



HAL
open science

ANTENNES RECONFIGURABLES A BASE DE MEMS RF

Laurent Petit

► **To cite this version:**

Laurent Petit. ANTENNES RECONFIGURABLES A BASE DE MEMS RF. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2007. Français. NNT: . tel-00166530

HAL Id: tel-00166530

<https://theses.hal.science/tel-00166530>

Submitted on 7 Aug 2007

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

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

Université Joseph Fourier

Ecole doctorale d'Electronique, Electrotechnique, Automatique, Télécommunications et Signal

Thèse

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE JOSEPH FOURIER

Spécialité : MICROELECTRONIQUE

Rédigée par :

Laurent PETIT

ANTENNES RECONFIGURABLES A BASE DE MEMS RF

Directeur de Thèse : Jean-Marc Laheurte

Présentée et soutenue publiquement

Le 9 février 2007

Jury

Pr. Philippe FERRARI	Président	Université Joseph Fourier Grenoble
Pr. Mohamed HIMDI	Rapporteur	Université de Rennes I
Pr. Robert STARAJ	Rapporteur	Université de Nice Sophia-Antipolis
Dr. Ali LOUZIR	Examineur	Thomson Multimédia
Pr Jean-Marc LAHEURTE	Directeur de thèse	Université Marne-La-Vallée
Dr. Laurent DUSSOPT	Encadrant	CEA LETI

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de thèse le Professeur Jean-Marc LAHEURTE d'avoir accepté de diriger mes recherches. Sa participation active, l'intérêt particulier qu'il a porté envers mon projet de thèse et la confiance qu'il m'a accordée ont été primordiales durant cette étude.

Je tiens à remercier tout particulièrement mon encadrant de thèse, Docteur Laurent DUSSOPT, pour son soutien continu, sa grande disponibilité et ses précieux conseils. Je tiens à souligner la qualité de ses observations pertinentes, sa grande rigueur scientifique et son investissement dans cette étude.

Cette thèse a été réalisée au LETI (Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Information) du CEA (Commissariat à l'Energie Atomique) au sein de l'équipe "Antennes" du DCIS/SMOC/LCARE.

Je remercie donc Roland BLANPAIN, chef du service MOC, Microsystèmes et Objets Communicants ainsi que Jean-Michel LEGER, chef du laboratoire CARE, Capteur Antennes et Récupération d'Energie de m'avoir accueilli durant ces trois années de thèse, de m'avoir permis de travailler dans d'excellentes conditions, et enfin de m'avoir soutenu en mettant à ma disposition les moyens nécessaires au bon déroulement de ma thèse.

En acceptant d'être les rapporteurs de mon travail, le Professeur Mohamed HIMDI et le Professeur Robert STARAJ m'ont fait un grand honneur. Qu'ils trouvent ici toute ma gratitude.

Je remercie encore le Professeur Philippe FERRARI d'avoir accepté de présider mon jury. Il témoigne ainsi de la confiance qu'il place en mes travaux et m'honore par sa disponibilité. Je remercie également Docteur Ali LOUZIR pour avoir accepté de siéger dans le jury en qualité d'examineur.

Je souhaite par ailleurs remercier très chaleureusement Christophe DELAVEAUD, Mathieu HUCHARD, Lionel RUDANT, Emilie FOND, Franck DEMEESTERE, Moussa BARAKAT, Sylvain LAFOY, Raffi BOURTOU'TIAN, Serge BORIES et Pascal CIAIS, l'équipe des antennistes du laboratoire CARE du CEA LETI avec qui j'ai eu plaisir à travailler, pour leur aide précieuse, et pour la qualité des discussions techniques animées et enrichissantes que nous nous avons partagées.

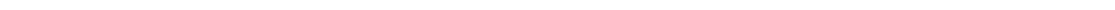
Merci à Pierre-Louis CHARVET, Gatien FLEURY et Sophie VERRUN du département DIHS qui m'ont apporté une aide précieuse pour la mise en œuvre des MEMS RF du LETI.

Merci à Anne GHIS du LCARE, Cédric DEHOS et Marina REYBOZ du service CME qui ont relu certaines parties de ce manuscrit.

Un grand merci aussi à toute l'équipe du bâtiment 40-22 et du BOC, le Bâtiment Objet Communicants du pôle MINATEC, dont la bonne humeur et la sympathie ont éclairés mon séjour au CEA LETI.

J'exprime enfin toute ma reconnaissance à mes proches pour leur soutien permanent au cours de ce travail.

"There is a difference between knowing the path and walking the path."
Morpheus ("The Matrix")



Titre

Antennes reconfigurables à base de MEMS RF

Résumé

Les antennes reconfigurables retiennent toute l'attention pour les applications sans fils et mobiles, étant donné que le très haut débit de donnée et les liaisons sans fils longue distance sont essentiellement limitées par l'environnement de propagation qui génère des interférences multiples et des phénomènes d'évanouissement multi-trajets.

Des systèmes mettant en jeu de nouvelles architectures font actuellement l'objet de développements importants pour éviter ces effets, comme par exemple l'ultra-large bande (ULB) ou les systèmes multi-antennes (MIMO). Néanmoins, il existe toujours un besoin fort pour développer et améliorer le fonctionnement et les performances des terminaux sans fils avec le minimum d'impact sur la complexité et le coût de ces systèmes. Les schémas de diversité ont été étudiés depuis longtemps. Parmi eux la reconfiguration de diagramme apparaît comme une solution très intéressante et importante, car elle permet d'améliorer très sensiblement les débits de liaisons et permet de réduire les interférences et les phénomènes d'évanouissements dans les environnements multi-trajets.

Ces aptitudes pourront bientôt être plus largement déployées avec l'émergence de nouvelles technologies comme les composants MEMS RF, qui présentent à la fois des performances RF très élevées et une consommation de puissance très faible pour les composants à actionnement électrostatique.

Ces avantages deviennent encore plus évidents aux fréquences millimétriques où de nouvelles applications émergent. De plus, ils peuvent être intégrés à des circuits en technologie CMOS sur du silicium ou encore fabriqués sur de nombreux substrats avec l'antenne. Les réseaux d'antennes parasites paraissent donc très intéressants pour réaliser de la diversité de diagramme de rayonnement dans les applications sans-fils parce qu'ils représentent une solution intermédiaire entre l'élément rayonnant seul, peu performant, et les réseaux à déphaseurs trop complexes et coûteux.

Ils fournissent donc une nouvelle manière de générer des diagrammes de rayonnement différents avec beaucoup moins de complexité que les réseaux à déphaseurs classiques.

Mots-clés :

Antennes reconfigurables, Antennes à éléments parasites, Diversité, Microsystèmes Radiofréquences, MEMS RF, Modélisation, Optimisation.

Table des matières

1	<i>Systèmes reconfigurables à base de MEMS RF</i>	17
1.1	Le canal de propagation	18
1.2	Techniques de diversité d'antennes.....	23
1.3	Composants MEMS RF.....	28
1.4	Systèmes reconfigurables utilisant les MEMS	35
1.5	Antennes à éléments parasites	46
2	<i>Modélisation des réseaux à éléments parasites</i>	55
2.1	Modélisation d'un réseau parasite dipolaire	56
2.2	Généralisation de la modélisation	74
2.3	Mise en œuvre sur un exemple de réseau	82
3	<i>Conception et réalisation d'antennes à éléments parasites</i>	87
3.1	Réseaux parasites à base de fentes	88
3.2	Optimisation	93
3.3	Etudes paramétriques.....	101
3.4	Réalisation et mesures	111
3.5	Réseau d'antennes patchs	117
4	<i>Reconfiguration de diagrammes à base de microsystèmes RF</i>	125
4.1	Principe	126
4.2	Optimisation du réseau d'antennes.....	127
4.3	Intégration des MEMS RF dans le système.....	132
4.4	Caractérisation du prototype.....	137

5	<i>Réseaux de cellules reconfigurables</i>	143
5.1	<i>Assemblage de cellules directives en réseaux</i>	144
5.2	<i>Réalisation de prototypes à 5.6 GHz</i>	153
	<i>Conclusion générale et perspectives</i>	165
	<i>Références bibliographiques</i>	167
	ANNEXES :	
A.	<i>Compléments sur la méthode de modélisation analytique</i>	175
B.	<i>Diversité de polarisation</i>	179
C.	<i>Mesures de diversité</i>	183
	<i>Contributions</i>	187

Introduction

Les communications cellulaires ont connu ces dernières années une forte croissance, et de nouveaux concepts d'antennes intelligentes sont apparus pour faire face au grand nombre d'utilisateurs et à la demande pour des débits de transmission importants.

La multiplication future des systèmes sans fil exigera des antennes plus de fonctionnalités que ne le permettent des conceptions classiques. Les objets communicants du futur devront être capables de se reconfigurer en fonction de leur environnement et de leur contexte d'utilisation afin d'optimiser leurs performances.

Ainsi, une approche pour relever ce défi est de développer des antennes reconfigurables. Il s'agit alors de réaliser une antenne capable de s'adapter à des conditions changeantes en ajustant sa fréquence de fonctionnement, sa polarisation ou son diagramme de rayonnement.

L'approche retenue dans le cadre de cette étude est la diversité de diagramme de rayonnement de la station de base et du mobile. Elle peut être particulièrement intéressante dans un environnement indoor (à l'intérieur d'un bâtiment) pour lutter contre les évanouissements provoqués par les réflexions multiples et augmenter la portée des systèmes.

D'une façon plus générale, la diversité de diagramme de rayonnement permet d'optimiser les bilans de liaison et ainsi d'améliorer les débits de transmission, l'autonomie et de diminuer les interférences avec d'autres utilisateurs.

Concevoir ces antennes reconfigurables est un défi important posé aux concepteurs de systèmes. Ceci inclut le développement de commutateurs fiables, performants et compatibles avec les moyens de fabrication standards de la microélectronique, fabricables en grand volume et permettant donc de minimiser les coûts de production. Les composants micro-électromécaniques radiofréquences (MEMS RF) permettent de répondre à toutes ces attentes.

Cette étude propose une architecture de réseau d'antennes reconfigurables en utilisant une technologie à base de composants MEMS RF faisant appel au principe des antennes à éléments parasites : un élément rayonnant principal est alimenté tandis que deux éléments rayonnants adjacents, fortement couplés au premier participent au rayonnement.

En connectant à ces éléments parasites des charges réactives convenablement choisies grâce à des outils d'optimisation développés dans le cadre de l'étude, nous montrons que des diagrammes différents, fortement directifs, peuvent être formés, tout en maintenant l'adaptation. Des composants RF performant faibles pertes comme les MEMS RF permettent de réaliser des charges commutables pour dépointer le faisceau dynamiquement en reconfigurant le diagramme de rayonnement.

Problématique

La problématique actuelle des télécommunications sans fil porte sur l'augmentation des débits limités par les échos parasites liés à la propagation multi-trajets des ondes. Le développement des antennes reconfigurables pose des défis significatifs aux concepteurs de systèmes. Tout d'abord il s'agit d'obtenir les fonctionnalités de l'antenne. Ensuite cela consiste à intégrer ces fonctionnalités dans des systèmes complets (Figure IN-1).

L'autonomie, l'amélioration de la portée et la réduction de l'encombrement et du coût des systèmes constituent également des points importants dans le cadre de l'étude de cette nouvelle génération d'antenne que sont les antennes reconfigurables.

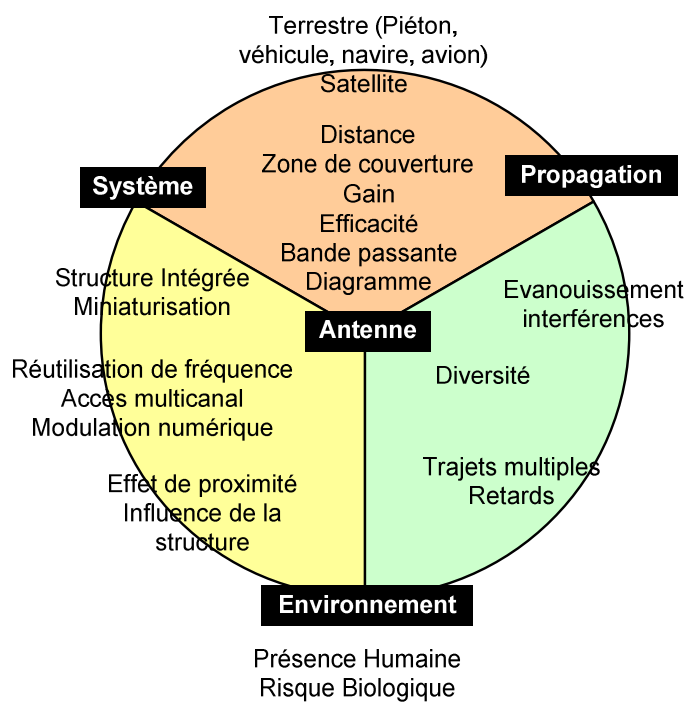


Figure IN-1. Antenne intégrée au système [Fuji94].

Les MEMS RF prennent une place de plus en plus importante dans ce contexte. En effet, leurs caractéristiques électriques, c'est-à-dire leurs faibles pertes, leur linéarité, et leur faible consommation sont sans comparaison avec les dispositifs semi-conducteurs existants. Ces composants présentent également l'avantage d'être fabricables en grande quantité par les procédés classiques de la microélectronique, donc à moindre coût. Comme dans tout développement de nouvelles technologies, la majeure partie du coût de ces systèmes vient non pas de l'antenne mais des technologies environnantes qui permettent la reconfiguration. L'intégration de ces composants soulève néanmoins plusieurs problématiques.

Il est nécessaire de garantir l'efficacité de l'antenne ainsi que sa linéarité. Il est également préférable de privilégier des méthodes d'assemblage industrielles pour la réalisation de

ces antennes, pour des raisons de coût. Il est important de concevoir des réseaux de polarisation de commutateurs qui n'interfèrent pas avec le rayonnement de l'antenne et donc son fonctionnement.

Par ailleurs, il est nécessaire d'assurer le développement des algorithmes de traitement des signaux et de rétroaction pour exploiter entièrement cette nouvelle fonctionnalité d'antenne qu'est la reconfigurabilité. Le concept de la reconfiguration d'antenne n'est pas récent. Cependant, nous entrons dans une phase technologique où cette nouvelle fonctionnalité dans des antennes devient mature et pertinente pour permettre l'avènement des futurs systèmes de télécommunications.

Objectifs

Le travail de thèse entrepris propose de fournir un effort de recherche particulier sur l'étude des structures rayonnantes reconfigurables intégrant des composants microélectroniques radiofréquences. L'axe de recherche est la reconfiguration d'antennes (diagramme, fréquence, polarisation). Nous avons choisi de développer des antennes à diversité de diagramme commandées par des commutateurs MEMS RF. Parmi les différents types de reconfiguration d'antenne, la diversité de diagramme occupe en effet une place importante car elle permet d'optimiser le bilan de liaison en fonction de la position relative des correspondants par dépointage de faisceaux et de limiter les effets de la présence éventuelle de perturbateurs ou de phénomènes de multi-trajets. Ces dernières années, la recherche et le développement dans le domaine des antennes reconfigurables ont été très soutenus mais leur déploiement dans de véritables applications prendra beaucoup plus de temps. Il y a en effet plusieurs barrières technologiques qui doivent être surmontées pour rendre la reconfiguration d'antenne performante et industrialisable.

L'engouement actuel pour les MEMS résulte du fait que cette technologie apporte des solutions nouvelles et présente des performances supérieures aux autres solutions technologiques à base de semi-conducteurs. Le commutateur est sans doute le composant le plus étudié. Il y a des efforts soutenus dans le développement des commutateurs MEMS RF et d'autres dispositifs tels que les capacités variables.

Depuis quelques années, des systèmes RF intégrant des commutateurs sont réalisés et sont fonctionnels (déphaseurs, filtres...). Mais ils présentent un certain nombre d'inconvénients qui empêchent leur déploiement dans les systèmes réels. Ainsi, la tenue en puissance, le temps de réponse, la fiabilité, les choix de packaging ou d'intégration ou encore les tensions de polarisation trop élevées sont des problématiques importantes pour les concepteurs de MEMS RF. Toutefois celles-ci sont en passe d'être résolues dans les dernières générations de commutateurs MEMS RF.

La mise en action des dispositifs est également un problème. Au-delà de la conception de l'antenne elle-même, une problématique soulevée par la mise en œuvre d'antennes

reconfigurables est la conception des systèmes de commande des commutateurs. Il s'agit ainsi de minimiser ou au moins de prendre en compte l'influence de ces composants sur le comportement de l'antenne grâce à la modélisation et à la simulation.

Ce problème est particulièrement important pour les systèmes complexes intégrant des centaines, voire des milliers, de commutateurs. Un effort important doit être également fourni dans les domaines du traitement du signal et des architectures avant l'adoption de ces antennes reconfigurables.

Avec le développement conjoint des microtechnologies, les antennes reconfigurables promettent d'apporter des améliorations très nettes aux systèmes actuels et apportent également de nouveaux degrés de liberté qui donneront aux futurs systèmes des possibilités innombrables.

Les "antennes reconfigurables à base de MEMS RF" sont un sujet d'étude novateur.

En s'intéressant à ces problématiques, nous abordons donc un domaine à la fois innovant et très prometteur pour les télécommunications modernes.

Organisation du mémoire

L'objectif de cette thèse est de développer des antennes reconfigurables en diagramme intégrant des composants MEMS RF électrostatiques, qui ont l'avantage de présenter de très bonnes performances RF et d'avoir une consommation quasi-nulle. Par ailleurs, ils peuvent être intégrés aux circuits sur silicium ou être réalisés en même temps que l'antenne sur divers substrats.

Nous avons choisi de développer une antenne planaire, basée sur le principe des réseaux à éléments parasites pour les fréquences WLAN. Une approche hybride à l'aide des commutateurs packagés a été privilégiée. En effet, cette approche est plus appropriée pour des applications à 1-10 GHz pour lesquelles les dimensions d'antennes sont beaucoup plus grandes que les dispositifs MEMS.

Nous rappelons donc tout d'abord les contraintes techniques de cette étude et nous présentons un état de l'art des solutions d'antennes reconfigurables déjà proposées dans la littérature. Nous présentons également une introduction aux composants MEMS RF.

Par ailleurs, il s'est avéré qu'il était nécessaire de modéliser ces systèmes afin de développer une démarche de conception des réseaux à antennes parasites commutées. Suite à ces efforts de modélisation, des prototypes d'antennes passifs ont été réalisés et mesurés, permettant de valider la méthode de conception. Un prototype actif utilisant des composants MEMS RF a ensuite été développé. A cette occasion, le problème de la modélisation et de l'intégration des composants MEMS RF dans ces antennes a été abordé.

Des antennes à formation de faisceaux ont également été développées sur la base de cellules composées chacune d'une antenne reconfigurable. Enfin, plusieurs applications ou développements futurs sont mis en avant pour la continuité de ces travaux.

La structure de ce mémoire reprend les points ci-dessus et s'articule autour des six chapitres suivants.

Chapitre 1 : Antennes reconfigurables à base de MEMS RF

Ce chapitre souligne la nécessité de faire appel à des antennes offrant plus de fonctionnalités que ne le permettent les conceptions classiques. Les antennes reconfigurables apparaissent dès lors comme une solution séduisante pour proposer une solution technique innovante aux systèmes modernes de télécommunication.

Nous dressons également un état de l'art de la technologie des composants MEMS RF et de leur intégration dans des antennes reconfigurables en fréquence, polarisation ou diagramme de rayonnement.

Chapitre 2 : Modélisation des réseaux d'antennes à éléments parasites

Nous avons développé dans le cadre de cette étude, une formulation analytique donnant le diagramme de rayonnement et l'adaptation du réseau.

Cette méthode de conception originale est basée sur une modélisation du réseau complet et permet de décrire entièrement le diagramme de rayonnement et l'adaptation du réseau par des graphes de fluence. Cette méthode permet une optimisation des valeurs des charges parasites afin de générer un diagramme de rayonnement et de maintenir un niveau d'adaptation du réseau.

Chapitre 3 : Conception et réalisation d'antennes à éléments parasites

L'approche de modélisation analytique présentée dans le chapitre 2 est ici validée par la mesure de plusieurs prototypes à base de fentes rayonnantes et d'antennes patches classiques. Les résultats expérimentaux montrent un bon accord avec la démarche et la méthode d'optimisation qui est présentée dans le chapitre précédent. Nous nous sommes également intéressés au comportement de ces réseaux à éléments.

Chapitre 4 : Reconfiguration de diagrammes à base de microsystèmes R

L'objectif de ce chapitre est de rendre les structures étudiées dans le chapitre 3 commandables par des commutateurs RF. Les composants MEMS RF sont particulièrement performant aux hautes fréquences et nous avons naturellement choisi d'intégrer des commutateurs MEMS RF dans nos antennes. L'intégration de composants MEMS RF dans des antennes nécessite de savoir les modéliser et les intégrer sur le réseau d'antennes à éléments parasites. La mise en œuvre pratique de ces MEMS a ainsi permis de réaliser des prototypes d'antennes reconfigurables en diagrammes à base de MEMS RF.

Chapitre 5 : Réseaux de cellules reconfigurables

Les antennes à formation de faisceau mettent en jeu de nombreux éléments rayonnants et un système d'alimentation RF souvent complexe. Dans certains cas, il est suffisant de former un nombre discret de faisceaux très directifs. Nous proposons dans ce cas particulier une réalisation à base de cellules reconfigurables constituées de réseaux parasites commandés par des MEMS RF. Ces réseaux à base de cellules directives commandables permettent de former le faisceau vers un nombre discret de directions. La complexité du réseau d'alimentation s'en trouve ainsi réduite alors que la directivité de l'antenne reste élevée pour certaines directions.

Chapitre 1

Systèmes reconfigurables à base de MEMS RF

Introduction

Les développements récents dans la technologie des systèmes Micro-Électromécaniques (MEMS) autorisent désormais un éventail d'approches technologiques pour améliorer les systèmes d'antennes reconfigurables. Si cette thématique n'a été abordée que très récemment, le nombre de publications concernant les systèmes reconfigurables à base de MEMS est de plus en plus important. Ce chapitre met en évidence la nécessité d'améliorer les systèmes d'antennes reconfigurables et examine également certaines solutions permises par des technologies à base de MEMS.

Le canal de propagation est tout d'abord présenté, mettant en avant la nécessité de développer des techniques de diversité d'antennes. Ce premier chapitre dresse ensuite un état de l'art des composants MEMS RF, en particulier les commutateurs et les varicaps. Nous présentons également les systèmes reconfigurables à base de MEMS RF et en particulier quelques exemples de réalisation d'antennes reconfigurables. À l'issue de cette présentation, nous justifions notre choix de réaliser des antennes reconfigurables en diagramme. Nous avons en particulier privilégié la technique des antennes à éléments parasites pour réaliser les antennes reconfigurables à base de MEMS RF développées dans le cadre de cette étude.

Le canal de propagation	18
Techniques de diversité d'antennes	23
Composants MEMS RF	28
Systèmes reconfigurables utilisant les MEMS	35
Antennes à éléments parasites	46

1.1 Le canal de propagation

Les antennes se trouvent à la frontière entre le frontal RF, où se rejoignent les problématiques de codage de l'information, et le canal de propagation (l'air en général), où se concentrent les problèmes de transmission de l'information. Les systèmes de communication sans-fil sont limités en performances et en capacité principalement par deux facteurs liés au canal de transmission : le bruit et les effets de dispersion du canal de propagation, comme les évanouissements, conséquences de la propagation à trajets multiples.

1.1.1 Réponse impulsionnelle du canal et bruit de l'environnement

Le canal de propagation rend compte du milieu traversé par l'onde radio. Il est représenté sur le schéma de la Figure 1-1 en considérant une onde allant du point A au point B. Le signal à la réception subit le filtrage du canal $h(t)$ et la superposition d'un bruit additif $b(t)$ et d'interférences $i(t)$.

Le signal à la réception noté S_{RX} et le signal à l'émission S_{TX} sont liés par l'équation (1.1) dans laquelle * désigne le produit de convolution :

$$S_{RX}(t) = (S_{TX} * h)(t) + b(t) + i(t) \quad (1.1)$$

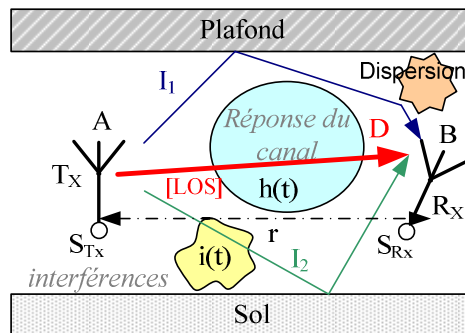


Figure 1-1. Représentation du canal de propagation.

La réponse impulsionnelle $h(t)$ du canal dépend fortement des caractéristiques des antennes. En particulier si elles présentent un rayonnement mono ou multifaisceaux car les grandeurs physiques S_{RX} et S_{TX} sont mesurées à la base des antennes. La connaissance de la fonction de transfert du canal de propagation, dans une bande de fréquence donnée, permet de mieux restituer le signal utile à la réception.

Le bruit additif $b(t)$ est aussi appelé bruit thermique à la température T . Il doit être pris compte dans tous les problèmes de transmission à travers des canaux physiques. Il est en grande partie généré par les composants internes du système de communication, et en particulier par le bloc frontal (Front-End) du module radio du récepteur. Les interférences peuvent aussi provenir des mobiles émettant à la même fréquence, qui parasitent la communication.

1.1.2 Effets de dispersion du canal de propagation

En se propageant l'onde électromagnétique peut subir des phénomènes de réflexions et de diffractions sur les obstacles, ou encore de réfractions, lorsque l'indice du milieu change (température, humidité du milieu). Les phénomènes de réflexions-diffractions peuvent être un avantage dans le cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en visibilité directe (NLOS : Non Line Of Sight), ce qui permet à l'onde de franchir des obstacles.

Le champ électromagnétique subit donc au cours de son parcours un certain nombre de variations qui dépendent de la nature et des dimensions des milieux traversés. Ceci a des effets néfastes sur la communication : atténuation, retard, effet Doppler, effet de masque ou encore effet d'évanouissement (fading).

1.1.2.1 Atténuation

Il s'agit d'un phénomène d'atténuation en $r^{-2\alpha}$ de l'onde, r étant la distance entre l'émetteur et le récepteur et α étant caractéristique du canal. (Figure 1-2).

En espace libre et en trajet direct (LOS : Ligne-of-sight) l'atténuation est donnée par la loi de Friis avec $\alpha = 1$.

$$P_R = P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1.2)$$

1.1.2.2 Effet de masque

C'est l'atténuation de l'onde liée à l'occultation du trajet direct entre l'émetteur et le récepteur par un ou plusieurs obstacles. L'échelle de variation est de l'ordre de la taille des obstacles et dépend de la nature des matériaux et de leur réponse fréquentielle.

1.1.2.3 Evanouissement

L'évanouissement existe pour les systèmes à bande étroite ou large bande mais les conséquences peuvent être dramatiques pour les systèmes faible bande. Il se manifeste par des variations extrêmement importantes du niveau du signal reçu engendrées par des interférences constructives ou destructives des ondes incidentes, lorsque le mobile est déplacé d'une fraction de longueur d'onde.

Le temps de cohérence T_c est une mesure statistique du temps pendant lequel le canal de propagation peut être considéré comme constant. Si le temps de cohérence du canal est supérieur à la durée du symbole, les propriétés électriques du canal sont invariantes pendant la transmission, il s'agit alors d'évanouissements lents (slow fading).

Le slow fading se traduit par des fluctuations de la puissance du signal dues aux obstacles et aux bâtiments. Il se caractérise par une distribution lognormale :

$$f(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{(r-\mu)^2}{2\sigma}\right) \quad (1.3)$$

Lorsque le temps de cohérence T_c est inférieur à la durée d'un symbole, les propriétés électriques du canal sont modifiées et une distorsion de ce signal en bande de base peut être observée. Il s'agit alors d'évanouissements rapides (fast fading).

Dans un canal de Rayleigh, le fading est décrit par une loi complexe gaussienne de moyenne nulle. L'enveloppe du canal présente alors une distribution de Rayleigh :

$$f(r) = \frac{2r}{\Omega} H(r) \exp(-r^2/\Omega) \quad (1.4)$$

Où $H(r)$ est la fonction de Heaviside et Ω la puissance moyenne reçue.

En milieu indoor ou urbain, il existe souvent un trajet prépondérant, les routes entourées d'immeubles faisant office de guide d'onde. Il s'agit d'un canyon urbain.

On introduit le canal de Rice, pour lequel un terme dépendant du LOS est ajouté à $f(r)$.

$$f(r) = \frac{2r}{\Omega} H(r) \exp\left(-\frac{A^2 + r^2}{\Omega}\right) J_0\left(\frac{2Ar}{\Omega}\right) \quad (1.5)$$

Le paramètre A représente l'amplitude du signal prépondérant et J_0 la fonction de Bessel d'ordre 0 et de première espèce. Le fading est ainsi la somme de deux composantes : une composante dite à court-terme qui présente une distribution de Rayleigh et une composante à long terme (ou variations lentes) qui présente une distribution log normale. Ces modèles peuvent être complétés par un modèle spatial qui prend en compte la répartition des angles d'incidence des ondes.

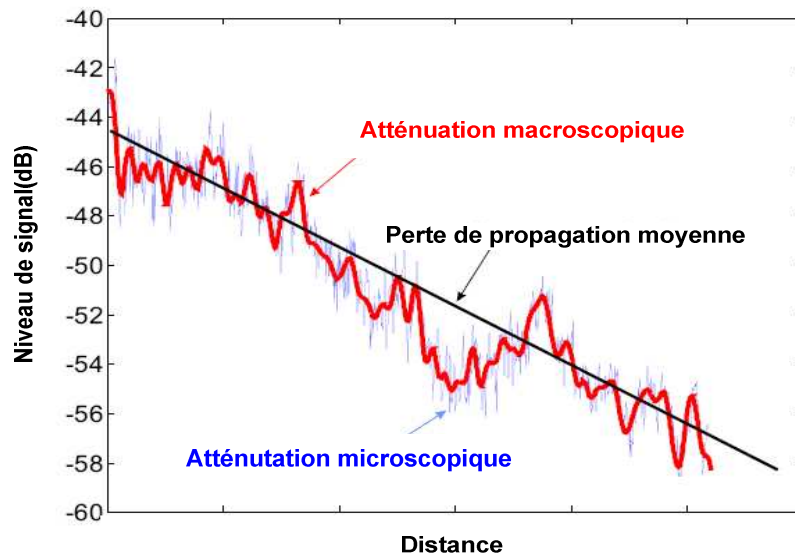


Figure 1-2. Atténuation en fonction de la distance.

1.1.2.4 Effet Doppler

En se déplaçant à la vitesse v et selon un angle θ par rapport à la direction de propagation, et sachant que la fréquence porteuse est $f_c = c/\lambda_c$, un mobile subit par effet

Doppler un décalage de fréquence :
$$f_D = \left(\frac{v}{\lambda_c} \right) \cos \theta. \quad (1.6)$$

Selon la vitesse et la direction de déplacement du mobile, cet effet Doppler peut entraîner une modification de la fréquence perçue par le mobile. Selon la nature et la fréquence du codage, cela peut entraîner une perte de signal.

1.1.2.5 Étalement des retards

Les trajets réfléchis sont plus longs que le trajet direct, les signaux provenant de la même émission arrivent au niveau de l'émetteur avec des retards différents. Cet étalement des retards (Delay spread) peut affecter la qualité de communication.

1.1.2.6 Conséquences sur le signal numérique

Les phénomènes physiques décrits précédemment, et en particulier l'étalement du canal, peuvent avoir des effets sur la nature du signal numérique, surtout en communication indoor (intra-bâtiment). En particulier, il peut se produire des phénomènes d'interférence entre symboles (IES) (Figure 1-3b). Les notations pour le trajet direct D , et les trajets indirects I_1 et I_2 sont les mêmes que sur la Figure 1-1.

Au cours d'une liaison multi-trajets, chaque signal est affaibli (filtrage du canal) et retardé d'un temps correspondant au temps de parcours sur son trajet. Le signal reçu est la superposition de tous les trajets de la liaison. Une réponse impulsionnelle trop étalée génère des IES, réduit le débit numérique transmissible du système en dégradant le taux d'erreur binaire (BER).

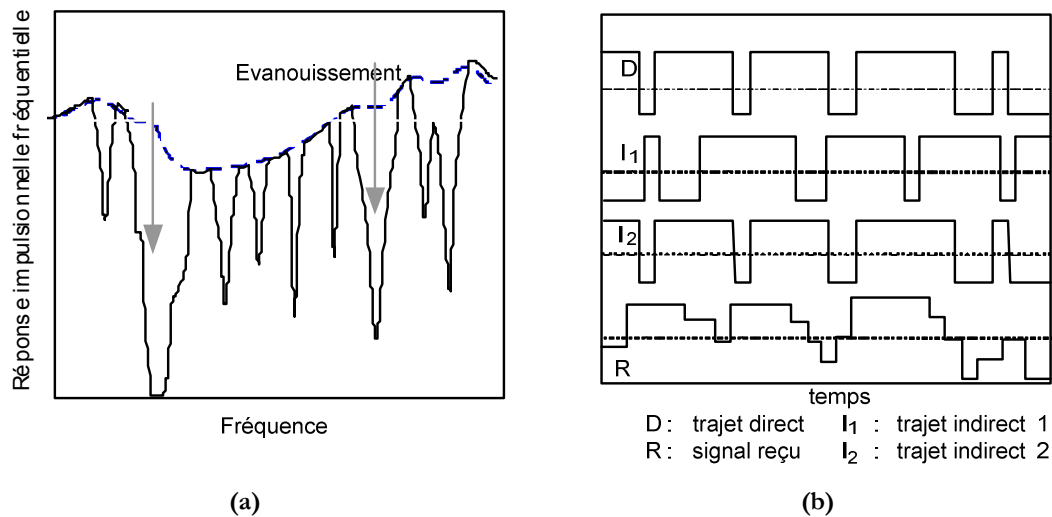


Figure 1-3. Illustration du phénomène de fading (a) et interférence intersymboles (b).

1.1.3 Correction des effets du canal

Les évanouissements profonds (ou macroscopiques) peuvent être combattus par des techniques numériques (préfixes cycliques, filtre de Nyquist), d'égalisation, ou encore par l'utilisation d'antennes particulières, appelées antennes adaptatives ou antennes "intelligentes" (smart antennas) utilisant notamment les techniques de diversité ou les techniques MIMO (Multiple Input Multiple Output). De même les interférences entre symboles (IES) peuvent être réduites soit par des techniques numériques, soit par des techniques d'antennes.

1.2 Techniques de diversité d'antennes

Les systèmes de télécommunication modernes doivent faire face à l'augmentation des débits et du nombre d'utilisateurs. Dans les systèmes de télécommunication, des techniques de multiplexage peuvent être utilisées. (Figure 1-4).

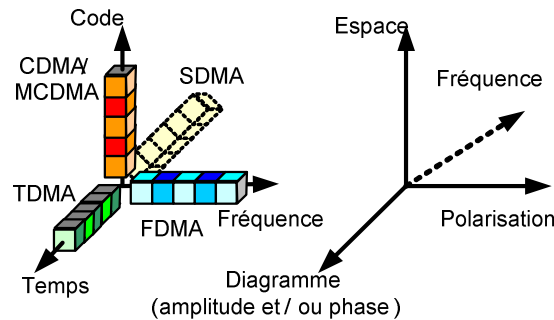


Figure 1-4. Techniques de multiplexage des accès et de diversité au niveau de l'antenne.

Ainsi les architectes des systèmes de télécommunication modernes mettent en œuvre des protocoles multiple accès DMA (division multiple access).

- Time DMA : en TDMA la capacité de la chaîne en bit/s est utilisée au maximum, et le flux de bit est divisé en trames, puis les trames sont subdivisées en time-slots qui sont alloués aux différents utilisateurs.
- Frequency DMA : en FDMA, la totalité de la bande passante BP est subdivisée entre n utilisateurs simultanés. Chaque utilisateur se voit alloué une bande de largeur BP/n .
- Spatial DMA : en SDMA, les antennes adaptatives permettent à une station de base de communiquer avec plusieurs mobiles séparés en angle par rapport à la station de base. En utilisant des faisceaux très directifs et/ou en créant des nuls dans les autres directions, la station de base crée ainsi plusieurs canaux de communication en utilisant la même fréquence.

