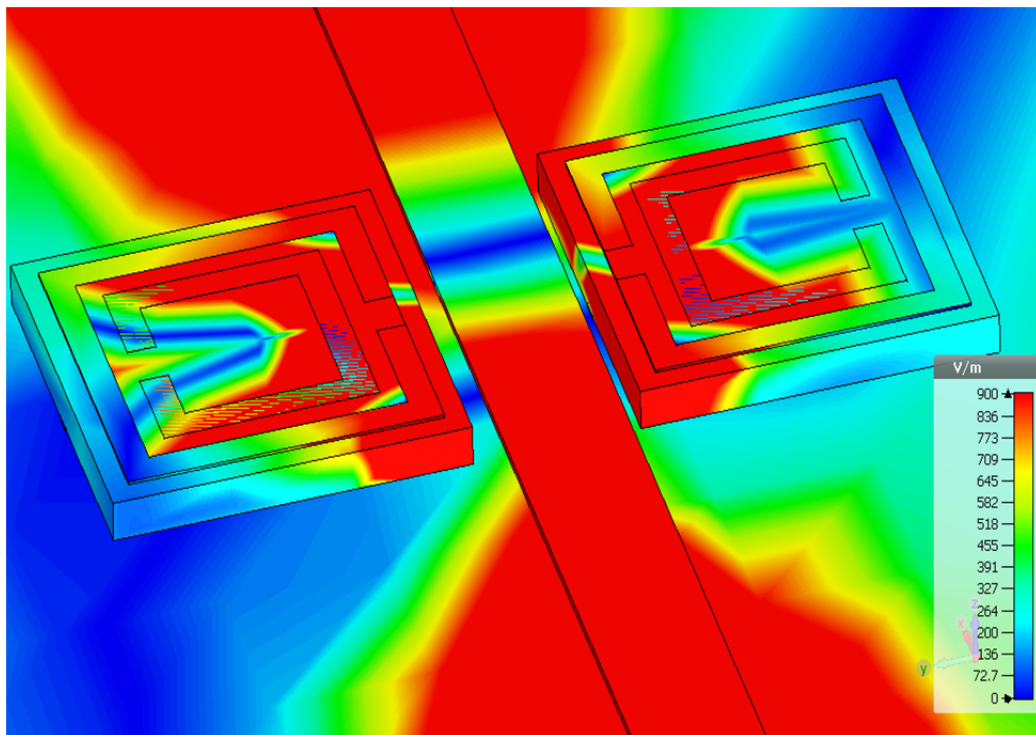


Fig. 3.18. Distribution du champ électrique de la structure métamatériaux à 11GHz

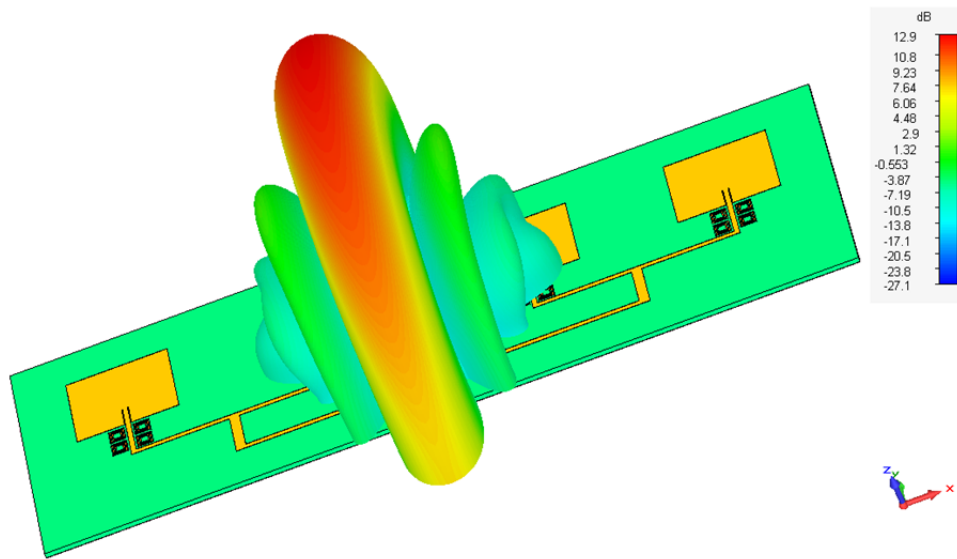


Fig. 3.19. Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau 1x4 à base de métamatériaux à(6.46GHz)

Le diagramme de rayonnement pour la fréquence fondamentale (6.46GHz) est symétrique dans les plans E et H. Par conséquent nous obtenons le maximum de la réponse rayonnée au centre de ce plan. Ce diagramme montre globalement que la majorité de l'énergie est rayonnée vers l'axe z. La suppression des modes supérieurs ne modifie pas le diagramme de rayonnement des antennes dans la fréquence fondamentale de l'antenne.

Dans le plan H, le diagramme de rayonnement subit l'effet du facteur de réseau. Le lobe principal dans la direction  $\phi = 0^\circ$  est maximal à la fréquence fondamentale puis s'atténue au profit des lobes de réseau (figure 3.19). En superposition, est représenté les lieux du lobe principal et des lobes de réseaux correspondant à un espacement inter-élément  $\Delta y = \lambda/4$  et une loi d'alimentation équiphase et équi-amplitude, Selon le principe de multiplication des diagrammes et du diagramme de rayonnement de l'élément unitaire énoncé dans le premier chapitre, nous obtenons les résultats suivants :

- lobe principale dans la direction perpendiculaire au plan de réseau  $\theta=0^\circ$
- un gain maximal de 12.5dB à la fréquence 6.46GHz à  $\theta = 0^\circ$ .
- une ouverture moyenne du lobe principal  $-3\text{dB} = 15.6^\circ$ .

La comparaison entre le gain maximal issue de la simulation et le gain maximal théorique lié à l'ouverture équivalente  $A_{\text{eff}}$  nous montre que :

- Peu de pertes sont présentes à la fréquence 6.46GHz et les valeurs sont quasiment identiques.
- Les pertes de rayonnement certainement correspondent aux pertes d'énergie liées aux pertes diélectriques et à la présence de lobes secondaires.
- Les premiers lobes de réseaux atteignent une valeur maximale de -11.6dB, cette valeur est assez faible et ne dégrade pas le rayonnement de l'antenne.

## 10. Conclusion

Ce chapitre constitue une description brève des métamatériaux et des structures périodiques planaires dont nous avons rappelé les caractéristiques fondamentales et les applications potentielles de ces structures au voisinage de l'antenne imprimée.

Dans un premier lieu, nous avons présenté les différentes théories et méthodes permettant de modéliser les métamatériaux. Ensuite, nous avons abordé la théorie du milieu effectif permettant la description électromagnétique de milieux composites et nous avons appliqué avec succès cette méthode pour l'extraction des paramètres effectifs d'un milieu à indice de réfraction négatifs formé par l'assemblage des SRR et des tiges. Les principales limites de validité de cette théorie ont aussi été discutées.

Bien que les résultats de nos simulations satisfassent au comportement attendu, il demeure nécessaire de les utiliser dans l'environnement d'une antenne pour les validerait. Dans la dernière partie de ce chapitre nous avons présenté une démonstration de l'application de ces surfaces dans l'environnement d'une antenne réseau planaire constituée de 4 éléments et alimentée par une ligne micro-ruban. Une amélioration significative de performance de l'antenne a été constatée à la suite de la suppression des ondes de surface par la structure métamatériau.

Ce chapitre sert de base pour le chapitre suivant où nous allons utiliser les métamatériaux pour faciliter la commande d'un système rayonnant actif, Ils nous aideront à déterminer ses impédances d'entrée dynamiquement.

## Références

- [1] Y. Fan and Y. Rahmat-Samii, "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: a low mutual coupling design for array applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 2936-2946, 2003.
- [2] P. M. T. Ikonen, E. Saenz, R. Gonzalo, and S. A. Tretyakov, "Modeling and Analysis of Composite Antenna Superstrates Consisting on Grids of Loaded Wires," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, pp. 2692-2700, 2007.
- [3] F. Linot., "Apport des Surfaces à Haute Impédance à la conception d'antennes réseaux compactes et d'antennes réseaux à très large bande passante," Thèse de Doctorat, Télécom ParisTech, 2011.
- [4] W. Zhang and P. S. Hall, "Mutual coupling investigation of two wideband dipole antennas on EBG ground plane," in *2007 International workshop on Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications*, pp. 35-38, 2007.
- [5] R. W. Ziolkowski and A. D. Kipple, "Application of double negative materials to increase the power radiated by electrically small antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 2626-2640, 2003.
- [6] R. W. Ziolkowski, A. Erentok, and E. Okay, "Densely packed arrays of metamaterial-inspired antennas," in *2006 First European Conference on Antennas and Propagation*, 2006, pp. 1-4.
- [7] B. Johannisson and A. Derneryd, "Array Antenna Design for Base Station," in *Antenna application Symposium*, Illinois, 1999.
- [8] H. Lalj, "Conception et caractérisation de filtres et systèmes antennaires reconfigurables chargés par des résonateurs Métamatériaux sub-longueurs d'onde," Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, 2014.
- [9] A. Erentok, P. L. Luljak, and R. W. Ziolkowski, "Characterization of a volumetric metamaterial realization of an artificial magnetic conductor for antenna applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 160-172, 2005.
- [10] C. Caloz and T. Itoh, "Transmission line approach of left-handed (LH) materials and microstrip implementation of an artificial LH transmission line," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, pp. 1159-1166, 2004.
- [11] C. A. Balanis, *Modern antenna handbook*. Hoboken, NJ: Wiley, 2008.
- [12] A. Lai, T. Itoh, and C. Caloz, "Composite right/left-handed transmission line metamaterials," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, pp. 34-50, 2004.
- [13] G. HOUZET, "Déphasage composite accordable et routage spatial par la technologie des métamatériaux," Thèse de Doctorat, Université de Lille 1, 2009.

- [14] A. H. J. Pendry, D. Robbins, and W. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2075-2084, 1999.
- [15] V. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of epsilon and mu," *Soviet Physics Uspekhi*, vol. 10, pp. 509-514, 1968.
- [16] A. M. Nicolson and G. F. Ross, "Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 19, pp. 377-382, 1970.
- [17] W. B. Weir, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies," *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, pp. 33-36, 1974.
- [18] D. Smith, S. Schultz, P. Markoš, and C. Soukoulis, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients," *Physical Review B*, vol. 65, p. 195104, 2002.
- [19] S. Lannebere, "Étude théorique de métamatériaux formés de particules diélectriques résonantes dans la gamme submillimétrique : magnétisme artificiel et indice de réfraction négatif," Thèse de doctorat, Université de Bordeaux 1, 2011.
- [20] X. Chen, T. M. Grzegorzcyk, B.-I. Wu, J. Pacheco Jr, and J. A. Kong, "Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials," *Physical Review E*, vol. 70, p. 016608, 2004.
- [21] C. Menzel, C. Rockstuhl, T. Paul, F. Lederer, and T. Pertsch, "Retrieving effective parameters for metamaterials at oblique incidence," *Physical Review B*, vol. 77, p. 195328, 2008.

# Chapitre 4

## *Synthèse de l'antenne réseau active*

### 1. Introduction

Lors de la conception de l'antenne active, deux méthodes de modélisation séparées doivent être associées, la première sert à évaluer les performances de l'élément rayonnant, et l'autre, pour représenter le circuit actif. Ce chapitre a pour objectif de mettre en œuvre le concept actif, nous présentons dans un premier temps un outil de synthèse appuyé sur une approche bilatérale. Cet outil nous permet de prendre en compte les effets induits par une désadaptation de charge d'une antenne réseau à pointage.

Ensuite, une antenne réseau fonctionnant autour de 2.4GHz sera dimensionnée et évaluée en tenant compte de tous les facteurs mis en jeu et plus particulièrement ceux liés à l'effet du couplage. Après, dans le but de commander la direction de faisceau, la méthode analytique servant à définir la loi d'excitation sera décrite. En effet, le dépointage entraîne des alternances aléatoires de la valeur d'impédance d'entrée des antennes élémentaires et peut provoquer des taux d'ondes stationnaires très élevés ( $TOS \geq 3$ ), c'est pour cela nous nous sommes concentrés sur la caractérisation et la modélisation des effets causés par le pointage de faisceau pour estimer la variation des impédances en utilisant l'analyse Load-pull.

Dans la deuxième partie, et pour tester la validité de la méthode de synthèse, une antenne réseau à quatre éléments sera caractérisée et appréciée en utilisant les valeurs fournies par l'outil de synthèse. Pour mettre en évidence son efficacité, une validation numérique de type «full-wave» par le simulateur CST-MWS sera présentée.

Finalement, nous examinerons l'utilisation des structures métamatériaux afin de minimiser l'effet du couplage dans le réseau et par conséquent de diminuer la variation des charges ce qui permet de vérifier à la fois la robustesse de méthode de synthèse et sa faculté de prendre en compte des TOS très élevés.



## 2. Choix de l'élément rayonnant unitaire

Dans cette partie nous désirons concevoir une antenne planaire centrée autour de la fréquence 2.4GHz avec une bande passante de 10% alimentée par un câble coaxial. Après une estimation des performances de l'antenne et ses dimensions, les paramètres du modèle sont exportés vers le simulateur électromagnétique. Ensuite nous analyserons et nous optimiserons les résultats de simulation pour valider ce modèle. La structure de l'antenne est montrée dans la figure 4.1. Les antennes planaires simples telles les antennes dipôles ou patch ont souvent une très faible directivité et un angle de rayonnement fixe. L'utilisation d'une antenne unitaire s'avère souvent insuffisante pour répondre aux contraintes de rayonnement. Pour cela, l'antenne est reproduite pour former un réseau, on considère des conditions aux limites périodiques pour introduire l'effet de couplage mutuel entre les éléments de réseau. Le control du réseau nécessite un circuit d'alimentation, ce qui influence le rayonnement et rend la commande précise et efficace très délicat. Cela nous a conduits à adopter une procédure de conception et d'optimisation de l'antenne réseau.