- Code DMA: en CDMA, on combine le principe de la réutilisation de fréquence et de l'accès canal multiple. Son implémentation met en œuvre une modulation par étalement du spectre grâce à des séquences codées et des sauts de fréquence.

Chaque utilisateur se voit ainsi alloué un code de dispersion ou un motif pour les sauts de fréquence. Les codes sont choisis pour avoir une corrélation croisée très faible.

De nombreux utilisateurs peuvent transmettre ensemble sur la même bande. Ils interfèrent entre eux, mais chaque utilisateur réalise une corrélation du signal reçu avec le code appropriée ou le motif de saut approprié, afin d'extraire le signal au sein des

interférences. Cette approche système doit aujourd'hui être complétée par des réponses matérielles au niveau du terminal lui-même. Il est ainsi nécessaire de mettre en œuvre de techniques de diversité d'antennes. Plusieurs antennes sont alors utilisées. Il s'agit de techniques multi-antennes par combinaison ou par traitement MIMO/MISO/SIMO en contraste avec la technique SISO (1 émetteur pour 1 récepteur), ou des techniques de reconfiguration mono antenne (diagramme, fréquence, espace, polarisation).

1.2.1 Techniques multi-antennes ou multi-ports

La diversité est obtenue par recombinaison des signaux issus soit d'antennes différentes, soit des différents ports d'un même système antenne appelé systèmes multi-antennes (Multiple Elements Antenna). Plusieurs techniques de recombinaison des signaux issus du dispositif multi antennes sont possibles, correspondant à différentes architectures matérielles [Jak74].

Parmi elles, les combineurs les plus souvent utilisées sont le Selection Combining (SC), le Maximal Ratio Combining (MRC) ou le Equal Gain Combining (EGC).

La sélection (SC : Selection combining) est la méthode la plus simple. Elle consiste à sélectionner le signal en réception présentant le plus fort niveau. Ainsi, lorsqu'un signal s'évanouit, une autre branche de diversité est sélectionnée avec un niveau de signal supérieur.

Le Maximum Ratio Combining (MRC) est un traitement adaptatif où les signaux sont pondérés par des coefficients complexes avant sommation afin de maximiser le niveau de signal recombinaison. Ce type de recombinaison nécessite une architecture matérielle complexe (Figure 1-5a) mais présente les meilleures performances.

Le Equal Gain Combining (EGC) est une alternative au *Maximal Ratio Combining* qui permet des performances supérieures à la sélection mais sans traitement adaptatif. Il consiste en une remise en phase et une sommation simple des signaux à la réception. Les performances sont proches de celles obtenues avec le *Maximal Ratio Combining* avec une complexité moindre.

La performance est mesurée par le gain de la diversité défini comme le rapport du niveau moyen de signal obtenu avec le système en diversité sur le niveau moyen obtenu avec une antenne seule.

Le MLU est le rapport des niveaux moyens des puissances (Mean Level Unbalanced) entre les différents ports ou les différents états de l'antenne, [Jak74]. Le MLU doit être proche de 1 pour garantir un véritable gain de diversité par recombinaison des signaux.

La Figure 1-5b présente un comparatif de la valeur moyenne du rapport signal sur bruit pris en log ($10\log_{10}(\langle\gamma\rangle)$) pour les différentes architectures de combineurs, et pour un nombre d'antennes croissant.

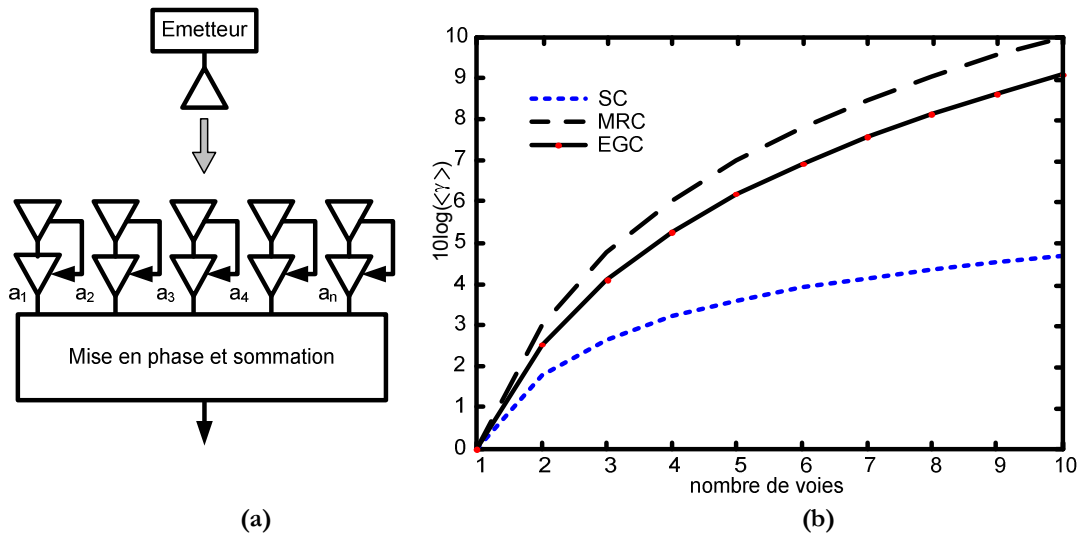


Figure 1-5. Architecture du MRC (a) et évolution du SNR en fonction du nombre d'antennes (b)

1.2.2 Techniques mono-antenne

Il apparaît difficile, pour une seule antenne, de lutter, par ses propriétés intrinsèques, contre les effets de la propagation multi-trajets (ou multi-sources). Une solution naturelle consiste à utiliser la propriété de diversité au sens large : diversité fréquentielle ou temporelle, diversité spatiale, diversité de diagramme ou diversité de polarisation. Une antenne "classique" utilisée en station de base notée [BS] Base Station peut être perturbée par une interférence [I] (Figure 1-6). La formation de faisceaux permet de réduire l'influence des interférences et minimise les erreurs de communication. Elle permet aussi de développer des techniques multivoies par formation de faisceaux commutés (SDMA). La commutation de fréquence permet par exemple de former des zones d'évanouissement dans des zones différentes de celle où se trouvait l'utilisateur (Figure 1-7).

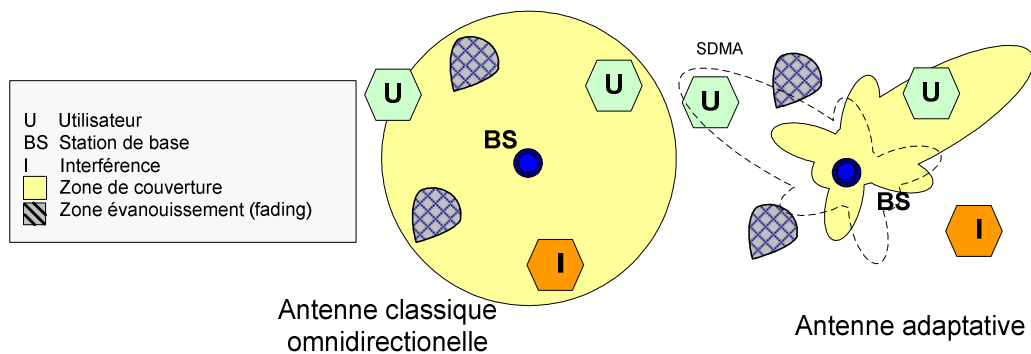


Figure 1-6. Antenne à formation de faisceau.

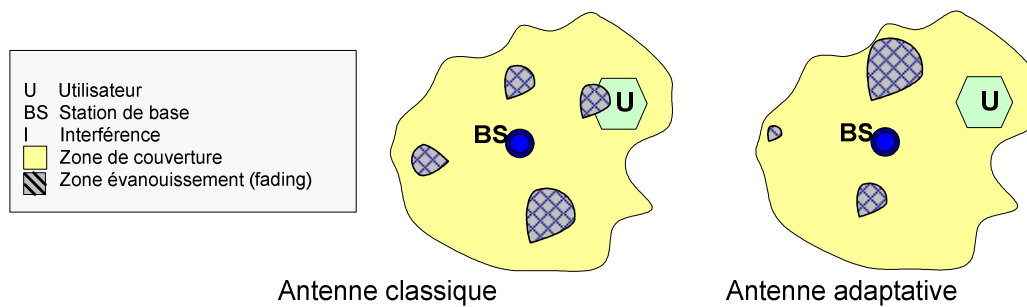


Figure 1-7. Réduction du phénomène de fading par l'emploi d'antennes adaptatives.

Les solutions proposées dans cette étude utilisent essentiellement ces techniques mono-antennes et feront l'objet d'une description plus complète. Toutes les techniques de diversité d'antennes devront être associées à une commutation "intelligente" des états de l'antenne, afin de prendre en compte à tout moment les changements du canal de propagation.

Ces antennes sont appelées antennes intelligentes dans la mesure où elles sont capables de s'adapter à leur environnement. Cette intelligence dépend donc de la capacité du système à collecter des informations de l'environnement, et de tirer profit de cette connaissance. Ceci peut s'effectuer par exemple en sélectionnant l'état de l'antenne ayant le rapport signal à bruit le plus important.

Il s'agit de la combinaison dite en commutation ou switched combining [SwC]. Elle met en jeu un seul port RF alors que l'antenne commute entre plusieurs états de diversité. Une seule branche de diversité peut être employée à la fois, il est donc impossible de réaliser des combinaisons de plusieurs branches comme cela a été présenté précédemment. Cette approche a néanmoins été retenue dans cette étude car elle permet de simplifier la partie traitement du frontal.

1.2.3 Gain de diversité

La performance en diversité est mesurée par le gain de diversité, qui est une quantité moyennée dans le temps.

Chaque observation (état de l'antenne) est une *branche de diversité*. La diversité fournit au récepteur des observations multiples et idéalement indépendantes du même signal transmis.

Le rapport signal/bruit (ou SNR) *instantané* d'une branche de diversité i est noté γ_i et sa valeur moyenne Γ_i .

De même, on note les quantités γ_C et Γ_C , issus de la combinaison des branches de diversité.

On considère les rapports γ_1/Γ_1 associé à la branche de diversité n°1 par exemple, et le rapport γ_c/Γ_c , pour la combinaison de branches de diversité. Le gain de diversité permet de comparer les fonctions de distribution de ces valeurs pour un seuil γ_s/Γ .

$$DG(dB) = \left[\frac{\gamma_c}{\Gamma_c}(dB) - \frac{\gamma_1}{\Gamma_1}(dB) \right]_{P(\gamma_c < (\gamma_s/\Gamma))} \quad (1.8)$$

Pour un coefficient de corrélation croissant, le gain de diversité diminue, mais cette dépendance est faible tant que le coefficient de corrélation est petit.

Le gain de diversité diminue également à mesure que la différence entre les gains moyens des différentes *branches de diversité* de l'antenne augmente. Quelques ordres de grandeurs de gain en diversité peuvent ici être donnés.

Pour la combinaison par sélection [Selection Combining] de deux enveloppes distribuées selon une loi Rayleigh non-corrélée, le gain maximum de diversité pour un seuil de 1% est de l'ordre de 10 dB. Le gain de diversité atteint 15 dB pour 4 branches et 17 dB pour 6 branches.

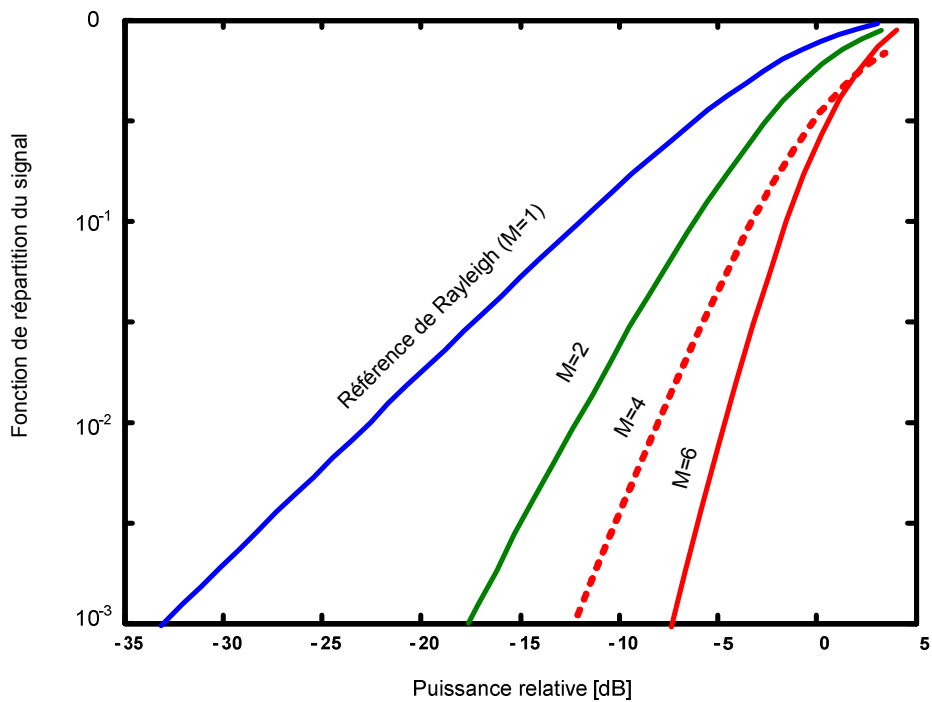


Figure 1-8. Gain de diversité obtenu par sélection entre M branches de diversité.

1.3 Composants MEMS RF

1.3.1 Présentation

Des progrès considérables ont été accomplis dans les technologies de micro-fabrication et ont permis la miniaturisation et l'augmentation de la vitesse des composants. Cette évolution a été accompagnée par des progrès sur l'architecture des circuits. Ces circuits mettent en œuvre des composants discrets comme des inductances, capacités, diodes PIN qui ne sont pas toujours intégrables directement sur le substrat de silicium et doivent alors être reportés séparément.

Récemment un nouveau type de système sur silicium a vu le jour. Il s'agit des microsystèmes appelés MEMS pour Micro-Electro-Mechanical-Systems. Ce terme est employé pour désigner des systèmes de petites dimensions fabriqués à partir des technologies issues de la microélectronique.

Ces technologies sont basées sur les techniques de dépôt, gravure et photolithographie des couches minces. En particulier, la technique de couche sacrificielle proposée en 1965 par Nathanson et Wickstrom est très utilisée dans la micro-fabrication des MEMS. Elle consiste à déposer entre les couches structurales une couche de matériau (oxyde, résine, ...) afin de séparer et d'isoler les parties mécaniques. Cette couche sacrificielle est ensuite éliminée afin de libérer les structures.

Initialement restreints à des systèmes comportant une partie mobile, les systèmes fabriqués à partir des techniques d'usinage de volume ou de surface et qui ont des petites dimensions sont aussi appelés MEMS. L'architecture des systèmes de communication peut maintenant être repensée en considérant ces nouveaux composants. Les récents développements de composants micrométriques utilisent la technologie MEMS pour offrir un facteur de qualité élevé et une intégration avec les transistors.

Parmi eux, les plus utilisés sont les commutateurs RF mécaniques présentant des faibles pertes d'insertion ($IL < 0.1\text{dB}$), des capacités variables présentant un coefficient de qualité très élevé ($Q > 300$ à 1GHz), des inductances micro-usinées ($Q > 70$ à 1GHz) et des résonateurs.

La Figure 1-9 présente différentes catégories de composant MEMS RF. Tous ces composants sont conçus avec des dimensions bien inférieures à leurs équivalents macroscopiques, avec une consommation de puissance très réduite.

Si la compacité des composants MEMS est très intéressante en terme d'intégration dans les puces, c'est donc finalement leur robustesse croissante et la réduction de consommation dans des architectures alternatives de transmetteurs qui les rendent aussi attractifs. Nous nous intéresserons maintenant plus particulièrement aux commutateurs et à leur application dans la réalisation d'antennes.

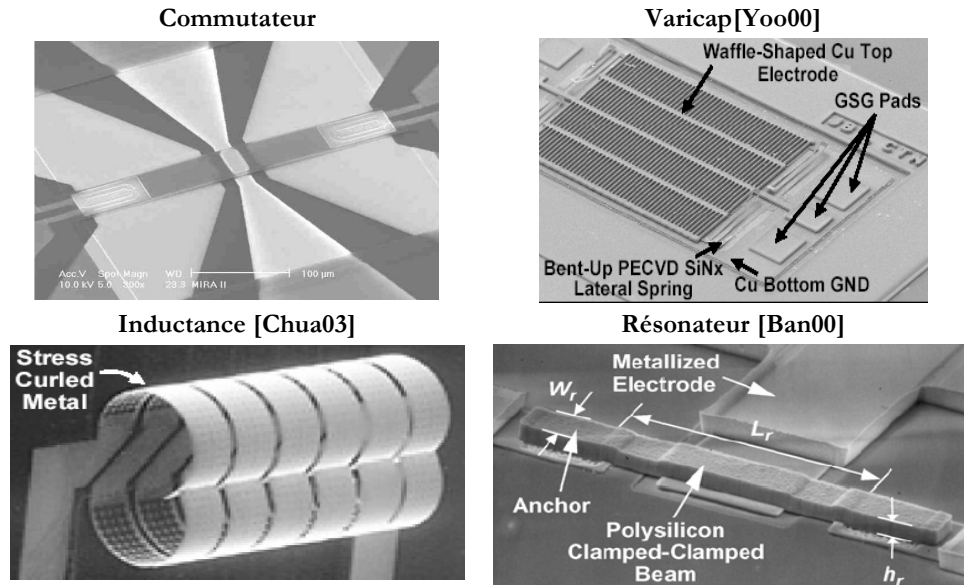


Figure 1-9. Exemples de composants MEMS RF.

1.3.2 Commutateurs

Les commutateurs MEMS RF sont des dispositifs qui emploient un mouvement mécanique pour réaliser une commutation de la ligne de transmission RF.

De conception micromécanique, ils peuvent, selon leurs types, fonctionner sur une gamme de fréquence très large, du continu à 100 GHz, voire au-delà.

Les commutateurs peuvent être classés par catégorie suivant plusieurs caractéristiques [Brown98] : leur structure mécanique et électrique, la forme du contact, leur caractère monostable ou bistable, ou encore le mode de transduction physique utilisé pour l'actionnement. Les deux configurations de circuit classiques sont les commutateurs connectés en série ou en parallèle [Mul00a]-[Mul00b]. Les structures mécaniques les plus communes sont la poutre ("cantilever") et le pont suspendu ("bridge"). Les formes classiques de contact sont capacitives (métal-isolant-métal) et résistives (métal sur métal). Ces commutateurs peuvent être classés en quatre configurations (Tableau 1-1) qui distingue les deux types de contact (résistif ou capacitif) et les deux types de configuration électrique (série ou parallèle).

Le contact résistif met en œuvre un contact métallique, appliquée grâce à une membrane en continuité de la ligne de signal d'une ligne coplanaire (série), ou entre cette ligne RF et le plan de masse pour réaliser une mise à la masse de la ligne (parallèle ou "shunt").

Les contacts capacitifs mettent en œuvre des capacités formées par une plaque métallique appliquée contre une couche de diélectrique et réalisant une faible capacité à l'état haut et une très grande capacité à l'état bas. La capacité ainsi formée peut être en connexion série ou parallèle. Les modèles électriques équivalents de ces quatre configurations sont également reportés sur le Tableau 1-1.

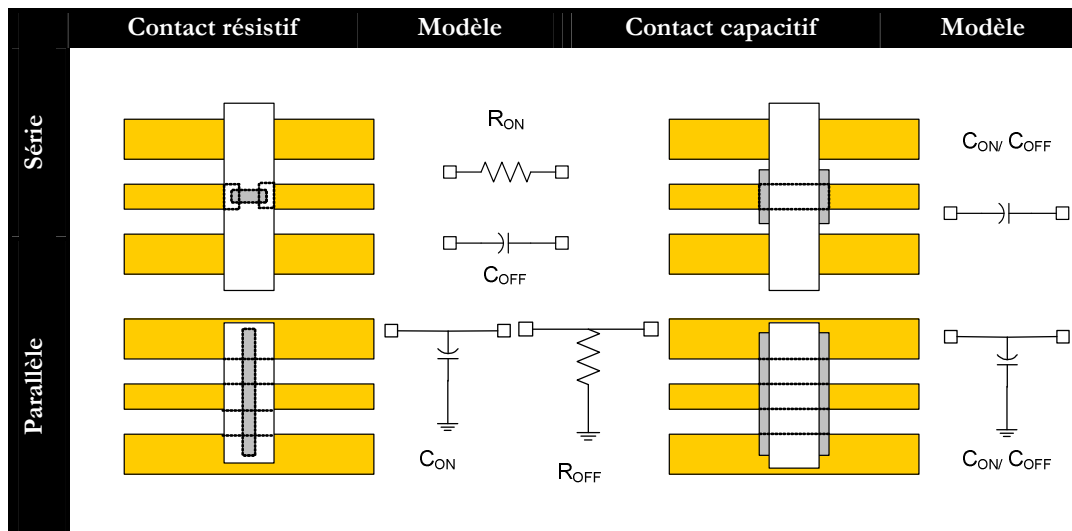


Tableau 1-1. Principales configurations de commutateurs MEMS RF.

D'autres caractéristiques RF comme les pertes d'insertion, l'isolation ou encore la géométrie, permettent de caractériser entièrement les commutateurs. La fiabilité, la vitesse de commutation, le packaging, l'intégration, les modèles et la comparaison avec d'autres commutateurs à semi-conducteurs sont également des points-clés de la mise en œuvre des commutateurs MEMS RF dans les antennes.

Un point à souligner est qu'il y a très peu de pertes de commutation et qu'on peut les contrôler en utilisant des lignes résistives. Ceci signifie qu'un réseau de polarisation de commutateurs RF n'interférera pas et ne dégradera pas le diagramme de rayonnement de l'antenne. Comparé à un système à base de diodes PIN, dans lequel pour chaque interrupteur on doit maintenir 3V/10mA, le gain de consommation est donc évident.

Les commutateurs MEMS peuvent être fabriqués sur du verre ou des substrats LTCC qui sont des substrats de choix pour les antennes millimétriques. Pour réaliser des antennes reconfigurables [Reb03], ils paraissent donc idéaux.

Néanmoins, il n'est pas pratique de fabriquer des commutateurs MEMS RF intégrés dans des antennes entre 0.1 et 20 GHz étant donné qu'à ces fréquences les MEMS occupent une place relative très petite. A ces fréquences, on a tendance à privilégier pour la conception des antennes des matériaux à faible permittivité comme le Téflon ou des composites à base de polyimide, qui ne sont pas compatibles avec la fabrication des MEMS. Dans ce cas, il est préférable de traiter les MEMS comme des éléments encapsulés, comme les diodes PIN ou les commutateurs FET, et de les insérer aux endroits adéquats en utilisant des techniques de montage CMS, report bump ou wire bonding sur le réseau d'antennes. Il s'agit d'un report hybride.

1.3.2.1 Principe d'actionnement des MEMS

Les forces exigées pour le mouvement mécanique peuvent être obtenues en employant des actionneurs électrostatiques, magnétostatiques, piézoélectriques ou thermiques.

Électrostatique: La force électrostatique est particulièrement intéressante puisqu'elle résulte d'une attraction entre deux électrodes portées à une différence de potentiel, sans qu'il n'y ait le passage d'un courant. En théorie, on ne consomme donc pas plus d'énergie pour continuer à appliquer cette force. La consommation d'énergie se fait lors du déplacement de charge à l'actionnement (de l'ordre de quelques dizaines de pico Joules [Merc04]).

Ce type d'actionnement est plutôt répandu, simple, facilement intégrable, et le temps de commutation est rapide, mais de fortes tensions d'actionnement (40-100 V) sont nécessaires.

Magnétostatique: Pour utiliser des forces magnétiques, il est nécessaire d'intégrer des matériaux et des dispositifs relativement complexes (bobines MEMS notamment). Cependant, ce type d'actionnement offre des forces plus importantes (notamment comparées aux forces électrostatiques et piézoélectriques) et les distances d'interactions sont relativement importantes.

Par ailleurs, grâce aux matériaux magnétiques, il est possible de réaliser des commutateurs bistables qui ne consomment que lors de l'actionnement, puisque les propriétés magnétiques peuvent être intrinsèques.

Néanmoins, la phase d'actionnement demande beaucoup de puissance et ce type de composant est plus difficile à intégrer.

Piézoélectrique: Les actionneurs piézoélectriques sont basés sur la faculté des matériaux piézoélectriques à se déformer mécaniquement sous l'impulsion d'une excitation électrique. L'origine physique de ce phénomène provient de la création de dipôles électriques dans un matériau diélectrique soumis à un champ électrique extérieur.

Ces dipôles vont engendrer un moment dipolaire linéairement dépendant du champ électrique extérieur. Dans les MEMS, ce sont notamment les cristaux de ZnO, LiTaO₃, AlN et de PZT qui sont utilisés comme actionneurs.

Thermoélectrique: Le principe de l'actionneur thermique repose sur la dilatation des matériaux sous l'action d'un échauffement généré par effet Joule. Le principe est d'utiliser l'effet bilame thermique pour actionner la membrane.

1.3.2.2 Comparaison des MEMS RF avec d'autres commutateurs

Le Tableau 1-2 présente les performances des MEMS par rapport à d'autres types de commutateurs. Les principaux avantages des MEMS sont leur faible consommation, leurs faibles pertes, ainsi que leur bonne isolation et leur bonne linéarité.

Une caractéristique importante est le temps de commutation qui est plus élevé que pour le MEMS que pour d'autres types de commutateurs (GaAs FET et diode PIN).

Les MEMS restent beaucoup plus rapide que les relais électromagnétiques EMR. Dans notre cas, le temps de commutation n'étant pas primordial (point d'accès et mobilité réduite), les avantages nombreux des MEMS en terme d'intégration et de consommation de puissance nous ont fait choisir ce type de commutateur.

Caractéristiques	MEMS	GaAs FET	Diode PIN	EMR PCB	EMR SMA
Taille	Petite	Très petite	Petite	Moyenne	Importante
Résistance	0.5 Ω	1-5 Ω	1-5 Ω	0.1 Ω	0.5 Ω
Puissance	2 W	0.5 W	5 W	10 W	35 W
Commutation (μ s)	0.5-200	1e ⁻² -0.1	1e ⁻² -0.1	0.8-10.10 ³	1-40.10 ³
Nombre de cycles	10 ¹⁰	10 ¹⁰	10 ¹⁰	0.5-5.10 ⁶	0.1-2.10 ⁶
Fréquence de travail	70 GHz	4 GHz	20 GHz	5 GHz	40 GHz
IL Perte d'insertion	0.25 dB	0.5 dB	0.5 dB	0.4 dB	0.1 dB
Isolation (dB min)	40	30	30	40	80
IP3 Harmonique 3 ^{ème}	Bonne	Faible	Faible	Bonne	Bonne
Consommation	Faible	Faible	Faible	Moyenne	Elevée
Tension de contrôle	5-28-48 V	3V-5V	3V-5V	5V-12V	12V-28V

Tableau 1-2. Comparaison des technologies MEMS avec d'autres technologies de commutateurs [Mihai01][Grant02]

1.3.3 Exemples de commutateurs MEMS RF

1.3.3.1 Commutateur MEMS capacitif

La majorité des commutateurs MEMS développés et publiés utilisent une architecture composée d'une poutre encastrée-encastrée [Gold98] (Figure 1-10ab). Cette géométrie a une rigidité importante, ce qui met le composant à l'abri d'une part des commutations intempestives dues à des sollicitations extérieures (accélérations et chocs notamment), et d'autre part permet de limiter le phénomène de collage grâce à une force de rappel importante. On distingue sur la Figure 1-10a des petits trous répartis sur l'ensemble de la poutre. Ces trous permettent de faciliter la fabrication du composant en rendant une libération finale (élimination de la couche sacrificielle) de la structure plus aisée, mais contribuent aussi à diminuer l'effet d'amortissement occasionné par l'air situé entre la poutre et le substrat. Par ailleurs ces trous diminuent la rigidité et entraînent une réduction de la tension d'actionnement. Un modèle électrique équivalent peut être employé comme le présente la Figure 1-10c.

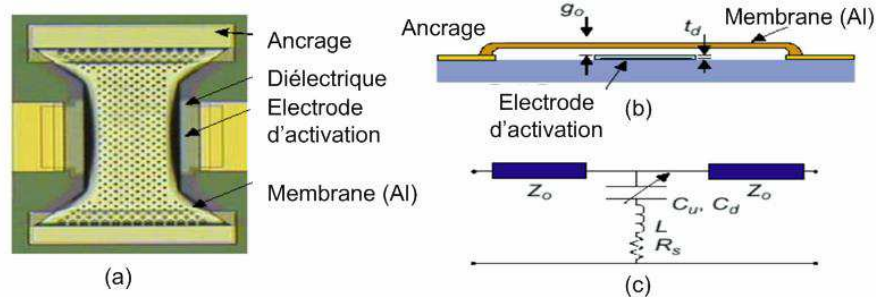


Figure 1-10. Commutateur MEMS capacitif parallèle de Raytheon (a) vue en coupe (b) et modèle électrique RLC (c) [Pillans02], [Yao99] et [Gold98].

1.3.3.2 Commutateur MIRA-II à actionnement thermique et maintien électrostatique

Ce type de structure combine avantageusement un déplacement important et une faible tension d'actionnement propre à l'actionnement thermique, avec une faible consommation du maintien électrostatique (quasiment nulle). Le même principe a été repris pour la fabrication d'un commutateur résistant aux environnements sévères.

Le MEMS RF à contact série résistif du LETI [Bill02] à actionnement thermique et à maintien électrostatique est présenté sur la Figure 1-11.

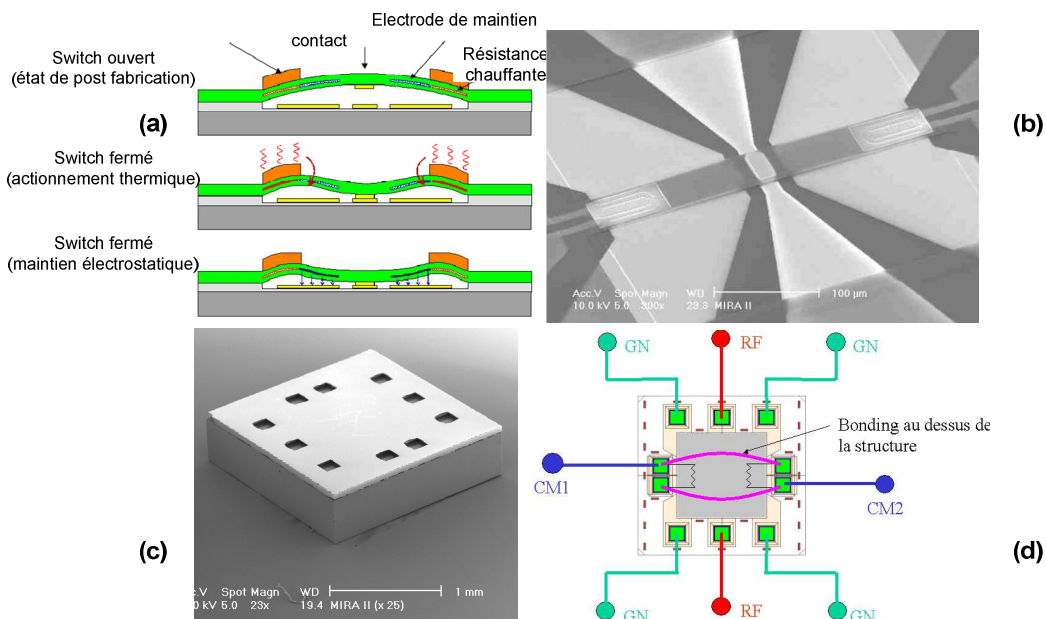


Figure 1-11. MEMS RF à contact série résistif du LETI [Bill02] à actionnement thermique et à maintien électrostatique : principe de fonctionnement (a) Vue de la partie active (microphotographie) (b) Encapsulation (c) et schéma de bonding (d).

1.3.3.3 Commutateur à actionnement magnétique MAGFUSION

De nombreuses études ont été réalisées pour la réalisation de commutateurs MEMS à actionnement magnétique. Un des premiers commutateurs commercialisés est d'ailleurs le commutateur bistable magnétique illustré sur la Figure 1-12a.

Son principe de fonctionnement repose sur la mise en mouvement d'un balancier en matériau magnétique comportant à une de ses extrémités un contact électrique.

Cette poutre va passer d'une position à l'autre lors du passage d'un courant dans une bobine située sous ce balancier.

Le laboratoire Létis a ainsi développé, sur la base de ce composant MEMS, des réseaux SP4T non réfléchitifs présentant d'excellentes caractéristiques sur la bande DC-3GHz [Dus06] : le prototype réalisé est présenté sur la Figure 1-12b.

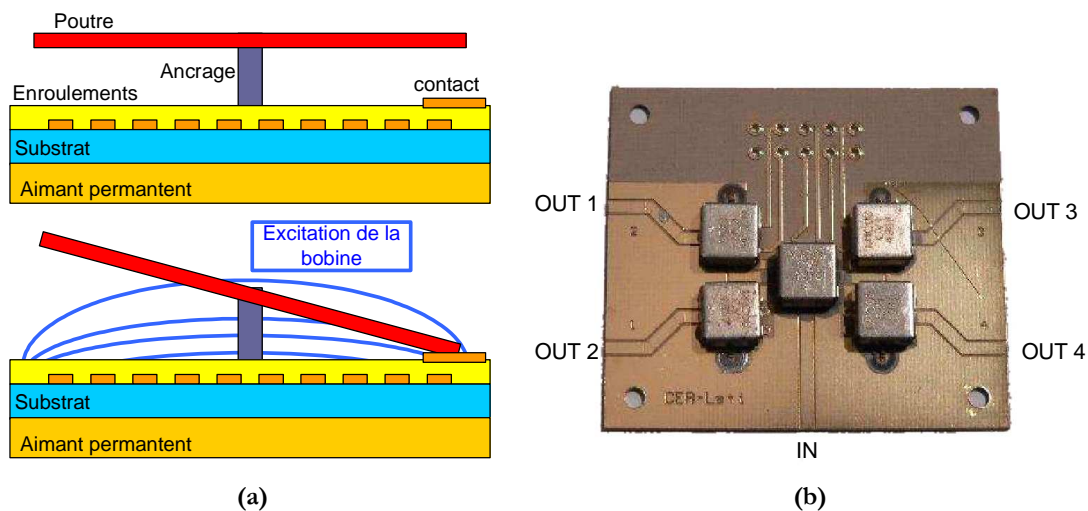


Figure 1-12. Principe du commutateur bistable Magfusion à actionnement magnétique (a) et réseau SP4T non réfléchitif sur la bande DC-3GHz à base de cinq MEMS SPDT (b) [Dus06].

1.4 Systèmes reconfigurables utilisant les MEMS

1.4.1 Principe

La reconfigurabilité des systèmes de télécommunication peut être appliquée à des niveaux différents comme le présente la Figure 1-13.

La solution qui consiste à employer une architecture à base d'un processeur de signal numérique DSP, donne de très bonnes performances en terme d'amélioration de la qualité du signal. C'est néanmoins une solution complexe à mettre en œuvre (codage et correction du canal) et surtout coûteuse.

Une autre solution consiste à employer un circuit reconfigurable alimentant un réseau d'antennes. Cette solution assez efficace en pratique nécessite néanmoins l'intégration d'un certain nombre d'amplificateurs ou atténuateurs commandables et de déphaseurs, ce qui en fait une solution très coûteuse.

La solution que nous avons retenue et qui présente un coût minimale, consiste à intégrer la reconfigurabilité directement au niveau des antennes.