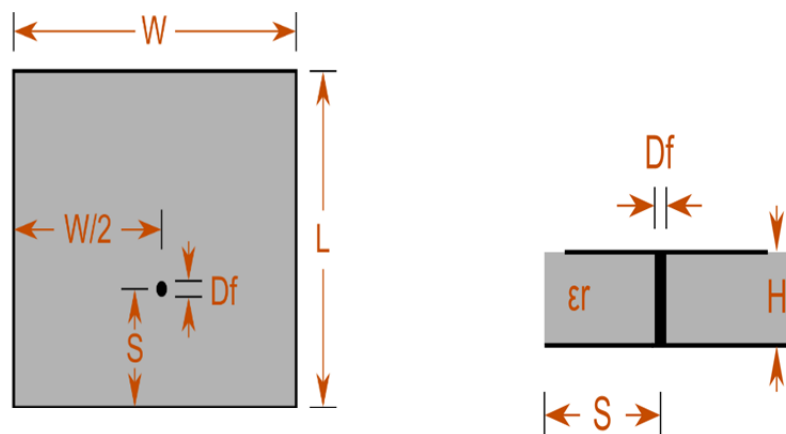


Fig. 4.1. Schéma de l'antenne, à gauche vue de dessus, à droite vue de coupe

Le procès de la sélection de type de l'élément approprié pour des spécifications d'un cahier de charge définis comme le réseau d'alimentation, l'impédance, la polarisation et le substrat peut être accélérer à l'aide de Antenna Magus, après une étude paramétrique de l'antenne patch carrée, les meilleures performances de l'antenne sont obtenues par les paramètres illustrées dans le tableau suivant :

Paramètre	Description	Valeur
$F_0$	Fréquence centrale	2.45GHz
L	Longueur du patch	49.96mm
W	Largeur du patch	41.22mm
H	Epaisseur du substrat	2.6 mm
$\epsilon_r$	Permittivité relative	2
S	Position du point d'alimentation	13.95mm
$D_f$	Diamètre d'alimentation	611.8 $\mu$ m
X	Longueur de l'antenne	99.91mm
Y	Largeur de l'antenne	82.45mm
Z	Epaisseur de l'antenne	2.6mm

Tab. 4.1. Paramètres de l'antenne unitaire

Les figures 4.1 et 4.2 représentent l'adaptation de l'antenne et le digramme de rayonnement respectivement

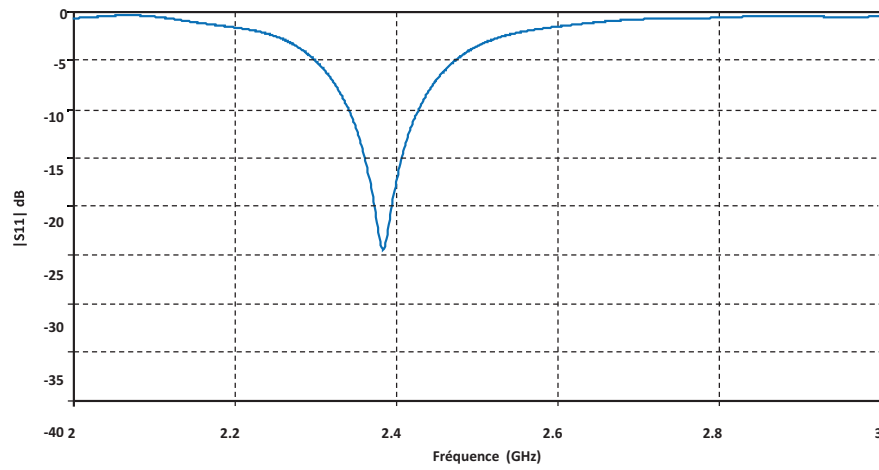


Fig. 4.2. Adaptation de l'antenne

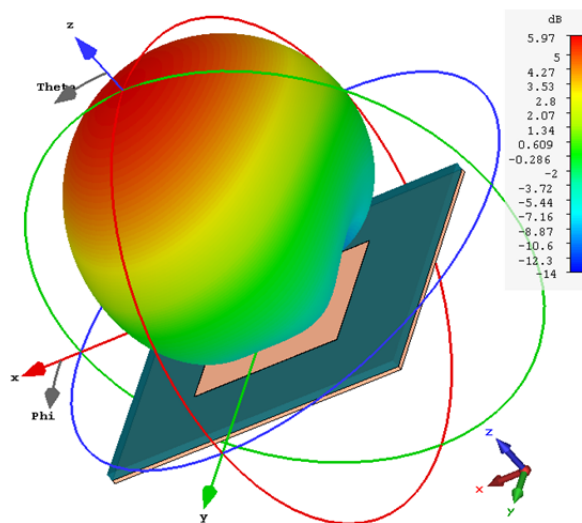


Fig. 4.3. Diagramme de rayonnement de l'antenne à 2.4 GHz

### 3. La mise en réseau d'antennes imprimées

Une fois le choix de l'élément approprié est effectué, le réseau peut être synthétisé pour atteindre les spécifications physiques du modèle. Nous précisons : l'élément unitaire, le nombre d'éléments, la configuration géométrique, et le gain envisagé. Nous calculons en suite la matrice de distribution pour exciter les éléments afin de commander le diagramme de rayonnement. Il a semblé intéressant et logique d'expérimenter s'il était possible d'obtenir d'autres types de diagrammes de rayonnement en associant plusieurs sources. En effet, les contributions des sources axées ou désaxées peuvent venir se sommer afin d'obtenir un diagramme spécifique. En excitant certaines des sources individuellement ou certains groupes de sources, il devient alors possible de diriger le lobe principal dans les deux plans et passer d'un diagramme directif à un diagramme sectoriel. Les sources peuvent être organisées en réseau linéaire ou surfacique permettant ainsi de former les diagrammes dans les deux plans.

Un diagramme de rayonnement de type directif est obtenu si les sources sont placées en configuration linéaire régulièrement espacée, La direction du lobe principale dans le plan d'élévation, le nombre et l'intensité des lobes secondaires sont spécifiée en jouant sur la phase et l'amplitude du signal d'excitation de chaque élément ainsi que sa position. La directivité ou l'angle d'ouverture sont spécifiés par l'espacement entre les éléments s'ils sont alimentés par le même signal. Pour diriger le lobe principal dans les deux plans élévation et l'azimut, une configuration planaire rectangulaire ou circulaire est nécessaire.

La formation du diagramme de rayonnement avec les niveaux de gain voulus impose de déterminer le nombre d'éléments nécessaires à la réalisation de ce réseau. Empiriquement, lorsque l'on double le nombre d'éléments, on admet que l'on double également la valeur du gain (ce qui correspond à un ajout de +3 dB). Cependant, cette formule ne prend en compte aucune perte (couplage, pondération...).

La simulation électromagnétique des grands réseaux est généralement délicate, compte tenu du facteur d'échelle important entre les éléments rayonnants, le réseau complet et son support. Un calcul direct par une méthode full-wave exigerait un temps de calcul extrêmement important, et pourrait conduire à manipuler des matrices très mall conditionnées. C'est pourquoi le calcul des réseaux fait souvent appel à des approches spécifiques.

### 3.1. Configuration de l'antenne réseau à 4 éléments

Un réseau d'antennes est un ensemble de sources rayonnantes, chacune notée  $S_i$ . Chacune d'entre elle est alimentée par un signal utile avec une phase,  $\Phi_i$  qui lui est propre. Comme nous le verrons par la suite, cette phase est calculée pour répondre aux performances souhaitées en termes d'angle de rayonnement, de directivité ou de lobes secondaires. Il existe un grand nombre de méthodes d'optimisation permettant de minimiser ou de contrôler les lobes secondaires des réseaux. Ces techniques consistent à ajouter une distribution d'amplitude ou à modifier l'emplacement des sources, sont les réseaux non uniformes. Les distributions binomiales, de Taylor ou de Dolph-Tschebyscheff sont les plus couramment utilisées, toutes ces techniques sont présentées dans la référence [1].

Dans le but de valider ces principes de l'antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement, un réseau d'antenne opérant à 2.4GHz a été conçu et caractérisé. Il associe 4 éléments qui permet d'alimenter entre 1 et 4 sources indépendamment. Le réseau a été développé à partir de l'antenne décrite dans la section précédente, l'élément d'antenne est alimenté inductivement. Ceci permet de contrôler facilement l'impédance d'entrée de l'antenne. La figure. 4.4 montre la disposition du réseau. Le réseau imprimé est simulé dans CST-MWS est alimenté par des sondes coaxiales. Les substrats et les paramètres utilisés pour réaliser cette antenne sont les mêmes que ceux de l'antenne élémentaire. La distance entre les éléments rayonnant est de 44mm soit  $0,5\lambda$  à 2.4GHz. La taille totale de l'antenne est de  $85 \times 75 \text{mm}^2$ . A partir les résultats de simulation on peut déterminer la matrice décrivant les impédances à l'entrée de chaque élément.

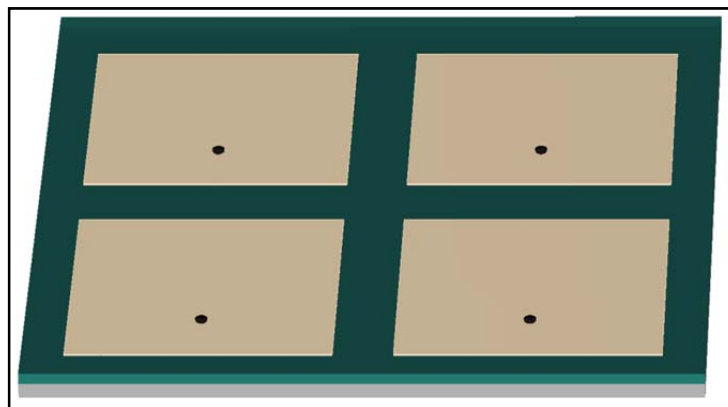


Fig. 4.4. Structure de l'antenne réseaux 2x2

Cette structure est intentionnellement choisie parce qu'elle présente un effet de couplage dans le deux plans E et H. On a utilisé peut de nombre d'éléments du fait que le traitement complet d'un réseau d'une dizaine d'antennes par une méthode numérique est long et couteux en place mémoire.

### 3.2. Performances électromagnétiques du réseau

Dans un premier temps, chaque élément du réseau est alimenté par un port d'alimentation avec une impédance de  $50\Omega$ . L'exemple de synthèse est réalisé pour un diagramme de rayonnement avec un lobe principal étroit avec -10dB de niveau de lobes secondaires. Le diagramme est normalisé à la valeur maximum à  $[0^\circ, 0^\circ]$ .

### 3.3. Effet du couplage sur l'adaptation de l'antenne

Nous avons simulé l'effet de couplage pour l'antenne réseau de 4 éléments rectangulaire à 2.4GHz

L'étude de l'effet de couplage entre les éléments se déroule comme suit :

- Étude paramétrique sur les coefficients de réflexion et de couplage lorsque on arrange les éléments dans les directions X et Y et séparés d'une distance d.
- Étude paramétrique sur le taux d'onde stationnaire en fonction de niveau de couplage mutuel entre les éléments.
- Étude paramétrique sur l'impédance d'entrée de chaque élément du réseau en fonction de niveau de couplage entre les éléments.

La Fig. 4.5 présente les résultats de la simulation du coefficient de réflexion et du coefficient de transmission (traduisant le couplage) lorsque les éléments sont séparés d'une distance d. L'étude débute avec  $d = 44\text{mm}$ , qui est la plus petite distance inter-éléments réalisable. L'augmentation de la distance inter-élément d n'entraîne pas de variations significatives du coefficient de réflexion. Le couplage est important lorsque les deux antennes sont proches, Pour la plus petite distance inter-élément, le coefficient de couplage est de -17dB.

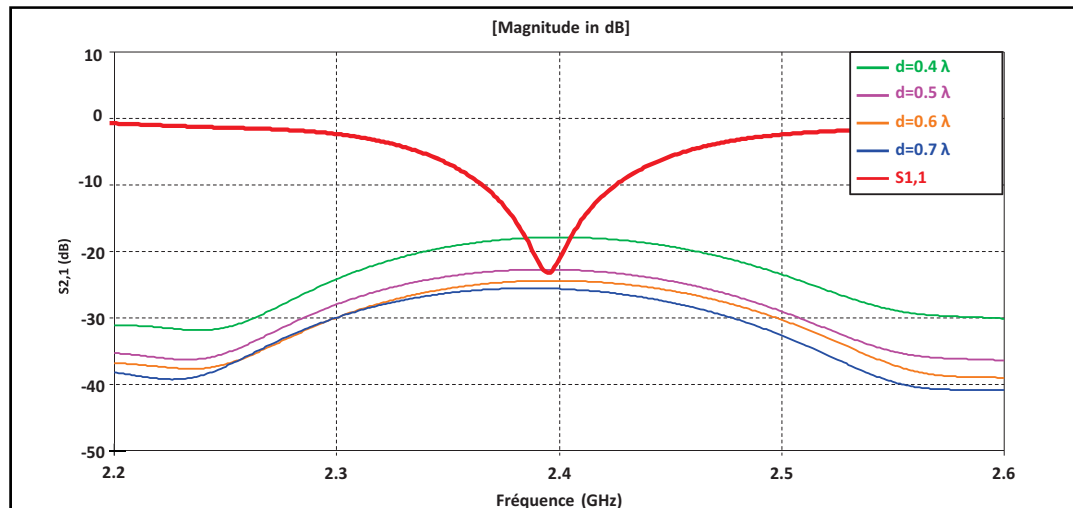


Fig. 4.5. Effet de l'espacement inter-éléments sur le niveau du couplage

L'adaptation de l'antenne est clairement influencée par l'effet de couplage comme il est montré sur la figure 4.6. La variation de l'impédance  $Z$  en fonction de la distance entre les patchs ( $d/\lambda$ ) dans les plans E et H, est montrée sur les figures 4.7 et 4.8. Les patchs rectangulaires sont considérés identiques. Les résultats montrent que l'impédance  $Z$  décroît avec l'augmentation de  $d$ , avec un espacement inférieur à  $\lambda$  cette région correspond au couplage d'onde de surface, Mais pour une distance plus grande le couplage devient radiatif et la valeur de l'impédance  $Z$  reste pratiquement constante. Il est à noter que le couplage dans le plan E est plus élevé que dans le plan H pour cette configuration. Ces résultats concordent avec les résultats des références[2].

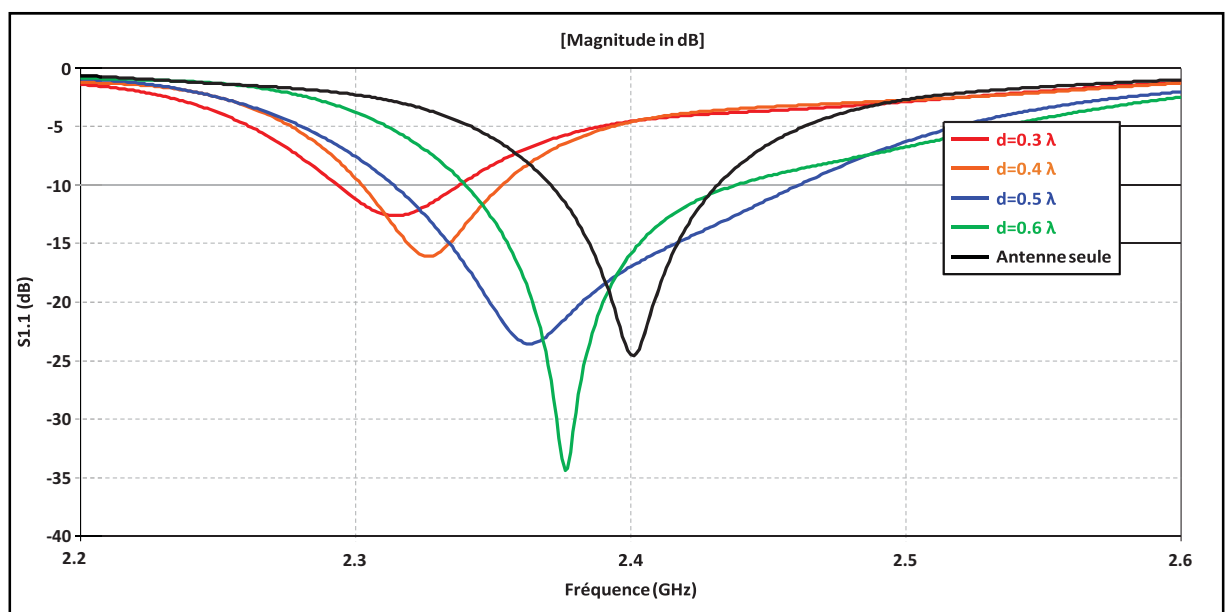


Fig. 4.6. Effet du couplage sur le niveau d'adaptation des éléments de l'antenne réseau

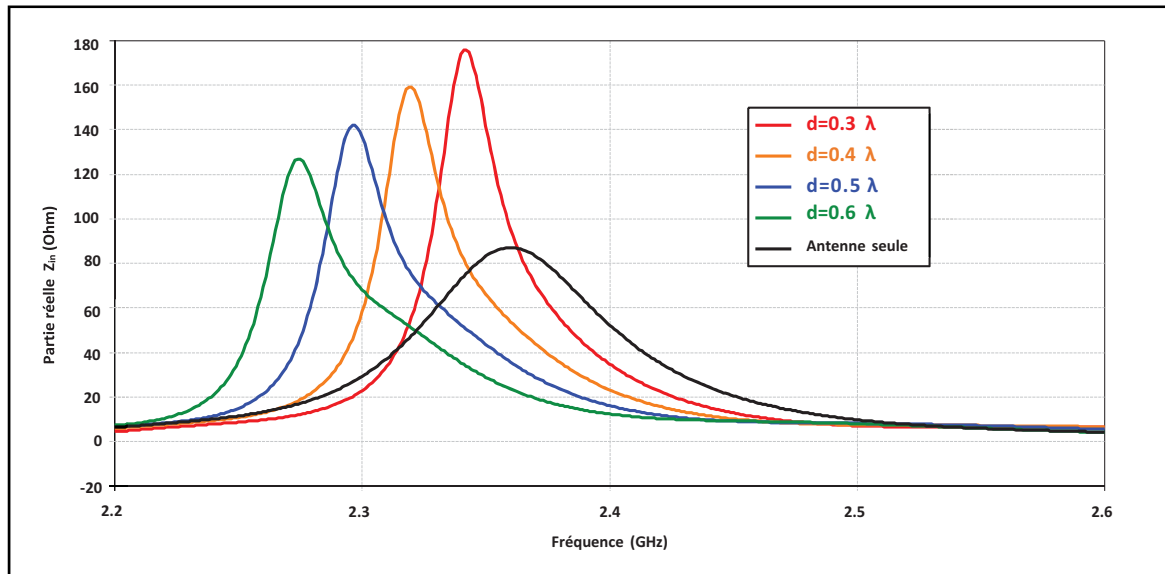


Fig. 4.7. Effet du couplage sur la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'élément du réseau