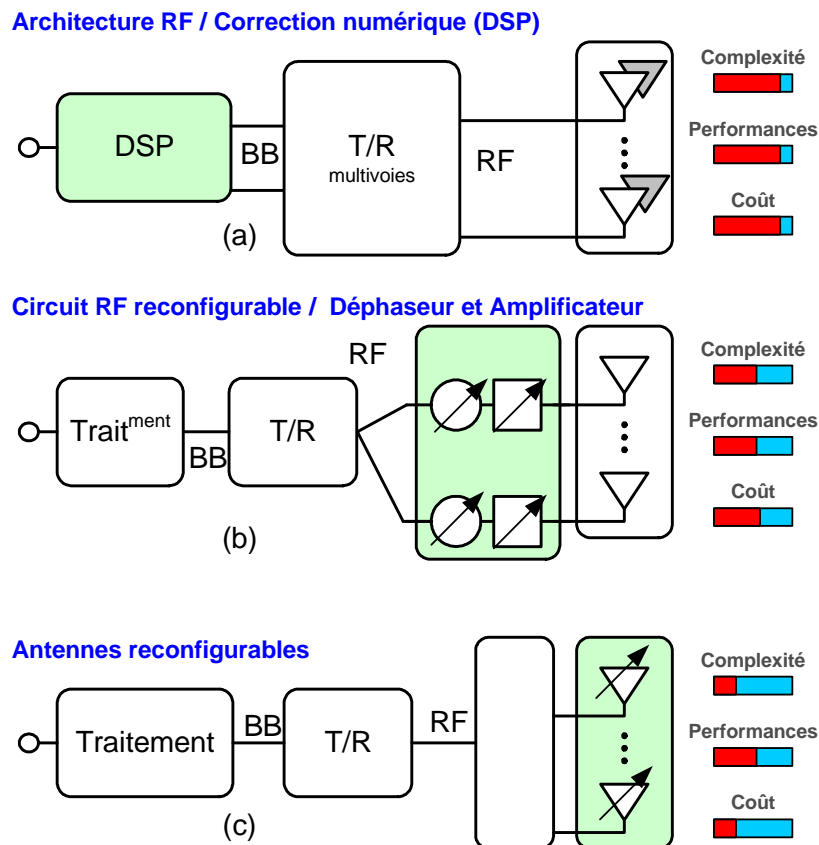


Figure 1-13. Différents types de reconfigurabilité : système adaptatif par traitement numérique (a), réseau d'antennes phasées (b) et antennes reconfigurables (c).

La Figure 1-14 présente un diagramme en bloc système d'un transmetteur RF qui tire tous les avantages des composants MEMS. Cette architecture permet d'améliorer les performances essentielles du système. La grande force d'une telle architecture est sa robustesse et la réduction de consommation de puissance dans plusieurs blocs du système.

Ceci est obtenu en remplaçant dans ces blocs des composants actifs par des composants passifs faibles pertes (MEMS). Ceci permet d'obtenir une meilleure sélectivité car ces composants présentent un facteur de qualité Q élevé.

Un sélectionneur de chaîne RF comprenant des bancs de filtres commutables peut être mis en œuvre. Ceci permet une reconfiguration multi-bande et une économie de puissance grâce à des dynamiques d'amplitude plus souple, donc une économie de la puissance totale nécessaire pour réaliser la transmission.

L'oscillateur contrôlé en tension (VCO) est référencé à des bancs commutés de résonateurs mécaniques. Ceux-ci sont donc efficaces sans qu'il soit nécessaire de les calibrer sur une fréquence référence basse du système. Cela permet aussi d'économiser de la puissance (de l'ordre de plusieurs dB) par rapport aux synthétiseurs actuels.

Il est aussi possible d'utiliser des commutateurs MEMS RF, afin de réaliser la commutation émission/réception du transmetteur, ou encore via un réseau de filtres incorporant des bancs de capacités MEMS commutés.

L'utilisation de résonateurs mécaniques et de commutateurs mécaniques autour de l'amplificateur de puissance pourrait diminuer sa consommation totale et améliorer son efficacité.

Enfin des commutateurs et des varicaps associés à des structures rayonnantes permettent de développer des antennes reconfigurables à base de MEMS RF et d'améliorer très sensiblement l'efficacité de ces systèmes.

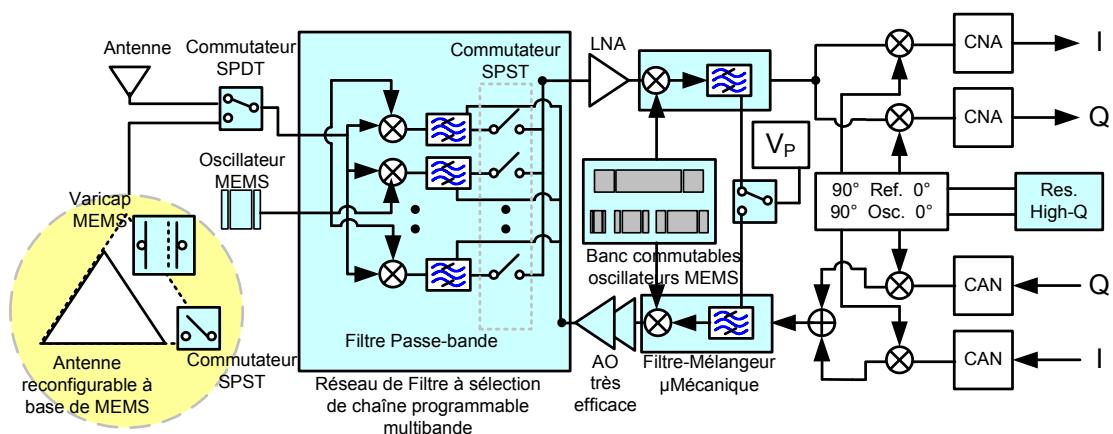


Figure 1-14. Diagramme bloc d'un transmetteur à sélection de chaîne de réception RF basse puissance utilisant des MEMS RF afin d'améliorer la robustesse et permettre une faible consommation de puissance [Ngu05].

1.4.2 Antenne reconfigurable

Dans le cadre de ces travaux, le terme d'antennes reconfigurables est employé pour représenter la capacité à changer les caractéristiques du fonctionnement fondamental d'un élément rayonnant individuel par des moyens électriques, mécaniques ou autres. Avec cette définition, la conception classique, qui consiste à utiliser des jeux de phase sur des éléments en lignes formant un réseau, ne constitue pas une antenne "reconfigurable" car les caractéristiques de fonctionnement des antennes élémentaires sont alors inchangées.

Idéalement, les antennes reconfigurables devraient pouvoir modifier leur fonctionnement, afin de s'adapter au contexte. Il est possible de jouer par exemple sur leur fréquence de fonctionnement ou sur la largeur de la bande d'adaptation, sur leur polarisation ou sur leur diagramme de rayonnement. Les antennes à MEMS commandées mécaniquement ([Chauv97] [Baek03] [Chiao99] [Lang03]), les réseaux réflecteurs [Bozl03], les surfaces sélectives en fréquence FSS (Frequency Selective Surface) ou les grilles reconfigurables à base de MEMS RF sont présentées plus en détails dans [Reb03] et [Dus04]. Par ailleurs, seules les antennes présentant un seul port, et ne faisant pas intervenir des techniques de recombinaison multi-antennes sont présentées ici.

1.4.3 Antenne reconfigurable en fréquence

La reconfiguration de fréquence est probablement le domaine dans lequel il y a le plus de réalisations. Elle permet par exemple d'utiliser une même antenne sur plusieurs standards de communications.

La commutation de fréquence (Figure 1-15a) est généralement assurée en modifiant les longueurs électriques à l'aide de commutateurs qui imposent des courts-circuits, des circuits ouverts ou encore des capacités variables, à des endroits bien choisis de la structure rayonnante [Lah01] (Figure 1-15b).

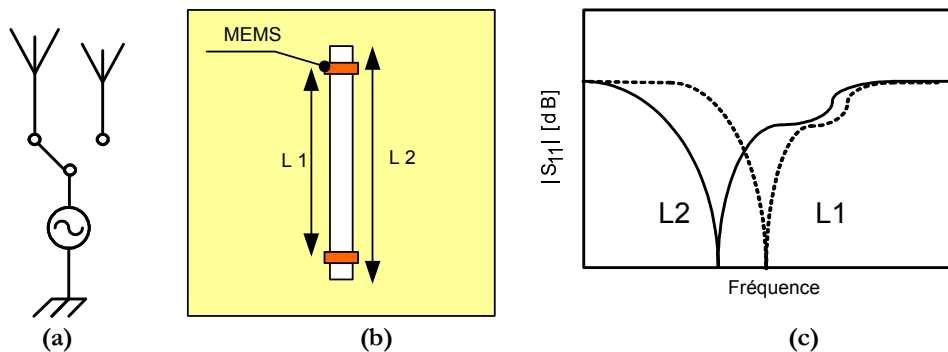


Figure 1-15. Diversité de fréquence : principe (a), exemple de réalisation par une fente de longueur commutée (b) et décalage en fréquence (c).

Le développement des premières antennes accordables est décrit dans [Bhart82]. L'antenne patch rectangulaire utilise des varicaps (capacités variables) pour changer la longueur électrique effective et, par conséquent, la fréquence de résonance de la structure.

Ce principe est exploité dans [Sim01] avec l'emploi de commutateurs. Les MEMS (Figure 1-16a) sont utilisés pour créer des capacités sur les bords du patch (Figure 1-16b).

Lorsque le commutateur est alimenté, la lamelle métallique s'abaisse grâce à la force électrostatique et vient se plaquer contre la couche de diélectrique, une capacité apparaît et décale alors la fréquence de fonctionnement de l'antenne de 1.6% (de 25 GHz à 24.6 GHz).

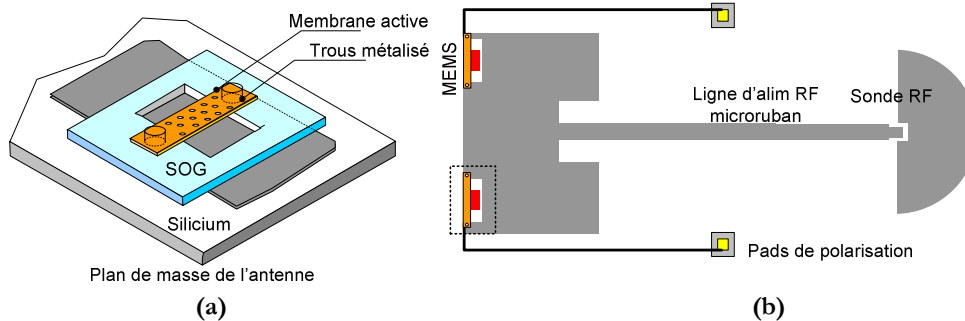


Figure 1-16. Capacité variable MEMS (a) et antenne patch à diversité de fréquence intégrant des varicaps MEMS (b) [Sim01].

Les antennes ayant de petites dimensions et des profils réduits sont les plus appropriées au montage sur les émetteurs/récepteurs mobiles (GSM900, DCS1800, UMTS, WLAN, Bluetooth, WIFI...). Parmi toutes les structures d'antenne, la PIFA (Printed Inverted F Antenna) ou IFA est une conception d'antenne miniature souvent utilisée pour couvrir une ou plusieurs de ces normes. Un exemple d'application d'antenne développé par le LEAT (Université de Nice) [Pana03] et réalisé en collaboration avec le LETI (prototypage, mesures) [Pet05b] est présenté sur la Figure 1-17.

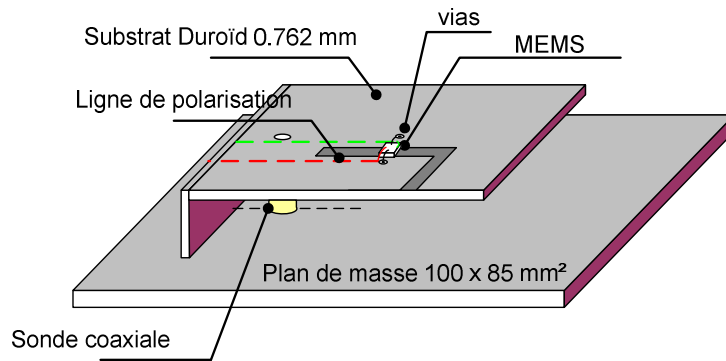


Figure 1-17. Antenne PIFA à diversité de fréquence [Pana03] [Pet05b].

Une fente ouverte en L est découpée dans l'élément rayonnant pour diminuer les fréquences de résonance des modes les plus élevés. La longueur de cette fente peut être modifiée si on soude un petit court circuit parfait en différentes positions.

La Figure 1-18 montre les résultats simulés pour différentes positions du court-circuit le long de la fente (0, 32, 44 millimètres) sur la PIFA à encoches (Figure 1-17). Un bon accord est obtenu entre mesures et simulations. Ainsi les différents modes de fonctionnement présentés peuvent être adressés par cette antenne reconfigurable en fréquence.

Afin d'intégrer des commutateurs MEMS dans le modèle, l'antenne PIFA reconfigurable a été simulée en prenant en compte des circuits de polarisation du composant. Le MEMS est modélisé par un morceau carré de cuivre placé sur le substrat Duroïd.

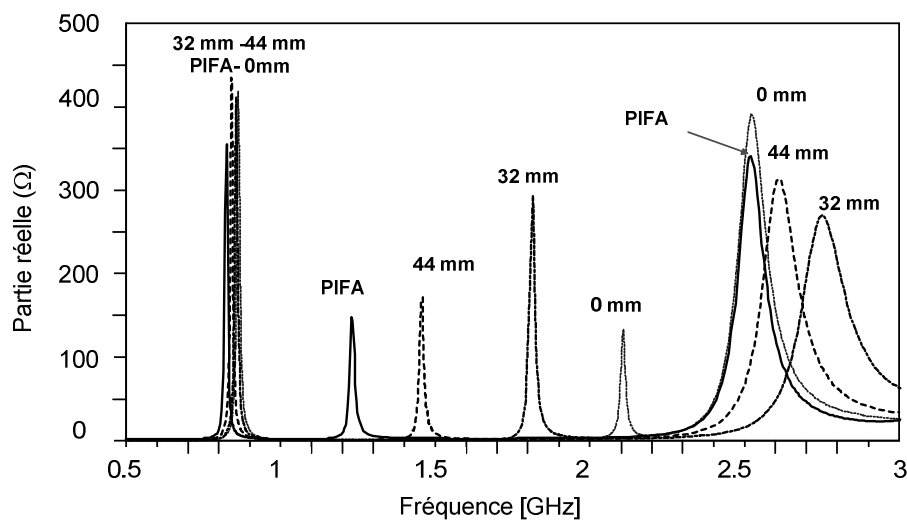


Figure 1-18. Partie réelle de l'impédance de l'antenne PIFA reconfigurable [Pana03] [Pet05b].

Cette approche de modélisation qui consiste à considérer que le MEMS est un commutateur idéal et peut donc être modélisé par un contact métallique peut donner des résultats satisfaisants. Mais en règle générale, le comportement électrique du MEMS influence l'établissement des modes de courants dans l'antenne et donc son fonctionnement. Les Figures suivantes présentent des photographies des antennes développées par le LEAT et mesurées au CEA Létì.

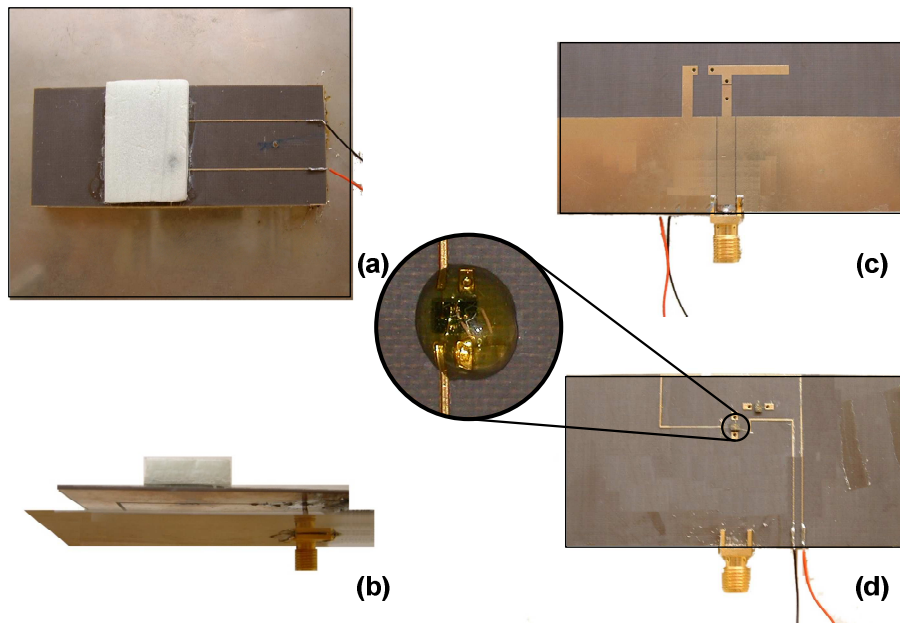


Figure 1-19. Prototypes d'antenne PIFA (a)(b) et IFA (c)(d) à diversité de fréquence commandables par MEMS RF [Pana03] [Pet05b] [Pana06].

1.4.4 Antenne reconfigurable en polarisation

De nombreuses antennes reconfigurables en polarisation ont été développées dans la littérature. La reconfiguration de polarisation peut s'avérer utile pour réaliser des liaisons sans fil plus fiables et robustes. Le principe est d'utiliser deux modes de rayonnement de l'antenne produisant plusieurs polarisations différentes (Figure 1-20a). Ainsi une alimentation sur un patch produit une polarisation donnée (1) alors que l'utilisation d'une alimentation à un point différent (2) produit une onde électromagnétique avec une polarisation orthogonale (Figure 1-20a). La combinaison de plusieurs ports grâce à des diviseurs RF et des déphaseurs (Figure 1-20b) permettent alors de produire plusieurs polarisations linéaire [1], linéaire et orthogonale [2], ou encore circulaire droite (Figure 1-20c)

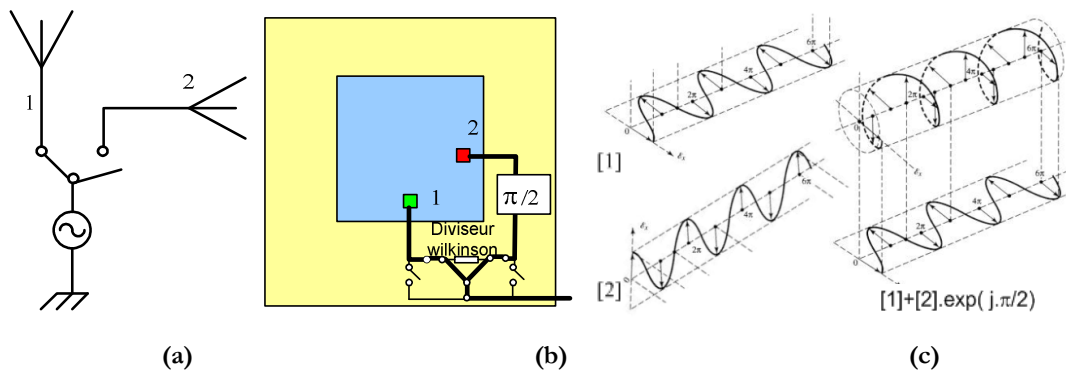


Figure 1-20. Diversité de polarisation : principe (a) patch à commutation d'alimentation (b) et polarisation (c).

Un exemple d'antenne à diversité de polarisation réglée à 26 GHz, employant des MEMS, est présenté dans [Sim02]. Dans ce design, un commutateur MEMS est placé sur une antenne patch microruban avec une alimentation dans le coin pour exciter deux modes orthogonaux. Les commutateurs se composent d'une bande mobile métallique suspendue. Quand la bande métallique est suspendue au-dessus de l'encoche, l'antenne rayonne une onde polarisée circulairement. En utilisant la mise en action électrostatique, la bande en métal peut être abaissée pour créer une antenne ayant une polarisation linéaire duale (Figure 1-21a).

Un autre exemple d'antenne reconfigurable est l'antenne patch avec des fentes commutables, la "patch antenna with switchable slots" ou "PASS" développée par l'UCLA [Yan02][Yan03] (Figure 1-21b). L'antenne PASS se compose d'une antenne patch en technologie microruban dans laquelle sont découpées une ou plusieurs fentes. Un commutateur (diode ou MEMS RF) est inséré au centre de la fente pour contrôler le comportement des courants.

Quand le commutateur est à l'état OFF, les courants en pointillé blanc sur la Figure 1-21b sont obligés de contourner la fente. Quand le commutateur est dans l'état ON, le courant peut suivre le chemin plus court ainsi créé. La reconfiguration de polarisation est réalisée en incluant deux fentes orthogonales dans le patch.

L'actionnement des commutateurs entraîne une polarisation circulaire droite ou gauche. L'antenne PASS a été également utilisée pour réaliser la reconfiguration par commutation entre deux bandes de fréquence [Yan01].

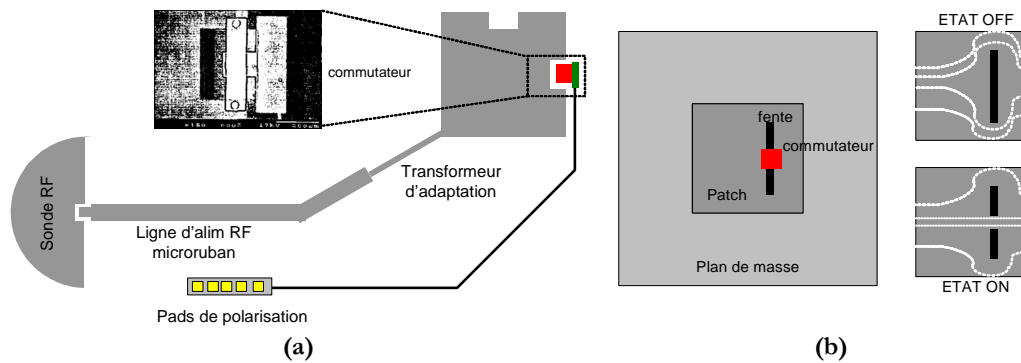


Figure 1-21. Antenne patch à bord commuté [Sim02] (a) et antenne PASS de l'UCLA [Yan02] (b).

Une antenne particulièrement intéressante a également été développée à l'PIETR [Lega04]. Cette antenne développe un concept qui permet à l'antenne de passer d'une polarisation circulaire à une polarisation linéaire.

L'antenne de base est une antenne patch à coins tronqués, donc polarisée circulairement (Figure 1-22). Sachant qu'un patch carré génère une polarisation linéaire, la solution consiste à combler les troncatures avec des éléments métalliques mis en mouvement par des actionneurs MEMS.

L'actionneur doit donc produire un mouvement de translation dans le plan (Figure 1-23). La technologie employée est celle du S.D.A. (Scratch Drive Actuator).

Suivant la position des éléments, la polarisation peut-être circulaire, elliptique ou linéaire (Figure 1-22).

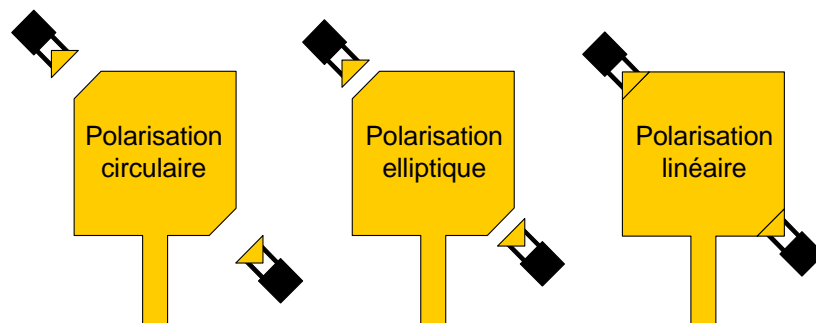


Figure 1-22. Princip de reconfiguration de polarisation par actionneur MEMS [Lega04].

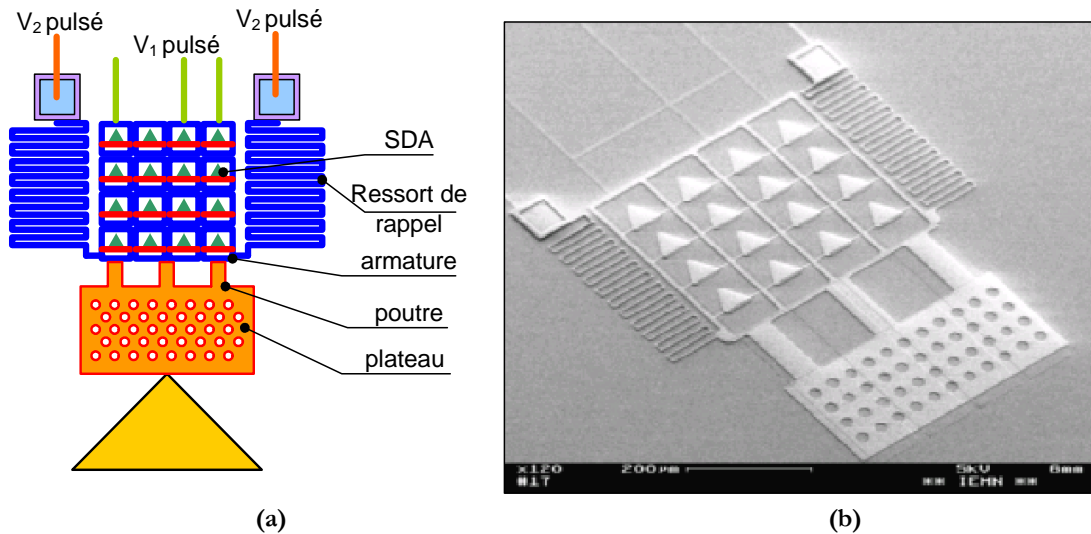


Figure 1-23. Principe du micro-actionneur MEMS (a) et vue MEB du MEMS Scratch Drive Actuator [Lega04] (b).

1.4.5 Antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement

Des études sur l'efficacité de ce mode de diversité sont développées dans [Aub01]. Le cas le plus simple d'une antenne à diversité de diagramme est celui d'une antenne bi statique qui présente deux diagrammes de rayonnement fortement décorrélés (Figure 1-24). Plusieurs types de conception ont été étudiés pour obtenir une reconfiguration du diagramme de rayonnement, tout en conservant inchangées les autres caractéristiques de fonctionnement. Ainsi la fréquence de fonctionnement est généralement conservée. Les changements de structure de l'antenne nécessaires pour produire ces changements de diagrammes de rayonnement sont généralement étroitement liés à l'impédance d'entrée de l'antenne.

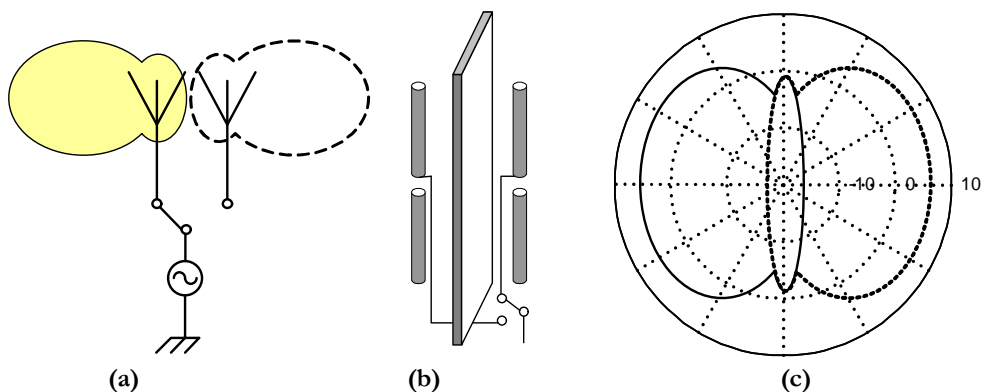


Figure 1-24. Principe de la diversité de diagramme (a) réalisation à l'aide de deux dipôles de part et d'autre d'un plan réflecteur (b) et diagramme de rayonnement en commutation (c).

Par exemple, à l'université de l'Illinois, des antennes reconfigurables en rayonnement ont été développées [Huff03]. L'antenne de base est une spirale en technologie microruban (Figure 1-25). Cette antenne permet à la fois une commutation de fréquence et de diagramme (Figure 1-26).

La configuration originale de l'antenne, sans les éléments de réglage, mesure approximativement une longueur d'onde. Pour modifier le diagramme, deux éléments de réglage sont nécessaires. Le premier élément est un court-circuit, G. Cette mise à la masse est placée à environ $\lambda/4$ de la position d'alimentation.

Le deuxième élément est un circuit ouvert, O. Avec le court-circuit et le circuit ouvert (configuration GO), l'antenne se comporte davantage comme un résonateur quart d'onde court-circuité, ayant un élément parasite qui l'aide à maintenir un faible coefficient de réflexion. Ceci crée également un nouveau diagramme de rayonnement.

Pour changer la fréquence de fonctionnement de l'antenne, seul un des éléments de réglage est activé. Dans ce mode, l'antenne est en configuration NO et agit comme un résonateur longueur d'onde en circuit ouvert, ce qui déplace la bande de fréquence de fonctionnement.

À cette fréquence plus élevée, le couplage avec le bras parasite est réduit, ce qui entraîne une bonne adaptation d'impédance avec les diagrammes de rayonnement sur les côtés. Dans cette configuration, une inclinaison du lobe principal de 45° est obtenue.

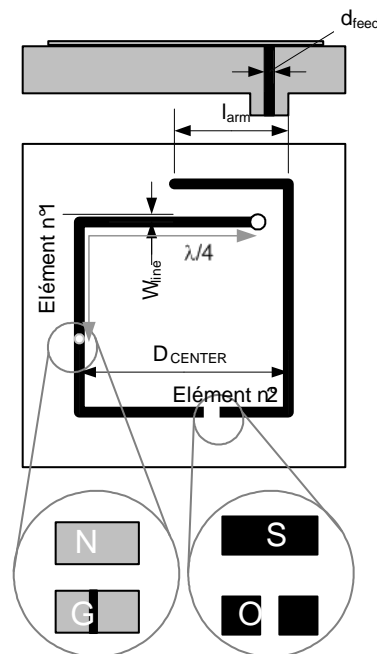


Figure 1-25. Antenne spirale à diversité de diagramme et de fréquence [Huff03].

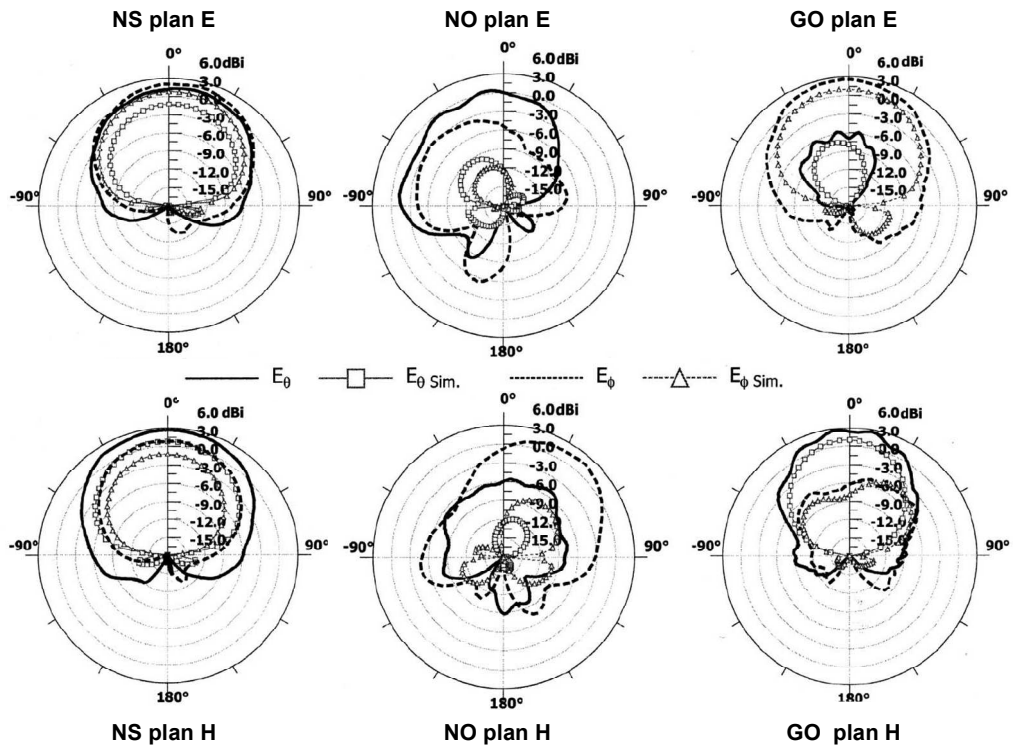


Figure 1-26. Diagrammes obtenus dans les plans de coupe E et H pour les différentes configurations [Huff03].

1.5 Antennes à éléments parasites

1.5.1 Antennes à éléments parasites passifs

Les réseaux à éléments parasites sont des antennes exploitant le couplage entre plusieurs éléments rayonnants afin de former un diagramme de rayonnement.

Les antennes parasites sont largement employées depuis les années 20 dans les antennes Yagi-Uda pour des applications aux fréquences HF à UHF. Une telle antenne est constituée de dipôles reliés entre eux par une barre isolante (Figure 1-27).

Généralement, seul un élément est alimenté mais tous les éléments participent au rayonnement par couplage. Les directeurs et réflecteurs sont des éléments parasites, qui sont par définition des antennes secondaires non excitées. Elles sont le siège d'un courant induit dû au couplage avec une antenne primaire excitée.

Ces éléments parasites permettent de diriger le rayonnement dans une direction voulue. Ils jouent alors le rôle de réflecteur ou de directeur s'ils sont respectivement plus ou moins longs que le dipôle résonnant alimenté.

Le réflecteur doit en théorie se situer à $0.25 \lambda_0$ du dipôle afin de réfléchir efficacement l'onde primaire. Cela donne lieu à une interaction constructive. Sa longueur supérieure à $0.5 \lambda_0$ le rend par ailleurs inductif. Le niveau des lobes arrière est donc très sensible au positionnement du réflecteur. Le niveau de directivité dépend du nombre d'éléments constituant le réseau. La position relative de chacun des éléments est optimisée afin de garantir une directivité maximale. Un exemple de diagramme de rayonnement est présenté sur la Figure 1-27c pour un réseau à 9 brins directeurs.

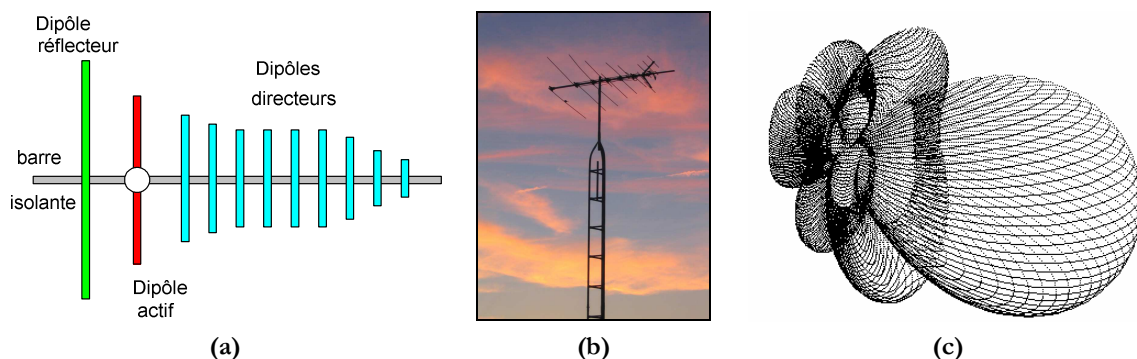


Figure 1-27. Schéma (a) et photographie (b) d'une antenne Yagi-Uda à diagramme de rayonnement directif 9 éléments (c).

1.5.2 Antennes à éléments parasites commandables

1.5.2.1 Antennes à éléments parasites commutés

Harrington a été le premier à montrer que le diagramme de rayonnement d'un système d'antennes N ports peut être contrôlé en chargeant les différents ports et en alimentant simplement un de ces ports [Harr74] [Harr78].

Dés 1978, des travaux réalisés par Luzwick et Harrington utilisaient des ouvertures rayonnantes chargées par des charges réactives. La Figure 1-28a présente un réseau de 5 ouvertures rayonnantes.