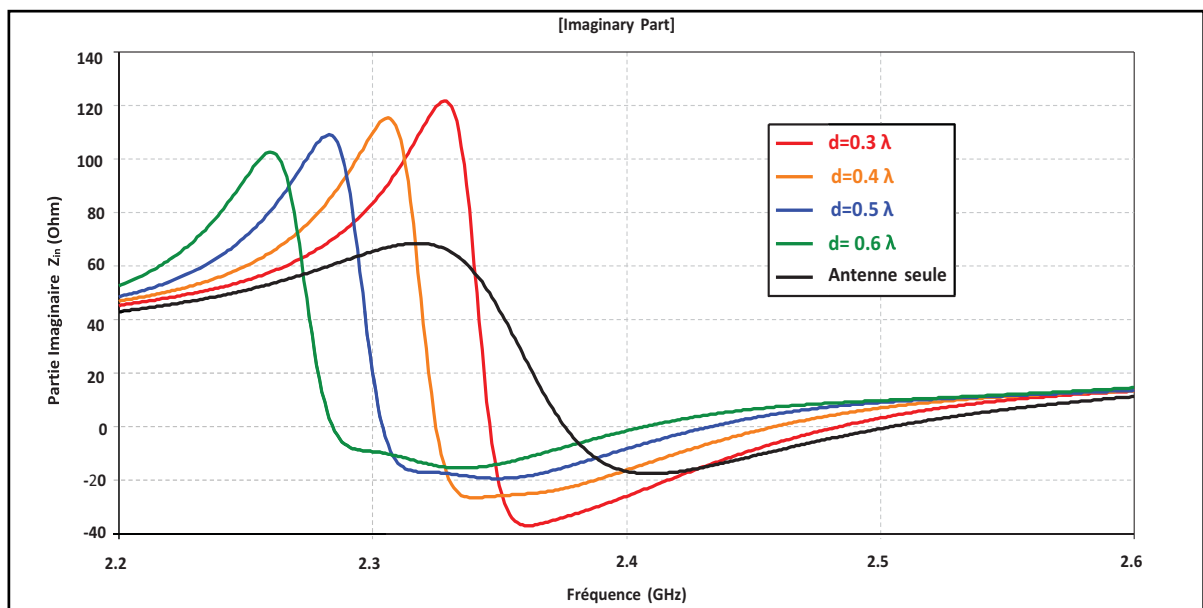


Fig. 4.8. Effet du couplage sur la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'élément du réseau

Comme le montre la figure 4.9, le TOS reste inférieur à 2 pour une bande de fréquence de largeur plus de 800MHz. Le rapprochement des éléments revient à décaler la bande vers les fréquences supérieures. Le couplage a un effet presque négligeable pour un angle de pointage plus petit que  $30^\circ$  mais cet effet peut détériorer d'une façon remarquable le pointage pour un angle plus grand que  $30^\circ$ . Cet effet sera augmenté en considérant les variations des impédances d'entrée et les excitations dues au couplage mutuel.

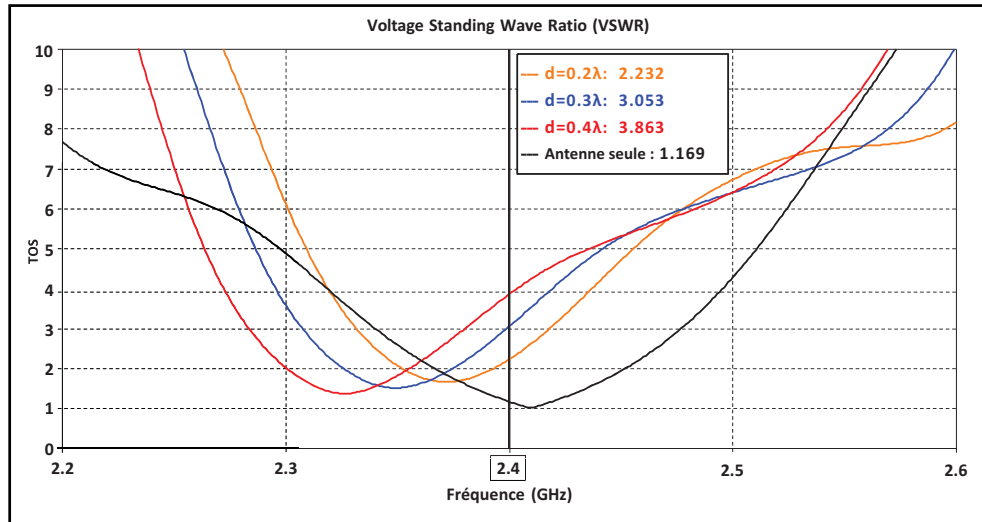


Fig. 4.9. Effet du couplage inter-éléments sur le TOS

### 3.4. Effet du couplage sur le rayonnement

La Figure 4.10 compare la variation du gain de réseau avec le nombre d'éléments rayonnants dans le cas des lois d'amplitude uniforme. Le gain du réseau devient de plus en plus important au fur et à mesure que le nombre d'éléments augmente et que l'écart étant d'autant plus significatif que le réseau est grand. On observe sur la même figure que l'impact de dépointage du faisceau d'un réseau à 4 éléments sur le gain est comparé à un réseau de 16 éléments. Le gain de l'antenne dépend du dépointage et donc l'accroissement de l'angle de dépointage s'accompagne par une dégradation au niveau de gain. Le gain de réseau variant de 7.2dB à 12.8dB correspondant aux faisceaux allant de la position extrême au centre (différence de 5,6dB)

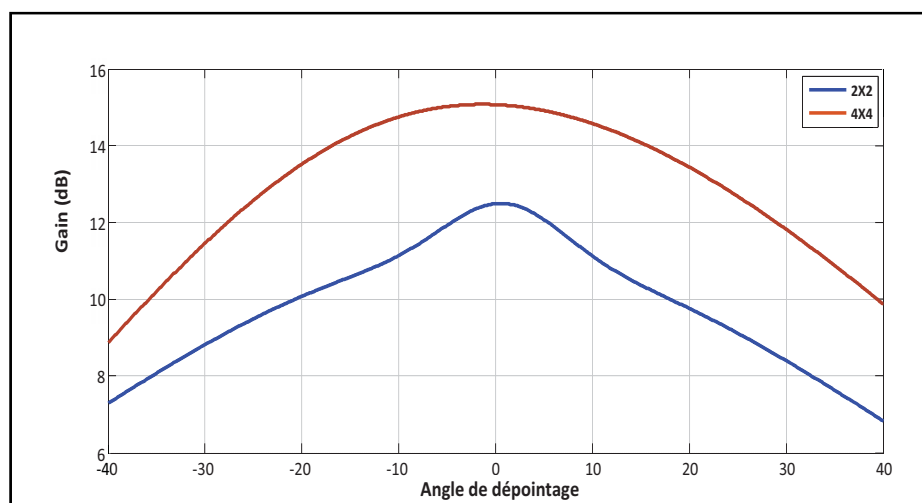


Fig. 4.10. Variation du gain du réseau en fonction de l'angle de dépointage dans le plan E



Nous constatons qu'une partie de l'énergie rayonnée est perdue dans les lobes de réseau qui apparaissent dans le plan E du réseau. Ces lobes sont plus importants pour les faisceaux extrêmes car la distance entre les éléments est assez élevée ( $0.7 \lambda_0$ ). Rappelons que la distance de non apparition des lobes de réseau est directement proportionnelle à l'angle de dépointage. Pour un dépointage de  $40^\circ$ , cette distance limite est de  $0.73\lambda_0$ .

#### 4. Description de la méthode de synthèse

La synthèse de réseaux d'antennes se définit comme suit : étant donné un diagramme de rayonnement désiré  $F_d$ , spécifié par une fonction analytique, quelles sont les lois d'alimentation et/ou de répartition spatiale des éléments rayonnants qui permettent d'approcher au mieux le diagramme désiré  $F_d$ . On a vu que les performances de réseau ne dépendent que des paramètres physiques (tel que les coefficients complexes de la loi d'illumination) et géométriques (tel que la répartition spatiale des sources). La synthèse consiste dans la plupart des cas à déterminer les paramètres géométriques, ou électriques du réseau afin de produire un diagramme de rayonnement désiré.

La synthèse des réseaux d'antennes imprimées satisfaisant un diagramme de rayonnement spécifique et limité par des contraintes (géométriques ou de réalisations pratiques) est un problème d'optimisation fortement non linéaire.

Il est possible d'envisager plusieurs méthodes de synthèse en agissant sur un paramètre ou plusieurs paramètres à la fois :

- Synthèse par loi d'amplitude
- Synthèse par loi d'amplitude et de phase
- Synthèse par loi d'amplitude et de répartition spatiale
- Synthèse par loi d'amplitude, de phase et de répartition spatiale

Une astuce simplificatrice consiste à considérer que le type, le nombre, et la distribution des éléments du réseau sont préalablement optimisés pour offrir une grande aptitude de commande cela rend le système plus maniable et permet donc de contrôler l'angle du dépointage uniquement par un jeu sur l'amplitude et la phase du signal de chaque port d'alimentation. Il est à noter ici que plus le nombre des éléments de réseaux s'augmente, plus la possibilité de dépointer le diagramme s'accroît.

Dans une antenne réseau l'ensemble de  $N$  sources rayonnantes et réparties dans l'espace. Un signal différent peut être appliqué entre les différentes sources. Modifier les phases permet de commander la direction du lobe principal alors que modifier les amplitudes permet de contrôler le niveau des lobes secondaires.

Pour ce premier enjeu qui consiste à maximiser le gain dans une direction choisie  $(\theta_d, \phi_d)$ , nous admettons l'hypothèse que les diagrammes issus des  $N$  antennes élémentaires doivent, après pondérations, avoir leurs rayonnements tous cohérents dans la direction  $(\theta_d, \phi_d)$ . Connaissant les  $N$  diagrammes de rayonnement issus d'une caractérisation numérique ou d'une mesure, il est aisé de définir la loi de phase pour les pondérations en amplitude et en phase qui devront être appliquées aux  $N$  ports de l'antenne. On ne supposera pas au départ que les amplificateurs et les déphaseurs réels utilisés pour réaliser ces pondérations obéissent à des contraintes technologiques.

#### 4.1. Calcul de la loi d'excitation des éléments

Pour une configuration bidimensionnelle on considère la distribution des éléments du réseau comme une matrice de dimension  $M \times N$  ou  $N$  désigne le nombre des lignes et  $M$  le nombre de colonnes. Nous prenons comme phase de référence la phase de la composante du champ rayonné par la première antenne élémentaire correspond à un lobe principale centré vers la direction normale  $[\theta, \varphi] = [0^\circ, 0^\circ]$ .

Les phases à parvenir par les pondérations  $\angle a_i$  des éléments de réseau seront facilement déduites de la connaissance de l'ensemble des  $N$  diagrammes de rayonnements  $\Phi_i$

$$\angle a_i = \angle a_1 + \angle \Phi_1(\theta_d, \phi_d) - \angle \Phi_i(\theta_d, \phi_d) \quad (4.1)$$

Avec : -  $(\theta_d, \phi_d)$  la direction de pointage du lobe,

- $\angle \Phi_1(\theta_d, \phi_d)$  Phase de la composante principale du champ rayonné par la première antenne élémentaire dans la direction  $(\theta_d, \phi_d)$ .
- $\angle \Phi_i(\theta_d, \phi_d)$  Phase du champ rayonné dans la direction  $(\theta_d, \phi_d)$  par l'antenne élémentaire  $i$ .

Ainsi en appliquant aux antennes élémentaires les pondérations de phase décrites par l'Équation 4.1, toutes ces antennes interféreront constructivement dans la direction  $(\theta_d, \phi_d)$

$$AF = AF = \sum_{n=1}^N I_{n1} \left[ \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin\theta \cos\phi + \beta_x)} \right] e^{j(n-1)(kd_y \sin\theta \cos\phi + \beta_y)} \quad (4.2)$$

Avec :  $I_n, I_m$  coefficients d'excitation, le déphasage progressif et l'espacement entre les éléments sur les axes X et Y sont  $(d_x, d_y)$  et  $(\beta_x, \beta_y)$  respectivement

$$E_{\text{total}} = E_{\text{élément}} \times \text{Facteur réseau} \quad (4.3)$$

Le faisceau s'incline toujours du côté où les phases retardent. En pratique, plusieurs architectures électroniques de contrôle des signaux émis sur chaque patch peuvent être envisagées, la variation continue de la phase est effectuée électroniquement par l'utilisation des ferrites ou par des diode déphaseurs, pour les déphaseurs à base de ferrite le déphasage est contrôlé par le champ magnétique dans la ferrite ce champs est contrôlé à son tour par l'intensité de courant électrique circulant dans les fils enveloppants le déphaseur. L'utilisation d'un coupleur chargé avec des diodes varicap permet en fonction de la tension appliquée aux diodes d'avoir une excursion de phase de  $180^\circ$ . Il est également possible de réaliser un déphaseur avec des MEMS (*Micro Electro-Mechanical Systems*). Ce type de déphaseur consiste à placer périodiquement des cellules élémentaires de déphasage. Chacune d'entre elles est équivalente à une capacité commutée modifiant l'impédance et la phase de la ligne [3].

Dans cette section, le réseau est configuré pour dépointer le lobe principal vers l'angle  $[20^\circ, 15^\circ]$ . Les résultats obtenus de la synthèse du même réseau de la section précédente de 4 éléments séparés d'une demi longueur d'onde en agissant sur les coefficients de phases par une loi d'excitation calculée par la méthode analytique. Les diagrammes de rayonnement obtenus par la simulation numérique lors de l'application de la loi d'excitation pour le diagramme de rayonnement spécifié centré autour de  $[20^\circ, 15^\circ]$  sont reproduits sur la figure 4.11.

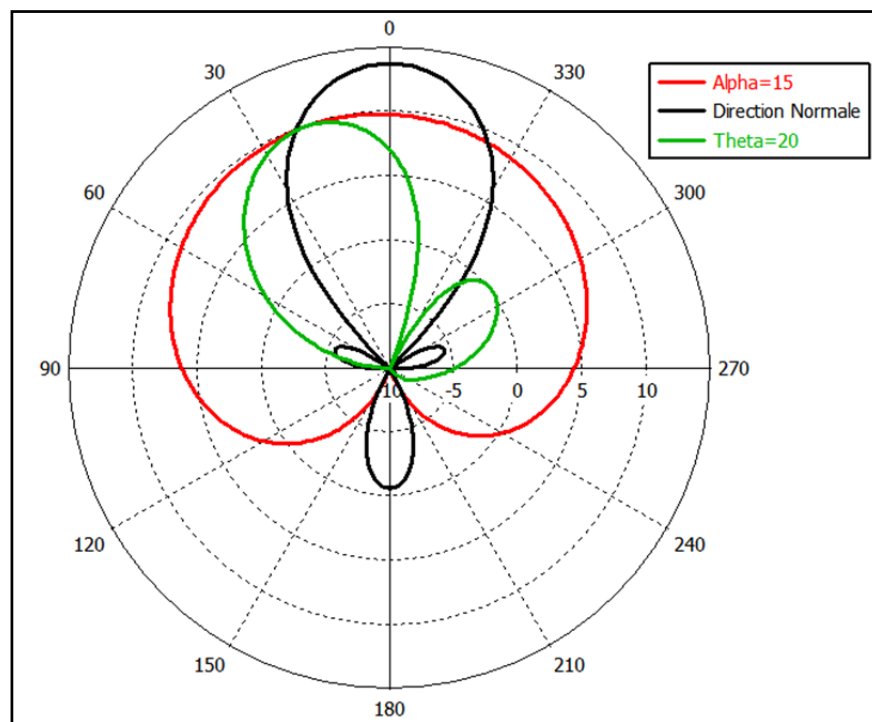


Fig. 4.11. Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau 2x2 à 2.4 GHz pour un dépointage de  $[20^\circ, 15^\circ]$

Le gain maximum est de 12.6dB et la directivité maximum est de 13.3dBi. L'efficacité moyenne du réseau d'antennes est plus de 80% sur la bande d'intérêt. Nous avons constaté 3 degrés d'écart dans l'angle de dépointage par rapport à la méthode analytique. Les résultats comparatifs du diagramme du rayonnement dans le plan de  $\theta$  du même réseau centré autour de couple  $[20^\circ, 15^\circ]$  et centré vers la direction normale  $[0^\circ, 0^\circ]$  montrent que le dépointage mène à dégrader significativement le gain d'antenne de 3.2 dB, et par conséquent l'apparition d'un lobe secondaire dans le plan de  $\theta$  dirigé vers  $[-55^\circ]$  vaut 0dB. Néanmoins ce niveau reste en dessous de -7dB dans les plans principaux.