Des réseaux de 7 et 15 ouvertures ont ainsi été étudiés permettant d'obtenir un dépointage intéressant [Ding86].

La reconfiguration de charge peut être réalisée par une méthode mécanique en employant un bout de conducteur (languette métallique sur la Figure 1-28a) glissant dans l'ouverture. Une méthode de contrôle électronique paraît cependant plus judicieuse pour l'utilisation des réseaux parasites dans des applications réelles. Des terminaisons réactives ajustables peuvent être mises en œuvre comme cela est présenté sur la Figure 1-28b.

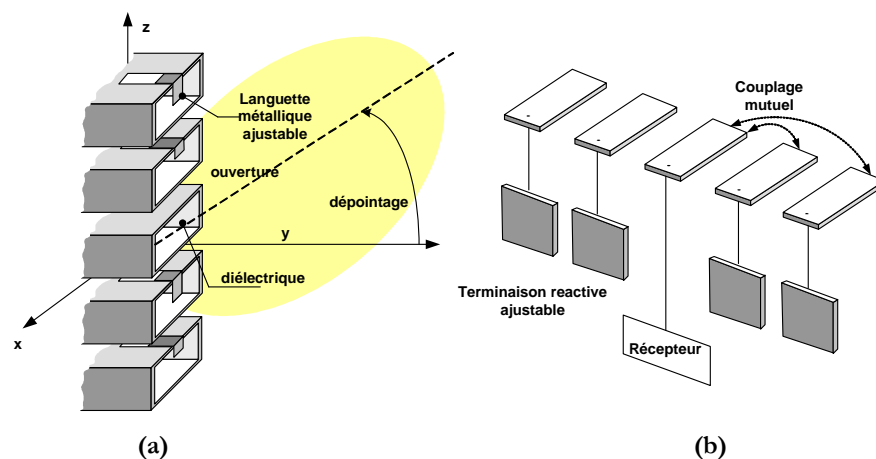


Figure 1-28. Réseau de 5 ouvertures rayonnantes [Luz78] (a) et réseau de cinq patches connectés à des charges réactives reconfigurables [Ding84] [Ding86] (b).

Une étude a été réalisée pour un réseau de deux dipôles : un dipôle actif et un dipôle parasite [Matt04]. L'antenne parasite est reliée à un commutateur à deux états (Figure 1-29a) permettant, dans le premier état, de relier une impédance Z_{L1} à l'antenne parasite. Ceci entraîne une formation de diagramme de rayonnement vers l'azimut. Dans le deuxième état, une impédance variable Z_{L2} est reliée à l'antenne, produisant un champ lointain différent. Les diagrammes de rayonnement ont été calculés sous NEC (Numerical Electromagnetics Code [NEC]) qui utilise des simplifications drastiques sur le diagramme de rayonnement des éléments.

En évaluant la corrélation entre les différents diagrammes pour de nombreuses configurations, il a été possible de déterminer les configurations permettant de minimiser la corrélation entre les différents diagrammes tout en maintenant l'adaptation.

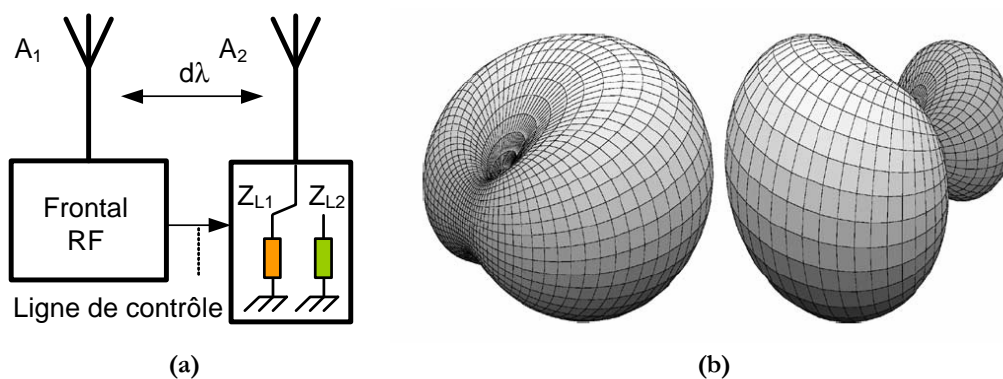


Figure 1-29. Concept des antennes parasites commutées (a) avec deux dipôles [Matt04] et diagramme de rayonnement obtenu pour $Z_{L1} = -100 j \Omega$ (gauche) et $Z_{L2} = -20 j \Omega$ (droit).

Vaughan a également montré qu'il était possible de modifier le diagramme de rayonnement de l'antenne active en ramenant l'antenne parasite à la masse ou en la laissant en circuit ouvert. Le gain de diversité peut alors être obtenu en choisissant le meilleur diagramme de rayonnement. Ce type de réseau d'antennes est donc bien adapté à la diversité de diagramme si on peut modifier les charges connectées aux éléments rayonnants parasites. Il a été montré dans [Wenn01] que les antennes parasites commutées ont un potentiel important pour les nouvelles applications de télécommunications. L'utilisation des antennes parasites commutées comme antennes à diversité a été exposée dans [Vaugh99].

Avec la configuration de charge reportée sur la Figure 1-29b, la corrélation de diagramme entre les deux états de l'antenne atteint 0.39. Les deux impédances sont purement imaginaires afin d'éviter des phénomènes de désadaptation d'impédance.

Les deux diagrammes de rayonnement présentés sur la Figure 1-29b sont fortement décorrelés et on peut observer que les diagrammes de rayonnement présentent un recouvrement minimal.

Des réseaux mettant en jeu d'autres types d'éléments rayonnant que les dipôles peuvent être réalisés.

1.5.2.2 Antennes commandables électroniquement

Des circuits de contrôle à base de charges réactives sont présentés dans [Shis02][Tana04]. Le principe est d'utiliser des monopôles chargés réactivement et répartis de manière circulaire pour former un diagramme directif (Figure 1-30).

Sur ce principe, [Kan89] propose une méthode de conception d'un circuit d'alimentation avec des portions en lignes de transmission et des charges réactives afin de synthétiser un diagramme donné.

Deux systèmes d'alimentation, série ou parallèle, sont présentés. Néanmoins, l'approche de modélisation ne prend pas en compte les couplages entre le circuit d'alimentation et le réseau d'antennes, ce qui est inconcevable dans le cas où l'on souhaiterait concevoir une antenne miniature. Les auteurs reconnaissent également les limitations de leur méthode ne permettant pas d'optimiser les dimensions géométriques du système. Cela a pourtant une grande importance pour faire une modélisation précise des diagrammes.

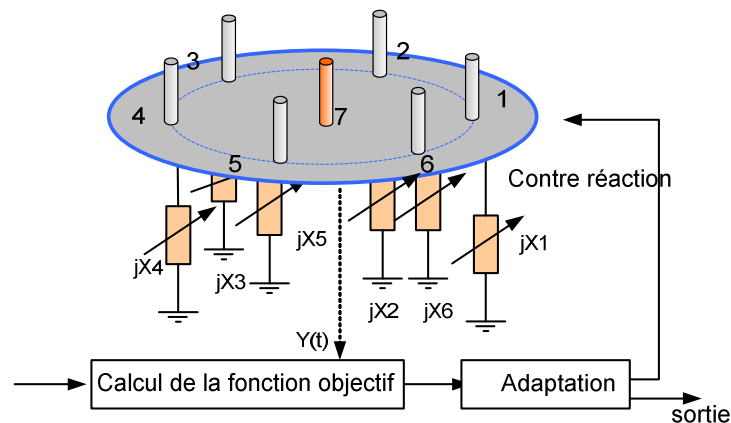


Figure 1-30. Modélisation circuit et principe d'une antenne commandée par charges réactives [Harr78] (a) et réalisation d'un système complet adaptatif à base de monopôles rayonnants [Shis02] (b).

Une antenne à éléments parasites commandée électroniquement ou ESPAR (Electronically Steerable Parasitic Antenna) est présentée dans [Shis02]. Ces antennes (Figure 1-30b) sont particulièrement intéressantes pour les réseaux Ad-Hoc. Un algorithme est mis en œuvre pour garantir la formation du faisceau de la station de base vers le mobile.

Les antennes parasites ont fait l'objet de nombreuses publications ([Scott99] [Chen05] [Fas00a] [Sib00]). Deux mémoires en particulier [Fass00] et [Sch04], traitent d'antennes WLAN reconfigurables exploitant cet effet parasite. Une solution reconfigurable à base de MEMS a également été proposée dans [Iri03]. Le système présenté dans [Sch04] est un réseau circulaire à base de monopôles, avec un seul port d'alimentation RF, les monopôles parasites étant chargés.

Le simulateur employé est NEC. Les monopôles sont connectés à des charges fixes à base de capacités CMS (Figure 1-31).

L'approche développée dans [Fass00] est également intéressante, et plusieurs topologies sont étudiées. L'une d'entre elles met en œuvre des monopôles fins court-circuités ou non, une autre optimise les diagrammes de rayonnement en employant des monopôles plus épais. Chacun des monopôles épais présente un diagramme différent et une charge intrinsèquement inductive. Enfin une dernière approche consiste à utiliser des charges commutées qui est l'approche que nous avons privilégiée dans cette étude.

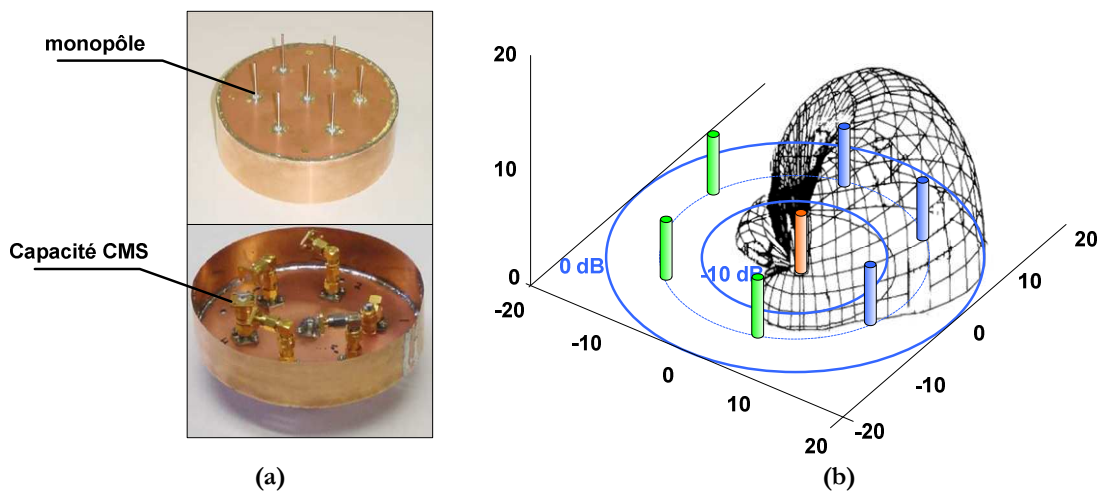


Figure 1-31. Vue des deux côtés d'une antenne à base de sept monopôles chargés ESPAR [Sch04] (a) et diagramme de rayonnement obtenu [Fass00] (b).

Cette antenne met en œuvre une topologie à 6 monopôles périphériques et 1 monopôle central, permettant d'obtenir le diagramme de rayonnement simulé présenté sur la Figure 1-31 sur plan de masse infini. Les monopôles sont alimentés par un même plan d'alimentation et les antennes sont chargées de manière à former le diagramme désiré. Des variantes à base d'antennes miniatures BSSA (Bent Stacked Slot Antenna) (Figure 1-32a) ou de patches triangulaires (Figure 1-32b) ont par ailleurs été conçues.

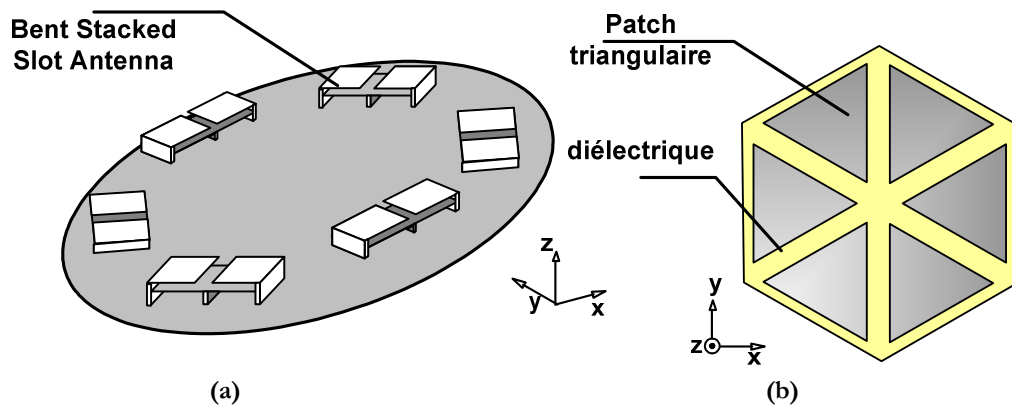


Figure 1-32. Variante d'antennes ESPAR à base d'antenne miniature BSSA (a) ou de secteur patch [Fass00] (b).

1.5.2.3 Evolution vers le millimétrique

La réalisation de ces antennes à commande électronique ESPAR à base de dipôles ou de monopôles est difficilement transposable à des techniques de réalisation en circuit intégré.

Une solution originale a néanmoins été développée à l'IETR [Lega04] pour réaliser et alimenter le monopôle : des trous métallisés sur un substrat faible permittivité font office de monopôles et une alimentation par ligne coplanaire est utilisée.

Les antennes ESPAR ont été réalisées un substrat de verre Téflon ($\epsilon_R = 2.2$; $\tan(\delta) = 2.10^{-3}$) d'épaisseur 0,8 mm [Lega03].

Le monopôle principal est entouré de huit monopôles parasites. Le réseau complet est présentée sur la Figure 1-33a.

La Figure 1-33b représente le diagramme de rayonnement 3D du système.

Un dépointage du diagramme vers les charges capacitives est obtenu, avec une directivité maximale de 10.6 dBi dans cette direction.

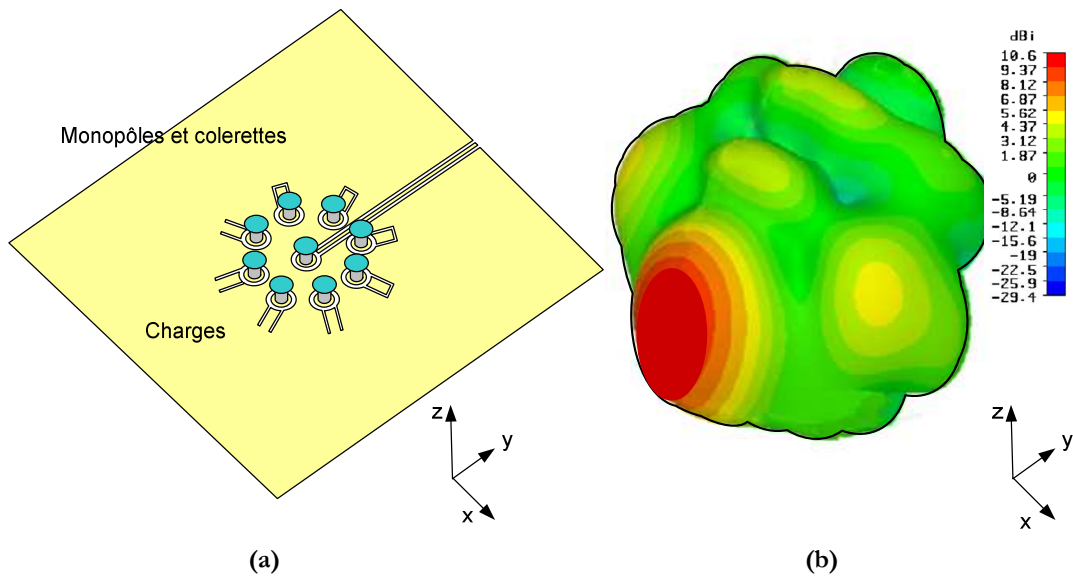


Figure 1-33. Vue en perspective du système simulé à 52 GHz (a) et diagramme de rayonnement 3D en directivité (dBi) du système [Lega04] (b).

Conclusion

Pour faire face à l'augmentation rapide du nombre d'utilisateurs et des débits, les systèmes de télécommunications modernes devront présenter des propriétés de reconfiguration. La reconfiguration d'antenne semble être une piste très prometteuse en la matière.

Elle consiste, comme nous l'avons, vu à changer les caractéristiques radioélectriques de l'antenne, que ce soit en terme de polarisation, de fréquence ou encore de diagramme de rayonnement. Certaines solutions d'antennes reconfigurables ont été présentées dans ce chapitre.

Dans ce contexte, il est clair que la solution de la reconfiguration de diagramme est amenée à jouer un rôle déterminant, en particulier pour les systèmes fonctionnant en environnement indoor.

La réalisation de ces antennes reconfigurables fera appel à des composants de reconfiguration comme des commutateurs ou des varicaps.

Des composants présentant de grande qualité aux hautes fréquences sont donc nécessaires pour assurer un fonctionnement optimal de ces structures reconfigurables. Les composants microsystemes MEMS RF sont donc appelés à jouer un rôle majeur pour ces applications. Ils présentent en effet des caractéristiques RF sans comparaison avec leurs équivalents à semi-conducteurs.

Ceci s'avèrera d'autant plus important aux très hautes fréquences auxquelles de nombreuses applications vont être développées, et ceci avec une consommation de puissance minimale ce qui assure l'autonomie des systèmes portables.

L'objectif de l'étude est désormais de proposer une structure innovante à reconfiguration de diagramme, intégrant des composants MEMS RF.

Chapitre 2

Modélisation des réseaux à éléments parasites

Introduction

Le principe des antennes à éléments parasites est amené à jouer un rôle important dans la réalisation d'antennes à reconfiguration de faisceaux ou à faisceaux commutés.

Le diagramme de rayonnement et l'adaptation de ce type de réseau sont le résultat d'interactions d'autant plus complexes que le nombre d'éléments est élevé. Il est donc nécessaire de prendre en compte l'influence des couplages entre tous les éléments et les diagrammes de rayonnement de chaque élément rayonnant qui constitue le réseau.

Nous développons ici dans un premier temps une modélisation d'un réseau parasite dipolaire. Cette modélisation permet de faire une première étude des réseaux à éléments parasites et de comprendre les phénomènes mis en jeu.

Pour des éléments rayonnants plus complexes, il est néanmoins nécessaire de développer des modèles plus complets (non analytique), car ces éléments rayonnants de différents types sont souvent plus complexes à modéliser de façon analytique que les simples dipôles.

Nous avons donc utilisé un formalisme à base de graphes de fluence permettant de modéliser à la fois les couplages et les diagrammes de rayonnement de chaque élément. Cette formulation analytique est présentée pour des réseaux de trois éléments, mais elle peut être étendue à des réseaux beaucoup plus larges. Cette étude permet également de présenter des résultats et des tendances du comportement de ces réseaux en fonction de leur géométrie.

Modélisation d'un réseau parasite dipolaire	56
Généralisation de la modélisation	74
Mise en œuvre sur un exemple de réseau	82

2.1 Modélisation d'un réseau parasite dipolaire

Cette partie permet d'introduire quelques résultats théoriques élémentaires, en utilisant un exemple simple d'élément rayonnant : le dipôle résonnant. Il s'agit d'une antenne constituée de deux brins métalliques de rayon a et de longueur $L/2$. Elle est alimentée en différentiel et il est en pratique nécessaire d'insérer un espace (gap) d'excitation entre les brins.

Un moyen rapide de modéliser les réseaux de dipôles est de considérer que les éléments rayonnants sont infiniment fins. Le comportement du dipôle peut alors être modélisé relativement simplement et on peut utiliser des formules analytiques exprimant les impédances propres ou mutuelles et le diagramme de rayonnement. Cela en fait le candidat idéal pour une modélisation analytique permettant d'appréhender le comportement des réseaux à éléments parasites.

2.1.1 Modélisation d'un dipôle isolé

2.1.1.1 Courant et diagramme de rayonnement

On considère un dipôle de longueur L , orienté selon z et parcouru par un courant d'amplitude I_0 (Figure 2-1a).

En première approximation, le profil de ce courant orienté selon z est supposé sinusoïdal d'amplitude I_0 comme le présente l'équation (2.1).

Rappelons que k est le nombre d'onde ($k = 2\pi/\lambda$).

$$I_d(z) = I_0 \sin\left(k\left(\frac{L}{2} - |z|\right)\right), -L/2 \leq z \leq L/2 \quad (2.1)$$

Le champ lointain magnétique et électrique d'un dipôle de longueur L et alimenté au centre peut être exprimé par [Bal97]:

$$H_\phi = \frac{jI_0}{2\pi r} \left[\frac{\cos(kL \cos(\theta)/2) - \cos(kL/2)}{\sin(\theta)} \right] \quad (2.2)$$

$$E_\theta = \frac{j60I_0}{r} \left[\frac{\cos(kL \cos(\theta)/2) - \cos(kL/2)}{\sin(\theta)} \right] \quad (2.3)$$

La Figure 2-1b présente le diagramme de rayonnement en champ lointain calculé sous Matlab pour différentes longueurs du dipôle.

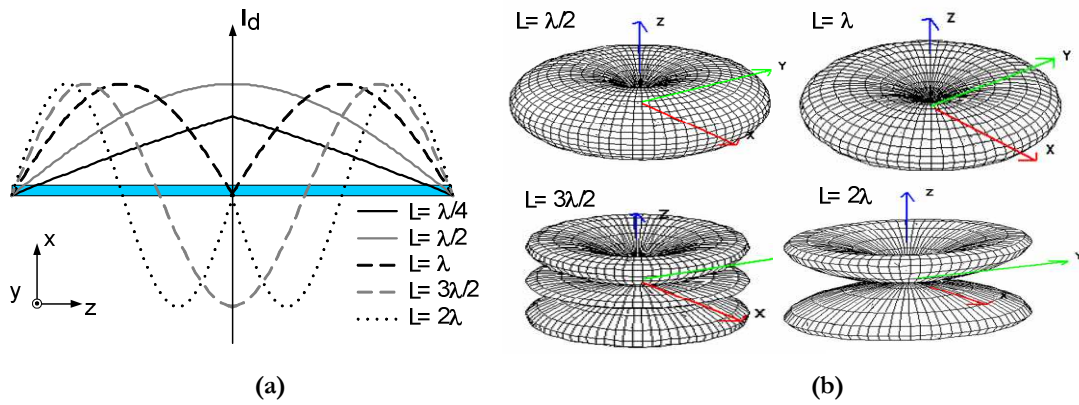


Figure 2-1. Distributions de courant sur le dipôle pour différentes longueurs électriques L (a) et diagrammes de rayonnement associés (b).

2.1.1.2 Calcul de l'impédance avec la méthode IEFM

Le calcul de la matrice impédance d'un réseau de dipôles peut se faire à partir des expressions du champ proche. En effet, c'est dans la zone de champ proche qu'interviennent les phénomènes de couplage et d'auto-couplage qui déterminent cette matrice.

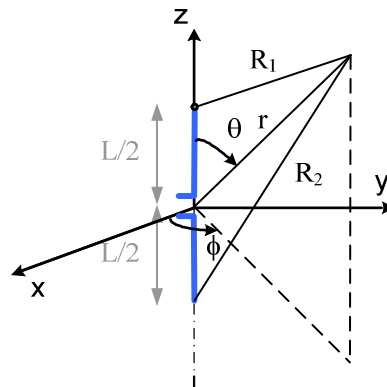


Figure 2-2. Géométrie utilisé pour l'étude du champ proche du dipôle.

Nous utilisons la méthode de la force électromotrice induite (IEFM: inductive electromotive force) [King57] qui est une méthode classique de calcul des impédances propres et mutuelles.

Cette méthode suppose que le dipôle est alimenté exactement au centre, que le gap d'alimentation est petit devant la longueur du dipôle, et que le dipôle est infiniment fin.

Nous rappelons ici quelques résultats de la littérature sur l'étude du dipôle [Bal97].

En se référant aux conventions de la Figure 2-2, on peut exprimer les composantes du champ électrique dans la région proche du dipôle par $\vec{E} = \vec{a}_\rho E_\rho + \vec{a}_z E_z$ avec :

$$E_\rho = j \frac{\eta I_0}{4\pi} \left[(z - L/2) \frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + (z + L/2) \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2z \cos(kL/2) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] \quad (2.4)$$

$$E_z = -j \frac{\eta I_0}{4\pi} \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos(kL/2) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] \quad (2.5)$$

η est l'impédance du vide ($\eta = 120\pi$).

L'expression de l'impédance peut être calculée en considérant la tension et l'intensité aux bornes du dipôle $Z = V_m/I_m$.

La tension V_m aux bornes du dipôle est reliée à la composante tangentielle du champ électrique sur la surface du fil $E_z(\rho = a, z)$ par :

$$V_m = \int_{-L/2}^{L/2} dV_m = -\frac{1}{I_m} \int_{-L/2}^{L/2} I_z(\rho = a, z = z') \cdot E_z(\rho = a, z = z') dz' \quad (2.6)$$

Grâce à l'expression (2.5), on peut obtenir l'impédance propre en utilisant une intégration du produit courant- champ sur la longueur du dipôle :

$$Z = -\frac{1}{I_m^2} \int_{-L/2}^{L/2} I(\rho = a, z = z') \cdot E_z(\rho = a, z = z') dz' \quad (2.7)$$

En supposant le dipôle suffisamment fin ($a \ll L$), l'impédance $Z = R + jX$ est donnée par les expressions suivantes :

$$R = \frac{\eta}{4\pi} \left[C + \ln(kL) - C_i(kL) + \frac{1}{2} \sin(kL) [S_i(2kL) - 2S_i(kL)] \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \cos(kL) \left[C + \ln\left(\frac{kL}{2}\right) + C_i(2kL) - 2C_i(kL) \right] \right] \quad (2.8)$$

$$X = \frac{\eta}{4\pi} \left[S_i(kL) + \cos(kL) [2S_i(kL) - S_i(2kL)] \right. \\ \left. - \sin(kL) \left[2C_i(kL) - C_i(2kL) - C_i\left(\frac{2ka^2}{L}\right) \right] \right] \quad (2.9)$$

γ est la constante d'Euler : $\gamma = 1.781$ et $C = \ln(\gamma) = 0,5772$.

Ci et Si sont les fonctions intégrales cosinus et sinus définies par :

$$C_i(x) = \gamma + \ln(x) + \int_0^x \frac{\cos t - 1}{t} dt \quad S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin t}{t} dt \quad (2.10)$$

Une expression approchée de l'impédance propre d'un dipôle isolé de longueur n demi-longueurs d'onde ($L = n.\lambda/2$) et suffisamment fin ($L \gg a$) peut alors être obtenue :

$$Z = 30. \left[(C + \ln(2.\pi.n) - Ci(2.\pi.n)) + j.Si(2.\pi.n) \right] \quad (2.11)$$

Ainsi, on obtient pour un dipôle demi-onde ($n = 1$) une impédance $Z = 73 + j42.5 \Omega$. Si l'antenne dipolaire mesure strictement une demi-longueur d'onde, son impédance est donc inductive. Il convient de réduire légèrement sa longueur si l'on souhaite une impédance purement réelle, mais celle-ci est alors un peu plus faible que 73Ω .

2.1.1.3 Calcul de l'impédance par l'équation intégrale de Hallén

L'approximation précédente, qui consiste à considérer que les courants sont sinusoïdaux, reste correcte si la longueur des dipôles est proche de $\lambda/2$. Mais en général, la longueur résonnante du dipôle demi-onde est inférieure à $\lambda/2$ (entre 0.42 et $0.5 \lambda_0$) et dépend par ailleurs du gap d'excitation central qui en pratique permet d'apporter l'excitation différentielle au dipôle et qui jusqu'alors a été ignoré.

La méthode de Hallén permet en particulier d'approcher de façon plus réaliste les profils de courant au sein des dipôles en prenant en compte le diamètre du fil composant le dipôle (Figure 2-3).

On considère un brin métallique éclairé par un champ électrique incident E_{in} , orienté selon z . Pour un matériau parfaitement conducteur, les courants sont entièrement localisés à la surface du métal et repartis uniformément à la périphérie du conducteur si son rayon a est petit devant λ .

L'expression du courant surfacique s'écrit donc $\vec{J}(z) = \vec{z}.I(z)/2\pi a$.

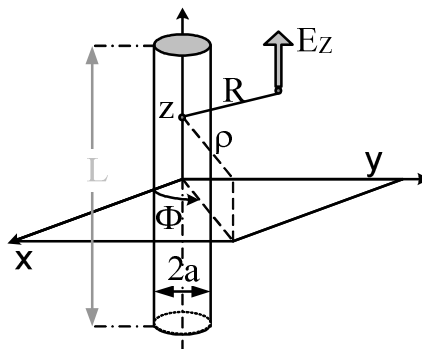


Figure 2-3. Modèle fil fin d'un dipôle.

Pour calculer le champ rayonné par cette distribution de courant sur la surface métallique du dipôle, on peut calculer tout d'abord le potentiel vecteur de champ magnétique \vec{A} dont l'expression est la suivante :

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} I(z) G(z-z') dz' \quad (2.12)$$

avec $G(z-z') = \frac{e^{-jkR}}{R}$ et $R = \sqrt{(z-z')^2 + a^2}$

La composante selon z du champ électrique incident \vec{E}_{in} arrivant sur le brin rayonnant doit répondre à une équation de Maxwell classique qui la relie à la distribution du potentiel vecteur magnétique \vec{A} et en particulier à sa composante selon z :

$$(\partial_z^2 + k^2) A_z(z') = -j\omega\mu\epsilon E_{in}(z) \quad (2.13)$$

En appliquant directement l'opérateur $(\partial_z^2 + k^2)$ sur (2.12), on peut alors obtenir *l'équation intégrale de Pocklington*.

$$\frac{\mu}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} I(z') (\partial_z^2 + k^2) G(z-z') dz' = -j\omega\mu\epsilon E_{in}(z) \quad (2.14)$$

Cette équation intégrale est difficile à résoudre numériquement. Mais on peut aussi résoudre l'équation (2.13) en utilisant l'inverse de l'opérateur $(\partial_z^2 + k^2)$ et en utilisant également l'équation intégrale du potentiel vecteur \vec{A} (éq. (2.12)) : on obtient alors *l'équation intégrale de Hallén*

$$\frac{\mu}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} I(z') G(z-z') dz' = -j\omega\mu\epsilon (\partial_z^2 + k^2)^{-1} E_{in}(z) \quad (2.15)$$

Les conditions aux limites (annulations du courant aux bords du dipôle) permettent de déterminer ces intégrales, donc le champ électromagnétique généré. La résolution numérique de l'équation (2.15) permet de calculer les impédances et les couplages entre éléments présentés par la suite.

L'équation de Hallén donne un noyau plus simple et qui se comporte numériquement mieux que celle de Pocklington. En pratique, on utilise l'approximation des fonctions sinusoidales de King du second ou du troisième ordre pour la résolution numérique de cette équation.

Les équations de Hallén permettent en particulier de prendre en compte les longueurs électriques effectives et donc des profils de courant particuliers. L'espace nécessaire à l'excitation différentielle du dipôle (gap) est également pris en compte.

2.1.2 Modélisation d'un réseau de dipôles

Les dipôles peuvent être assemblés en réseaux selon plusieurs arrangements : en configuration côte à côte, colinéaire ou mixte (parallèle en échelon) (Figure 2-4).

Le dipôle n^oi est alimenté par une tension V_i et parcouru par un courant I_i. Les termes exprimant l'impédance mutuelle (terme de couplage) sont calculés en utilisant la méthode de la force électromotrice induite (IEFM) [Kraus02]-[Bal97].

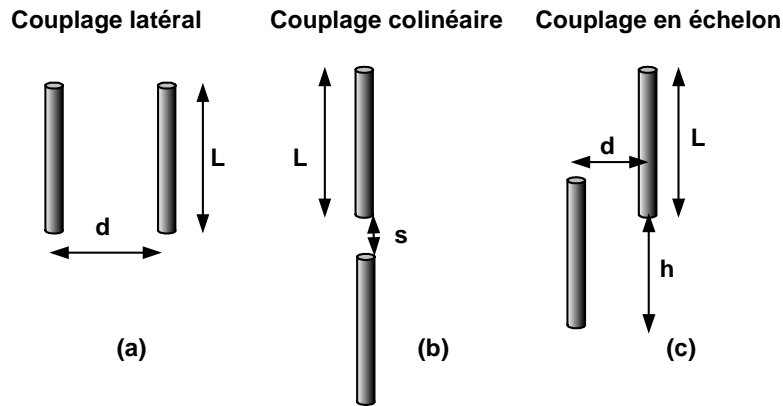


Figure 2-4. Différentes configurations de réseaux de dipôles.

On introduit les termes d'impédance propre Z_{ii} et d'impédance mutuelle Z_{ij} composant une matrice d'impédance Z (Figure 2-5a).

Dans le cas d'un réseau de deux dipôles, le système peut être donc décrit par l'équation matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

On peut représenter cette relation par un schéma électrique équivalent (Figure 2-5b).

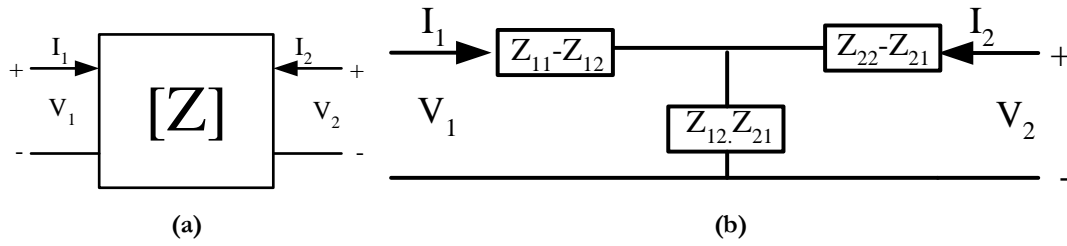


Figure 2-5. Matrice Z (a) et schéma électrique équivalent au couplage entre deux antennes (b).

2.1.2.1 Configuration de couplage latéral

Dans le cas d'un réseau d'éléments parallèles (Figure 2-4a), on considère que les dipôles sont parallèles et espacés d'une distance d . Les notations suivantes sont utilisées :

$$u_0 = kd, \quad u_1 = k(\sqrt{d^2 + L^2} + L), \quad u_2 = k(\sqrt{d^2 + L^2} - L)$$

Dans notre cas d'étude d'un réseau constitué de dipôles demi-ondes $L = \lambda/2$, les expressions réduites suivantes peuvent être employées :

$$u_1 = 2\pi\left(\sqrt{(d/\lambda)^2 + \frac{1}{4}} + \frac{1}{2}\right) \quad \text{et} \quad u_2 = 2\pi\left(\sqrt{(d/\lambda)^2 + \frac{1}{4}} - \frac{1}{2}\right).$$

L'expression de l'impédance mutuelle $Z_{21} = R_{21} + jX_{21}$ peut être obtenue [Bal97].

$$R_{21} = \frac{\eta}{4\pi} [2.C_i(u_0) - C_i(u_1) - C_i(u_2)] \quad (2.17)$$

$$X_{21} = -\frac{\eta}{4\pi} [2.S_i(u_0) - S_i(u_1) - S_i(u_2)] \quad (2.18)$$

2.1.2.2 Configuration de couplage colinéaire

Dans le cas d'un réseau en arrangement colinéaire (Figure 2-4b), on considère un espace noté s entre deux dipôles alignés. Les notations suivantes sont utilisées :

$$v_0 = ks, \quad v_1 = 2k(s + L), \quad v_2 = 2k(s - L), \quad v_3 = \frac{(s^2 - L^2)}{L^2}$$

De la même manière, en considérant ici des dipôles demi-ondes $L = \lambda/2$, les variables réduites suivantes sont employées :

$$v_1 = 4\pi \left[(s/\lambda) + (1/2) \right], \quad v_2 = 4\pi \left[(s/\lambda) - (1/2) \right] \quad \text{et} \quad v_3 = \left[(s/\lambda)^2 - 1/4 \right] / \left[(s/\lambda)^2 \right]$$

L'expression de l'impédance mutuelle $Z_{21} = R_{21} + jX_{21}$ peut être obtenue [Bal97].

$$R_{21} = -\frac{\eta}{8\pi} \cos(v_0) \left[-2.C_i(2v_0) + C_i(v_1) + C_i(v_2) - \ln(v_3) \right] \quad (2.19)$$

$$+ \frac{\eta}{8\pi} \sin(v_0) \left[2S_i(2v_0) - S_i(v_1) - S_i(v_2) \right]$$

$$X_{21} = -\frac{\eta}{8\pi} \cos(v_0) \left[2.S_i(2v_0) - S_i(v_1) - S_i(v_2) \right] \quad (2.20)$$

$$+ \frac{\eta}{8\pi} \sin(v_0) \left[2C_i(2v_0) - C_i(v_1) - C_i(v_2) - \ln(v_3) \right]$$

On utilise le plus souvent les paramètres de dispersion, ou paramètres S, pour étudier les phénomènes de couplages et l'adaptation des systèmes. Pour les déterminer à partir des expressions des impédances Z, il existe des formules de passage des impédances Z aux paramètres S.

L'impédance de référence Z_0 est ici introduite. La relation de passage sous forme matricielle s'écrit :

$$S = \text{inv} \left[Z - I.Z_0 \right] \cdot \left[Z + I.Z_0 \right] \quad (2.21)$$

Ainsi, pour le système 2 ports auquel nous nous intéressons ici :

$$S_{11} = \frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12} \times Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12} \times Z_{21}} \quad S_{12} = \frac{2 \times Z_{12} \times Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12} \times Z_{21}}$$

$$S_{21} = \frac{2 \times Z_{21} \times Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12} \times Z_{21}} \quad S_{22} = \frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12} \times Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12} \times Z_{21}}$$

Les Figures 2-6 et 2-7 présentent les impédances mutuelles calculées par la méthode IEMF dans les configurations latérales et colinéaires.

On observe des couplages plus importants en configuration latérale. En effet, les éléments sont alors placés dans les directions de leur maximum de rayonnement.

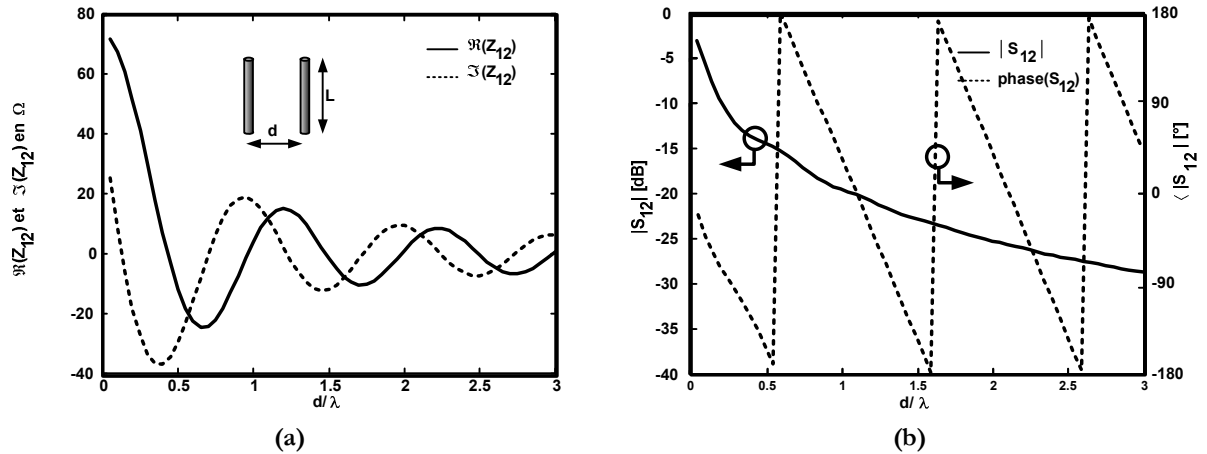


Figure 2-6. Couplages en configuration latérale : impédance mutuelle Z_{12} (a) et coefficient de couplage S_{12} (b).

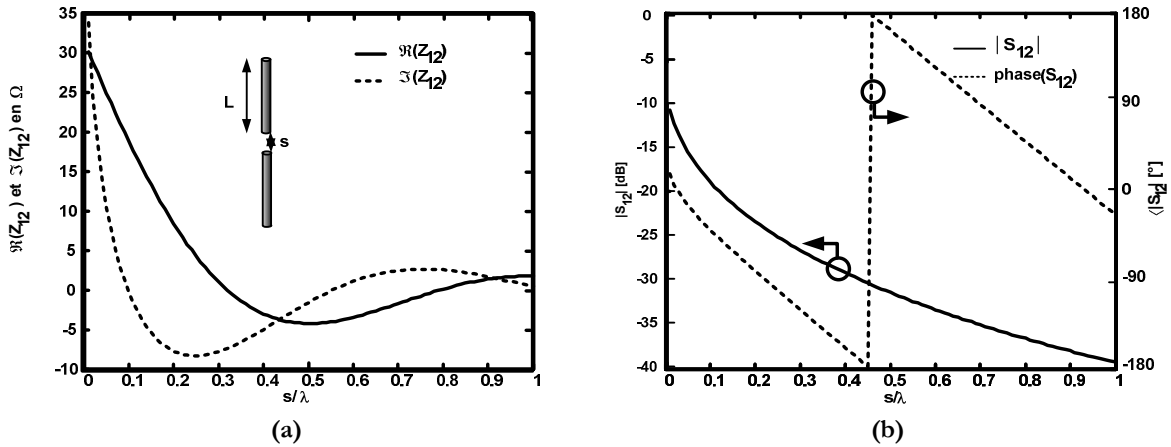


Figure 2-7. Couplages en configuration colinéaire : impédance mutuelle Z_{12} (a) et coefficient de couplage S_{12} (b).

2.1.3 Réseau de trois dipôles parasites

2.1.3.1 Modélisation matricielle

Nous considérons dans cette partie le cas d'un réseau de trois dipôles demi-ondes, séparés par une distance d , et numérotés comme indiqué sur la Figure 2-8a.

Le réseau d'antennes parasites est formé en chargeant les deux éléments latéraux, les dipôles 2 et 3, avec des impédances complexes $Z_{1,2}$ et $Z_{1,3}$ respectivement. Le réseau peut être modélisé par une matrice impédance $[Z]$ (Figure 2-8b).

Les tensions et courants au centre de chaque dipôle sont reliés par:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

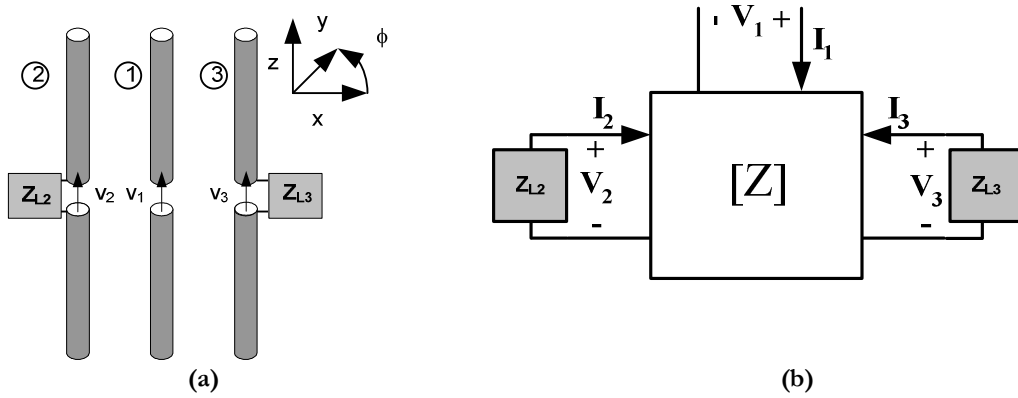


Figure 2-8. Réseau de trois dipôles demi-ondes parallèles chargés par les impédances Z_{L2} et Z_{L3} (a) et circuit équivalent en matrice Z (b).

2.1.3.2 Expression des courants

Connaissant la matrice impédance $[Z]$, on peut facilement calculer la valeur du courant dans chaque dipôle en résolvant le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} + I_3 Z_{13} \\ -I_2 Z_{L2} = I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} + I_3 Z_{23} \\ -I_3 Z_{L3} = I_1 Z_{31} + I_2 Z_{32} + I_3 Z_{33} \end{cases} \quad (2.23)$$

Les courants parcourant les dipôles parasites sont normalisés par rapport au courant I_1 . On définit ainsi les coefficients d'induction α_{ij} .

$$\alpha_{21} = \left(\frac{I_2}{I_1} \right) = \frac{Z_{23} Z_{13} - Z_{12} (Z_{33} + Z_{L3})}{(Z_{22} + Z_{L2})(Z_{33} + Z_{L3}) - Z_{23}^2} \quad (2.24)$$

$$\alpha_{31} = \left(\frac{I_3}{I_1} \right) = \frac{Z_{23} Z_{12} - Z_{13} (Z_{22} + Z_{L2})}{(Z_{22} + Z_{L2})(Z_{33} + Z_{L3}) - Z_{23}^2} \quad (2.25)$$

L'impédance d'entrée Z_1 du réseau d'antennes parasites est alors donnée par :

$$Z_1 = V_1 / I_1 = Z_{11} + Z_{12} \cdot \alpha_{21} + Z_{13} \cdot \alpha_{31} \quad (2.26)$$

Il devient dès lors évident que l'impédance d'entrée du réseau d'antennes parasites dépend fortement des conditions de charge des éléments parasites.

2.1.3.3 Expression du diagramme de rayonnement

Nous focalisons désormais la discussion sur les propriétés de rayonnement des réseaux d'antennes parasites à base de dipôles demi-ondes.

Dans le cadre d'une approximation du premier ordre, nous supposons que chaque dipôle demi-onde présente un rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal (plan H), de gain 2.17 dBi, comme le présente le diagramme en azimut de la Figure 2-9a.

Ces diagrammes ont été tracés (Figure 2-9) en reprenant les expressions (2.2) et (2.3) qui se simplifient pour $L = \lambda/2$.

$$H_{\phi}(\theta, \phi) = \frac{j.I_0}{2\pi r} \left[\frac{\cos(\pi \cos(\theta)/2)}{\sin(\theta)} \right] \quad (2.27)$$

$$E_{\theta}(\theta, \phi) = \frac{j\eta.I_0}{2\pi r} \left[\frac{\cos(\pi \cos(\theta)/2)}{\sin(\theta)} \right] \quad (2.28)$$

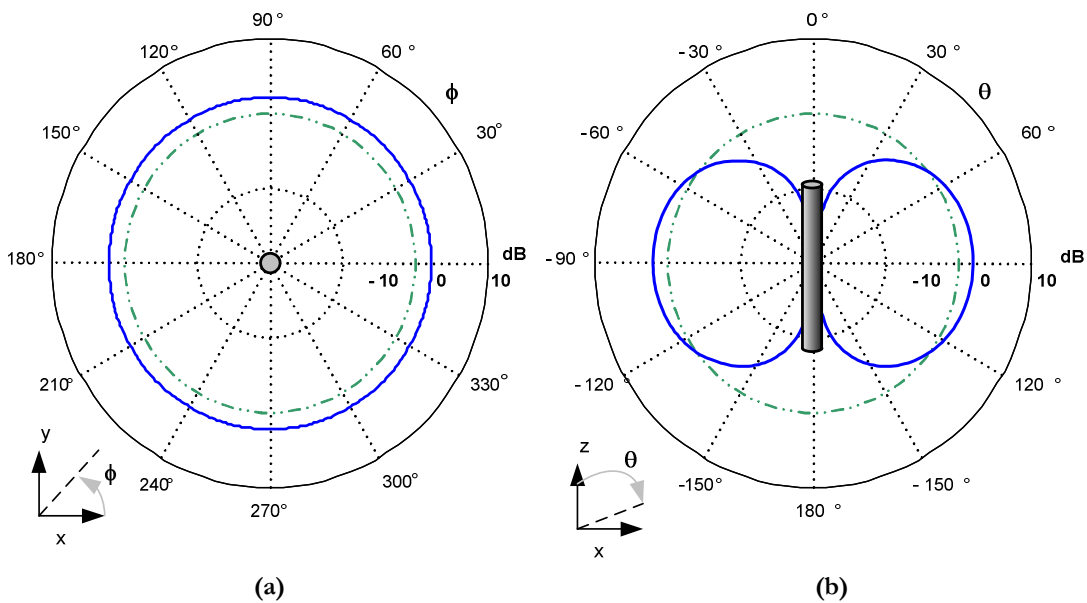


Figure 2-9. Diagramme de rayonnement d'un dipôle demi-onde en plan H (a) et plan E (b).

Considérons le réseau parasite de trois dipôles demi-ondes présenté en Figure 2-8a.

L'expression du champ total rayonné dans le plan H est alors obtenue en prenant en compte l'effet réseau afin de pondérer correctement les différents diagrammes de rayonnement :

$$E_{Total}(\theta, \phi) = \frac{j\eta}{2\pi r} [I_1 + I_2 \exp(-j.kd \cos(\phi)) + I_3 \exp(+j.kd \cos(\phi))] \quad (2.29)$$

En utilisant les expressions des coefficients d'induction α_{ij} (2.24) et (2.25) précédemment établies, on obtient l'expression complète du champ lointain rayonné :

$$E_{Total}(\theta, \phi) = \frac{j\eta.I_1}{2\pi r} [1 + \alpha_{21} \cdot \exp(-j.kd \cos(\phi)) + \alpha_{31} \cdot \exp(+j.kd \cos(\phi))] \quad (2.30)$$

Nous pouvons réécrire cette expression sous la forme suivante dans laquelle $E_{DIP}(\theta, \phi)$ est le champ électrique rayonné par un dipôle seul :

$$E_{Total}(\theta, \phi) = E_{DIP}(\theta, \phi) \times [1 + \alpha_{21} \cdot \exp(-j.kd \cos(\phi)) + \alpha_{31} \cdot \exp(+j.kd \cos(\phi))] \quad (2.31)$$

Nous cherchons ci-dessous à exprimer le gain du réseau en fonction des termes de la matrice d'impédance.

On note $W(\theta, \phi)$ la densité de puissance : $W(\theta, \phi) = \frac{1}{2\eta} E_{Total}(\theta, \phi) \cdot E_{Total}^*(\theta, \phi)$.

P_{inj} étant la puissance injectée dans l'antenne, le gain est défini par :

$$G(\theta, \phi) = W(\theta, \phi) / \left(\frac{P_{inj}}{4\pi r^2} \right) = 4\pi r^2 \left(\frac{W(\theta, \phi)}{P_{inj}} \right) \quad (2.32)$$

Avec $V_1 = Z_1 \cdot I_1$, il vient : $P_{inj} = \Re \left(\frac{1}{2} V_1 \cdot I_1^* \right) = \frac{1}{2} \Re (Z_1) I_1 \cdot I_1^* \quad (2.33)$

L'expression suivante du gain est obtenue

$$G(\theta, \phi) = \frac{\eta}{\pi} \left(\frac{|1 + \alpha_{21} \cdot \exp(-j.kd \cos(\phi)) + \alpha_{31} \cdot \exp(+j.kd \cos(\phi))|^2}{\Re(Z_{11} + Z_{12}\alpha_{21} + Z_{13}\alpha_{31})} \right) \quad (2.34)$$

2.1.3.4 Effet des charges parasites sur le diagramme de rayonnement

La Figure 2-10 présente l'influence des charges sur le diagramme de rayonnement dans le cas d'un scénario de charge symétrique $Z_{L2} = Z_{L3}$ pour un espacement $d/\lambda = 0.4$. Les charges sont ici purement réactives $Z_L = jX_L$.

Nous introduisons deux diagrammes de rayonnement caractéristiques. Le diagramme axial (broadside) est un diagramme dont le niveau de gain est maximum dans les directions $\Phi = \pm 90^\circ$.

Le diagramme vers l'horizon (endfire) concentre lui l'énergie rayonnée sur les côtés et dans le plan et le niveau de gain est maximum dans les directions $\Phi = 0^\circ$ ou $\Phi = 180^\circ$.

Les diagrammes de rayonnement axial (Broadside) et vers l'horizon (endfire) sont obtenus pour des valeurs de réactances $X_{BS} = 22 \Omega$ et $X_{EF} = -132 \Omega$ respectivement. Ceci est aussi illustré par la Figure 2-11 présentant la directivité dans plusieurs directions ($\phi = 0$ à 90°) en fonction de la valeur de la charge réactive X_L .

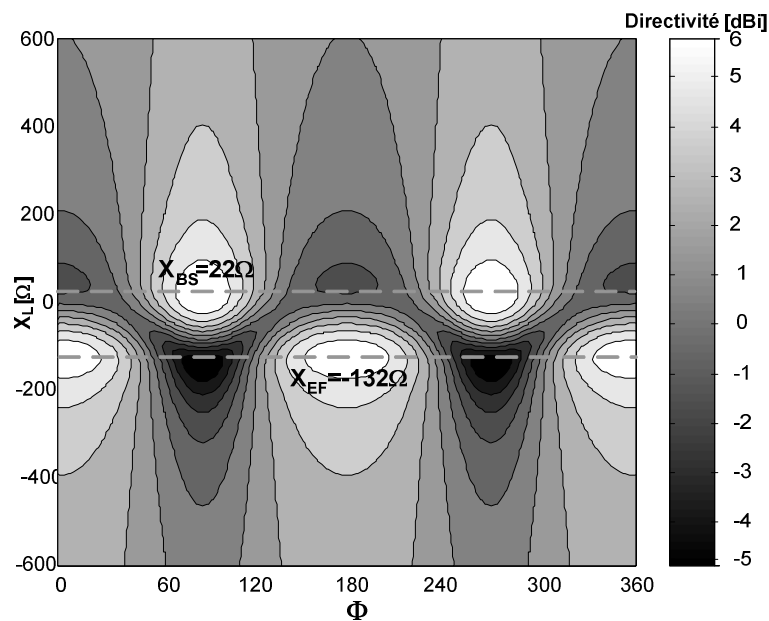


Figure 2-10. Carte de contour de la directivité en fonction de la charge réactive X_L ($d/\lambda = 0.4$).

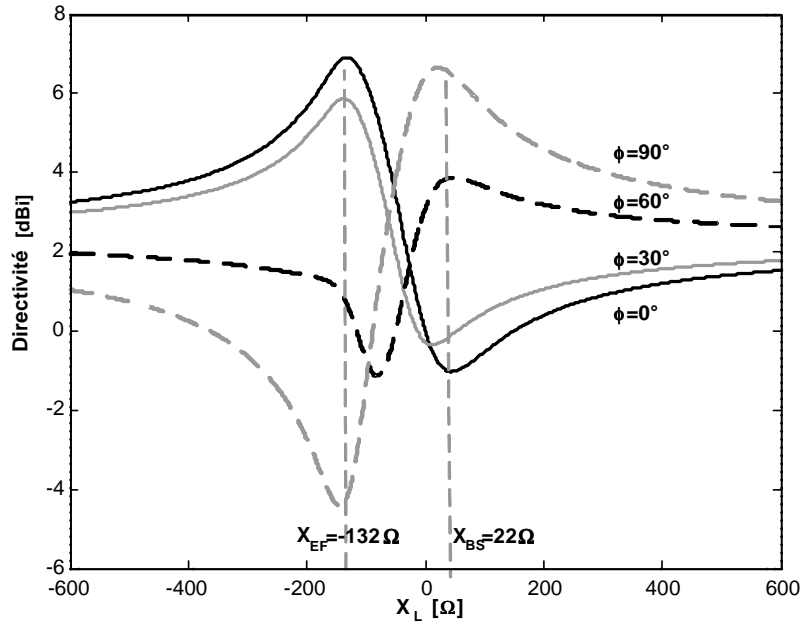


Figure 2-11. Directivité en fonction de la charge réactive X_{Li} ($d/\lambda = 0.4$) pour différentes directions.

Les diagrammes de rayonnement optimisés pour les rayonnements dans l'axe et vers l'horizon présentent une directivité proche de 6.7 dBi et 6.2 dBi respectivement (Figure 2-12).

Ces résultats sont en accord avec un principe bien connu et déjà mentionné par plusieurs auteurs selon lequel des éléments chargés capacitivement sont équivalents à des dipôles un peu plus courts que le dipôle principal et concentrent le faisceau dans leurs directions : ils sont appelés directeurs. À l'inverse, les éléments chargés inductivement sont équivalents à des dipôles un peu plus longs que le dipôle principal et agissent comme des réflecteurs.

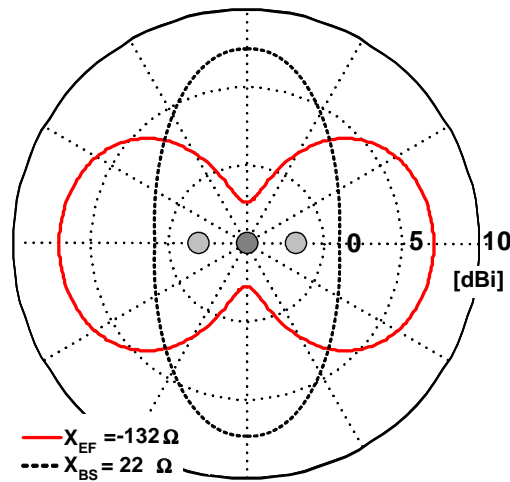


Figure 2-12. Diagrammes de rayonnement endfire (vers l'horizon) et broadside (dans l'axe) pour $X_{EF} = -132 \Omega$ et pour $X_{BS} = 22 \Omega$.

2.1.4 Comparaison du modèle à des simulations électromagnétiques

Afin de valider la modélisation du réseau à éléments parasites à base de dipôles présentée précédemment, les paramètres S et les diagrammes de rayonnement calculés sont comparés à des simulations électromagnétiques.

Le logiciel utilisé ici est CST Microwave Studio. Ce simulateur procède à un maillage de la structure. La méthode de résolution FIA (Finite Integration Algorithm) est dérivée d'une méthode des différences finies.

Le logiciel travaille dans le domaine temporel et calcule les champs pour des valeurs discrètes du temps et de l'espace. Il calcule la transmission d'énergie entre les différents ports ou l'espace libre pour la structure étudiée. Les résultats sont ensuite transférables dans le domaine fréquentiel par transformée de Fourier inverse. La Figure 2-13 présente un réseau de trois dipôles de longueur $0.475 \lambda_0$ ($L = 50 \text{ mm}$) simulé sous ce logiciel.

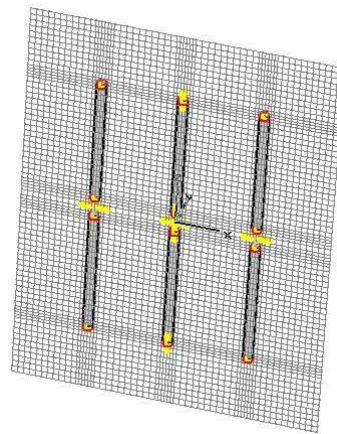


Figure 2-13. Réseau de 3 dipôles simulé sous CST Microwave Studio.

La Figure 2-14 consigne les impédances propres et mutuelles en module et en phase des éléments du réseau obtenues par simulation électromagnétique ou par les méthodes analytiques précédentes.

Ces paramètres sont calculés en utilisant les trois méthodes, la méthode IEMF, la méthode des courants de Hallén et les résultats de simulation électromagnétique directe. La Figure 2-15 présente les paramètres S correspondants. Cette figure reflète les disparités entre les expressions des paramètres S.

On peut ainsi observer sur la Figure 2-15, que les impédances propres (S_{11}) ainsi que les couplages proches (S_{12}) sont très bien modélisés par les méthodes Hallén et IEMF.

Par ailleurs, l'impédance propre des parasites et de l'élément central est en réalité perturbée comme le montre l'étude générale qui suit. Les impédances propres des trois dipôles sont ici considérées comme identiques ($S_{11} = S_{22} = S_{33}$).

Pour le couplage entre éléments parasites, on observe une bonne corrélation en terme de module mais la phase du couplage est différente pour les modèles analytiques.

Le terme de couplage S_{23} est heureusement peu prépondérant dans l'expression analytique de l'impédance et du couplage du fait de sa faible amplitude en dB qui atteint -20 dB à -25 dB pour un espacement de $0.25 \lambda_0 - 0.3 \lambda_0$. Il faut également observer que pour les valeurs d'espacement qui nous intéressent dans cette étude (de l'ordre de $0.3\lambda_0$) la cohérence est bien respectée.

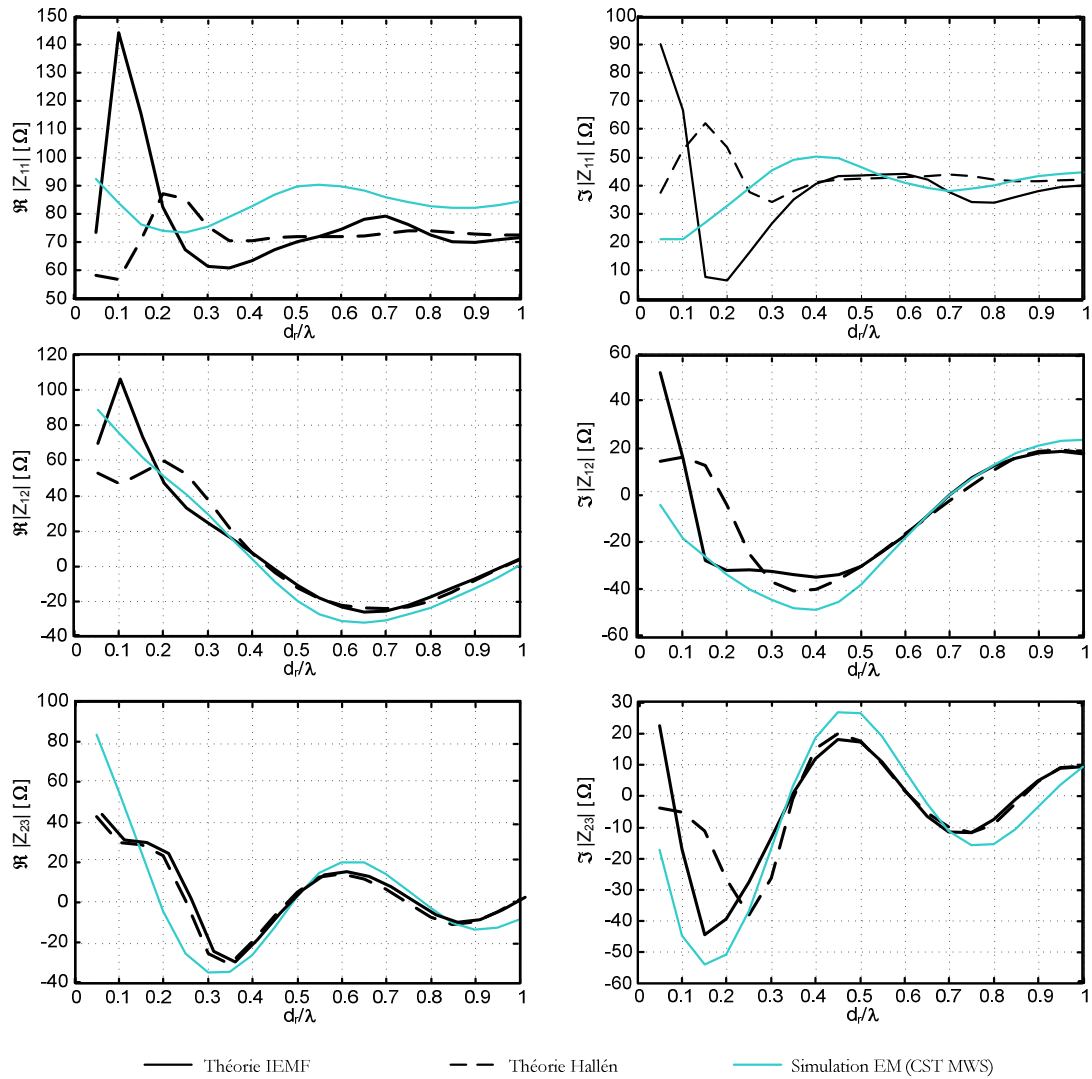


Figure 2-14. Comparaison des paramètres Z par simulation EM, par modélisation IEMF ou par les courants de Hallén.

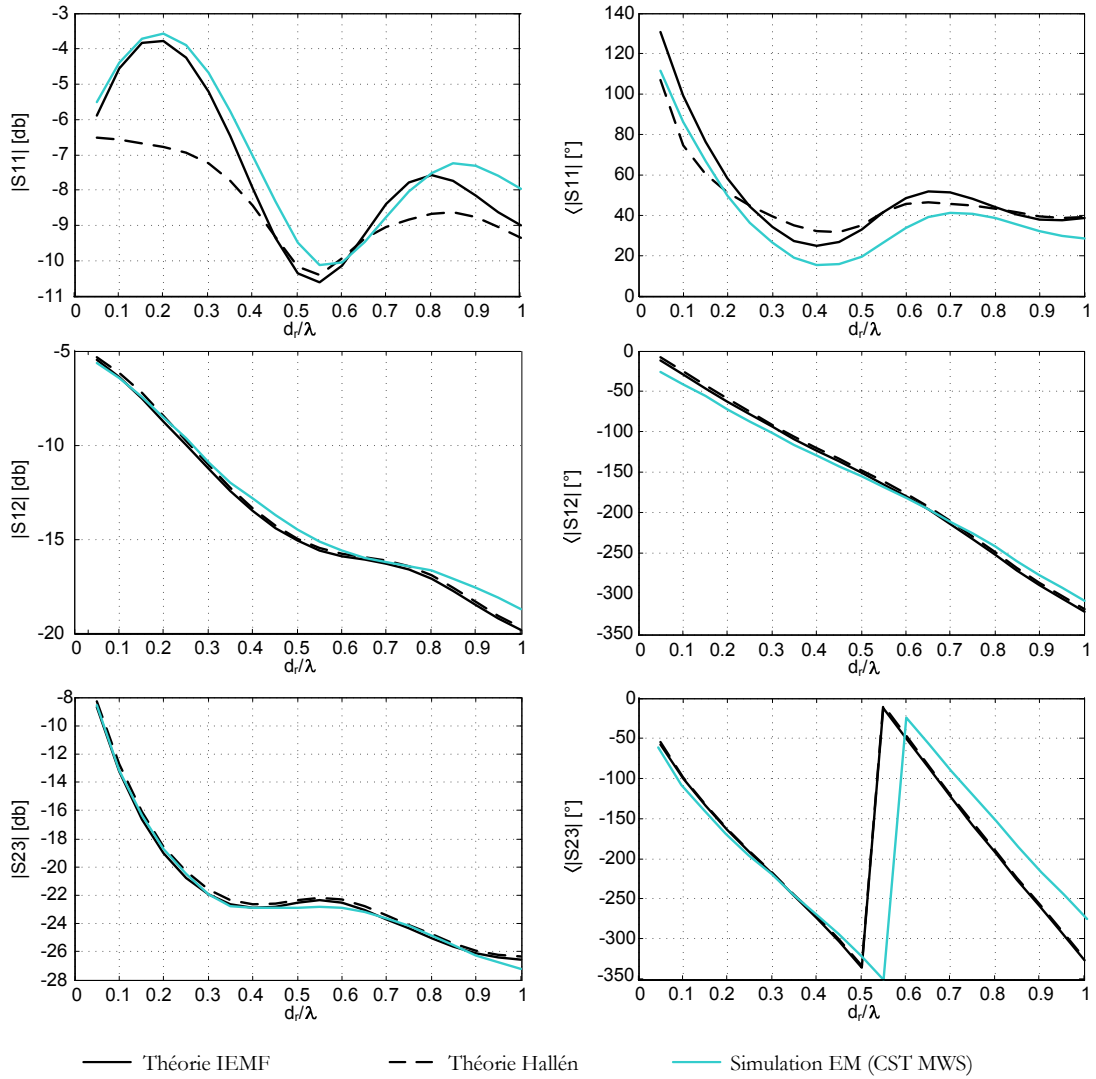


Figure 2-15. Comparaison des paramètres S par simulation EM, par modélisation IEMF ou par les courants de Hallén.

La Figure 2-16 présente les diagrammes de rayonnement obtenus par les trois méthodes lorsque les dipôles externes (2) et (3) sont court-circuités ($Z_{L2} = Z_{L3} = 0$). Elle présente également les diagrammes obtenus grâce aux modèles de la matrice d'impédance, par résolution de l'équation de Hallén ou par simulation 3D électromagnétique directe. Il s'agit du système simulé sous CST Microwave Studio et présenté sur la Figure 2-13.

Les coefficients d'induction α_{ij} à partir des paramètres Z sont déterminés de la même façon dans les différents cas.

On vérifie ici que l'expression des diagrammes de rayonnement dipolaire est pertinente malgré l'approximation que nous avons faite en négligeant la perturbation par effet réseau des différents diagrammes. La modélisation par les courants de Hallén donne des résultats plus précis, surtout pour des espacements faibles.

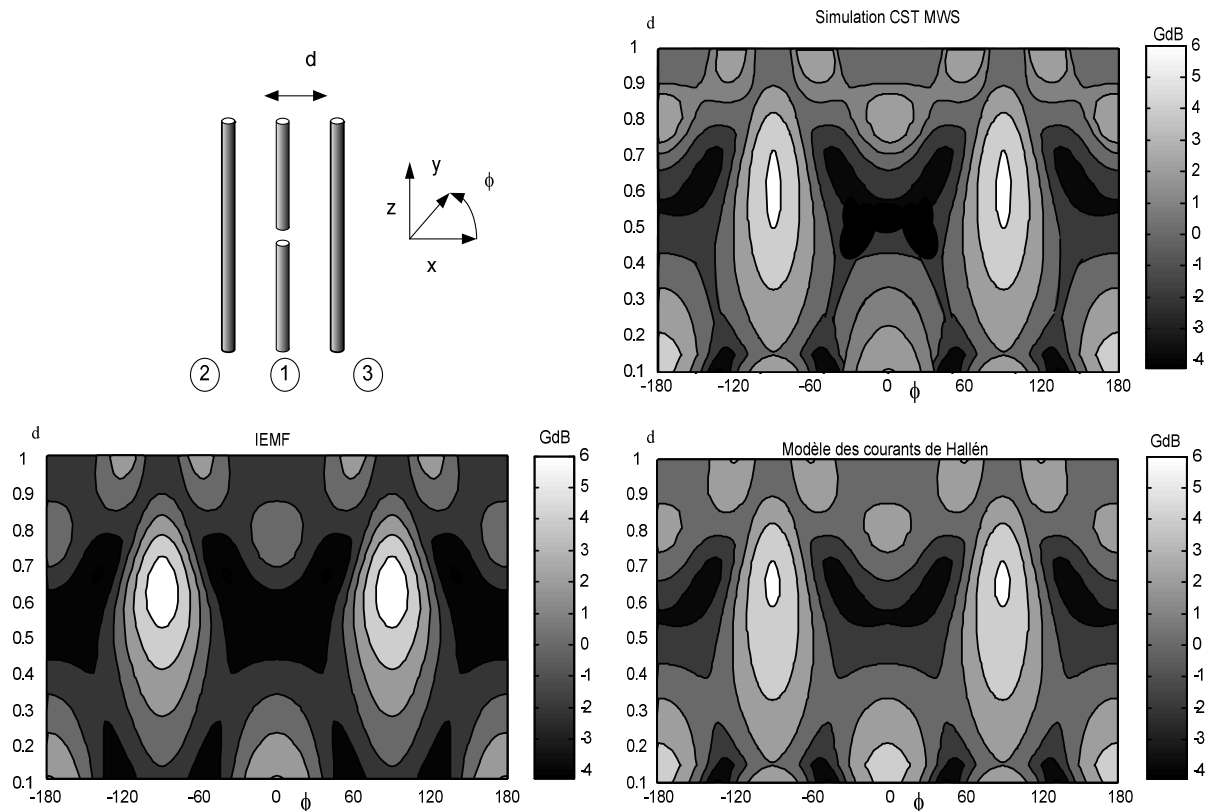


Figure 2-16. Diagrammes de rayonnement obtenus par résolution analytique pour un arrangement ($Z_{L2} = Z_{L3} = 0$) par simulation 3D électromagnétique sous CST MWS, avec modèle de courants IEMF et modèle par les courants de Hallén.