L'ouverture à mi-puissance est pourtant bien déduite analytiquement, on retrouve les mêmes résultats pour les faisceaux près de l'axe principal. Cependant pour les faisceaux

extrêmes, cette ouverture est plus réduite à cause de la remontée des lobes secondaires. Nous précisons ici que dans le cas du même réseau avec des éléments isolés, tous les diagrammes sont symétriques. Toute déformation observée est donc due au couplage interne du réseau.

Il est important de noter que le pas du réseau est une donnée importante, le gain maximum est obtenu pour un espacement comprise entre  $0.5\lambda_0$  et  $0.9\lambda_0$ . Dans le cas d'un réseau non pondéré en amplitude (tous les  $a_i$  sont égaux), le gain 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 et donc de son gain.

## 5. Mise en œuvre de la méthode de synthèse

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. Pour un réseau à balayage électronique, la synthèse du réseau est réalisée à chaque reconfiguration du diagramme. La méthode utilisée pour la synthèse doit respecter des contraintes de temps de calcul pour une reconfiguration la plus rapide possible et adapté pour des applications qui nécessitent une réponse très rapide ou en temps réel. La problématique associée à la synthèse concerne la prise en compte des effets du couplage mutuel. La connaissance des caractéristiques de l'élément primaire, obtenue au moyen de logiciels d'électromagnétisme, doit être extrêmement précise de manière à effectuer une mise en réseau des éléments répondant le mieux aux contraintes imposées par le cahier des charges. En effet, les formules approchées ne permettant pas de caractériser parfaitement cet élément, l'erreur commise se répercute ou se multiplie lors de la mise en réseau. Il nécessaire d'avoir recours à un calcul full-wave, l'intégralité de la synthèse, des études paramétriques et la détermination des performances finales se font avec le solveur analytique.

La synthèse du réseau est procédée en trois étapes principales : Calcul, évaluation, et optimisation, cela est fait en boucle fermée et après chaque itération nous réalisons une analyse et une étude paramétrique pour se rapprocher de la loi d'excitation appropriée.

**La première étape :** cette étape consiste à développer un procédé assurant une synthèse et analyse de réseau d'antennes à l'aide d'une méthode analytique permettant d'effectuer plusieurs itérations dans un temps de calcul très court par une combinaison des diagrammes de rayonnement des  $n$  antennes issue de la simulation électromagnétique full-wave de l'élément unitaire. Dans le but d'obtenir le rayonnement désiré, les impédances des antennes sont considérées comme étant égales à 50 ohms, ce qui n'est pas le cas dans le fonctionnement réel. 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. Celui-ci a été développé entièrement sous Matlab.

**La deuxième étape :** Pour vérifier la validité de la méthode analytique les données résultantes du calcul sont injectées comme paramètres d'entrée du simulateur électromagnétique, ainsi les résultats prédits par Matlab sont utilisés pour estimer les performances de réseau dans CST-MWS. La matrice de couplage déterminée par CST-MWS va nous servir à calculer les impédances à présenter sur chaque entrée et à définir la fonction des pondérations correspondantes pour compenser l'effet du couplage et assurer un transfert maximal de l'onde incidente vers l'accès de chaque antenne. C'est cette phase de la synthèse qui est la plus consommatrice en temps de calcul.

**La troisième étape :** la méthode analytique présente généralement un grand nombre de solutions non optimales. Ce qui explique le besoin d'une étape d'optimisation de la fonction objective, l'optimisation nous permet de déterminer les impédances optimales qui permettent l'adaptation de l'antenne, et empêchent le courant induit (couplé) de venir perturber le rayonnement. A chaque itération nous vérifions si la loi de pondération appliquée fournit le diagramme attendu. Le problème d'optimisation consiste, donc, à minimiser la fonction exprimée au moyen de l'erreur entre le résultat issue de la simulation numérique de rayonnement du réseau et la fonction désirée ou objective.

Le synoptique de la méthode de synthèse est représenté dans la figure(4.12).

Compte tenu de la puissance de calcul mise à notre disposition, la réalisation d'un réseau de quelques dizaines d'élément reste tout à fait raisonnable. En suivant la même démarche à celle de la section 2, un réseau contenant 64 éléments est conçu de façon à montrer l'efficacité de la méthode de synthèse développée.

L'espacement inter-élément est conservé l'une demi longueur d'onde.

Le diagramme de rayonnement d'un réseau en configuration carrée 8x8 et de dépointage dans la direction  $[60^\circ, 60^\circ]$  est illustré sur la Figure 4.13.

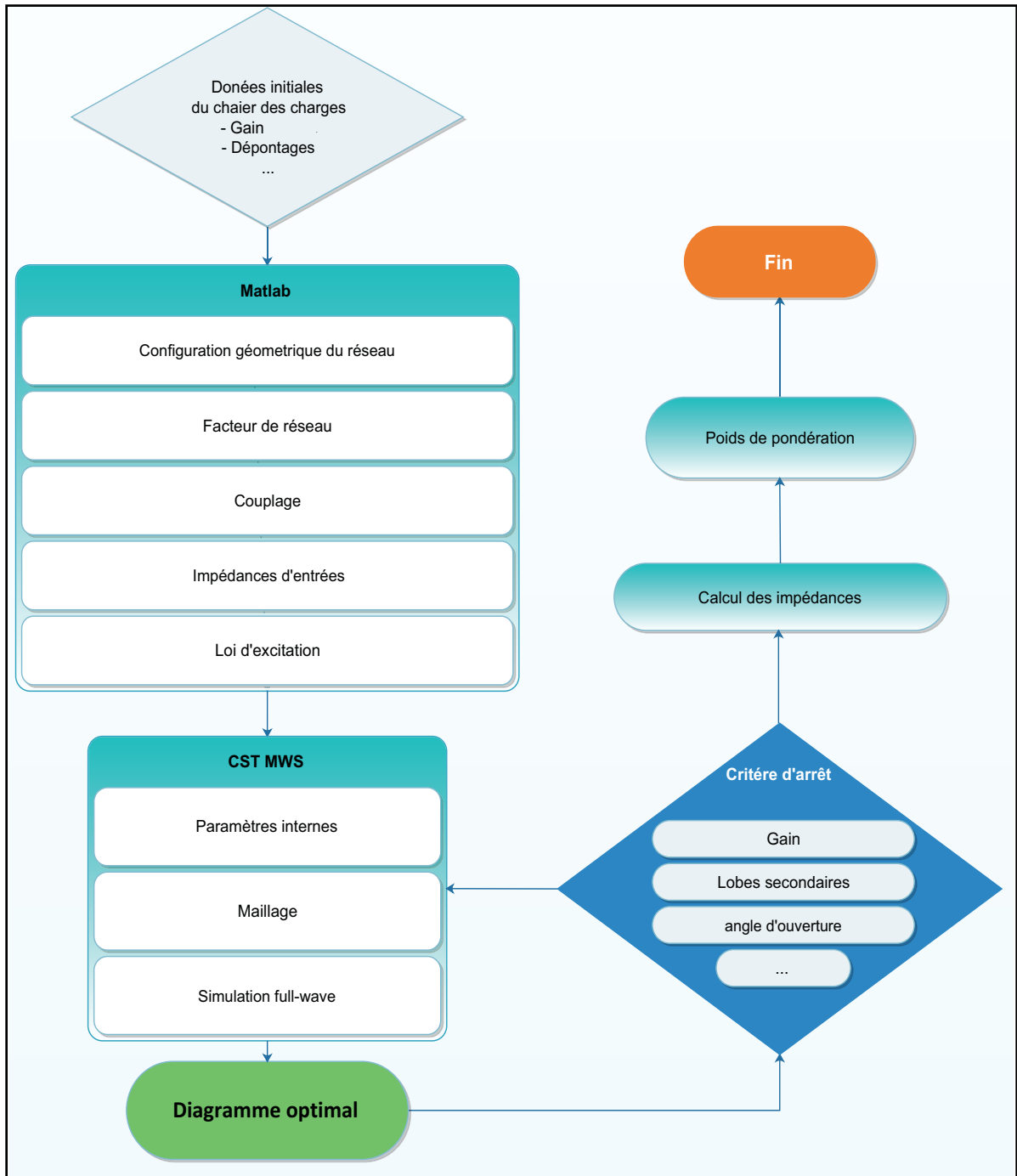


Fig. 4.12. Synoptique de la méthode de synthèse développée

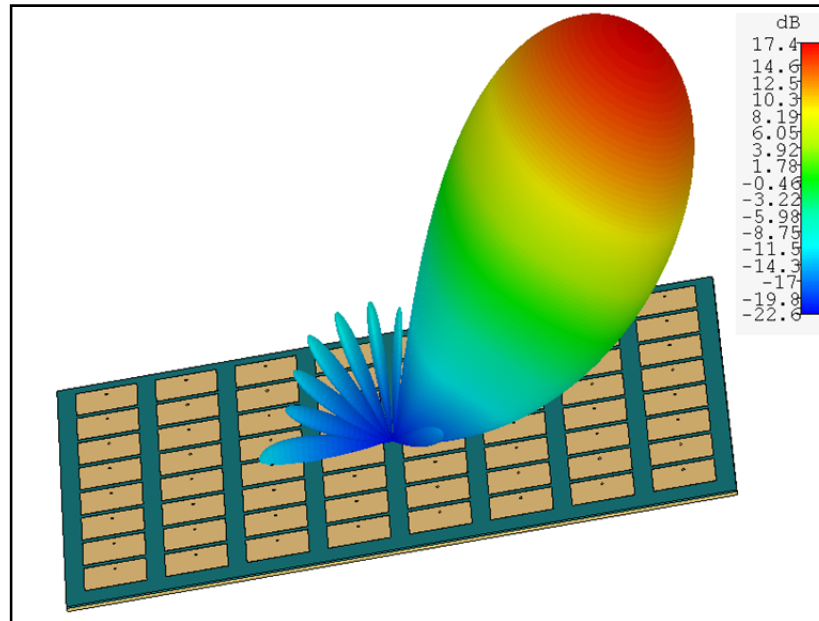


Fig. 4.13. Diagramme de rayonnement synthétisé d'une antenne réseau 8x8 correspond un dépointage de  $[60^\circ, 60^\circ]$  à 2.4GHz

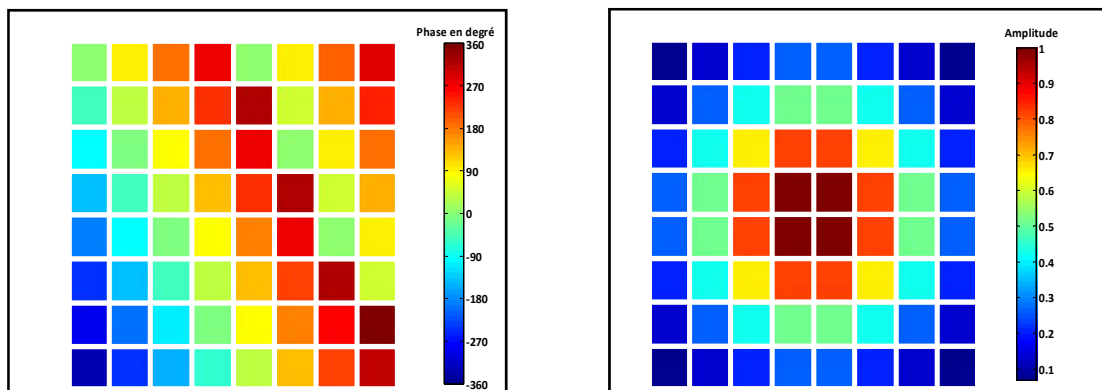


Fig. 4.14. Coefficients de pondération synthétisés pour un dépointage de  $[60^\circ, 60^\circ]$  : À gauche coefficient de phase, à droite coefficients d'amplitude

La figure 4.14 reporte les amplitudes et les phases des coefficients d'excitations correspondantes au dépointage  $[60^\circ, 60^\circ]$ .

Il faut noter que les critères d'arrêt sont définis à partir des fonctions de poids qui contrôlent le niveau des lobes secondaires, l'angle de dépointage et le temps de calcul. La définition du gabarit impose des spécifications sur ces critères d'arrêts que nous utilisons pour déterminer les grandeurs nécessaires permettant une adaptation complète du système étudié.



Les résultats attendus en simulations électromagnétique sont tout à fait satisfaisants le gain obtenu est de l'ordre de 17dB, La simulation a montré que le lobe principal est bien contrôlé et les positions du lobe pointé correspondent parfaitement bien à ceux prévus par la synthèse, le déphasage correspondant un dépointage de  $[60^\circ, 60^\circ]$  est bien déduit par la méthode analytique. Il faut mentionner que le plan de masse est fini dans simulateur et c'est pourquoi nous constatons une légère différence au niveau de gain autour de 2dB par rapport aux calcul analytique. 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.

La pondération des amplitudes est effectuée par la méthode de Dolph-Tchebycheff, permettant d'assurer un niveau réduit pour toute les lobes secondaires. On remarque d'après ces figures que les lobes secondaires sont de même niveau et elles sont contenues dans les limites imposées (-30dB).

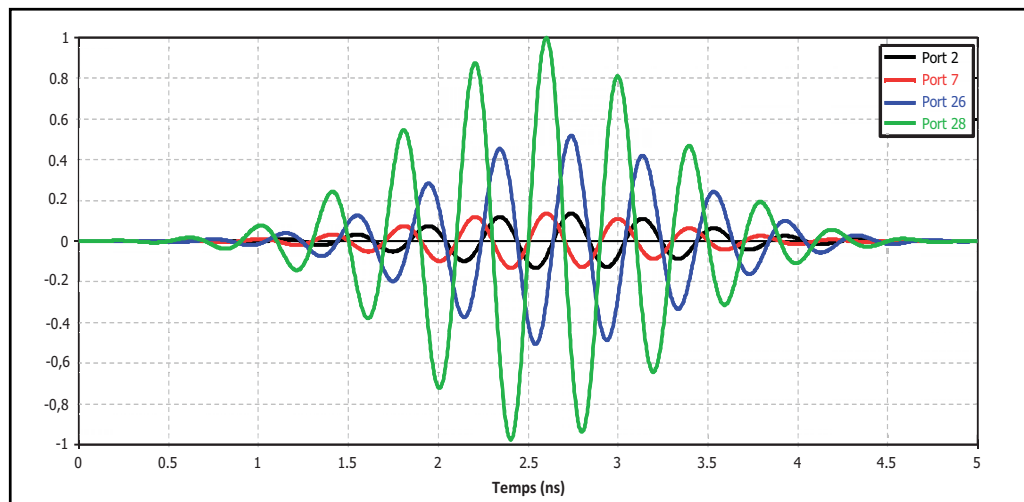


Fig. 4.15. Signaux d'excitations appliqués à l'entrée des différents éléments de réseau

La figure 4.15 présente des signaux idéaux d'excitations à appliquer à l'entrée des différents ports de réseau pour dépointer l'antenne à la direction  $[60^\circ, 60^\circ]$ . L'analyse de réseau ne tient donc pas compte de l'environnement extérieur au réseau d'antennes, comme le circuit d'alimentation; cependant, la réalisation du circuit d'alimentation reste une étape très délicate, car de nombreuses règles de conception sont à respecter en terme de place, de variation de largeur de ligne et des différentes discontinuités.

En effet, 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. Dans le cas d'utilisation d'amplificateurs, l'impédance de charge va influencer le gain en module et en phase, ce qui impacte les pondérations en amplitude et en phase associés au dépointage, nuisant à l'efficacité du réseau et dégradant ses performances optimales.

## 6. Adaptation amplificateurs-antenne

Nous allons mettre en évidence la modélisation conjointe antennes-circuits dans un module d'émission. Elle consiste donc à étudier le modèle comportemental de l'amplificateur en présence des impédances réelles présentées par les antennes. D'après le modèle électromagnétique développé et décrit dans la section précédente, nous déterminons les impédances d'entrée de chaque antenne pour un réseau de 1x8 correspond 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.

Nous avons toutes les informations électromagnétiques nécessaires pour calculer les impédances à présenter sur chaque élément ainsi que les ondes tensions/courants  $a_i$  à générer.

Les critères et les spécifications à respecter lors de la conception d'un amplificateur sont représentés principalement par un faible niveau de bruit (NF), un gain élevé ( $G_A$ ), une stabilité ( $\mu_1 \mu_2$ ) et une bonne adaptation ( $S_{11}$  et  $S_{22}$ ) au port d'entrée et de sortie. À cela s'ajoute également une faible consommation de puissance, ainsi qu'une linéarité appréciable, pertes d'insertion et distorsion (IIP3). Le tableau 4.2 illustre les valeurs typiques

$G_A$	NF	$S_{11}$ et $S_{22}$	$S_{12}$	$\mu_1 \mu_2$	IIP3
>10 dB	<2 dB	<-15 dB	<-20 dB	>1	>-10 dB

Tab. 4.2. Valeurs typiques des paramètres de l'amplificateur

La conception de l'antenne active ne s'intéresse pas seulement par la phase et l'amplitude du signal d'alimentation, mais aussi elle doit garantir l'adaptation entre l'antenne et son circuit de commande. Les caractéristiques de fonctionnement des

amplificateurs varient fortement selon la direction de pointage. En effet, modifier la direction de pointage change la phase relative des signaux émis par les éléments voisins du réseau, et captés par couplage. Il en résulte une variation de l'impédance ramenée en sortie, susceptible d'altérer la puissance émise et la phase de transfert, voire même de détruire l'amplificateur. Par conséquent, la charge active des amplificateurs doit être évaluée dès la conception et dans l'intégralité des configurations.

### 6.1. Evaluation des impédances du réseau

On souhaite étudier l'interaction de l'amplificateur de puissance en présence des impédances de sorties qui sont les impédances d'entrée des antennes obtenu par la modélisation initiale de réseau, On définit, en sortie de chaque amplificateur, le coefficient de réflexion en onde  $\Gamma$  et le Taux d'Onde Stationnaire (TOS) traduisant la désadaptation par rapport à l'impédance de référence ( $50\Omega$ ) pour un réseau d'antennes de quatre éléments. Le tableau 4.3 présente les impédances calculées et leur TOS associé pour les angles de dépointage à  $-20^\circ$  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.

0°			15°			25°		
Port	$Z_{ant}$	TOS	Port	$Z_{ant}$	TOS	Port	$Z_{ant}$	TOS
1	52.8+j29.1	1.7534	1	50.8+j28.8	1.7580	1	51.2+29.5	1.6140
2	47.3+j31.9	1.9097	2	55.5+j28.7	1.7295	2	61.0+j39.5	2.0676
3	51.9+j30.5	1.8062	3	58.2+j19.5	1.4765	3	54.5+j33.7	1.8971
4	49.1+j31.2	1.6060	4	53.2+j22.9	1.5600	4	57.2+j37.2	2.0026

Tab. 4.3. Impédance d'entrée et TOS de chaque élément du réseau pour différentes angles de dépointage

Les impédances d'entrées de chaque antenne seront vues comme des impédances en sortie pour chaque amplificateur de puissance. On observe un changement important dans les valeurs d'impédances et du TOS sur les bords du réseau, Ceci pose un problème de désadaptation pour les amplificateurs de puissance.

Pour mieux concevoir et dimensionner l'antenne réseau active, il a tenu compte des ondes couplées dans la chaîne d'émission. On consiste à modifier la consigne appliquée à chaque amplificateur pour tenir compte du TOS actif de l'antenne. Cette étape permet de déterminer la fonction de transfert des amplificateurs en fonction de la charge qui leur est connectée. Le calcul de la matrice d'impédance de l'antenne réseau pendant le dépointage est donc nécessaire, ce calcul électromagnétique constitue une étape intermédiaire. On désire maintenant étudier le comportement de l'amplificateur pour différentes conditions

de charges qui présentent une désadaptation modérée. Les charges aléatoires testées ont des TOS (TOS=1, 1,5 et 2). Les figure 4.16 et 4.17 présentent l'effet de la variation du TOS sur les performance l'amplificateur.

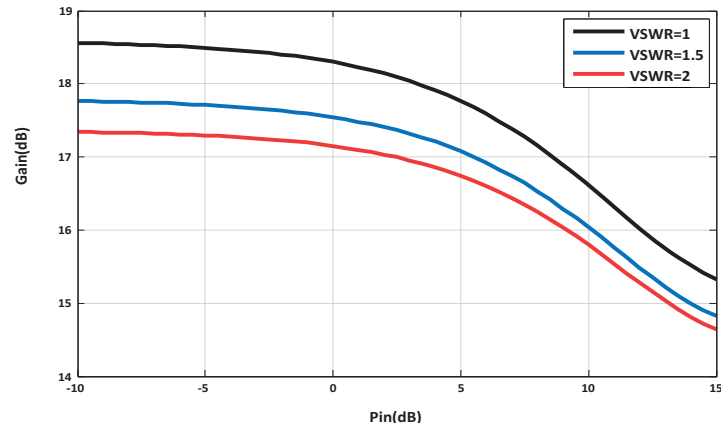


Fig. 4.16. Effet de TOS sur la conversion de phase AMPM de l'amplificateur

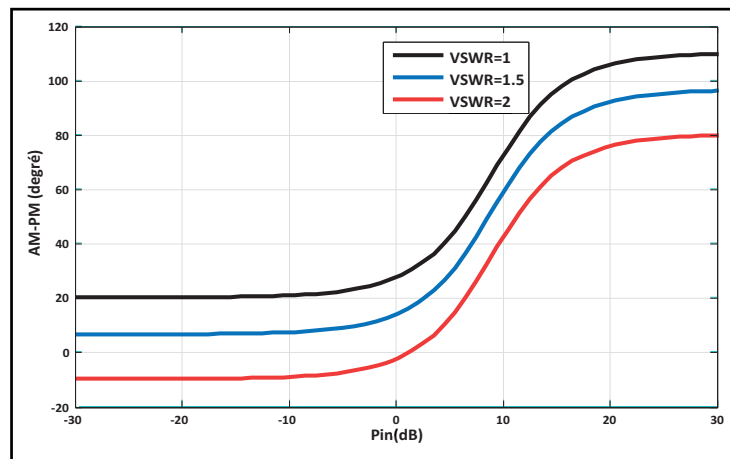


Fig. 4.17. Effet de TOS sur la compression du gain AMAM de l'amplificateur

On peut remarquer sur la figure ci-dessus la dégradation des performances de l'amplificateur de puissance lorsque la charge s'éloigne de sa charge initiale. Les figures montrent que pour un TOS=2, la variation de gain (AMAM) et de la phase (AMPM) sont importantes. On peut observer des variations maximales plus d'1dB sur le gain et de 30° sur l'AMPM dans la zone non linéaire (compression). 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 du modèle développé qui offre pour cette exemple une prédiction cohérente jusqu'à un TOS de 2.

## 6.2. Synthèse des charges à connecter aux ports de l'antenne

Pour pallier la problématique d'adaptation des amplificateurs, nous adoptons un procédé pour le contrôle des distributions en phase et en amplitude d'antennes réseaux repose sur l'utilisation de composants actifs, on parle alors d'antennes actives.

Le principe de conception de ce type d'antennes actives consiste à intercaler un réseau d'adaptation entre l'amplificateur et l'élément rayonnant dont on peut contrôler l'adaptation à l'aide des éléments actifs de façon à changer constamment la réactance à présenter à l'entrée de l'antenne pour obtenir le diagramme de rayonnement voulu sans influencer la phase et l'amplitude du signal d'excitation et sans avoir besoin d'une isolation.

Le taux d'onde stationnaire TOS est calculé à l'entrée de l'antenne est utilisé pour évaluer la charge active nécessaire pour l'adaptation, cela nécessite un système de commande pour calculer et attribuer à chaque élément sa puissance délivrée à l'antenne et à la charge réactive d'une façon automatique. La synthèse consiste donc à définir les charges dites réactives « $jX_i$ » permettront de réaliser une fonction de rayonnement proche d'un objectif souhaité comme il est montré dans la figure 4.18.

On doit développer un automatisme pour chercher les valeurs de  $Z_i^*$  vérifions cette relation et ainsi réaliseront l'adaptation globale du système. Par la synthèse d'impédances de charges réactives : on réinjecte de la puissance au réseau d'adaptation afin de contrôler l'impédance de charge vue par l'amplificateur.

On note que à chaque antenne  $i$  il y a une puissance incidente  $a_i$  est une puissance réfléchie  $b_i$ . le coefficient de réflexion vue de la charge s'écrit :

$$\Gamma = \frac{a_i}{b_i} = \frac{Z_{\text{charge}} - Z_0}{Z_{\text{charge}} + Z_0} \quad (4.4)$$

Deux sources de courant sont induites à chaque élément de réseau,  $i_{\text{antenne}}$  induit par la puissance injectée depuis le port et  $i_{\text{coupl}}$  induit par les éléments adjacents par couplage.

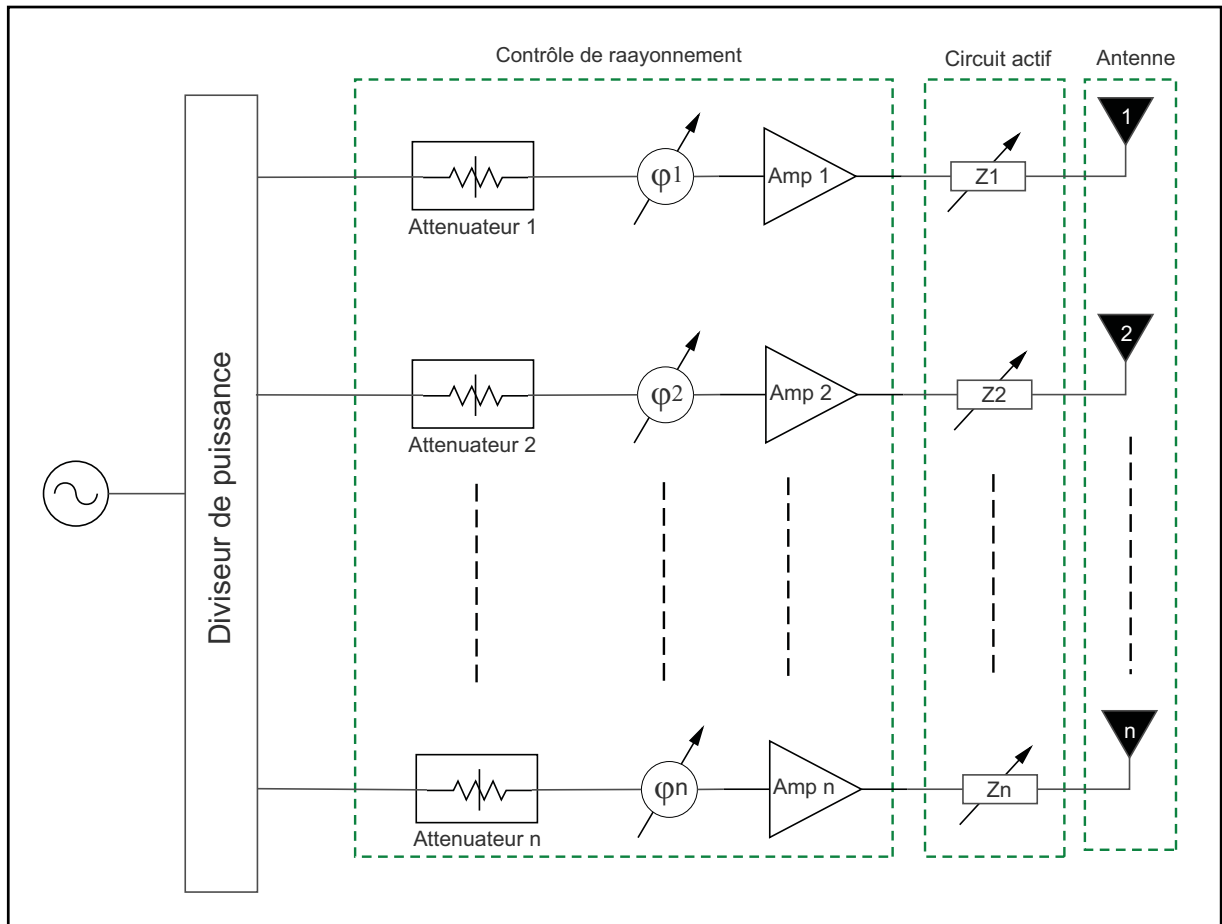


Fig. 4.18. Schéma de l'antenne réseau avec le circuit actif

La deuxième étape porte sur la synthèse des charges réactives qui assure la bonne distribution de déphasage (loi de phase) nécessaire à la formation du diagramme de rayonnement. Nous utilisons les données issues de la simulation électromagnétique comme entrée et nous définissons différentes directions de pointage comme objectifs de rayonnement. Ce solveur analytique nous permet d'effectuer les tâches suivantes :

- Synthétiser une distribution des déphasages et de puissance,
- Calculer les impédances complexes à présenter à l'entrée de chaque antenne
- Déterminer les charge réactives du réseau pour adapter les amplificateurs aux impédances imposées par l'antenne.

Le programme restitue les coefficients de réflexion pour calculer les charges réactives à connecter aux ports des antennes, les poids des ondes incidentes appliquées à l'ensemble des antennes élémentaires et l'impédance d'entrée de l'antenne finale.

Les impédances réactives  $X_i$  à synthétiser et à connecter aux ports des antennes sont calculées depuis :

$$jX_i = z_0 \frac{1 + \Gamma_i}{1 - \Gamma_i} \quad (4.5)$$

Ces charges sont assimilées à des capacités ou des inductances

$$\text{Charge réactive : } \left\{ \begin{array}{l} L_i = \text{Img} \left( \frac{Z_{L_i}}{\omega_0} \right), \text{ si } Z_{L_i} > 0 \\ C_i = \text{Img} \left( \frac{1}{Z_{L_i} \omega_0} \right), \text{ si } Z_{L_i} < 0 \end{array} \right. \quad (4.6)$$

Les charges réactives peuvent finalement être connectées aux ports de la structure maillée dans CST-MWS afin de vérifier les résultats prédits au sein du simulateur de circuit ADS. Il vérifie que l'impédance d'entrée de l'antenne est bien conforme au calcul réalisé par le programme de synthèse et que les lois de pondérations sont bien réalisées en jouant sur les charges réactives connectées aux ports de l'antenne.

Les pondérations, les impédances, coefficient de réflexion et les valeurs des réactance prévues, sont reportées sur le tableau 4.4.

Port	Poids de l'antenne	Coefficient de réflexion synthétisé sur l'accès de l'antenne			
		$\Gamma$	Inductance	Condensateur	Impédance de la charge
1	0.338exp(-j*308.3°)	01.51exp(j* 92.22°)	0.0515 nH		39.7+38.86i
2	0.326exp(j*0)	0.922exp(j* 63.26°)	0.0406 nH	-	42.6+30.63i
3	0.327exp(-j*184.2°)	1.778exp(-j*61.17°)	-	95.30pF	42.9-34.79i
4	0.238 exp(-j*77°)	2.157exp(-j81.09°)	-	41.70 pF	23.55-79.5i

**Tab. 4.4. Valeurs d'impédances optimales et leurs pondérations correspondantes pour un dépointage de 0° et +20° à 2.4GHz**

L'analyse globale nous a permis de concevoir le circuit de distribution adapté à l'optimisation du réseau d'antennes couplées. Il suffit à présent de raccorder le réseau d'antennes avec ce circuit d'alimentation. Nous avons introduit les résultats de deux simulations indépendantes qui sont d'une part la matrice S du circuit extrait d'une simulation par ADS, et d'autre part l'analyse du dispositif antennaire à quatre ports obtenus avec le simulateur "antenne" CST-MWS. Nous avons réalisé un réseau d'adaptation en utilisant les valeurs des composants du tableau. Nous avons constaté que le circuit de distribution fonctionne parfaitement avec le réseau d'antennes et l'adaptation de la

structure totale (antenne et circuit d'alimentation) est accomplie, et ainsi l'objectif recherché est achevé. Néanmoins, Une importance particulier doit être porter à la puissance délivrée aux composants actifs pour assurer cette adaptation.