2.2 Généralisation de la modélisation

Cette modélisation préliminaire dans le cas d'un réseau de dipôles nous a permis de dégager des points essentiels à la mise en œuvre des réseaux parasites.

Du point de vue du concepteur néanmoins, cette modélisation est insuffisante. Des expressions analytiques du diagramme de rayonnement peuvent être obtenues par la méthode décrite précédemment, y compris pour des éléments rayonnants différents de dipôles canoniques. Mais cette méthode est limitée par le fait que des expressions analytiques similaires ne peuvent pas toujours être trouvées avec suffisamment de précision. Cela ne permet pas en pratique, de développer une méthode de conception de réseaux parasites.

Nous proposons de développer ici une nouvelle approche de modélisation basée sur la simulation électromagnétique complète des éléments rayonnants constituant le réseau.

2.2.1 Modélisation grâce aux diagrammes actifs élémentaires

Un réseau d'antennes peut être entièrement décrit par ses paramètres S et les diagrammes de rayonnement actifs élémentaires de chacun de ses éléments.

Les diagrammes de rayonnement actifs sont les diagrammes obtenus lorsqu'un seul port est alimenté, les autres étant chargés par l'impédance de référence [Poz94].

Le diagramme de rayonnement d'un réseau peut s'exprimer comme la somme des contributions $\vec{E}_i(\theta, \Phi)$ de chacun de ses éléments. La formule (2.35) est l'application directe du principe de superposition, pour lequel la contribution de chaque source est calculée séparément alors que les autres sources sont éteintes, c'est à dire simplement connectées à des charges d'impédance caractéristique Z_0 .

Le champ électrique lointain s'écrit alors simplement par :

$$\vec{E}(\theta, \Phi) = \sum_{i=1}^N \vec{E}_i(\theta, \Phi) \quad (2.35)$$

Il est important de noter que la seule hypothèse implicite pour utiliser cette formulation est la linéarité du système. C'est le cas pour les antennes passives, pour lesquelles il n'y a pas de dispositif actif dans le système, et pour la plupart des matériaux habituellement employés dans la fabrication des antennes.

Il n’y a pas de terme exponentiel dans l’expression (2.35) puisque la position de chacun des éléments est incluse dans son diagramme de rayonnement actif, calculé dans le système de coordonnées du réseau.

Le gain peut être exprimé en fonction de la puissance injectée dans l’antenne et du module des champs.

$$G = \frac{4\pi r^2 W(\theta, \varphi)}{P_{in}} = \frac{2\pi r^2 \left(|E_\theta|^2 + |E_\varphi|^2 \right)}{\eta_0 P_{in}} \quad (2.36)$$

où P_{in} est la puissance injectée dans l’antenne, r est la distance de l’antenne, η_0 est l’impédance du vide et (E_θ, E_φ) sont les composantes du champ électrique.

2.2.2 Exemples de diagrammes actifs élémentaires

Pour des éléments plus complexes que de simples dipôles tels que des fentes rayonnantes ou des patches sur un plan de masse limité, les diagrammes actifs élémentaires sont en pratique déterminés grâce aux résultats de mesures ou de simulation. Les diagrammes actifs élémentaires d’un réseau de trois patches réglés à 2.45 GHz sont présentés sur la Figure 2-17.

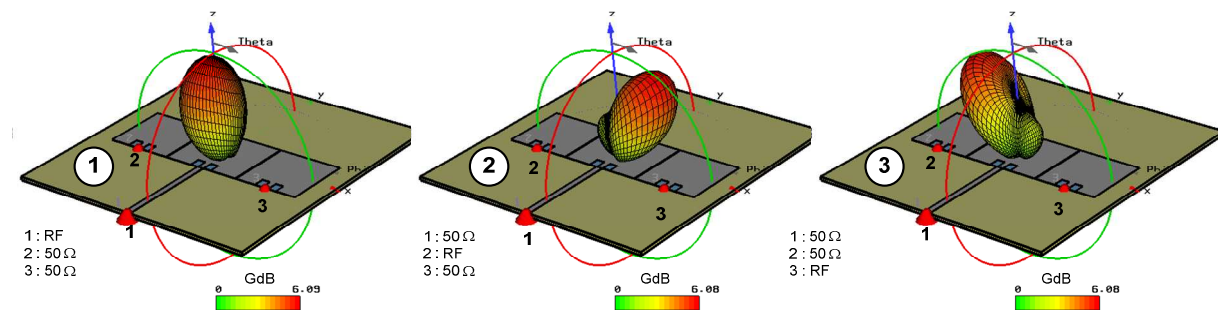


Figure 2-17. Diagrammes actifs élémentaires de chaque élément d’un réseau de patches (2.45 GHz).

Le phénomène de couplage est déterminant dans le fonctionnement des réseaux d’antennes à éléments parasites. Son origine peut être le couplage direct entre les éléments rayonnants mais d’autres modes de couplages peuvent apparaître comme les couplages par diffraction ou réflexion ou encore le couplage par ondes de surface dans une couche diélectrique ou le long d’un plan réflecteur. Les paramètres S du même réseau sont présentés sur la Figure 2-18.

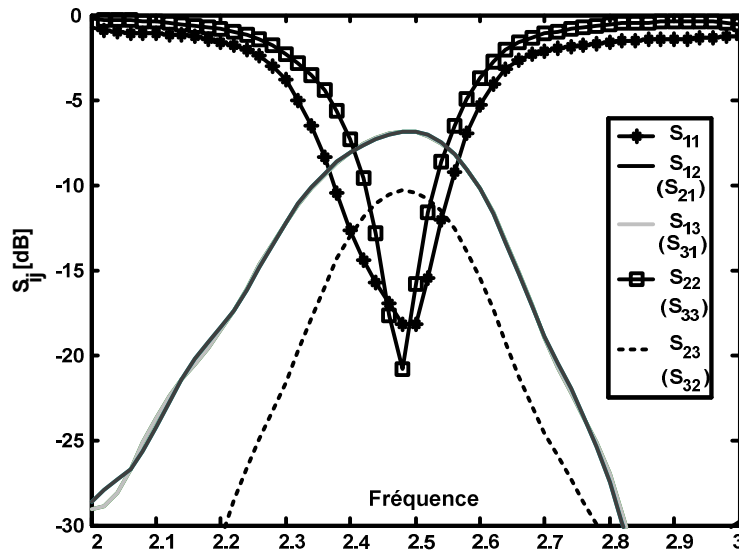


Figure 2-18. Paramètres S d'un réseau de patches (2.45 GHz).

2.2.3 Graphe de fluence d'un réseau à 3 éléments parasites

Une procédure de modélisation basée sur les paramètres S simulés et les diagrammes de rayonnement actifs a donc été développée. Cette procédure peut être mise en œuvre pour n'importe quelle taille de réseaux parasites. Pour des raisons didactiques, le cas d'un réseau de trois éléments est ici considéré.

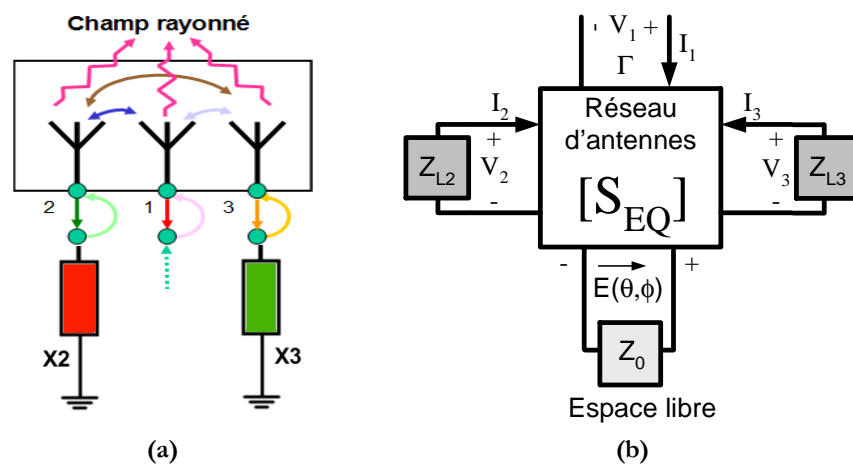


Figure 2-19. Réseau de 3 antennes couplées (a) circuit équivalent employant la matrice S_{EQ} (b).

L'antenne de la Figure 2-19a, alimentée au port central (1), utilise des effets de couplages entre les différentes antennes pour réaliser une grande diversité de diagrammes en fonction des charges placées aux bornes des antennes "parasites" (2) et (3).

Ce système de trois antennes parasites (ou plus) met essentiellement en jeu des échanges d'énergie (couplages, réflexions) qui peuvent donc être traduits en paramètres de dispersion ou paramètres [S].

Notre approche consiste à modéliser le réseau d'antennes à éléments parasites par une matrice S_{EQ} équivalente à une matrice de paramètres de dispersion qui contient à la fois les paramètres S (couplage, adaptation) et les diagrammes de rayonnement actifs des différents éléments.

Le modèle comprend ainsi (N+1) ports correspondant aux N ports d'entrées des antennes et un port additionnel fictif pour le champ électrique rayonné dans l'espace libre.

Ainsi pour un réseau de trois éléments, la matrice S_{EQ} s'exprime par :

$$\left[S_{EQ} \right] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & \vec{E}_1 \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & \vec{E}_2 \\ S_{31} & S_{23} & S_{33} & \vec{E}_3 \\ \vec{E}_1 & \vec{E}_2 & \vec{E}_3 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$\vec{E}_i(\theta, \Phi)$ est le vecteur champ électrique associé à chaque diagramme de rayonnement actif élémentaire et les paramètres S_{ij} sont les paramètres S classiques. Ces paramètres sont extraits de simulations électromagnétiques.

Ce circuit peut être modélisé par un graphe de fluence (Figure 2-20).

Le réseau comporte sept nœuds. Six nœuds qui représentent les puissances RF entrant ou sortant des différents ports des antennes et le dernier nœud représente l'espace libre qui reçoit la puissance RF pondérée par les valeurs complexes des différents diagrammes de rayonnement actifs élémentaires.

Les paramètres Γ_{Li} sont les coefficients de réflexion associés aux charges placées sur les différents ports. L'influence des charges parasites sur le diagramme en champ lointain du réseau est ainsi entièrement décrite par ce graphe de fluence.

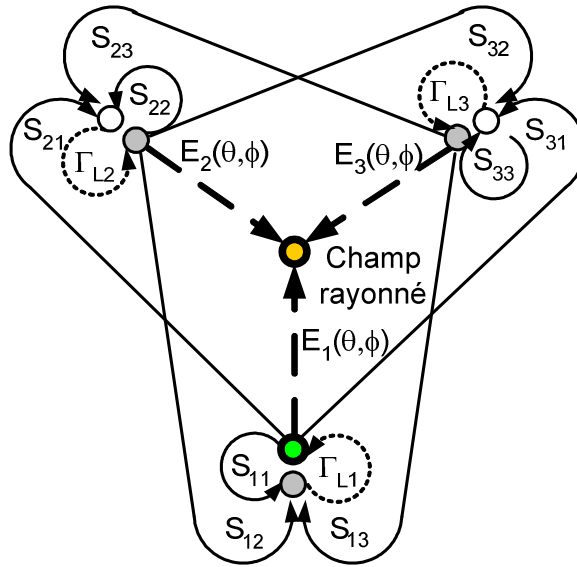


Figure 2-20. Graphe de fluence associé à un réseau de trois antennes parasites.

2.2.4 Expressions analytiques pour un réseau de 3 éléments

Grâce au formalisme développé précédemment, nous pouvons déterminer l'expression du champ total rayonné et l'adaptation de l'antenne en fonction des charges appliquées sur les éléments parasites.

Ce type de système est réciproque, du fait de l'absence d'éléments actifs et de la nature intrinsèquement réciproque des couplages : la matrice [S] est donc symétrique ce qui introduit une simplification $S_{ij} = S_{ji}$.

En utilisant les règles de Mason [Mas60], le champ total rayonné s'exprime alors par :

$$E_{\theta}(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^n a_i E_{\theta i}(\theta, \varphi) = \frac{N}{D} \quad (2.38)$$

Les expressions du numérateur N et du dénominateur D sont données par :

$$\begin{aligned} N &= E_1 [1 - \Gamma_{L2} S_{22} - \Gamma_{L3} S_{33} - \Gamma_{L2} S_{32} \Gamma_{L3} S_{23} + \Gamma_{L3} S_{33} \Gamma_{L2} S_{22}] \\ &+ E_2 [S_{12} \Gamma_{L2} [1 - \Gamma_{L3} S_{33}] + S_{13} \Gamma_{L3} S_{23} \Gamma_{L2}] \\ &+ E_3 [S_{13} \Gamma_{L3} [1 - \Gamma_{L2} S_{22}] + S_{12} \Gamma_{L2} S_{23} \Gamma_{L3}] \end{aligned} \quad (2.39)$$

$$\begin{aligned}
 D = & 1 + S_{11}\Gamma_{L1} \left[\Gamma_{L2}S_{23}^2\Gamma_{L3} + \Gamma_{L3}S_{33} + \Gamma_{L2}S_{22} - \Gamma_{L2}S_{22}\Gamma_{L3}S_{33} \right] \\
 & + \Gamma_{L2}S_{22}\Gamma_{L3}S_{33} - \Gamma_{L2}S_{12}^2\Gamma_{L1} - \Gamma_{L3}S_{13}^2\Gamma_{L1} \\
 & - S_{12}^2\Gamma_{L2}\Gamma_{L3}S_{13}\Gamma_{L1} - S_{13}\Gamma_{L3}S_{23}\Gamma_{L2}S_{12}\Gamma_{L1} \\
 & - S_{23}^2\Gamma_{L2}\Gamma_{L3} - \Gamma_{L2}S_{22} - \Gamma_{L3}S_{33} \\
 & + S_{13}^2\Gamma_{L3}\Gamma_{L1}\Gamma_{L2}S_{22} + S_{12}^2\Gamma_{L2}\Gamma_{L1}\Gamma_{L3}S_{33}
 \end{aligned} \tag{2.40}$$

Le coefficient de réflexion peut s'exprimer de la même manière par $\Gamma = A/D$ avec :

$$\begin{aligned}
 A = & S_{11} - S_{11}\Gamma_{L2}S_{22} - S_{11}\Gamma_{L2}S_{23}^2\Gamma_{L3} - S_{11}\Gamma_{L3}S_{33} \\
 & + S_{11}\Gamma_{L2}S_{22}\Gamma_{L3}S_{33} + S_{12}^2\Gamma_{L2} - S_{12}^2\Gamma_{L2}\Gamma_{L3}S_{33} \\
 & + 2S_{12}\Gamma_{L2}S_{23}\Gamma_{L3}S_{13} + S_{13}^2\Gamma_{L3} - S_{13}^2\Gamma_{L2}\Gamma_{L3}S_{22}
 \end{aligned} \tag{2.41}$$

En pratique, l'alimentation se fait aux bornes de l'antenne n°1 avec une alimentation d'impédance Z_0 , soit $\Gamma_{L1} = 0$, ce qui permet de simplifier les différentes expressions.

L'expression du dénominateur se simplifie en :

$$D = 1 + \Gamma_{L2}S_{22}\Gamma_{L3}S_{33} - S_{23}^2\Gamma_{L2}\Gamma_{L3} - \Gamma_{L2}S_{22} - \Gamma_{L3}S_{33} \tag{2.42}$$

On remarque en particulier que les expressions D et N sont alors indépendantes de S_{11} ce qui indique que la forme des diagrammes actifs élémentaires change peu lorsqu'on modifie légèrement les dimensions de l'antenne centrale. En jouant sur l'impédance de l'antenne n°1, on peut donc adapter le réseau sans changer la directivité du diagramme.

Ces expressions ont été implémentées dans le logiciel Matlab pour mener les optimisations décrites dans la suite de ce document.

On peut de la même façon obtenir des expressions analytiques pour un réseau comportant un nombre d'éléments plus important.

Néanmoins, si la détermination des expressions analytiques est facilement réalisable pour trois éléments, cela devient vite problématique pour un nombre plus important d'éléments.

Des programmes générant les expressions analytiques ont donc été développés en utilisant les règles de Mason. Ils permettent d'obtenir automatiquement ces expressions pour des réseaux à éléments parasites comportant un nombre d'éléments quelconque.

Par ailleurs, ces expressions analytiques peuvent utiliser les paramètres S et les diagrammes de rayonnements actifs élémentaires provenant de n'importe quel simulateur électromagnétique, en fonction du type d'élément rayonnant considéré (planaire ou 3D). L'avantage de cette formulation analytique est de permettre une optimisation rapide des charges des éléments parasites et d'en déduire les diagrammes de rayonnement du réseau sans recourir à chaque fois aux simulations électromagnétiques.

2.2.5 Modélisation circuit

La plateforme de simulation ADS permet à la fois de réaliser des simulations circuit (ADS Schematic) et des simulations électromagnétiques (ADS Momentum). Il paraît judicieux de profiter de cette plateforme unique pour appliquer la méthode de modélisation décrite précédemment.

Ainsi, le principe de la modélisation circuit utilisant les diagrammes de rayonnement et les paramètres S du réseau d'antennes parasites grâce aux outils ADS est présenté sur la Figure 2-21.

La procédure mise en œuvre afin d'extraire un modèle circuit d'un réseau N éléments à partir de résultats de simulations électromagnétiques est présentée sur la Figure 2-21.

La première opération consiste à obtenir les diagrammes de rayonnement. Les données (datasets) de diagrammes de rayonnement et les paramètres S sont obtenus sous ADS Momentum. Ces données sont ensuite intégrées dans un modèle circuit du réseau sous ADS Schematic et ne fait qu'appliquer le principe de superposition cité plus haut. Ce modèle intègre une matrice $[S]$ de la forme de l'équation (2.37), afin de rendre compte du couplage entre les différents ports.

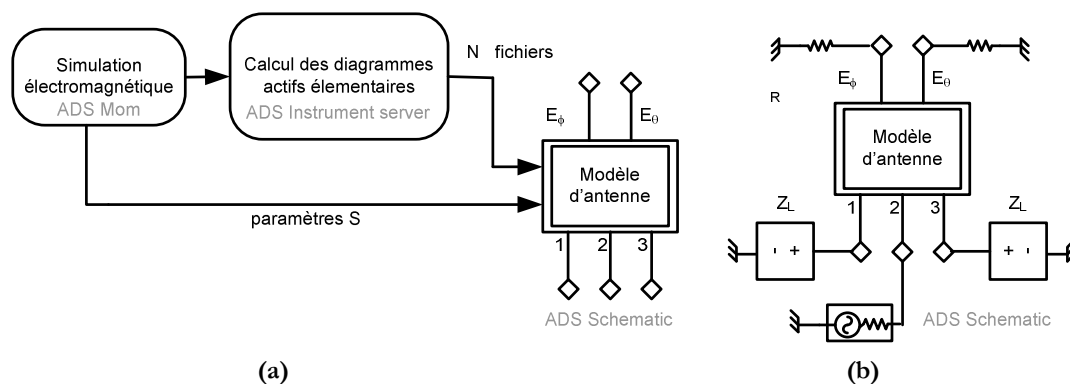


Figure 2-21. Méthode de détermination du diagramme et des paramètres S (a) et utilisation du modèle circuit dans ADS Schematic [Pet04b] (b).

Le désavantage de cette méthode est que le simulateur électromagnétique mis en œuvre, ADS Momentum est un simulateur 2D1/2 et que certaines antennes 3D ne peuvent être simulées par ce logiciel. Par ailleurs, les étapes d'importation et de traitement des données ne sont pas automatisées. Il n'est pas compatible avec les autres simulateurs qui permettent de simuler des structures 3D, en particulier CST Microwave Studio et HFSS qui ont été employés dans cette étude. Il peut donc être utile d'améliorer ces techniques en passant de la modélisation circuit décrite précédemment à une méthode générale.

L'avantage de la méthode circuit est de pouvoir faire une étude complète mêlant une approche circuit du système et l'optimisation des structures rayonnantes sur une même plate-forme de simulation.

Cette approche peut donc convenir pour l'étude préliminaire que l'on se propose de présenter dans la partie suivante.

2.3 Mise en œuvre sur un exemple de réseau

2.3.1 Réseau à éléments parasites à base de fentes rayonnantes

Nous présentons ici la mise en œuvre de cette méthode de modélisation circuit pour l'optimisation du diagramme de rayonnement d'un réseau à éléments parasites.

La Figure 2-22a présente la géométrie d'un réseau de trois fentes rayonnantes sur plan de masse infini. L'espacement d entre fentes est de $0.28 \lambda_0$ et la structure est réglée à 5.8 GHz. La largeur de la fente centrale et des fentes parasites est $w_s = 2.3$ mm et leur longueur est $l_s = 29$ mm. Une discussion complète sur le dimensionnement de ces éléments rayonnants est présentée dans le chapitre 3.

La modélisation circuit présentée précédemment nous a permis de rappeler qu'un réseau d'antennes peut être entièrement décrit par ses paramètres S et les diagrammes de rayonnement actifs élémentaires de chacun de ses éléments.

Le simulateur utilisé pour obtenir les diagrammes de rayonnement élémentaires à 5.8 GHz (Figure 2-22b) est ADS Momentum et les fentes sont dessinées dans une couche slot (fente) : le substrat et le plan de masse sont donc supposés infinis.

La numérotation de ces diagrammes reprend la convention de la Figure 2-22. Les paramètres S qui rendent compte des couplages entre les éléments y sont également reportés.

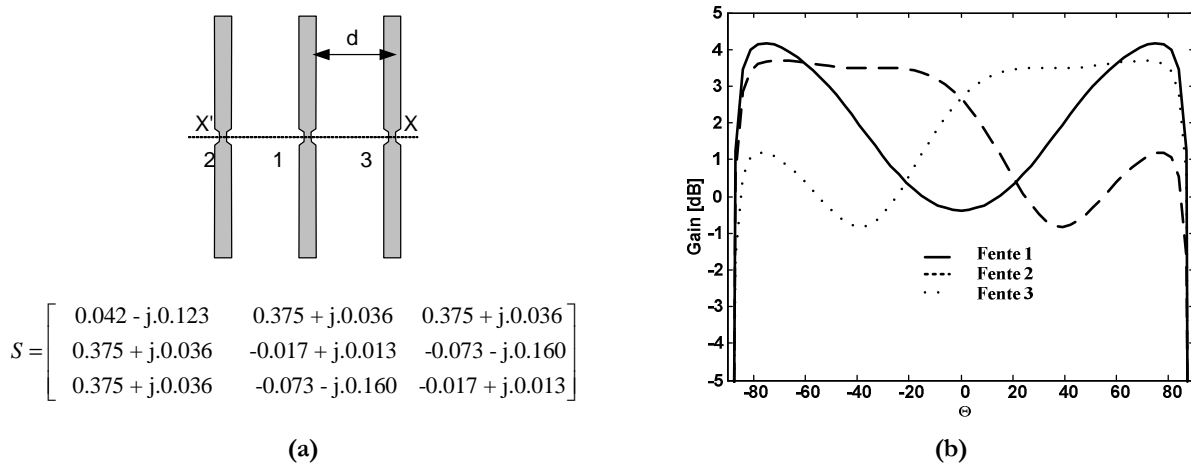


Figure 2-22. Réseau de 3 fentes et matrice de paramètres $[S]$ associée à 5.8 GHz (a), diagrammes actifs élémentaires simulés à 5.8 GHz dans le plan $\varphi = 0^\circ [xx']$ sous ADS Momentum (b).

Idéalement, pour former les diagrammes les plus directifs grâce à un réseau à éléments parasites, les couplages inter-éléments doivent être suffisamment importants. Des couplages supérieurs à -10 dB sont généralement nécessaires. Dans le cas de la structure présentée sur la Figure 2-22a, les couplages S_{12} et S_{13} atteignent la valeur de -8.54 dB ($S_{12} = 0.375 + j.0.036$).

2.3.2 Optimisation des charges

La charge Z_L est ici considérée comme étant identique sur les deux fentes parasites : ce n'est pas le cas si l'on cherche à dépointer le diagramme comme nous le verrons plus loin.

La Figure 2-23 est une carte de contour présentant le gain dans les directions $\theta = 0^\circ$, $\pm 20^\circ$, $\pm 40^\circ$ ou $\pm 60^\circ$ en fonction des parties réelles et imaginaires de la charge d'impédance Z_L .

Il faut noter le comportement symétrique par rapport à l'axe du diagramme ($\theta = 0^\circ$) en fonction de la charge en raison de la symétrie de la structure. La présence d'une ligne d'alimentation couplée, microruban ou coplanaire, peut, par exemple, dissymétriser ce type d'abaque.

On constate qu'une grande variation de gain est obtenue pour des charges purement réactives ($R_L < 10 \Omega$). Pour une réactance $X_L = 100-150 \Omega$, le faisceau est dirigé vers l'axe ($\theta = 0^\circ$) avec un gain supérieur à 5dB et un gain inférieur à -2 dB à $\theta = \pm 60^\circ$. De même pour une réactance de $X_L \sim 0 \Omega$, deux faisceaux sont formés vers $\pm 80^\circ$ avec un gain supérieur à 4 dB et une annulation du champ vers $\theta = 0^\circ$.

Si la résistance R_L augmente, la réactance X_L a moins d'influence sur le gain.

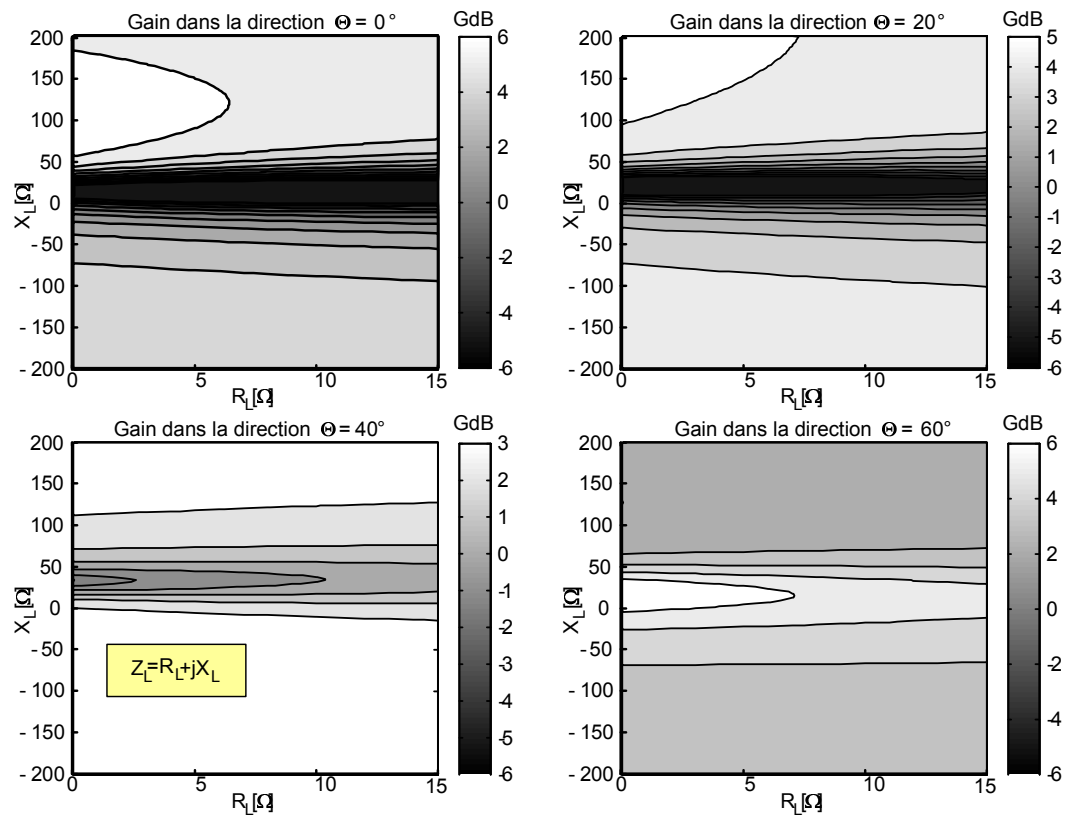


Figure 2-23. Gain intrinsèque du réseau pour différentes directions en fonction de la charge Z_L .

La Figure 2-24 présente l'évolution du champ E_0 en fonction de la réactance de charge X_L . Plusieurs courbes sont tracées pour des directions d'observation allant de $\theta = 0^\circ$ (dans l'axe) à $\theta = 80^\circ$ (proche de l'horizon). L'impédance de charge est supposée purement réactive soit $R_L = 0 \Omega$.

On peut distinguer trois types de diagrammes :

- un diagramme de rayonnement omnidirectionnel pour $X \sim -64 \Omega$.
- un faisceau vers l'horizon ("endfire") pour $X \sim 0-30 \Omega$.
- un faisceau vers l'axe (ou "broadside") pour $X_L = 100-200 \Omega$.

Le diagramme omnidirectionnel peut être intéressant pour les protocoles de communication qui cherchent à illuminer tout l'espace pour tester la qualité du canal. Il faut à ce propos noter qu'il est plus difficile d'obtenir un diagramme parfaitement omnidirectionnel dans le plan $\varphi = 0^\circ$ dans le cas où le plan de masse serait fini.

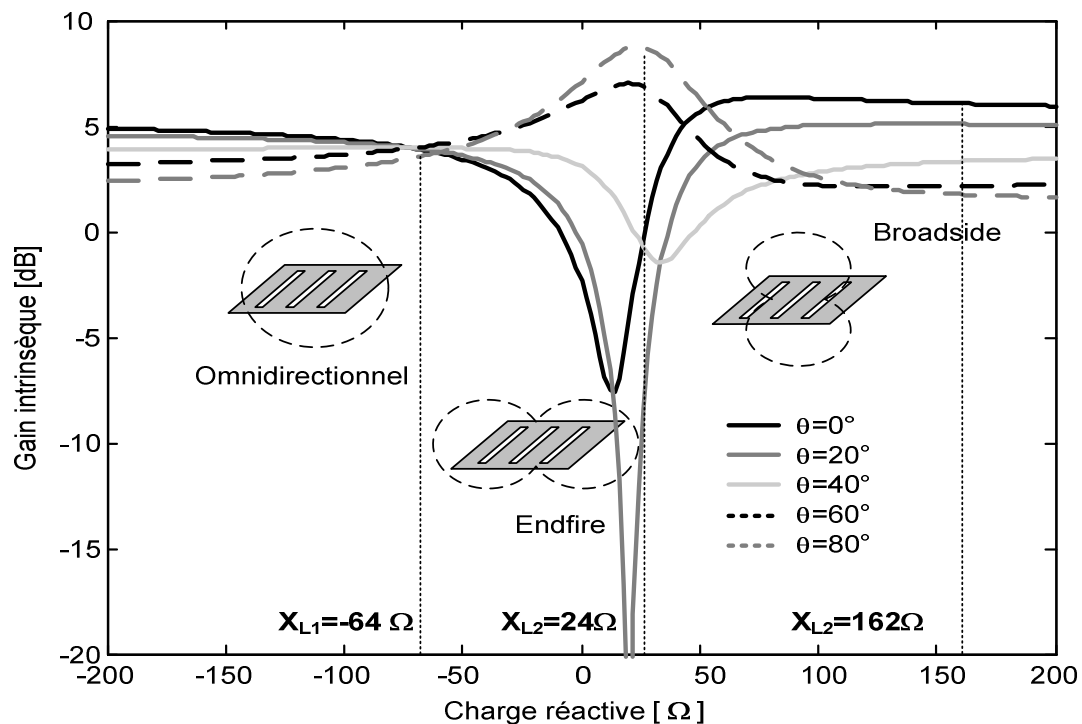


Figure 2-24. Gain en fonction de la charge réactive X_L sur les deux antennes parasites.

2.3.3 Validation par simulation de la structure complète

Afin de valider la méthode, le réseau complet peut être simulé sous un logiciel électromagnétique en intégrant les charges "parasites" déterminées par la méthode précédente.

La géométrie du réseau générique est présentée sur la Figure 2-25a. Pour chaque structure, la longueur L des stubs en court-circuit connectés aux éléments parasites est ajustée pour obtenir les valeurs apparaissant dans la Figure 2-24 (X_{L1} , X_{L2} , X_{L3}).

La géométrie et les longueurs des charges coplanaires correspondantes sont présentées sur le Tableau 2-1. La fente centrale est alimentée par une petite source de tension, par exemple par un câble coaxial.

Réseau #	L	Z_L	G_{MIN}	θ_{MIN}	G_{MAX}	θ_{MAX}
1 (omnidirectionnel)	16 mm	-j.64 Ω	3.65 dB	-----	4.05 dB	-----
2 (end-fire)	1.2 mm	+j.24 Ω	-5 dB	0°	8.4 dB	80°
3 (broadside)	6.5 mm	+j162 Ω	1.75 dB	80°	6.07 dB	0°

Tableau 2-1. Réalisation des charges et gains des diagrammes réalisés.

Les rayonnements parasites des lignes coplanaires peuvent être minimisés en utilisant des ponts à air ce qui permet d'égaliser les potentiels sur les deux plans de masse et favorise la propagation du mode impair.

La Figure 2-25b présente les diagrammes simulés. Un très bon accord avec les résultats attendus est finalement obtenu.

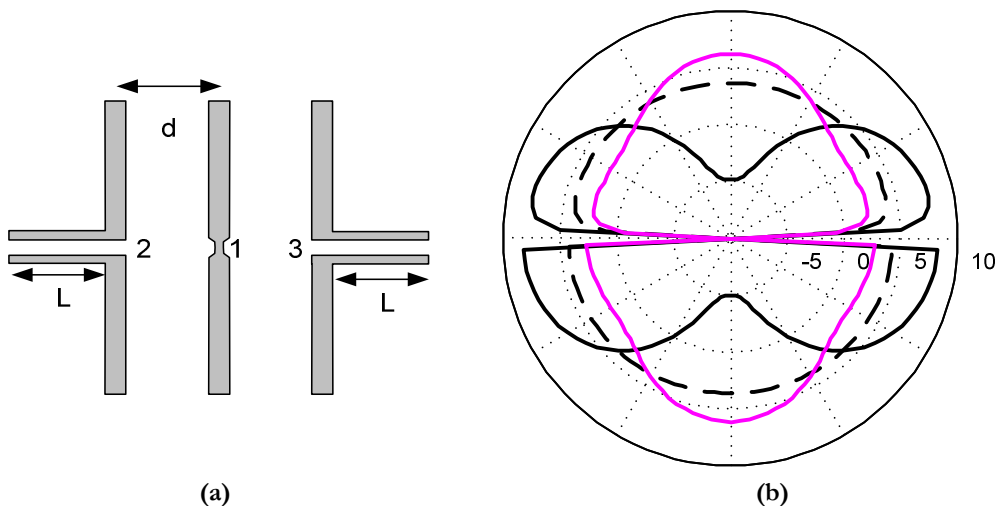


Figure 2-25. Layout complet du réseau de fentes parasites (a) et diagrammes de rayonnement résultant pour les trois structures (b).

Conclusion

Nous avons abordé dans ce chapitre la modélisation des réseaux à éléments parasites en étudiant des réseaux de dipôles. Plusieurs formulations analytiques de l'impédance (propre et mutuelle) et des diagrammes de rayonnement des dipôles ont été comparées. Celles-ci font notamment appel à la méthode de la force électromotrice induite (IEMF) et aux équations intégrales de Hallén. Les modélisations analytiques ont été validées par comparaison avec des résultats de simulations électromagnétiques et ont permis de décrire sommairement le comportement des réseaux à éléments parasites à base de dipôles en fonction de l'espacement des éléments et du type de charge.

En pratique, d'autres éléments rayonnants peuvent être mis en œuvre, et en particulier les antennes planaires. La description de réseau à éléments parasites dipolaires est donc à ce niveau insuffisante. Cette méthode a donc ensuite été étendue à des réseaux à éléments rayonnants plus complexes. Cette extension passe par la mise en œuvre de méthodes analytiques utilisant un graphe de fluence de la structure permettant d'obtenir le diagramme de rayonnement et l'adaptation du réseau en fonction des charges parasites. Il est alors nécessaire d'obtenir les paramètres S et les diagrammes actifs élémentaires du réseau à partir de simulations électromagnétiques afin de décrire entièrement le comportement du réseau grâce à ce formalisme.