## 7. Analyse « Load-pull » des impédances optimales

Le comportement du l'amplificateur est très dépendant de l'impédance de charge à laquelle il est connecté. Il peut être représenté par un diagramme sur un abaque de Smith : nous l'appelons le cycle de charge ou load pull. Le load pull du l'amplificateur est défini comme un ensemble de courbes d'iso-puissances émises par le l'amplificateur en fonction de sa charge en sortie ; ceci a déjà été décrit dans le deuxième chapitre. Dans cette partie, nous allons remplacer la charge de la référence de  $50\Omega$  par une charge variable. Le but étant de déterminer la valeur optimale de cette charge qui fournit le maximum de puissance en sortie. Sur l'abaque de Smith la figure 4.19 est représenté l'ensemble du nuage d'impédances imposée par l'antenne présentant une désadaptation relativement importante ( $TOS \leq 3$ ), pour plusieurs directions de pointage définies par les angles  $\theta$  et  $\varphi$ . Nous traçons alors les contours à puissance de sortie constante centrés sur l'optimum en termes de puissance fournie à l'antenne et de rendement en puissance ajoutée PAE. La valeur de puissance optimale est de plus en plus faible à mesure que l'on s'éloigne du contour central (optimum). Les contours « load-pull » des différentes performances de l'amplificateur sont montrés dans la figure suivante :

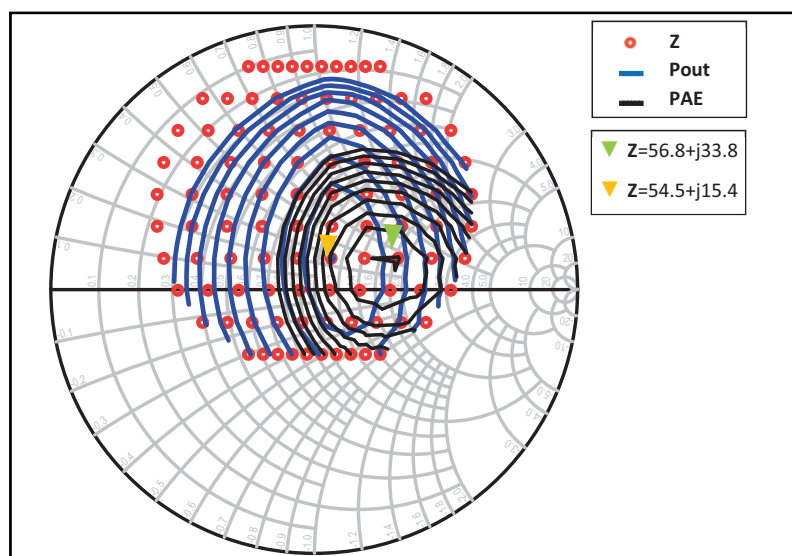


Fig. 4.19. Variation relative de Load-pull de la puissance en sortie des amplificateurs



Cette représentation permet d'évaluer le comportement de l'amplificateur et de mettre en évidence leur fonctionnement véritable vis-à-vis de la variation de la direction de pointage.

On effectue un traitement de toutes les données pour obtenir les contours « load-pull », ainsi que les performances obtenues pour les différentes charges optimales comme le montre le tableau suivant.

	Max	Pas entre contours	Z optimal
<b>Pout</b>	35.18dBm	0.5dbm	$Z=54.5+j15.4(\Omega)$
<b>PAE</b>	61%	2%	$Z=56.8+j33.8(\Omega)$

**Tab. 4.5. Performances de l'amplificateur obtenues par Load-pull**

Le tableau reporte les résultats de simulation de 10 contours de puissances pour des valeurs de fréquence et de compression de gain fixées à 2.4GHz et de 1dB respectivement, alors que l'impédance de charge vue par l'amplificateur balaye un disque situé dans le demi-cercle supérieur de l'abaque (convient à l'antenne patch).

Par rapport à une charge 50 $\Omega$ , l'impédance  $Z=54.5+j15.4(\Omega)$  améliore la puissance de sortie de 1.2dB en assurant un rendement en puissance ajoutée de 61%. D'autre part, le PAE est amélioré de 5% en présence d'une impédance de charge optimale  $Z=56.8+j33.8(\Omega)$  et atteint la valeur de 61% avec une puissance de sortie de 34.2dBm, Par contre, les impédances situées à extrémité dégradent la puissance de sortie optimale de 5 dB et le PAE de 15%.

Le choix de la meilleure topologie de réseau d'adaptation dépend fortement de la zone d'impédances que le réseau doit couvrir. Si la zone est petite et bien connue, des solutions plus simples sont possibles, à un seul étage d'adaptation ou même avec un seul composant, comme pour la correction du comportement inductif de l'antenne où il fallait simplement ajouter une capacité variable en série avec l'antenne. Cependant, lorsque la variation de l'impédance de l'antenne est plus importante et aléatoire, il faut concevoir des réseaux à plus large couverture, constitués de deux étages ou plus. En outre, les réseaux pour l'amélioration de l'efficacité des amplificateurs n'ont pas besoin de couvrir une large plage d'impédances, mais d'autres contraintes se posent, liées aux fortes puissances mises en jeu. Dans ce cas, les composants accordables utilisés doivent être le plus linéaires possible et supporter une forte dynamique en puissance. Là encore, dans le cas d'une

réalisation, le nombre de composants nécessaire demanderait un travail très important de conception. Pour une impédance de charge optimale à présenter plus grande, un rapport de transformation moins important est nécessaire pour convertir l'impédance de l'antenne vers l'impédance optimale de sortie. De même, plus le rapport de transformation est important, plus les valeurs de la réactance nécessaire pour réaliser le réseau d'adaptation est grande. Cependant, pour un coefficient de qualité donné, les pertes résistives sont proportionnelles à la valeur de la réactance, d'où résulte une augmentation des pertes dans le réseau d'adaptation lorsque le rapport de transformation augmente.

Comme l'accroissement du TOS entraîne une dégradation significative de puissance fournie ainsi que du PAE, on est conduit à chercher une solution pour réduire les impédances présentées par les éléments de l'antenne réseau au cours de son fonctionnement. Par conséquent, pour obtenir une forte puissance en sortie et régler le problème de TOS élevé imposé par l'antenne, on doit réinjecter un niveau de puissance important au réseau d'adaptation active. Cependant, nous avons besoin d'utiliser des amplificateurs de puissance ayant la même puissance de sortie pour garantir une certaine précision. Malheureusement, on reste limité dans le niveau de puissance à réinjecter dans le réseau pour éviter la destruction des composants et réduire le niveau de pertes résistives ainsi que la consommation de l'énergie.

Pour remédier à ce problème extrêmement sérieux, on doit chercher une matrice d'impédances d'entrée du système rayonnant située dans une zone favorable de Load-pull de l'amplificateur, dans laquelle il fournit plus de puissance et garantit un niveau de PAE suffisant. C'est ce que nous allons aborder dans la section suivante.

## **8. Amélioration de l'antenne active par les métamatériaux**

La validité de la méthode présentée diminue à mesure que la direction du faisceau principal du réseau d'antennes s'éloigne de l'incidence normale, la conséquence immédiate du couplage est l'excitation des ondes de surface, les impédances d'entrées sont considérablement affectées et l'adaptation n'étant plus assurée, et le réseau d'adaptation réalisé ne fonctionne plus de façon satisfaisante, une structure active semble donc difficile à réaliser due au grand nombre de composants actifs nécessaires.

Le fait que la puissance fournie à l'antenne ne soit pas totalement rayonnée dans la direction du lobe principale confirme que la puissance est canalisée dans une autre direction, produisant un lobe secondaire et pour certaines directions il est même quasiment impossible d'émettre de la puissance, c'est ce qu'on appelle le phénomène d'aveuglement. Cela implique que le recours à l'utilisation des métamatériaux est nécessaire.

### 8.1. Apport des métamatériaux sur les performances de l'antenne patch

Dans le but de maximiser le gain de l'antenne patch et de favoriser le rayonnement dans la direction normale nous utilisons une nouvelle structure EBG elliptique comme il est montré dans la figure 4.20.a. L'antenne est alimentée à son centre par une sonde coaxiale de rayon 0.5mm. La structure métamatériaux est construite en perçant des creux cylindriques périodiques dans le patch et le substrat. Les cylindres EBG sont répartis uniformément autour des périmètres de deux ellipses situées à l'intérieur de l'élément rayonnant. Le petit rayon de l'ellipse intérieure est  $R_1=13\text{mm}$  et le grand rayon  $R_2= 19\text{mm}$ . L'espacement entre les ellipses dans le petit rayon et le grand rayon sont respectivement  $S_1= 16\text{mm}$  et  $S_2= 23\text{mm}$  comme le montre la Fig. 4.20.b. La structure EBG intérieure est disposée avec une période transversale  $P_1= 1\text{mm}$ , et le rayon chaque cylindre est de 0.2mm. De même, les cylindres EBG externes ont une période transversale  $P_2 = 1.5\text{mm}$  et le rayon de chaque cylindre est de 0.3mm.

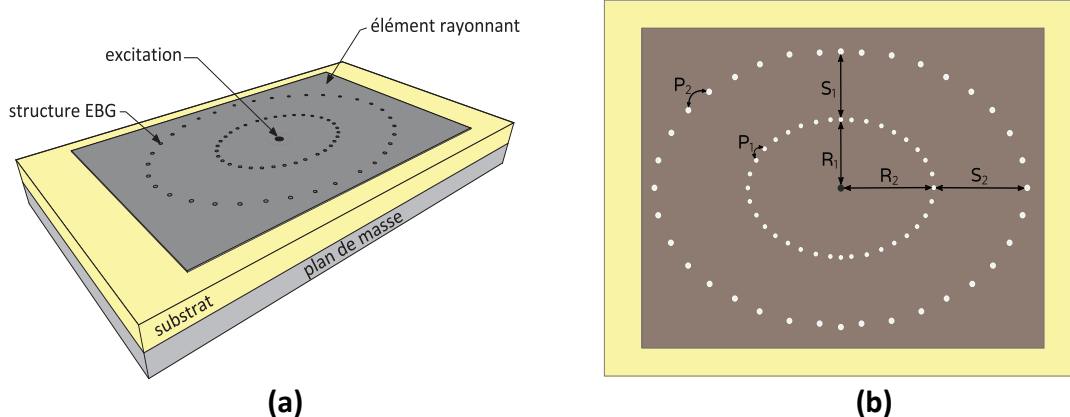


Fig. 4.20. Antenne patch rectangulaire avec la structure EBG a) vue de perspective b) vue du dessus.

La figure 4.21 montre le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne conçue à base des métamatériaux comparé avec le coefficient de réflexion de l'antenne sans métamatériaux. On peut observer à partir des résultats de simulation de CST Microwave Studio que l'antenne sans EBG est bien adaptée autour de 3GHz, avec une bande passante de 76MHz. En introduisant la structure EBG, les formes globales des courbes sont semblables avec une amélioration remarquable de plus de 4dB dans l'adaptation de l'antenne proposée. On peut voir aussi sur la figure qu'il y a un décalage de fréquence considérable entre les deux courbes. La raison de ce décalage est la réduction de la surface du métal causée par perforation dans la surface du patch.

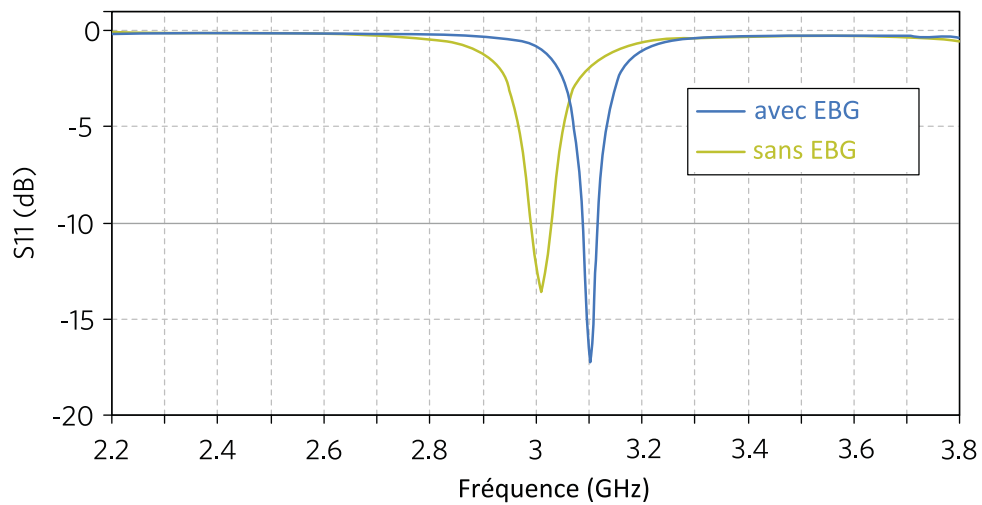


Fig. 4.21. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne patch avec et sans la structure EBG

Pour montrer l'efficacité de la structure métamatériaux à la suppression des ondes de surface, les distributions du champ électrique de l'antenne avec et sans la structure EBG sont illustrées dans la figure 4.22. Dans l'antenne proposée, des courants plus intenses circulent autour des cylindres EBG et le champ est principalement confiné à la zone des périphéries du patch et la structure EBG. Il est clairement visible que le champ électrique en dehors de la structure du patch est plus faible que celui du cas normal (sans EBG). De la comparaison, on peut conclure que la propagation des ondes de surface est considérablement supprimée par la structure EBG à la bande de fréquence désirée.

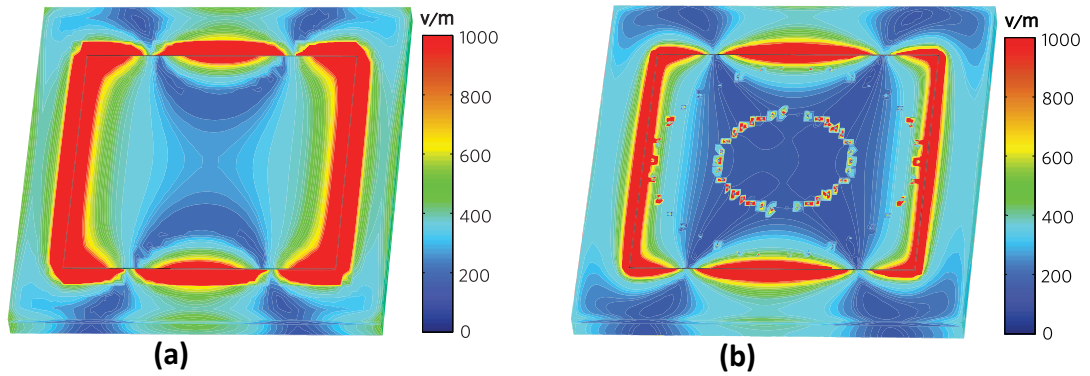


Fig. 4.22. Distribution du champ électrique de l'antenne a) sans EBG b) avec EBG.

La comparaison entre les diagrammes de rayonnement dans le plan E de l'antenne avec et sans métamatériaux est montrée dans la figure 4.23. Il est évidemment observé que la meilleure performance de rayonnement est obtenue par l'antenne avec la structure EBG. Un gain de 5,1dB est réalisé par l'antenne proposée tandis que le gain de l'antenne sans structure EBG est de 3,2dB. La suppression des ondes de surface a abouti à la réduction du niveau de lobe arrière et de renforcer le rayonnement de puissance dans l'hémisphère avant.

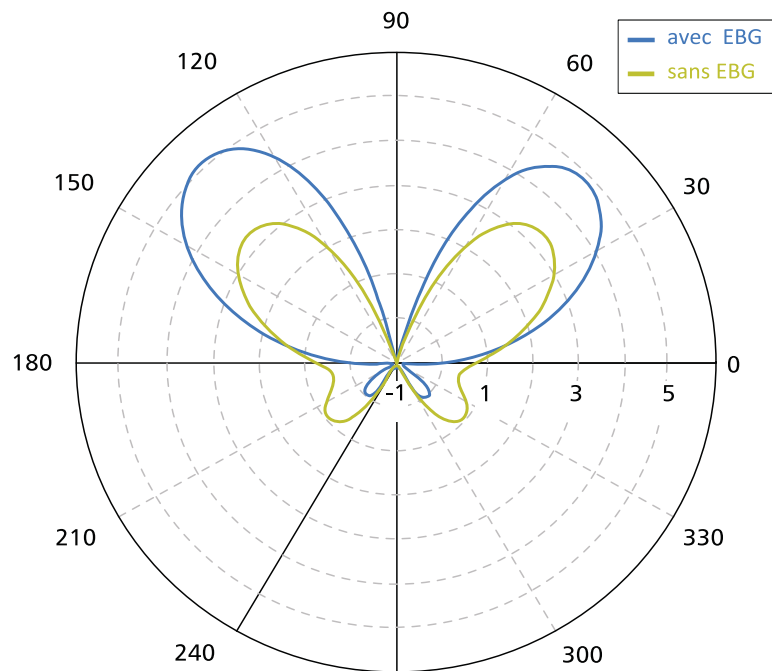


Fig. 4.23. Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan E

La solution consiste alors à séparer les éléments par une structure métamatériaux absorbante qui assure l'isolation dans l'antenne à dépointage continu et à fréquence fixe..

En effet, le maximum de gain est obtenue avec un espacement au voisinage de  $d = 0.7\lambda$  c'est la distance qu'il faudra chercher à atteindre lors de la conception des réseaux à fort gain. Une distance plus grande permet de minimiser l'effet de couplage mutuel entre les éléments, cependant, la superficie totale de l'antenne s'agrandit et le niveau des lobes secondaires s'accroît avec.

La présence des structures métamatériaux entre les patches a pour principal effet de favoriser le rayonnement de la structure toute en diminuant les pertes par ondes de surface ainsi que le niveau des lobes secondaires en évitant de piéger le champ électromagnétique dans le plan de masse arrière de l'antenne, par conséquent, les impédances d'entrées des sources est moins altérée en présence d'une telle structure.

## 8.2. Apport des métamatériaux sur les performances de l'antenne réseau

Il ne semble pas évident que le choix de l'antenne et son circuit d'adaptation puisse répondre à lui seul à la problématique de dépointage dans les antennes réseaux qui présentent un niveau de couplage élevé. Pour montrer l'efficacité de l'utilisation des métamatériaux à l'amélioration des performances de l'antenne réseau active fortement couplée nous utilisons une structure d'antenne réseau comporte quatre éléments espacés de  $0.3\lambda_0$  pour obtenir un couplage mutuel maximal. Pour vérifier si l'introduction des métamatériaux peut conserver le diagramme de l'antenne inchangé après la modification de la géométrie de l'antenne, les ports coaxiaux sont positionnés de façon à favoriser un fort couplage dans le plan H.

La structure métamatériaux est formée par des motifs spirales imprimés, l'une des extrémités est soudée à la structure de l'élément rayonnant comme il est présenté dans les figures 4.24 et 4.25 .la cellule élémentaire est constituée d'une lignes micro-ruban de cuivre et d'épaisseur  $7\mu\text{m}$  de largeur  $w=0.3\text{mm}$  imprimée sur le même substrat de l'antenne ( $\epsilon_r=2.4$ ,  $\tan\delta=0.001$ ) d'épaisseur  $1.5\text{mm}$ . L'espacement entre les lignes est de  $G=0.4\text{mm}$ . Le motif est reproduit avec une périodicité  $P$ . Le centre de chaque spirale est relié à la masse par des via métalliques verticales de forme cylindrique et de diamètre  $w=0.3\text{mm}$

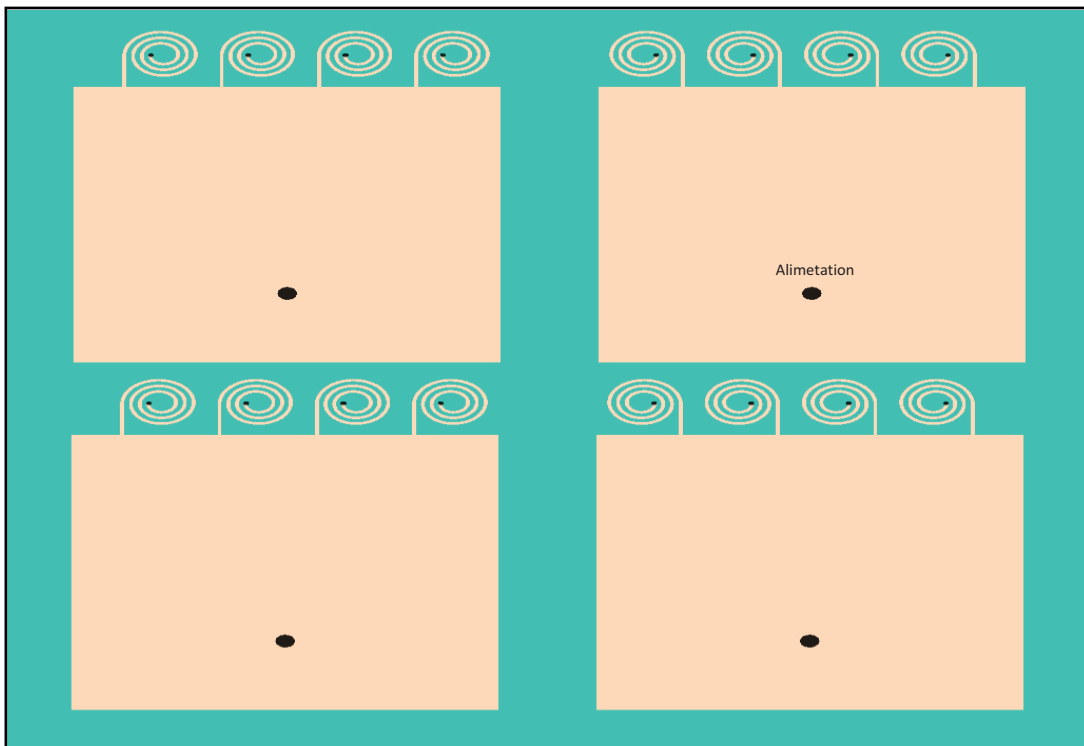


Fig. 4.24. Structure de l'antenne proposée à base des métamatériaux

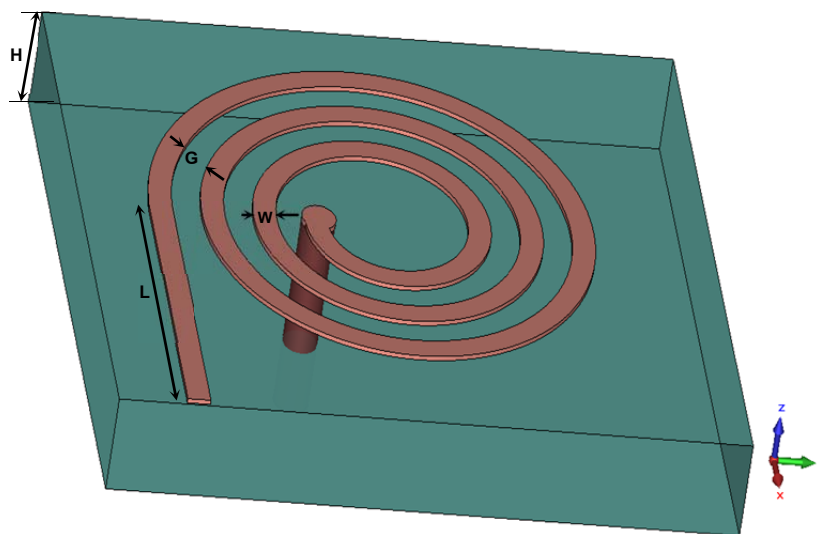


Fig. 4.25. Cellule élémentaire de métamatériaux

### 8.3. Etude de l'isolation entre les éléments du réseau

Les dimensions de la structure d l'antenne sont les mêmes que ceux de l'antenne présentée dans la section 2.1. L'étude sur l'isolation entre les éléments se déroule en deux temps :

- Étude paramétrique sur le motif métamatériaux, où le nombre de spires, la longueur  $L$  et la largeur  $W$  et l'espacement  $G$  constituent les paramètres à ajuster pour concevoir un milieu effectif à indice de réfraction négatif autour de la fréquence 2.4GHz comme nous avons présenté dans le chapitre 3.
- Étude paramétrique sur la géométrie de l'antenne en présence des métamatériaux où les éléments sont arrangés dans la direction  $Y$  à chaque itération nous visualisons les coefficients de réflexion et d'isolation en jouant sur la distance inter-éléments  $d$  et sur le nombre et la périodicité des motifs  $p$ .

Nous vérifions bien que si l'on se trouve dans le cas d'une isolation parfaite, il n'existe pas de couplage électromagnétique inter-éléments. De ce fait, une simulation est conduite dans ce sens. La figure 4.26 présente les résultats de la simulation du coefficient de réflexion et de transmission (traduisant le couplage). L'étude paramétrique débute avec  $\Delta y = 0.25\lambda$ , qui est la plus petite distance inter-éléments réalisable.

D'après ces résultats, nous observons que dans le cas de l'antenne seule tout la puissance injecté est transmise et le coefficient de couplage est de l'ordre de -13dB sur toute la bande de fréquences.

Pour l'antenne avec métamatériaux, la baisse du niveau de couplage prévue est visible puisque le niveau maximal vaut désormais -28dB. De plus, l'adaptation de la structure est améliorée de plus de 12dB et la bande passante de l'antenne est conservée.

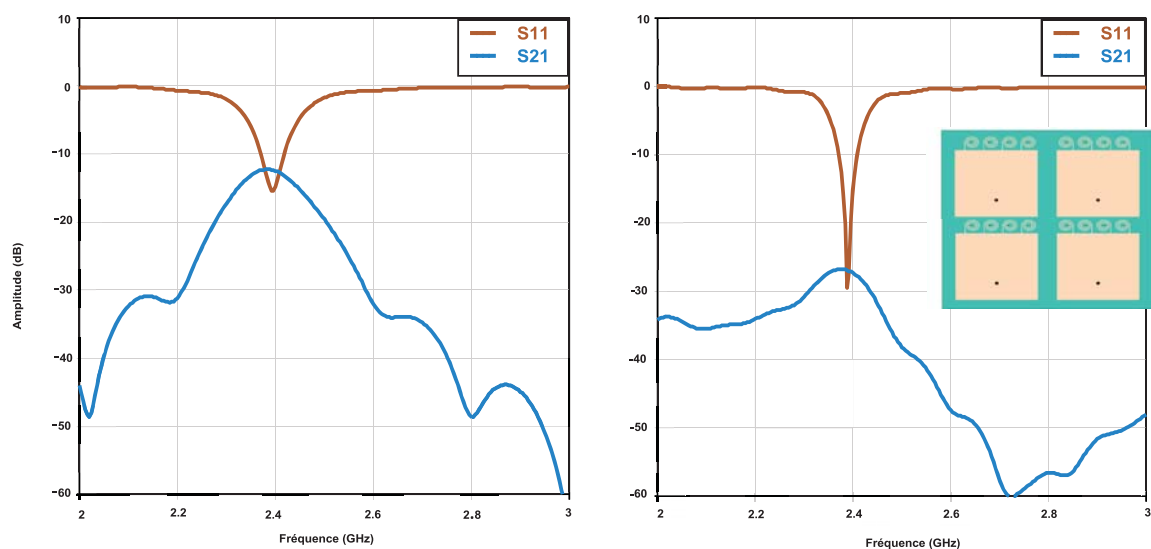
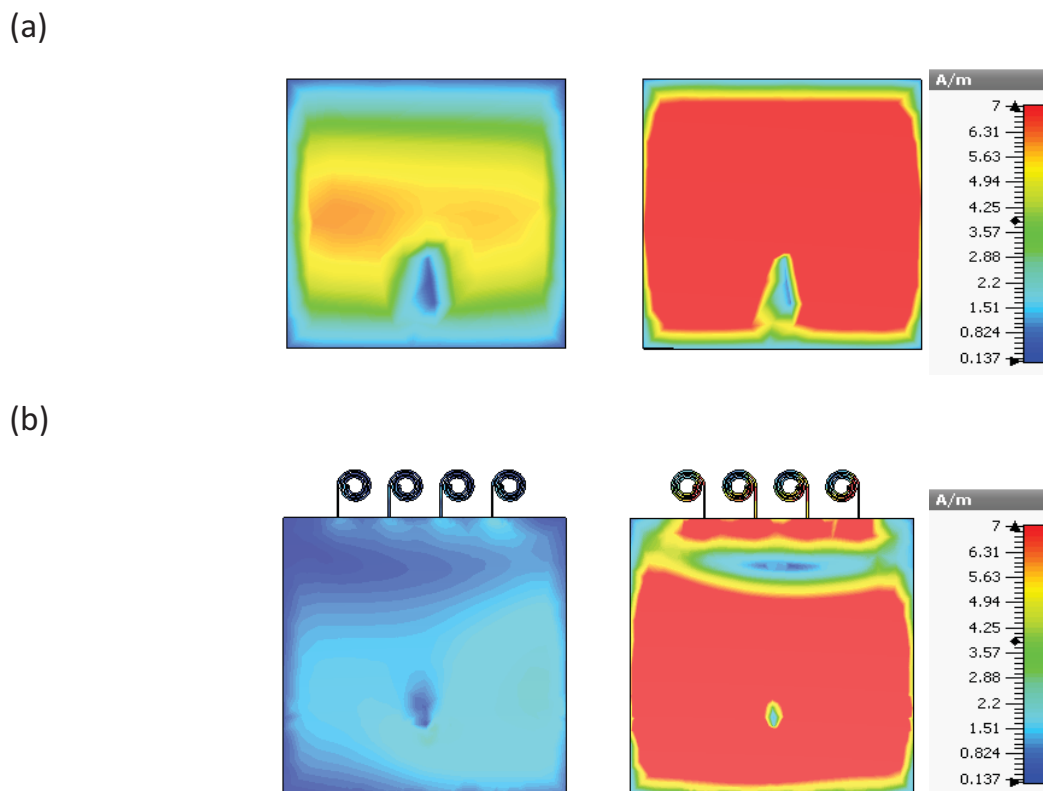


Fig. 4.26. Comparaison des paramètres  $S$ , antenne normale à gauche, antenne proposée à droite



Cette nouvelle configuration empêche donc la propagation des ondes de surfaces qui existait dans le diélectrique et les patches adjacents sont parfaitement découplés.

La figure 4.27 compare la distribution des courants surfaciques en absence et en présence de Métamatériaux. Nous voyons que dans le cas de l'antenne toute seule, les courants surfaciques sont équi-reparti sur l'élément adjacent. Le couplage est majoritairement électrique et par conséquent capacitif comme le montre la figure. Ce couplage crée un courant circulant sur la surface du patch. Il est ensuite combiné au courant généré par le couplage magnétique. Nous observons que l'intensité est plus forte au niveau de l'axe du point d'alimentation par rapport aux autres endroits, de ce fait, la cellule est placée dans l'environnement de l'antenne exactement à proximité de l'antenne ou le champ électrique se ferme.



**Fig. 4.27. Comparaison de la distribution des courants surfaciques à 2.4GHz : (a) antenne seule. (b) antenne en présence de la structure métamatériaux.**

Dans le cas de la présence de Métamatériaux, on observe une focalisation du champ dans le spiral, l'onde est guidée à l'intérieur de la cellule en éliminant les fuites de champ dans les côtés du patch.

Le champ sur la ligne est très faible et Le maximum de courant est absorbé par la surface des métamatériaux. Ceci signifie que l'onde de surface n'est pas excitée et reste piégé ou interdit. Cette configuration entraine une forte suppression du couplage électromagnétique et emporte une bonne amélioration sur les performances de l'antenne.

La figure 4.28 montre une comparaison entre le diagramme de rayonnement de l'antenne seule et avec la structure métamatériaux pour un dépointage de  $20^\circ$ . Nous remarquons que le niveau des lobes secondaires est moins élevé dans le cas de rayonnement sans effet de couplage elles sont au-dessous de  $-2\text{dB}$ . Le gain maximal de l'antenne proposée vaut  $12.7\text{dB}$ , une amélioration de l'ordre de  $2.5\text{dB}$  est réalisée.