Cette modélisation permet d'intégrer des résultats issus de simulateurs électromagnétiques et de décrire très précisément le comportement de réseaux à éléments parasites. Plus généralement, cette méthode permet de décrire le comportement d'un réseau complet en prenant en compte l'influence des couplages et de la superposition des diagrammes de rayonnement. Ce comportement est le fruit d'interactions d'autant plus complexe que le nombre d'éléments est élevé.

L'approche présentée dans ce chapitre semble beaucoup plus efficace en terme de temps de calcul et de précision que les procédures théoriques ou expérimentales décrites dans la littérature [Thiel02], [Ding86], [Fass00a], [Cheng03], ou [Harr78]. Les simulations électromagnétiques valident cette procédure d'optimisation.

La suite de l'étude qui utilise ce formalisme et ces outils de modélisation pour le développement de réseaux à éléments parasites à base d'antennes planaires, d'abord dans leur forme passive, puis dans une forme active, c'est-à-dire commandée par des composants MEMS RF.

Chapitre 3

Conception et réalisation d'antennes à éléments parasites

Introduction

Les outils développés dans le chapitre précédent nous permettent d'aborder le développement et l'optimisation de réseaux à éléments parasites avec divers types d'éléments rayonnants.

Nous présentons ici le développement des prototypes de réseaux parasites à base de fentes rayonnantes générant une diversité de diagrammes par commutation de charges réactives.

Les résultats de réalisation et de mesures de prototypes sont ensuite présentés validant l'approche adoptée dans cette étude. Des réseaux à éléments parasites à base d'antennes patches ont également été développés.

Réseaux parasites à base de fentes	88
Optimisation	93
Etudes paramétriques	101
Réalisation et mesures	111
Réseau d'antennes patches	117

3.1 Réseaux parasites à base de fentes

3.1.1 Proposition d'un réseau à éléments parasites

Les contraintes de simplicité et d'encombrement, imposées par les applications de télécommunication grand public telle que le WLAN sur terminaux portables bas coût, nous impose d'utiliser des techniques faible coût telle que des antennes imprimées sur substrat, compatibles avec la fabrication grand volume.

La première structure retenue de dimension réduite, ne comporte qu'un seul accès d'alimentation, utilise des fentes rayonnantes et est entièrement planaire (Figure 3-1). Les charges sont réalisées par des lignes coplanaires. Le couplage entre fentes rayonnantes a déjà été exploité pour former des diagrammes dépointés dans [Steph55] [Coe64] [Kay60] [Mazz87].

L'excitation ponctuelle au centre de la fente centrale est réalisée en pratique par un câble coaxial. Avec cette structure, simple à réaliser, un certain nombre de diagrammes caractéristiques peuvent être générés. Des simulations préliminaires ont permis d'obtenir les diagrammes de rayonnement présentés sur la Figure 3-2 :

- Les diagrammes gauche et droit sont obtenus en chargeant les fentes externes avec une combinaison asymétrique de charges (X_1, X_2) ou (X_2, X_1).
- Les diagrammes axial et vers l'horizon en chargeant les fentes externes avec une combinaison symétrique de charges (X_1, X_1) ou (X_2, X_2).

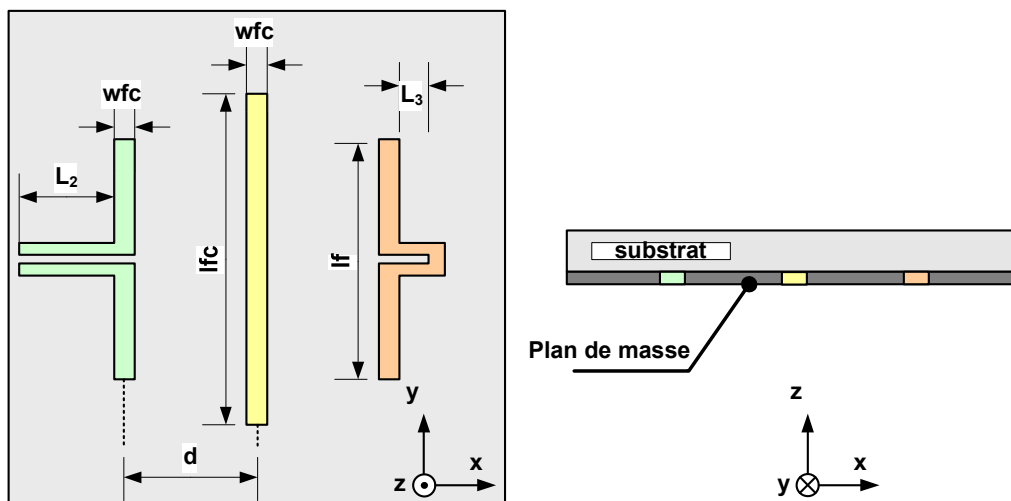


Figure 3-1. Solution proposée à base de fentes rayonnantes.

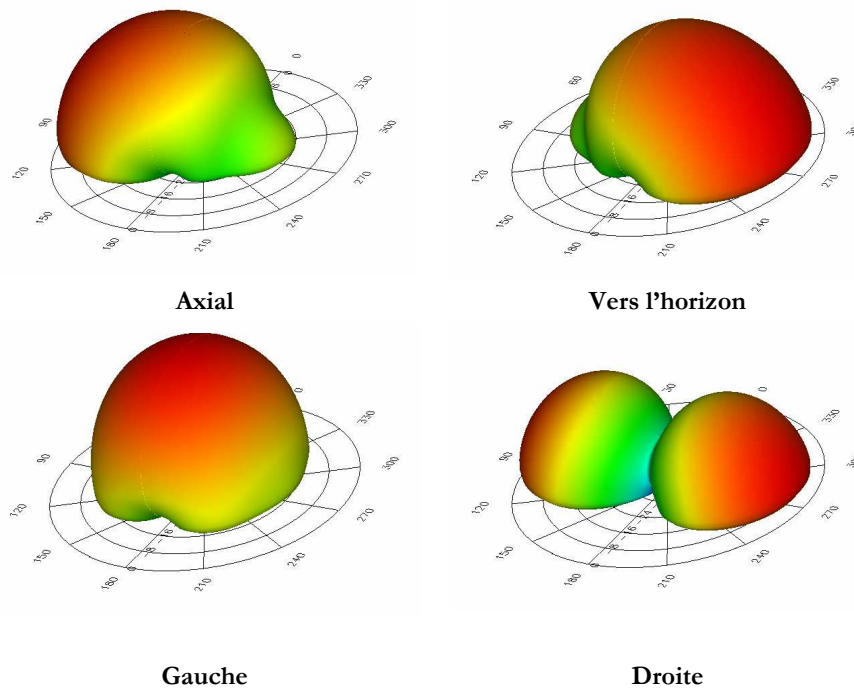


Figure 3-2. Diagrammes de rayonnement réalisables (simulations).

3.1.2 Alimentation de l'antenne

L'alimentation de la fente active peut être réalisée de plusieurs manières : par ligne coaxiale (Figure 3-3a), ligne microruban (Figure 3-3b), ou ligne coplanaire (Figure 3-3c). Les alimentations par ligne microruban et coplanaire peuvent présenter un couplage important avec les éléments rayonnants et créer des dissymétries dans la structure. Une alimentation par câble coaxial peut perturber le diagramme de rayonnement. La directivité maximale ne peut donc pas être atteinte.

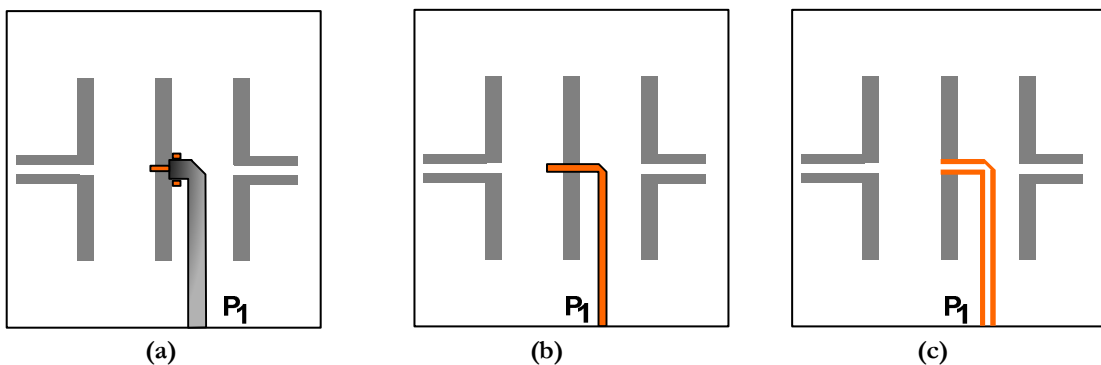


Figure 3-3. Alimentation RF de l'élément central par sonde coaxiale (a), par couplage avec une ligne microruban (b) et par ligne coplanaire (c).

3.1.3 Simulations préliminaires

Plusieurs simulateurs numériques ont été utilisés dans le cadre de cette étude. Dans un premier temps, nous avons employé ADS Momentum [ADS] qui est un simulateur dit 2.5 D. Les couches de substrat sont considérées comme infinies.

Les fentes dans un plan de masse sont traitées de façon un peu particulière puisque le principe d'équivalence est appliqué afin de modéliser les courants magnétiques dans la fente. Par ailleurs, l'épaisseur de métal est mal modélisée et le plan de masse est parfois supposé illimité. Néanmoins, les couplages entre fentes (couplage inter-éléments) sont bien modélisés.

L'ensemble de la plateforme ADS peut ainsi être utilisé ce qui permet de faire des simulations électromagnétiques plus rapides et d'exploiter des outils de modélisation circuit pour étudier le fonctionnement du dispositif.

D'autres logiciels électromagnétiques 3D ont également été employés : Ansoft HFSS [HFS] et CST Microwave Studio [CST]. Ansoft HFSS met en œuvre un maillage 3D, une modélisation en éléments finis (Finite Element Modeling) et une résolution des équations de Maxwell. CST Microwave Studio utilise une méthode de résolution temporelle et un algorithme dit à intégration finie (FIA). Ces logiciels sont plus adaptés à la simulation d'antennes non planaires. Ils permettent par ailleurs de mieux prendre en compte la finitude du plan de masse ou du substrat. Mais ils sont aussi plus lents et donc inadaptés à l'étude préliminaire qui fait l'objet de cette partie.

3.1.4 Définitions des ports du réseau

La première étape de la méthode analytique décrite dans le chapitre 2 consiste à obtenir les diagrammes de rayonnement actifs élémentaires des éléments du réseau.

Les diagrammes de rayonnement et les paramètres [S] sont obtenus sous ADS Momentum et exportés sous forme de fichiers pour différents points de fréquence.

La Figure 3-4 présente différentes méthodes simulant un réseau à élément parasites à base de fentes. La méthode de simulation directe consiste à simuler le réseau complet avec les charges coplanaires (Figure 3-4a). Afin de mettre en œuvre la méthode développée dans le chapitre 2 des ports sont placés sur les fentes rayonnantes afin de déterminer les diagrammes actifs élémentaires et les paramètres S et de calculer par méthode analytique les charges parasites optimales (Figure 3-4bc). La Figure 3-4b simule le cas d'une alimentation par ligne microruban, la Figure 3-4c celle d'une alimentation par câble coaxial.

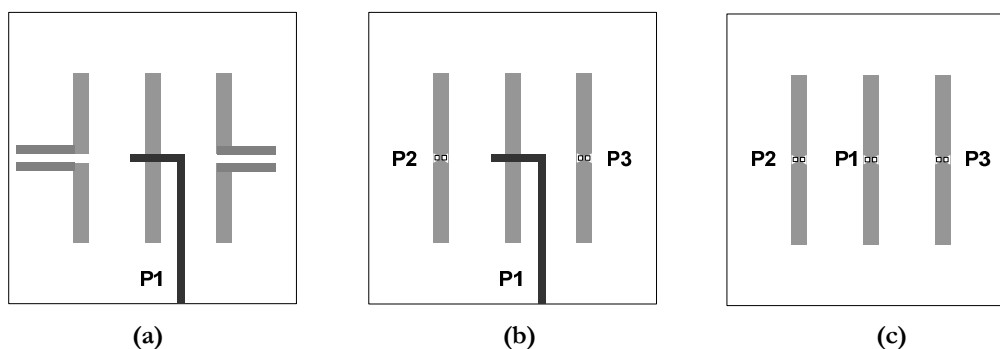


Figure 3-4. Simulation d'un réseau de fentes à éléments parasites par simulation directe (a), par simulation d'un réseau alimenté par ligne microruban (b), ou par câble coaxial (c).

Les charges sont en pratique réalisées par des lignes coplanaires, mais on peut simuler le port des fentes parasites dans ADS Momentum selon deux méthodes présentées sur la Figure 3-5.

Le port de la Figure 3-5a décrit bien le comportement de la fente centrale dans le cas d'une alimentation par câble coaxial par exemple (Figure 3-3a).

Néanmoins ce port ne prend pas en compte l'effet du conducteur central d'une fente chargée par une ligne coplanaire, contrairement au port de la Figure 3-5b. Néanmoins ce type de port ne peut pas être dessiné avec un plan de masse fini les fentes sont alors délimitées dans la couche "slot" qui suppose le plan infini.

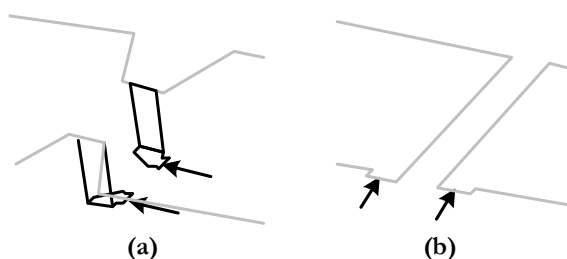


Figure 3-5. Excitation des fentes rayonnantes dans ADS Momentum : alimentation par sonde (a) alimentation coplanaire (b).

Les charges peuvent être réalisées par des lignes coplanaires ou des lignes microrubans. Celles-ci peuvent être en court-circuit ou en circuit ouvert. Des composants localisés (inductances, capacités) peuvent également être utilisés.

Nous avons choisi de réaliser les charges parasites avec des lignes coplanaires car les MEMS doivent être connectés au plan de masse. L'utilisation de charges coplanaires permet donc de réaliser ces connections sans faire appel à des vias.

Le port (a) de la Figure 3-5 est utilisé mais certaines précautions doivent être prises pour pouvoir associer les layouts des charges parasites CPW au layout du réseau (Figure 3-6).

Dans la configuration de la Figure 3-6a, il faut modéliser le conducteur central au milieu de la fente. Ce conducteur central modifie les longueurs électriques résonnantes et doit être pris en compte dans la modélisation.

Dans le cas de la Figure 3-6b en revanche la fente conserve la même longueur.

La procédure de la Figure 3-6 permet de retrouver les caractéristiques en diagramme et en adaptation d'un réseau chargé par des réactances localisées idéales en ajoutant la moitié de la largeur de la ligne coplanaire de part et d'autre de la fente parasite.

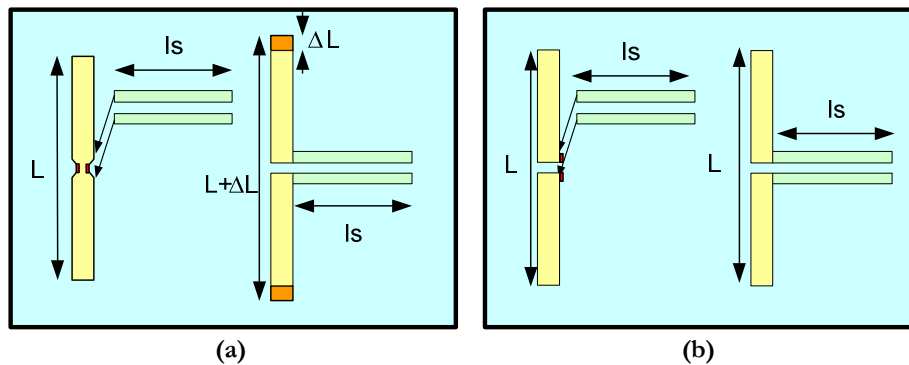


Figure 3-6. Procédure employée pour connecter des charges coplanaires aux fentes parasites en fonction du type de ports utilisé dans ADS Momentum pour les fentes parasites: port sonde coaxial (a) ou port coplanaire (b).

3.2 Optimisation

3.2.1 Principe de l'optimisation de diagramme

La conception et la réalisation d'antennes à éléments parasites s'avère être une procédure complexe, et l'accès à des outils tels que ceux qui ont été développés dans le chapitre 2 facilite le développement et l'optimisation de ces réseaux.

L'objectif est de former un diagramme directif dans une direction donnée : le problème de conception d'un réseau d'antennes peut ainsi se poser de cette manière :

"Etant donné une fonction de rayonnement désirée, quelle est la géométrie optimale et la loi d'alimentation réalisable qui permettent de l'approcher au mieux".

Parmi les fonctions de rayonnement souvent appelées on recherche :

- La conformation globale du faisceau rayonné en lui imposant d'être dans les limites d'un gabarit donné.
- La conformation locale du faisceau rayonné afin de créer des zéros dans certaines directions (réjection d'interférence), ou d'augmenter le gain dans des directions privilégiées pour rendre optimal le rapport signal à bruit (réseau adaptatif).
- La modification de direction de pointage du faisceau rayonné (réseau à balayage électronique).

3.2.2 Abaque d'optimisation

La difficulté de réalisation des réseaux à élément parasites tient au fait qu'il est difficile d'optimiser les charges "parasites" pour arriver au compromis assurant des diagrammes optimisés, une bonne diversité de diagramme, une tenue de cette diversité sur une bande de fréquence suffisante de quelque % (ex : 100-200MHz à 5.6 GHz), et un coefficient de réflexion suffisamment faible (inférieur à -15 dB).

Le comportement des réseaux d'antennes parasites peut être étudié suivant plusieurs méthodes d'optimisation. La plus évidente est l'exploitation directe des expressions analytiques établies dans le chapitre 2 pour optimiser les valeurs des charges réactives placées sur les éléments parasites.

Les outils analytiques nous permettent de connaître l'évolution conjointe de plusieurs grandeurs comme le rayonnement dans une direction donnée, le coefficient de réflexion du réseau ou un critère analytique d'optimisation comme la corrélation d'enveloppe des diagrammes de rayonnement (plan de couplage ou espace complet).

A titre d'exemple, nous nous intéressons d'abord à un réseau d'antennes à base de fentes.

En se référant à la Figure 3-1, les dimensions du réseau à éléments parasites étudié ici sont $l_f = l_{fc} = 29.8$ mm, $w_f = w_{fc} = 2.3$ mm et $d = 0.28\lambda_0$. Le substrat est du FR4 ($h = 0.8$ mm) et les diagrammes actifs élémentaires ainsi que les paramètres S sont obtenus par simulation avec ADS Momentum.

Dans un premier temps, des cartes d'optimisation et les diagrammes dans le plan de coupe $\varphi = 0^\circ$ (plan de couplage) sont tracés. La Figure 3-7a représente pour différents couples de charges (X_2, X_3) le niveau de gain dans l'axe ($\theta = 0^\circ$).

On peut ainsi déterminer deux scénarios de charges :

- ($X_2 = X_3 = 30 \Omega$) qui maximise le gain dans l'axe ($\theta = 0^\circ, \varphi = 0^\circ$) et forme un diagramme axial (diagramme "broadside").
- ($X_2 = X_3 = +11 \Omega$) qui minimise le gain dans l'axe ($\theta = 0^\circ, \varphi = 0^\circ$) et forme un diagramme vers l'horizon (diagramme "endfire").

Ces deux diagrammes sont tracés sur le diagramme polaire de la Figure 3-7b. Il faut remarquer que ces deux scénarios de charges sont parfaitement symétriques : cela est due à la parfaite symétrie électromagnétique du réseau en terme de diagrammes actifs élémentaires et de paramètres S.

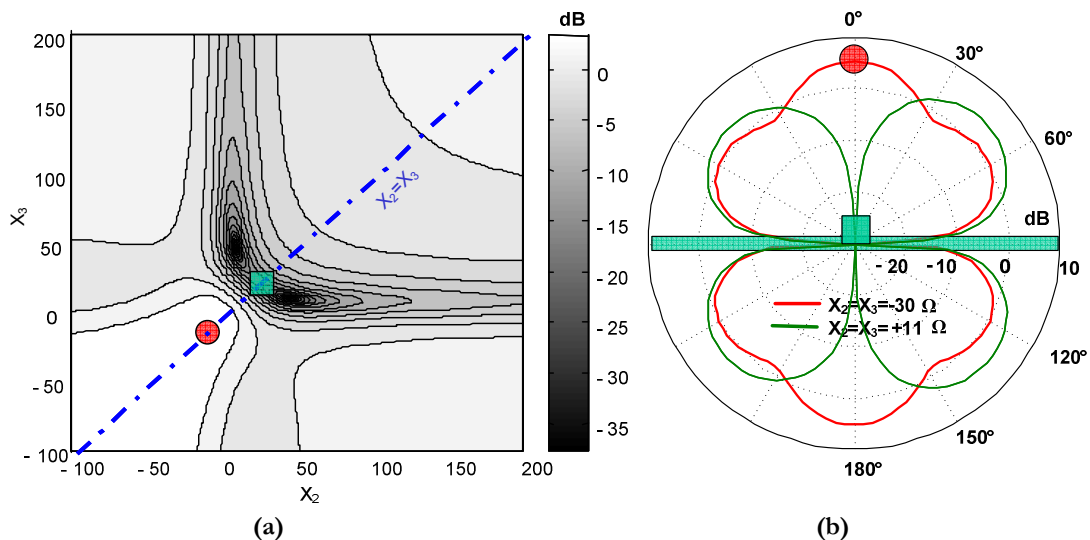


Figure 3-7. Gain dans la direction $\theta=0^\circ$ en fonction des charges X_2 et X_3 (a) et diagrammes de rayonnement obtenus pour $X_2 = X_3 = -30 \Omega$ et $X_2 = X_3 = +11 \Omega$ (b).

De la même manière, on peut chercher à former les deux autres diagrammes présentés sur la Figure 3-2 qui sont les diagrammes pour lesquels des faisceaux sont focalisés sur la gauche ou la droite.

Si l'on veut former ces diagrammes, on cherche à minimiser ou maximiser le rapport des champs dans les directions $(\theta = -60^\circ, \varphi = 0^\circ)$ et $(\theta = 60^\circ, \varphi = 0^\circ)$. Il est en effet maladroit d'intégrrer le niveau de gain vers des angles plus élevés (ex : $\theta = +/-80^\circ$) car le diagramme de rayonnement présente en théorie un nul à l'horizon et l'imprécision des simulations est plus importante dans ces zones.

La Figure 3-9a représente pour différents couples de charges (X_2, X_3) le rapport des niveaux de gain dans les directions $(\theta = +/-60^\circ)$.

On peut ainsi déterminer deux scénarios de charges :

- $(X_2 = +18 \Omega, X_3 = -57 \Omega)$ qui maximise le rapport des gains entre $+60^\circ$ et 60° et forme un diagramme vers la droite.
- $(X_2 = -57 \Omega, X_3 = +18 \Omega)$ qui minimise le rapport des gains entre $+60^\circ$ et 60° et forme un diagramme vers la gauche.

Ces deux diagrammes sont tracés sur le diagramme polaire de la Figure 3-8. Il faut remarquer que ces deux scénarios de charges sont parfaitement antisymétriques : encore une fois cela est due à la parfaite symétrie électromagnétique du réseau en terme de diagrammes actifs élémentaires et de paramètres S.

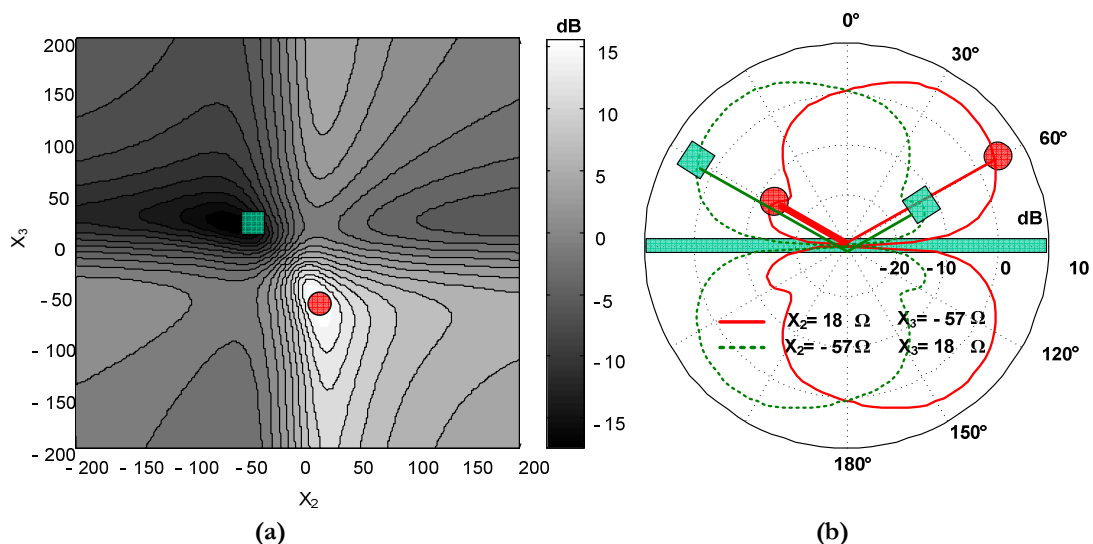


Figure 3-8. Rapport des gains dans les directions $\theta=+60^\circ$ et $\theta=-60^\circ$ en fonction des charges X_2 et X_3 (a) et diagrammes de rayonnement obtenus pour $[X_2, X_3] = [+18, -57] \Omega$ $[X_2, X_3] = [-57, +18] \Omega$ (b).

3.2.3 Définition d'une fonction de coût

Les charges optimisant les diagrammes de rayonnement peuvent être déterminés par des outils analytiques d'optimisation. Le critère retenu ici est le niveau du gain dans certaines directions. Mais d'autres paramètres peuvent être pris en compte comme nous allons le voir ici.

Une procédure d'optimisation automatique a été développée. Le principe est de définir une fonction de coût C que l'on cherche à minimiser.

La fonction de coût peut être définie comme un terme à minimiser suivant la méthode des moindres carrés (mmc), pondérés par les poids w_j associés au caractère plus ou moins essentiel de certains paramètres (ex : adaptation, niveau de gain dans une direction privilégiée) : certains paramètres doivent être minimisés et d'autre approcher une valeur optimale. On peut utiliser la forme composée :

$$C_{mmc}(i) = \sum_{j=1}^{m-s} w_j \left(\frac{d_{j,opt} - d_j(i)}{d_{j,opt}} \right)^2 + \sum_{k=1}^s w_k d_k(i) \quad (3.1)$$

Les fonctions de coût et les procédures d'optimisation sont définies de façon par exemple à minimiser le coefficient de réflexion Γ et à maximiser ou minimiser le gain G_{dB} dans une ou plusieurs directions (θ_i, φ_i) . Γ est le coefficient de réflexion de l'antenne chargée par les charges parasites et diffère donc du paramètre S_{11} du réseau non chargé.

On peut par exemple définir une fonction de coût dépendant des diagrammes et du coefficient de réflexion.

$$C = f(\Gamma, G_{dB}(\theta_i, \varphi_i)) \quad (3.2)$$

Grâce aux expressions analytiques développées dans le chapitre 2, le coefficient de réflexion Γ et le gain pris en dB dans différentes direction $G_{dB}(\theta_i, \varphi_i)$ on peut donc réécrire la fonction de coût en fonction de la matrice de paramètres S , des diagrammes actifs élémentaires et des charges (supposée purement réactives) sur les différents ports.

$$C = f\left(\left[S_{ij}\right], \left[E_i(\theta, \varphi)\right], \left[X_{Li}\right]\right) \quad (3.3)$$

Par exemple, on peut chercher, par cette méthode de minimisation des moindres carrés, à obtenir un coefficient de réflexion optimal, tout en assurant la formation d'un faisceau directif dans la direction (θ_1, φ_1) , avec un gain G_{dBmax} et en assurant que le gain soit minimisé dans la direction (θ_2, φ_2) avec un gain G_{dBmin} .

$$C_{mmc}([X]) = \left(\frac{\Gamma_{opt} - \Gamma([X])}{\Gamma_{opt}} \right)^2 + \left(\frac{G_{dBmax} - G_{dB}(\theta_1, \varphi_1, [X])}{G_{dBmax}} \right)^2 + \left(\frac{G_{dBmin} - G_{dB}(\theta_2, \varphi_2, [X])}{G_{dBmin}} \right)^2 \quad (3.4)$$

La fonction de coût pour la formation d'un faisceau dans la direction θ_1 est donnée par :

$$\left\{ \begin{array}{l} C([X]) = \frac{\sum_{i=2}^n G_{dB}(\theta_i, \varphi_i, [X])}{n-1} - G_{dB}(\theta_0, \varphi_0, [X]) + \alpha_{\Gamma_{min}} \cdot \delta_{\Gamma_{min}}(\Gamma) \\ \delta_{\Gamma_{min}}(\Gamma) = 1 \text{ si } \Gamma > \Gamma_{min}, \quad \delta_{\Gamma_{min}}(\Gamma) = 0 \text{ si } \Gamma < \Gamma_{min} \\ \alpha_{\Gamma_{min}} \text{ à définir} \end{array} \right. \quad (3.5)$$

Si l'on cherche à maximiser la différence entre directions (θ_1, φ_1) et (θ_2, φ_2) , tout en maintenant un coefficient de réflexion inférieur à -15 dB, on peut utiliser l'expression suivante pour la fonction de coût :

$$C_{mmc} = \frac{G_{dBmin}(\theta_2, \varphi_2, [X]) - G_{dBmax}(\theta_1, \varphi_1, [X])}{2} + \alpha_{-15} \cdot \delta_{-15}(\Gamma) \quad (3.6)$$

Le vecteur $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n]$ est composé de θ_1 , l'angle visé par l'antenne les autres éléments étant les angles où le gain doit être minimisé.

Pour un réseau de 5 éléments (1 antennes active et 4 antennes parasites) on recherche la valeur du vecteur $[X_2, X_3, X_4, X_5]$ qui minimise l'opposé du Gain exprimé en dB dans une direction donnée (par exemple $\theta = -30^\circ$), par la Méthode du Simplex de Nelder-Mead. Cette méthode d'optimisation est présente dans la toolbox d'optimisation de l'outil numérique Matlab mais d'autres méthodes d'optimisation peuvent aussi être utilisées.

La fonction de coût peut également faire intervenir d'autres grandeurs mathématiques comme la corrélation d'enveloppe de deux diagrammes de rayonnement qu'il s'agit de minimiser ou encore la covariance. Ces techniques sont efficaces mais nécessitent de prendre en compte plus de variables en considérant les différents scénarios de charges (ex : 2 charges pour un réseau de 3 éléments) pour chaque état considéré pour le calcul (ex : 2 états).

3.2.4 Logiciels de conception et d'optimisation

Des interfaces ont été développées dans le cadre de cette étude et permettent de faciliter l'optimisation des diagrammes et de l'adaptation en fonction des charges parasites.

Ces interfaces intègrent des outils d'optimisation pour obtenir les valeurs de charges adéquates selon une fonction de coût définie comme précédemment. On peut ainsi agir sur la dynamique de 1 à 6 charges parasites selon le nombre d'éléments du réseau.

On peut utiliser ces outils pour étudier l'influence d'autres paramètres qui ne sont pas décrits analytiquement, il est alors nécessaire de réaliser une simulation pour chaque point du balayage :

- Fréquence.
- Dimensions : dimensions des fentes, espacement d , taille du plan de masse.
- Substrat : épaisseur h , permittivité relative ϵ_r , angle de perte $\tan(\delta)$.

En retour, les outils analytiques nous permettent de connaître l'évolution conjointe de différentes grandeurs parmi lesquelles :

- Niveau de rayonnement.
- Coefficient de réflexion.
- Fonction de coût.
- Critère analytique d'optimisation (variance, variance pondérée).

La Figure 3-9 présente le principe de la plate-forme d'optimisation. Celle-ci se base sur les résultats de simulations électromagnétiques (CST Microwave Studio, ADS Momentum, HFSS) sous la forme de paramètres S et de diagrammes actifs élémentaires dans l'outil d'optimisation. Cet outil prend comme entrée un certain nombre de critères (diagramme de rayonnement, adaptation) afin de proposer des valeurs de charges parasites optimales pour obtenir le compromis.

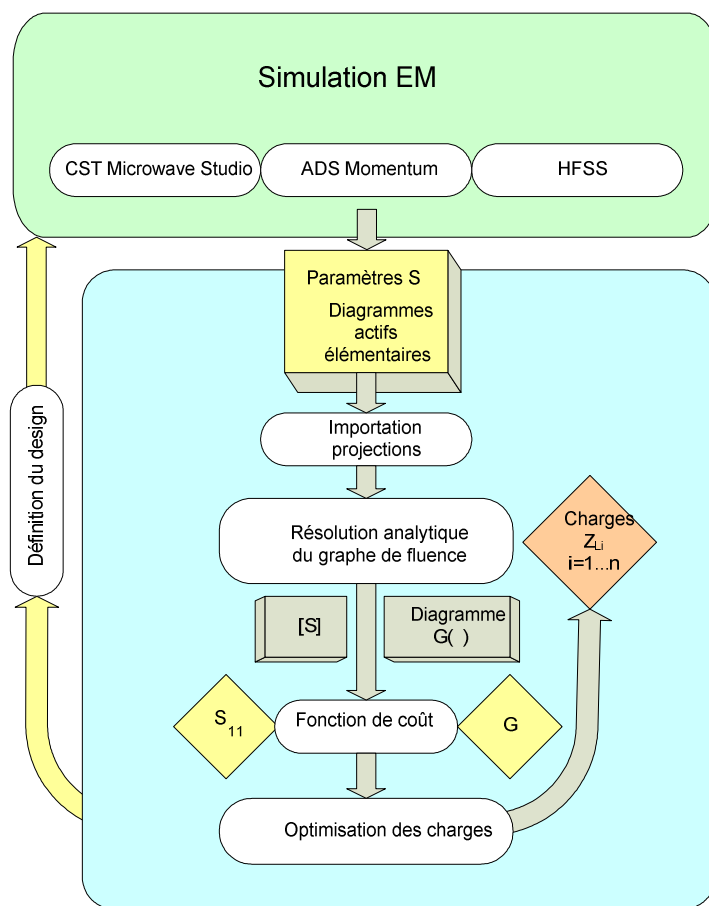


Figure 3-9. Principe de l'optimisation.

La Figure 3-10 présente une vue de l'interface d'optimisation dans le cas d'un réseau à trois éléments. Les étapes d'importation de données issues de différents simulateurs sont automatisées, et les charges à réaliser peuvent être calculées directement par des fonctions analytiques approchées ou des résultats de simulation (Ansoft Planar EM). De nombreux outils de visualisation 3D et d'analyse ont été intégrés dans ce programme.

Une étude fréquentielle de ces deux configurations peut également être menée. Il est alors nécessaire d'importer la matrice $[S]$ et les diagrammes actifs élémentaires pour chaque point fréquentiel.

Les fonctions de coût sont manipulables directement : choix des méthodes d'optimisation, du poids accordé à l'adaptation ou à la formation du diagramme, pondération des niveaux de gain dans telle ou telle direction.

La flexibilité des outils CAO permet de générer plusieurs types de graphes qui aident le concepteur à optimiser le système. Un tel outil accélère la conception de réseau à éléments parasites. Il a été étendu au réglage de réseaux comportant plus d'éléments et peut être utilisé pour l'étude de réseaux conventionnels.

The screenshot displays the OPTIMGUI_CST software interface for antenna optimization. The window title is "uwband klemm omni di527 30mils along 3el 0 35v2@freq=5.25 GHz".