L'ensemble des résultats est plutôt satisfaisant. Les pertes de rayonnement provoquées par le couplage sont très limitées grâce à la bonne isolation entre les éléments. On observe aussi un léger décalage dans la direction dépointage de  $5^\circ$  due à la variation de la phase du signal d'entrée par effet de couplage dans le cas de l'antenne seule. Ceci permettra de déterminer avec plus de précision les lois de pondérations.

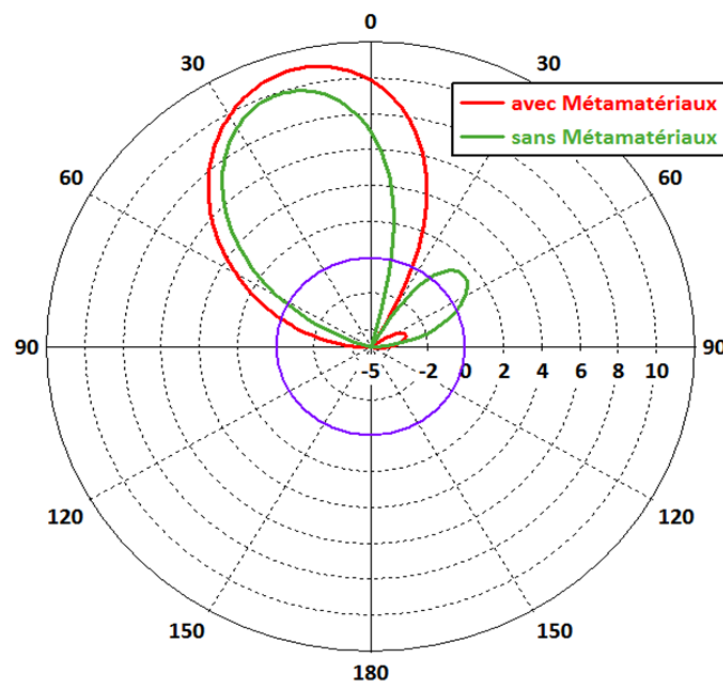


Fig. 4.28. Diagramme de rayonnement de la structure proposée à 2.4 GHz pour un dépointage de  $20^\circ$

Les retours à la masse judicieusement positionnés ont permis également une réduction non négligeable des dimensions de l'antenne avec un espacement inter-éléments  $d=0.3\lambda$ . Sans se soucier des problèmes de couplage.

En présence de structure métamatériaux, la dégradation du diagramme de rayonnement en termes de gain et de lobes secondaires lorsque le dépointage s'éloigne de l'angle  $0^\circ$  est désormais maîtrisée. Nous savons donc mieux cibler les zones d'impédances du circuit d'adaptation cela est bien compris car l'impédance d'entrée des sources est moins altérée en présence d'une telle structure. A ce stade, il ne reste donc plus qu'à définir la charge la plus adaptée à chaque élément rayonnant.

Pour cela, nous avons synthétisé des surfaces exhibant une impédance purement imaginaire

Dans le but de concevoir une architecture d'antenne qui soit facilement adaptable. Le tableau 4.6 récapitule les pondérations et la valeur des charges réactives nécessaires à l'adaptation de l'amplificateur obtenue en moyennant le simulateur ADS.

Port	Poids de l'antenne	Valeurs synthétisées		
		$\Gamma$	Inductance	Condensateur
1	$0.338\exp(-j*308.3^\circ)$	$0.412\exp(j*81.42^\circ)$	0.0118 nH	
2	$0.326\exp(j*0)$	$0.323\exp(j*85.27^\circ)$	0.0201 nH	-
3	$0.327\exp(-j*184.2^\circ)$	$0.357\exp(-j81.09^\circ)$	-	35.60pF
4	$0.238 \exp(-j*77^\circ)$	$0.773\exp(j*61.17^\circ)$	-	11.720 pF

**Tab. 4.6. Valeurs des impédances optimales et leurs pondérations pour dépointage de  $0^\circ$  et  $+20^\circ$  à 2.4GHz**

Les résultats sont satisfaisants pour combiner l'amplificateur avec l'antenne réalisée précédemment. Les valeurs de TOS sont réduites d'une façon remarquable et sa valeur maximale reste inférieure à 0.8 tandis que dans le cas normal  $TOS > 2$

Ses 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 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 et une taille de structure réduite.

## 9. Conclusion

L'objectif de ce chapitre était la conception d'une antenne réseau active pouvant réaliser un rayonnement objectif prédéfini et garantir un gain élevé en empêchant l'énergie couplée de venir perturber le circuit d'alimentation et provoquer la désadaptation des accès et par conséquent la dégradation du rayonnement de réseau. Dans un premier temps, l'antenne a été conçue en calculant analytiquement les pondérations à présenter sur chaque accès d'antenne correspondantes à un angle de dépointage objectif. Ensuite nous avons développé un outil de synthèse permettant en même temps : d'estimer la variation des impédances d'antennes entrainer par le dépointage de faisceau et de synthétiser les charges réactives à connectés à chaque accès pour assurer un transfert maximal de puissance.

La technique de conception développée a été argumentée et testée par des exemples de simulation de type « full-wave » conduites avec le simulateur électromagnétique CST-MWS pour différentes configurations et angles de pointage en examinant à chaque fois l'interaction entre le module actif et le module rayonnant en utilisant l'analyse Load-pull conduite avec le simulateur ADS.

Les résultats de simulation obtenus ont montré que les effets de dépointage sont bien traduits par la méthode et l'antenne réalisée répond aux prévisions annoncées par la méthode analytique. Le niveau minimum d'isolation entre amplificateurs et les éléments rayonnants avec la prise en compte des contraintes globales imposées par le cahier des charges est assuré pour un angle de dépointage comprise entre  $-40^\circ$  et  $40^\circ$  ce qui correspond à un  $TOS < 3$ .

Dans la dernière partie nous avons introduit des surfaces métamatériaux pour découpler les éléments du réseau, ces surfaces ont montré leur efficacité l'amélioration de performance de l'antenne dès lors que l'adaptation a été maintenue ( $TOS < 3$ ) même avec des angles de dépointage plus grands de  $40^\circ$ , ce qui permet d'étendre le domaine de validité de la méthode de synthèse proposée. L'autre intérêt majeur de cette solution est qu'elle permet de de réduire significativement la taille de la structure rayonnante, en outre, la consommation de puissance par les éléments actifs est également minimisée.

## **Références**

- [1]** C. A. Balanis, *Antenna theory : analysis and design*. Hoboken, NJ: Wiley Interscience, 2005.
- [2]** D. Pozar, "Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 30, pp. 1191-1196, 1982.
- [3]** B. Lacroix, A. Pothier, A. Crunteanu, and P. Blondy, "Phase shifter design based on fast RF MEMS switched capacitors," in *Microwave Integrated Circuit Conference, 2008. EuMIC 2008. European*, 2008, pp. 478-481.

## Conclusion Générale

Les travaux présentés dans cette thèse s'inscrivent dans la problématique de modélisation de l'antenne active en régime non-linéaire permettant de simuler conjointement la partie électromagnétique (antenne) et la partie circuit (amplificateur) tout en considérant les interactions entre les deux parties.

Ces travaux avaient pour objectifs de développer d'une part une méthode de conception systématique qui permet de prendre en compte les désadaptations dû au couplage mutuel entre les éléments du réseau ainsi que les effets dispersifs non linéaires présents dans l'amplificateur et d'autre part de proposer une structure d'antenne réseau à métamatériaux présentant un niveau de couplage réduit. Pour atteindre ces objectifs, différentes voies d'investigation ont été suivies, le principe de la mise en réseau d'antennes a été présenté en mettant en avant le potentiel des techniques actives pour le contrôle de rayonnement, ensuite nous avons mené une étude sur la partie active du circuit, une description des performances intrinsèques de l'amplificateur a été faite pour caractériser les phénomènes à l'origine de l'apparition des effets de mémoire et d'intermodulation. Par conséquent, la restitution de la réponse d'amplificateur soumis à une variation de charge a été rendu possible grâce à la création d'un modèle comportementale bilatérale basé sur les paramètres S non linéaires. Ce modèle a été simulé dans un environnement circuit (ADS) et validé pour un amplificateur en bande S, une validation expérimentale du circuit actif reste cependant nécessaire pour approuver les résultats obtenus.

Dans un deuxième lieu, nous avons cherché à proposer une nouvelle configuration d'antenne réseau imprimée afin de surmonter le problème du couplage indésirable basée sur l'utilisation des structures métamatériaux. Une modélisation précise de ces structures est apparue indispensable, à cet égard, nous avons détaillé leurs méthodes d'analyse notamment pour les motifs de forme spirale. Le bénéfice de l'utilisation de ces structures pour l'antenne a été également mis en évidence. En plus du niveau d'isolation considérable qu'offre cette solution, les performances de l'antenne ont été considérablement améliorées, principalement en termes d'adaptation et de stabilité.

En dernier lieu, l'analyse approfondi des aspects électromagnétique et circuit a permis d'aboutir à une méthodologie de conception des réseaux de patchs actifs à pointage qui peuvent balayer le domaine angulaire entre  $-40^\circ$  et  $40^\circ$  avec une bonne précision. Pour prédire continûment le diagramme de rayonnement d'antennes, l'adaptation des accès de l'antennes doit être assuré conformément à la variation de ses impédances d'entrée afin de garantir un transfert maximal de puissance, pour se faire, la variation d'impédances est quantifiée par le modèle d'estimation, de même, les grandeurs des charges réactives nécessaire à présenter à chaque entrée pour ramener directement l'impédance de l'amplificateur vers le complexe conjugué de l'impédance de l'antenne sont calculées. On a constaté que l'influence de dépointage sur le niveau de désadaptation en sortie des amplificateurs est maximale sur les éléments situés à l'extrémité du réseau surtout pour des angles de dépointage importants, il en résulte par conséquent, un accroissement des charges réactives nécessaire à l'adaptation.

Le point fort de ce travail réside dans le fait que la méthodologie de synthèse développée offre la possibilité d'introduire le couplage entre les sources, directement dans la formulation théorique du problème. Ainsi la correction du diagramme perturbé par le couplage est effectuée directement au niveau de la synthèse. Il est à noter que le temps écoulé par le calcul est relativement important, de ce fait, les poids de pondération doivent être élaborés avant la réalisation de la structure d'antenne ce qui rend cette méthode adaptée seulement pour des applications qui nécessitent une réponse préprogrammée.

Notre contribution originale se manifeste aussi dans la topologie du réseau d'antennes proposée, d'où les structures métamatériaux intégrées à l'environnement proche de l'antenne optimise le couplage entre les éléments résonants et ramène la variation des impédances de charges en sortie de l'amplificateur à une plage désirable correspond à un  $TOS < 3$ , par conséquent, le réseau d'adaptation devient capable de couvrir cette plage d'impédances. Nous avons constaté, par ailleurs, que la suppression des pertes de puissance engendrées par les ondes de surface a abouti non seulement à l'amélioration de rendement de puissance traduit par le niveau de lobes secondaires réduit, mais aussi à la réduction de la taille de l'antenne.

Les différentes configurations traitées ont démontré l'efficacité des éléments actifs de contrôler le diagramme de rayonnement avec une grande précision d'un côté et de

constituer d'un autre côté le réseau d'adaptation actif à forte couverture d'impédance capable de corriger les désadaptations de l'antenne et de ramener ses impédances directement dans la zone optimale qui maximise l'efficacité des amplificateurs. Toutefois, compte tenu la complexité de l'intégration des éléments actifs et la puissance mise en jeu, le processus de fabrication devient plus délicat. Ce dernier aspect peut être corrigé par le recours aux technologies MEMS à forte intégration et à faible coût. Le développement des modèles caractérisant les phénomènes liés à la présence d'un signal micro-onde de forte puissance pourrait être aussi levée comme perspective, à ce stade, il convient de faire appel à des méthodes d'optimisation stochastique capables d'estimer efficacement les paramètres des modèles fortement non-linéaires. En outre, on peut envisager la modélisation thermomécanique offrant aux concepteurs un modèle capable de transcrire la dépendance du comportement de l'antenne à la déformation des matériaux lors de fortes élévations de température. Comme les pertes étaient beaucoup plus élevées que la prédiction des modèles pour un dépointage plus de  $40^\circ$  présentant un  $TOS > 3$ , il serait avantageux de développer une structure d'antenne insensible aux variations dynamiques du signal d'excitation en profitant des propriétés des métamatériaux.

L'ensemble des travaux de recherche menés dans ce manuscrit et les études en cours de réalisation dans notre équipe ouvre une perspective à la réalisation des antennes reconfigurables avec des fonctions de rayonnement plus évoluées et potentiellement exploitables aux futurs systèmes de communications comme la réponse en temps réel et le contrôle électronique en fréquence et sur large bande.



يَتَّسَم هوائي المصفوفة الفعّال بخصوصية تواجد مضخّات قدرة واقعة في المنطقة المجاورة مباشرة للعناصر المشعّة بغرض تحسين أدائها. يؤدي التّقارن الكهرومغناطيسي المتبادل بين عناصر الهوائي إلى اختلال الموازنة مما يؤثر سلباً على عمل المضخّم مع تدهور أداء الهوائي بأكمله. في هذا العمل، نركز على تطوير طريقة محاكاة لاختطية للهوائيات الفعّالة مع الأخذ بحسبان اختلال الموازنة الناتج بفعل التّقارن المتبادل بالإضافة إلى التأثيرات غير المرغوبة الناتجة عن استخدام الدارات للاختطية. الجزء الأول من هذا العمل تناول مشكلة التّقارن، حيث تم اجراء دراسة مفصّلة لتحديد العوامل المؤثرة على أداء الهوائي أين تمت دراسة و محاكاة كل من الهوائي والدارة كل على حدة و مجتمعين. تطرقنا في الجزء الثاني الى استخدام المواد الخارقة للتغلب على تأثيرات التّقارن، أين تم استخدام بنية ذات قرينة إنكسار سالبة تم تصميمها بواسطة تجميع دوري لوحات المواد الخارقة لتحسين أداء هوائي المصفوفة الفعّال. كلمات مفتاحية: هوائي المصفوفة، مضخّم قدرة، لاختطية، التّقارن الكهرومغناطيسي المتبادل، المواد الخارقة.

## Résumé

Les antennes réseaux actives en cours de développement ont pour particularité de posséder, des amplificateurs placés à proximité immédiate des éléments rayonnants pour optimiser leur rendement. Le couplage mutuel entre les éléments du réseau entraîne leur désadaptation et la dégradation des performances globales de l'antenne. Dans ce travail, nous nous intéressons au développement d'une méthode de simulation non-linéaire des antennes actives considérant les désadaptations résultant des couplages ainsi que les effets indésirables résultant de l'utilisation de circuits non-linéaires. La première partie est consacrée à la problématique du couplage, une étude détaillée est menée pour identifier les paramètres qui peuvent influencer le fonctionnement d'une antenne réseau, les deux parties circuit et antenne ont été étudiées et simulées. La deuxième partie explore l'utilisation des métamatériaux pour l'élimination de l'effet de couplage, une structure à indice de réfraction négatif conçue par une association périodique des cellules métamatériaux est utilisée pour améliorer les performances de l'antenne réseau active.

**Mots clés:** Antennes réseaux actives, Amplificateur de puissance, non-linéaire, Couplage mutuel, Métamatériaux

## Abstract

The active antennas arrays have the particularity of having power amplifiers placed in the immediate vicinity of the radiating elements to optimize their performance. The mutual coupling between the elements of the array leads to their mismatch and the degradation of the overall performance of the antenna. In this work, we focus on the development of a nonlinear simulation method of active antennas considering the mismatches resulting from the mutual coupling as well as the undesirable effects resulting from the use of nonlinear circuits. The first part deals with the problem of coupling, a detailed study is conducted to identify the parameters that can influence the antenna performance, two parts circuit and antenna were studied and simulated. The second part explores the use of metamaterials to overcome the coupling effects, a negative refractive index structure designed by periodic association of metamaterial cells is used to improve the performance of the active antenna array.

**Keywords:** Active Antennas arrays, Power amplifier, nonlinear, mutual coupling, Metamaterials.