Importation: The file path is `D:\NEW\MATLABMODEL\LOADGUIDE\LOAD_GUIDE3` and the model name is `uwband_klemm_omni_di527_30mils_along_3el_0_35v2`. A "Load from dir" button is present.

Projection: The frequency is set to 5.25 GHz. The frequency table (freq_TAB_FIELD) has values 3, 0.25, 7. The frequency table (freq_TAB_SJ) has values 4, 6.

Optimisation: The "Optimize" button is active with 1000 iterations. The optimization goal is S11opt = -15 dB. The optimization method is "Method 1" with an angle of 60 degrees and a delta angle of 20 degrees. A button "About methods..." is available.

Charges sur les ports: The port charges are set to X2 = 23 and -18. The port impedances are set to -200 and 200. The phase cut (Phicut) is 90 degrees. A "JustCalculate" button is present.

Linecalc: The line calculation parameters are: L2 = -200 mm (Static Text), L3 = -200 mm (Static Text). A "LineCalc" button is present.

Étude large bande: The wideband study is set to "Wideband" and "S11|A".

Frame de commentaires: A text area labeled "Edit Text" is provided for user comments.

Fonctions: The "dynamic" parameter is set to 20, the "2D" plot type is selected, and "halfspace zoom" is checked. The font is set to "jet". A "Figure" button is present.

Radiation Pattern: The plot shows the radiation pattern with a CORR value of 0.72657. The legend indicates:

- [A] X1=23Ω X2=-18Ω |S11|=-9 dB
- [H] X1=-17Ω X2=30Ω |S11|=-9 dB

Figure 3-10. Vue de l'interface d'optimisation dans le cas d'un réseau de trois éléments.

3.3 Etudes paramétriques

3.3.1 Réglage par simulation directe

Le réseau simulé ici est simulé de façon directe (Figure 3-4a). L'étude préliminaire est néanmoins réalisée en plan de masse infini afin d'appréhender le comportement du réseau par des simulations plus rapides. Puisque la simulation se fait en plan de masse infini, le comportement des deux demi-espaces est le même. On utilise le modèle de simulation de la Figure 3-5a (il s'agit en pratique d'une alimentation par câble coaxial de la fente centrale active).

L'abaque de la Figure 3-11 présente l'évolution des champs rayonnés du réseau d'antennes. Elle permet d'observer le diagramme de rayonnement en fonction de la longueur de la charge des lignes coplanaires dans le cas particulier où les charges sont symétriques.

L'abaque décrit le gain de rayonnement dans différentes directions du plan $\varphi = 0^\circ$ en fonction de la longueur des lignes coplanaires.

Deux longueurs de lignes coplanaires en court circuit, identiques sur les deux fentes parasites, permettent d'obtenir les diagrammes axial et vers l'horizon recherchés.

Ainsi pour le réseau de fentes parasites considéré et pour une ligne coplaire en court-circuit de longueur $d = 4.5\text{mm}$, on obtient un diagramme de rayonnement vers l'horizon, alors que pour $d = 7\text{ mm}$ le diagramme de rayonnement est dirigé vers l'axe.

Nous avons fait le choix d'utiliser des fentes en $\lambda/2$ (demi-onde), essentiellement pour ne pas être limité par les dimensions du plan de masse.

Avec le recul, il semble que privilégier des antennes demi-ondes était un choix judicieux en terme de miniaturisation et d'intégration de l'antenne dans un terminal, même si, conformément à la théorie, les fentes λ sont meilleures en terme de largeur de bande.

Ce réseau d'antennes est conçu à 5.8 GHz et convient donc à la formation des deux diagrammes considérés (axial et vers l'horizon).

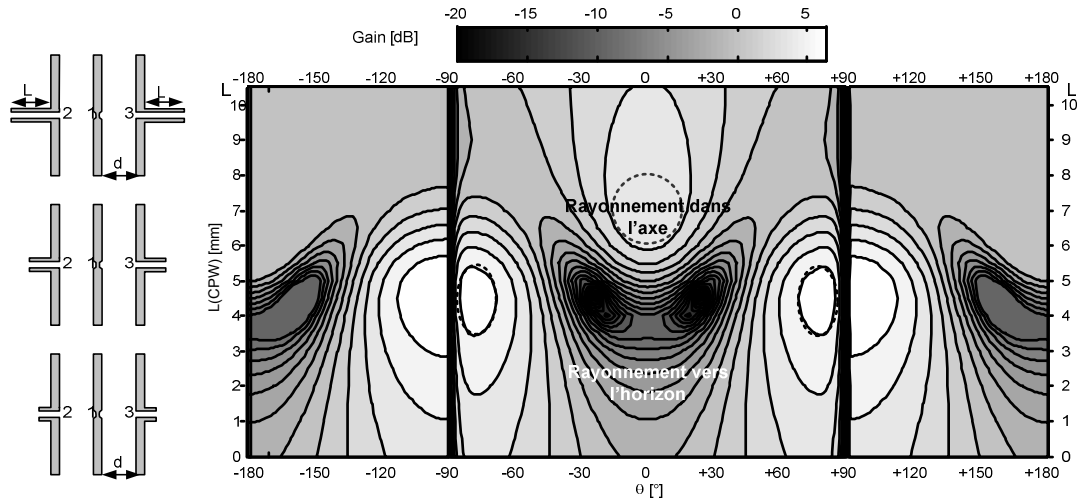


Figure 3-11. Evolution du gain pour des lignes coplanaires identiques.

Les autres paramètres d'optimisation sont les dimensions géométriques de la fente centrale et des fentes parasites, l'espacement d entre les fentes et la valeur des charges "parasites".

Il est nécessaire de jouer sur les dimensions des fentes parasites afin d'obtenir les diagrammes désirés et d'adapter le réseau chargé.

Lorsque les éléments rayonnants sont découpés à moins d'une longueur d'onde du bord du plan de masse, l'impédance et le rayonnement des antennes peuvent varier de manière significative, faisant notamment apparaître des ondulations dans le diagramme de rayonnement. Il est donc nécessaire de prendre en compte la limitation du plan de masse pour avoir des simulations exactes.

L'optimisation d'un prototype peut être très longue car il est difficile de réaliser une optimisation conjointe de l'adaptation et du diagramme de rayonnement.

La mise en œuvre de cette méthode est donc mal adaptée au problème et il convient dès lors d'avoir une approche plus appropriée des réseaux d'antennes parasites. En particulier, notre objectif final est de déterminer les géométries de l'antenne et des charges coplanaires en prenant en compte l'intégration de composants MEMS RF.

3.3.2 Choix de la distance inter-éléments

Pour former une antenne commandée par des charges parasites, les couplages doivent être suffisamment importants. Or le couplage dépend fortement de la géométrie des éléments rayonnants (taille, forme) et de leur disposition au sein du réseau (orientation, espacement). Il existe des modèles permettant de connaître la forme des diagrammes de rayonnement, le coefficient de réflexion et les couplages inter-éléments pour des antennes canoniques telles que des dipôles. Néanmoins, la mise en œuvre d'une méthode analytique n'est pas aisée pour des fentes rayonnantes ou des patches, et les résultats seraient imprécis en pratique. Seules des études paramétrées en simulation, peuvent aider le concepteur à choisir correctement la géométrie du réseau. La Figure 3-12 présente l'évolution des paramètres S du réseau à élément parasites étudié dans la partie 3.2.2. L'espacement d évolue de 0.22 à 0.34λ . Comme prévu, les couplages sont d'autant plus forts que les fentes sont proches.

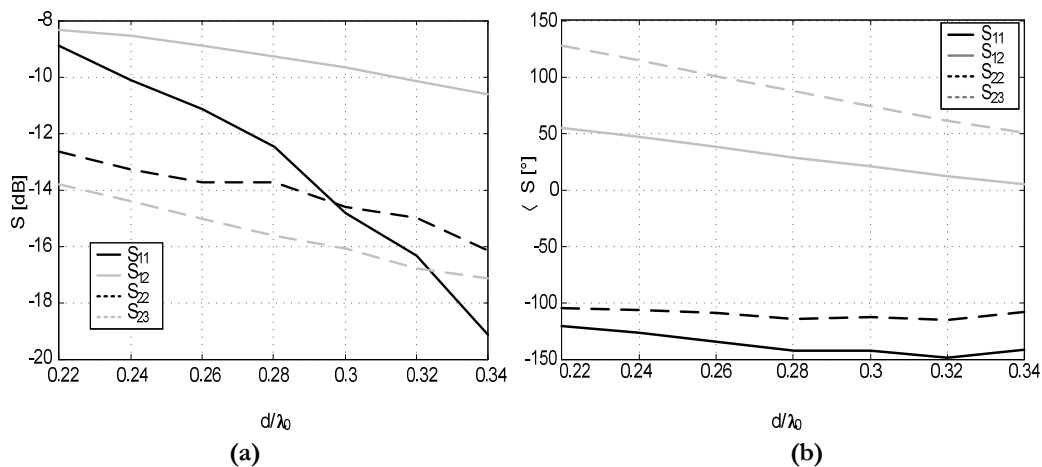


Figure 3-12. Paramètres S (coefficient de réflexion et couplages) en module (a) et phase (b) en fonction de l'espacement des éléments rayonnants.

Sur la Figure 3-13, les différentes courbes présentent sur la gauche les diagrammes actifs élémentaires et sur la droite le gain dans différentes directions en fonction de la charge réactive pour des charges symétriques sur les deux éléments parasites. Ces courbes sont identiques à celle de la Figure 2-11 présentée dans le chapitre 2, page 69.

Le Tableau 3-1 rassemble les niveaux de gain observés dans la direction $\theta=0^\circ$, et $\pm 80^\circ$ qui sont déterminantes pour la formation des diagrammes de rayonnement axial et vers l'horizon.

En observant les diagrammes actifs élémentaires présentés sur la Figure 3-12, on peut constater que pour un espacement $d = 0.28\lambda_0$, les diagrammes axial et vers l'horizon sont, pour ce réseau particulier, plus intéressants. C'est-à-dire que les niveaux de gain formés dans les différentes directions considérées nous assurent que nous aurons des diagrammes axial et vers l'horizon plus nettement formés.

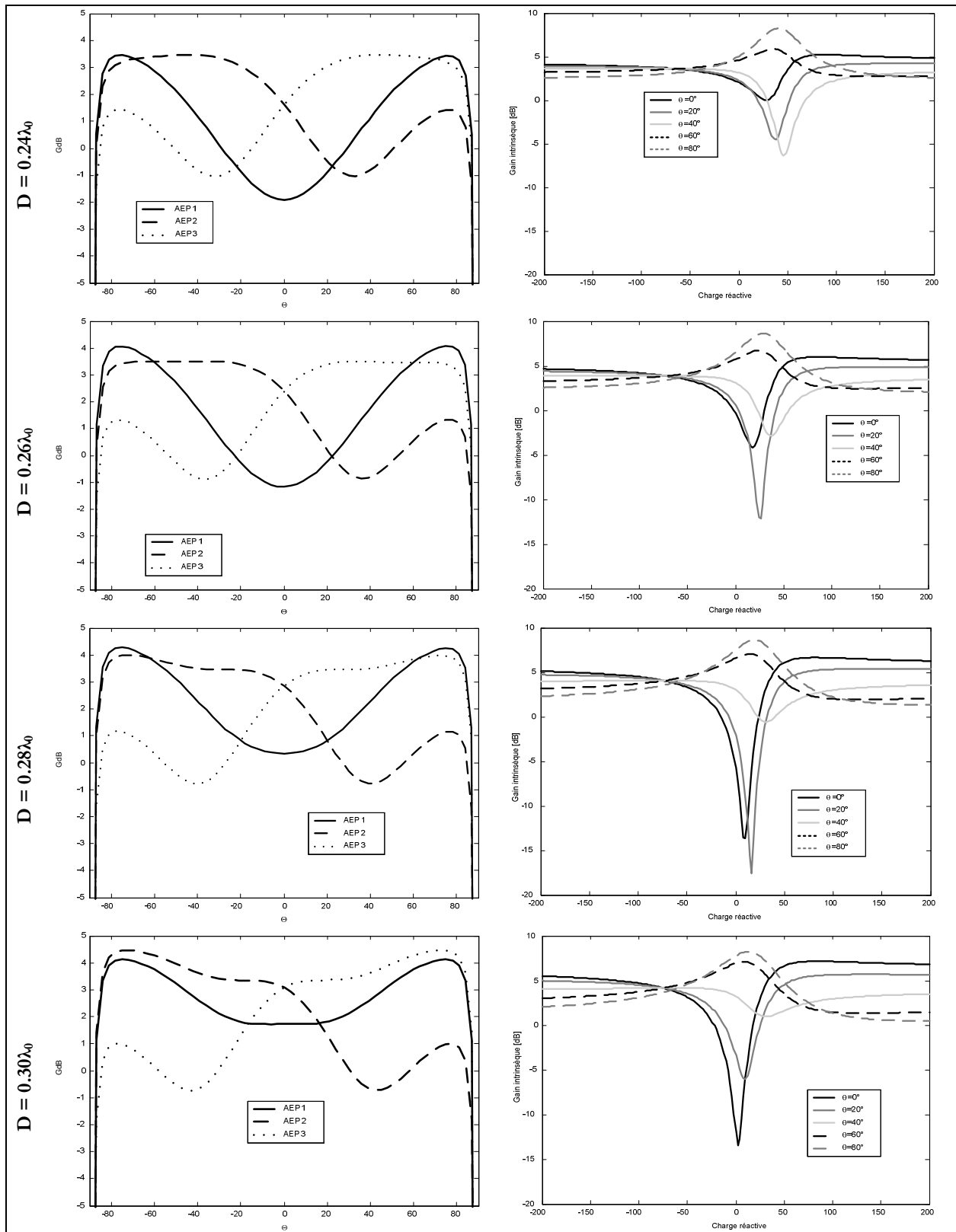


Figure 3-13. Diagrammes de rayonnement actifs élémentaires et niveau de gain en fonction de la charge réactive pour différentes directions.

d	$X_{L, axial}$	$G_{dB}(\theta=0^\circ)$	$G_{dB}(\theta=80^\circ)$	$X_{L, horizon}$	$G_{dB}(\theta=80^\circ)$	$G_{dB}(\theta=0^\circ)$
$d=0.24 \lambda_0$	40	5.3	2.5	85	8.26	2.3
$d=0.26 \lambda_0$	30	6.05	2.8	70	8.6	0.97
$d=0.28 \lambda_0$	20	6.68	1.85	80	8.7	-8
$d=0.30 \lambda_0$	10	7.24	1.65	85	8.2	-8

Tableau 3-1. Caractéristiques des diagrammes pour différents espacements.

3.3.3 Etude fréquentielle

Nous nous intéressons ici à un réseau à base de fentes rayonnantes optimisé à 5.8 GHz qui génère un diagramme vers l'axe pour $X_{L,2} = X_{L,3} = +164 \Omega$ et un diagramme de rayonnement vers l'horizon pour $X_{L,1} = X_{L,2} = +23 \Omega$.

La Figure 3-14 présente l'évolution fréquentielle des ces diagrammes en fonction de la fréquence. Concernant le diagramme vers l'axe (Figure 3-14a), le diagramme est bien formé à 5.8 GHz. Mais à la fréquence de 5.4 GHz, le diagramme est orienté vers l'horizon. Une inversion de configuration de diagrammes en fonction de la fréquence est observée.

Concernant le diagramme vers l'horizon (Figure 3-14b), les diagrammes sont moins nettement formés à la fréquence de travail 5.8 GHz qu'à 6.2 GHz. Le problème est de définir la géométrie du réseau de façon à avoir des diagrammes axial et vers l'horizon bien formés à la même fréquence. A la fréquence de 6.6 GHz un diagramme de type axial est obtenu.

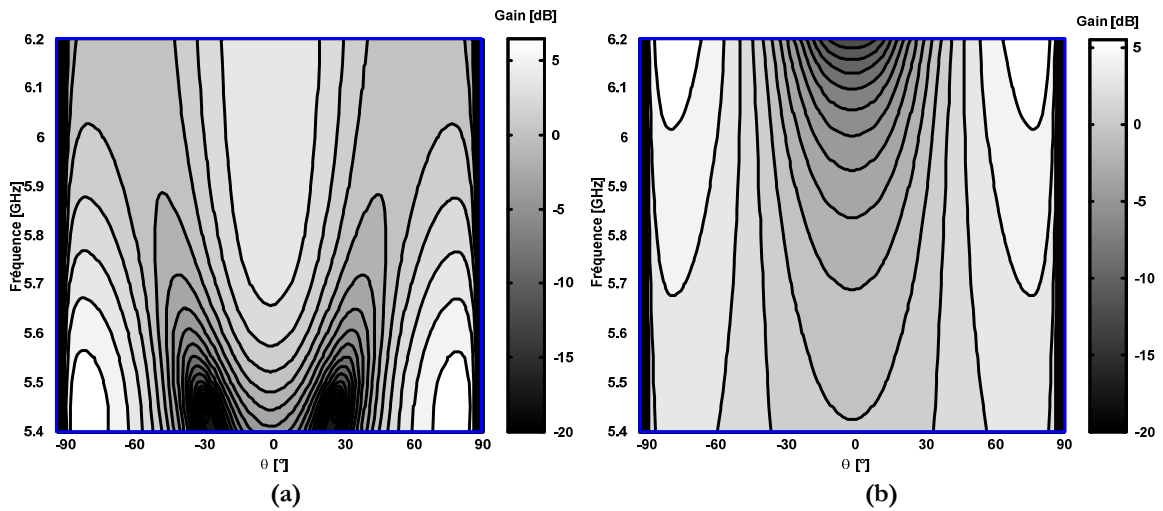


Figure 3-14. Evolution du diagramme axial pour $X_{L1} = X_{L2} = +164 \Omega$ (a), et diagramme vers l'horizon pour $X_{L1} = X_{L2} = +23 \Omega$ (b) en fonction de la fréquence.

Plusieurs phénomènes permettent d'expliquer le phénomène de dépointage des diagrammes de rayonnement en fonction de la fréquence :

- La variation des diagrammes actifs élémentaires en fonction de la fréquence
- L'évolution des couplages en fonction de la fréquence.
- L'évolution de la charge en fonction de la fréquence

L'inversion de configuration de diagrammes en fonction de la fréquence qui est observée est plutôt liée à l'évolution de la charge coplanaire. Le réseau d'antennes parasites à base de fentes est plutôt un système faible bande.

Les charges sont réalisées par des lignes coplanaire ou des lignes microrubans en court-circuit ou en circuit ouvert. Les expressions approchées de la valeur de la charge Z_c formée par un tronçon de ligne de transmission de longueur d fermée par une charge Z_L .

$$Z_c = \frac{Z_L + Z_0 th(kd)}{Z_0 + Z_L th(kd)} \quad (3.7)$$

Pour un circuit ouvert, la charge Z_L est infinie et $Z_c \approx \frac{1}{th(kd)}$. Pour un court-circuit, Z_L est nulle et $Z_c \approx th(kd)$. Avec $k = \alpha + j\beta$ il vient :

$$th(kd) = \frac{th(\alpha d) + th(j.\beta d)}{1 + th(\alpha d).th(j.\beta d)} \approx \frac{\alpha d + j.tg(\beta d)}{1 + j\alpha d.tg(\beta d)} \quad \text{si } \alpha d \ll 1$$

L'impédance d'une ligne en circuit ouvert et l'admittance d'une ligne en court-circuit ($Y = 1/Z$) sont données respectivement par les expressions (3.8) et (3.9) :

Circuit ouvert (CO) $Z_L = Z_0 \cdot [\alpha d - j \cot g(\beta d)]$ (3.8)

Court-circuit (CC) $Y_L = Y_0 \cdot [\alpha d - j \cot g(\beta d)]$ (3.9)

La ligne de transmission peut être une ligne coplanaire ou une ligne microruban. La constante de propagation β est liée à la géométrie et au mode de transmission de la ligne.

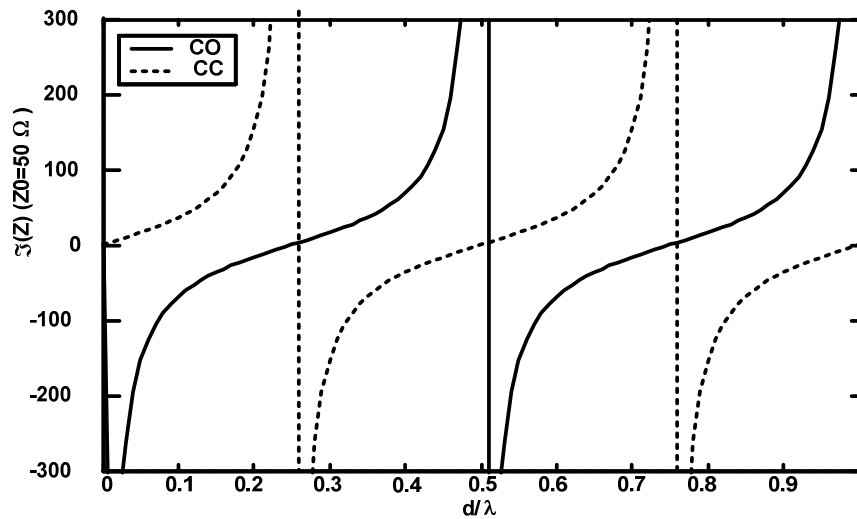


Figure 3-15. Profil fréquentiel de la réactance de charge réalisée par un stub en court-circuit ou en circuit ouvert.

L'évolution de la partie imaginaire de la charge formée par le stub en circuit ouvert ou en court circuit est assez rapide en fonction de la fréquence (Figure 3-15). Cette évolution est prépondérante pour le comportement fréquentiel des diagrammes de rayonnement, mais il faut également considérer le comportement fréquentiel des paramètres S et des diagrammes actifs élémentaires. La Figure 3-16 présente l'évolution des paramètres S et la Figure 3-17 l'évolution fréquentielle des diagrammes actifs élémentaires. Le réseau est simulé ici selon le principe de la Figure 3-4c.

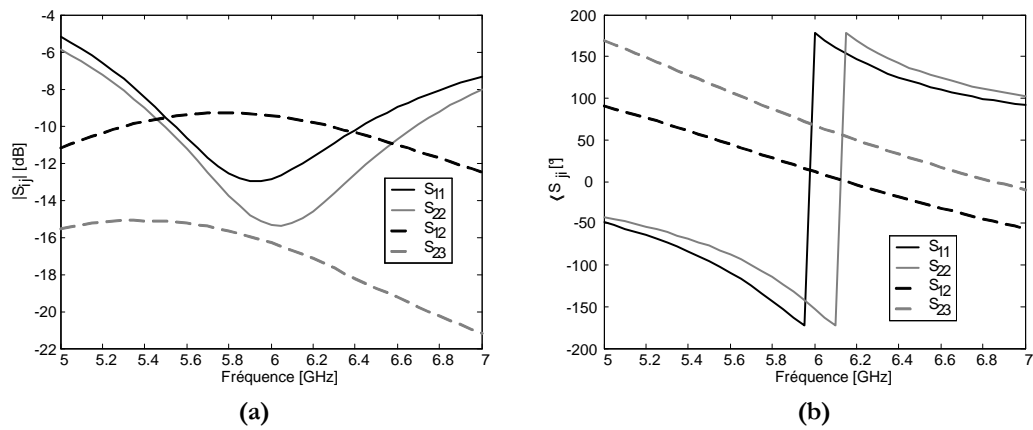


Figure 3-16. Comportement fréquentiel des paramètres S en module (a) et en phase (b).

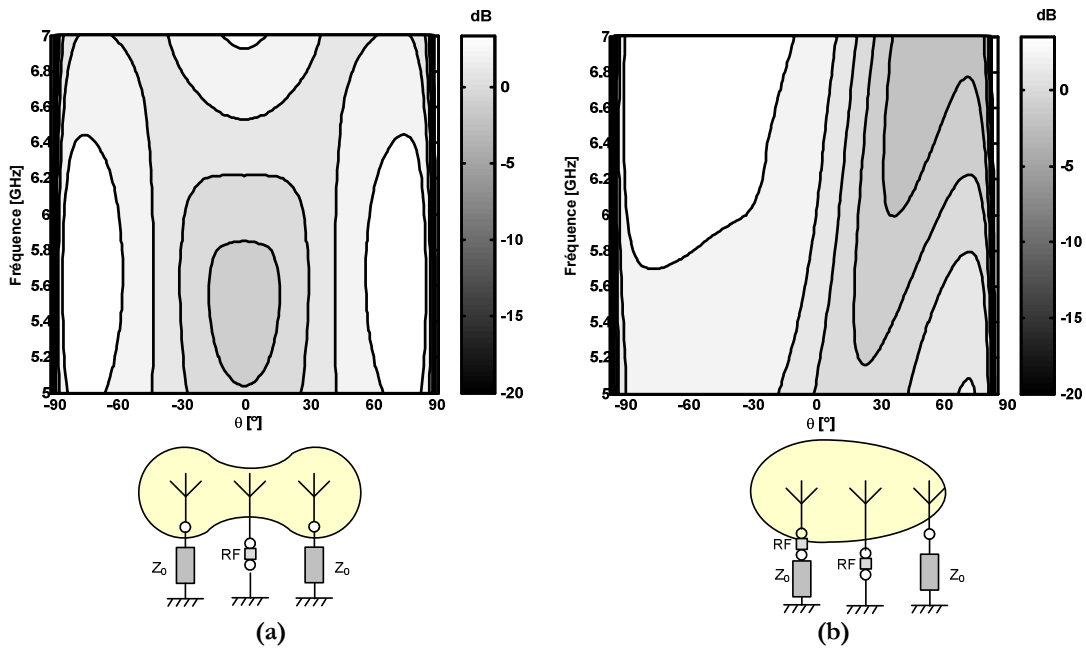


Figure 3-17. Comportement fréquentiel des diagrammes actifs élémentaires : élément central (a) et élément latéral (b).

3.3.4 Profil fréquentiel idéal de charge parasites

L'étude fréquentielle de la partie précédente a mis en évidence que les réseaux à éléments parasites sont des antennes faible bandes.

Cependant, il est possible de rendre le fonctionnement de ces antennes plus large bande en utilisant des profils de charges appropriées qui à chaque point de fréquence permettant de garantir à la fois l'adaptation et la formation de faisceau dans la direction choisie.

Les outils d'optimisation développés dans le cadre de cette étude permettent ainsi de calculer les charges optimales à chaque point de fréquence afin de générer des diagrammes particuliers.

Les charges sont réalisées à partir de lignes coplanaires ou microruban. Les charges optimales permettent de conserver le diagramme et l'adaptation sur une bande plus large. Elles peuvent être comparées à des charges réalisées par des composants discrets (capacité CMS par exemple) ou des lignes en court-circuit ou circuit ouvert.

La Figure 3-18 présente ces différents profils fréquentiels (idéaux ou réalisés par des stubs coplanaires ou des composants discrets) afin de générer un diagramme axial (figures de gauche) ou un diagramme vers l'horizon (figures de droite).

Nous pouvons observer une forte variation de ces diagrammes de rayonnement en fonction de la fréquence. Une ligne de transmission, en effet, ne permet pas de garantir un profil de charge optimal sur une bande de fréquence large.

En effet, en supposant que nous choisissons un stub en court-circuit ou en circuit ouvert pour réaliser à la fréquence de travail (ici 5.6 GHz) la valeur optimale. Il apparaît alors nécessairement des phénomènes de désadaptation ou de dépointage de part et d'autre de cette fréquence du fait de la forte dépendance fréquentielle des stubs.

Réaliser les profils de charge optimum sur une bande de fréquence plus large permettrait de garantir un fonctionnement de l'antenne sur cette bande. Mais cette réalisation est difficile.

Il serait également possible de faire appel à des antennes larges bandes (fentes à alimentation double, patchs superposés, antennes Vivaldi...) pour augmenter la bande passante du réseau complet.

Des simulations préliminaires ont été réalisées sur des réseaux de fentes à alimentation double. Ces fentes à alimentation double développées pour des applications UWB par Klemm en 2005 ([Klem05]) couvrent la bande 3-7 GHz. Les outils développés au cours de ce travail ont permis de déterminer des profils de charges permettant d'obtenir les diagrammes gauche et droit pour deux réseaux : l'un couvrant la bande de fréquence 5-6 GHz avec une distance inter-éléments de $0.5 \lambda_0$ et l'autre couvrant la bande 6-7 GHz avec une distance inter-éléments de $0.35 \lambda_0$. La difficulté est de réaliser en pratique le profil de charge adéquat permettant de couvrir ces bandes de fonctionnement larges.

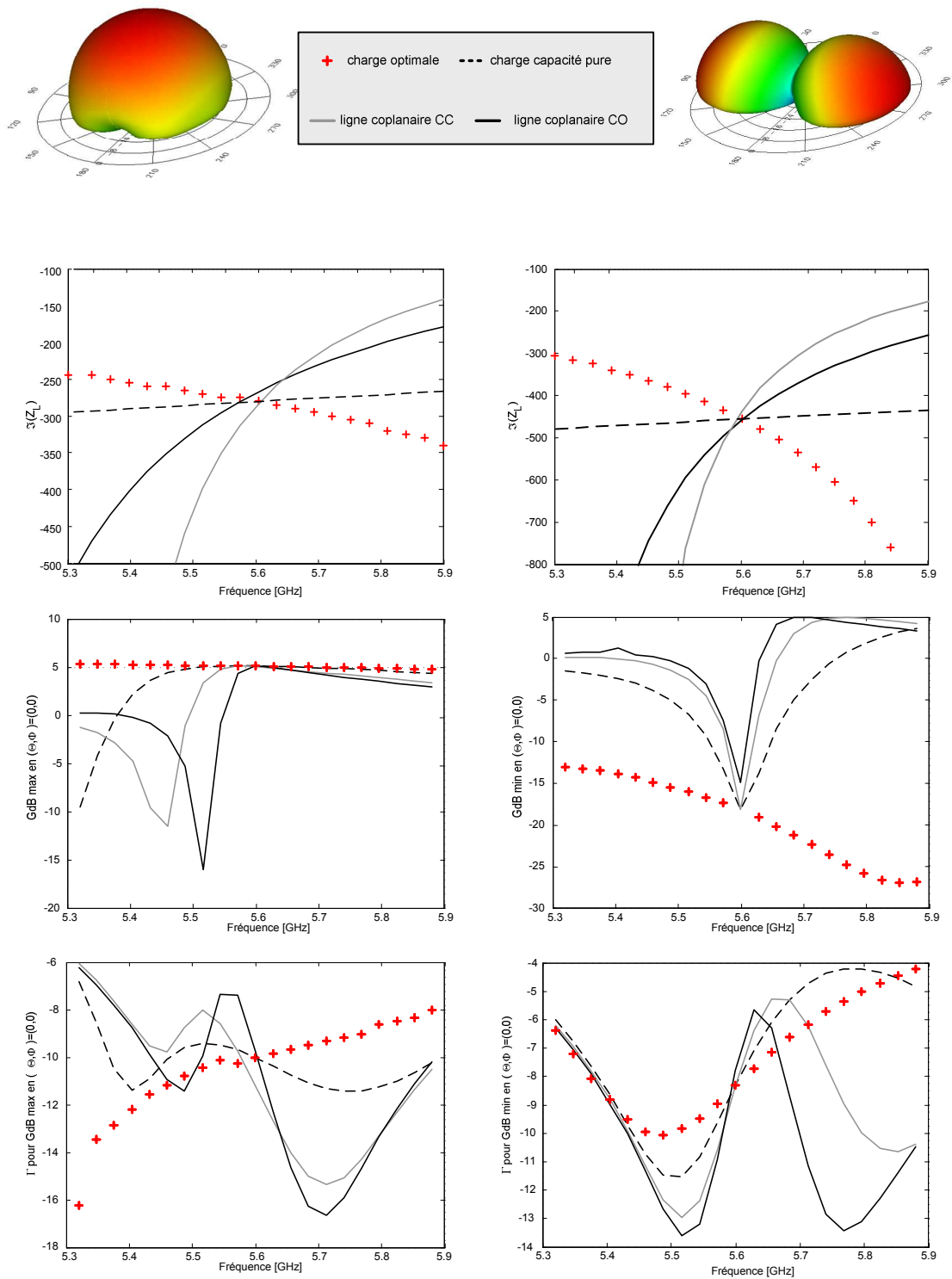


Figure 3-18. Comparaison entre les charges optimales et les charges obtenues par des composants localisés par un stub en court-circuit ou en circuit ouvert.

3.4 Réalisation et mesures

3.4.1 Premiers prototypes passifs

Les premiers réseaux réalisés dans le cadre de cette étude sont des réseaux d'antennes à éléments parasites à base de fentes rayonnantes sur un plan de masse de taille 2λ (à 5.8 GHz) sur un substrat FR4 ($h = 0.8\text{mm}$, $\epsilon_R = 4.6$, $\tan(\delta) = 0.018$).

L'alimentation coaxiale a été privilégiée. Le réseau d'antennes est optimisé à 5.8 GHz.

Les 3 fentes, c'est-à-dire la fente centrale et les deux fentes parasites mesurent 3.4 mm de large et 27.4 mm de long (Figure 3-19).

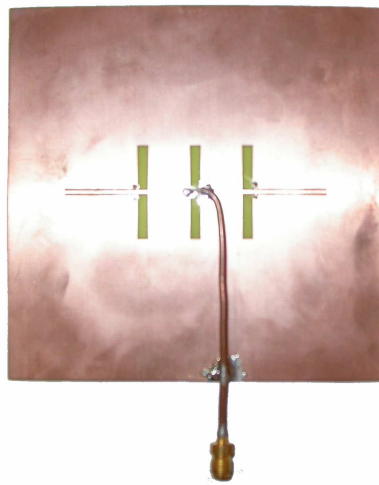


Figure 3-19. Prototype passif à alimentation coaxiale.

Les résultats de simulation et de mesure en chambre anéchoïde sont comparés (Figure 3-20). On observe des problèmes de désadaptation pour les diagrammes axial et vers l'horizon aux fréquences de 5.8 GHz. En modifiant les dimensions de la fente centrale, on joue essentiellement sur l'adaptation. Une plus grande largeur de bande d'adaptation peut être obtenue dans les différents états de charges si on élargit la fente.

La Figure 3-21 présente également l'évolution de l'adaptation en fonction de la fréquence et les diagrammes de rayonnement des configurations gauche et droite.

L'avantage des configurations gauche et droite est de conserver un niveau d'adaptation équivalent, car le réseau est suffisamment symétrique (symétrie des couplages et des diagrammes de rayonnement actifs élémentaires) et l'antenne centrale voit la même charge.

En revanche, les configurations de rayonnement axial et vers l'horizon entraînent forcément une charge différente vue de la fente centrale donc une certaine désadaptation pour un même réseau.

On peut ainsi relever des gains atteignant 7 ou 8 dB dans les directions principales des faisceaux. Rappelons qu'il n'y a pas de plan réflecteur. Ces valeurs peuvent donc paraître élevées pour des antennes rayonnant a priori dans tout l'espace. Ces valeurs élevées de

gain sont dues à la taille du plan de masse. Les bords de ce plan de masse participent au rayonnement, augmentant l'aire effective de l'antenne.

Nous avons simulé la fente centrale seule sur un plan de masse limité ou illimité. Les gains simulés sont alors de 5.5 dB et de 1.5 dB respectivement.

Pour un plan de masse infini, le diagramme de rayonnement est quasiment omnidirectionnel.

Avec un plan de masse fini, le diagramme de rayonnement présente un faisceau à 3 dB d'environ 60°. Le rôle des bords du plan de masse expliquant le gain élevé du réseau est confirmé par l'observation des courants sur le plan de masse.

Dans le cas d'un réseau parasite, nous avons également un effet réseau qui entre en jeu puisque les fentes latérales participent au rayonnement, ce qui permet au gain d'atteindre les valeurs de 6-8 dB observées.

Ces observations soulignent l'importance de prendre en compte tous les effets liés à la dimension du plan de masse et du substrat, et démontrent qu'une modélisation analytique d'un tel système est sinon vaine, du moins très difficile. Il faut remarquer que l'adaptation présente une bande d'adaptation intéressante mais la forme du diagramme de rayonnement ne peut être garantie que sur quelques pourcents de bande.

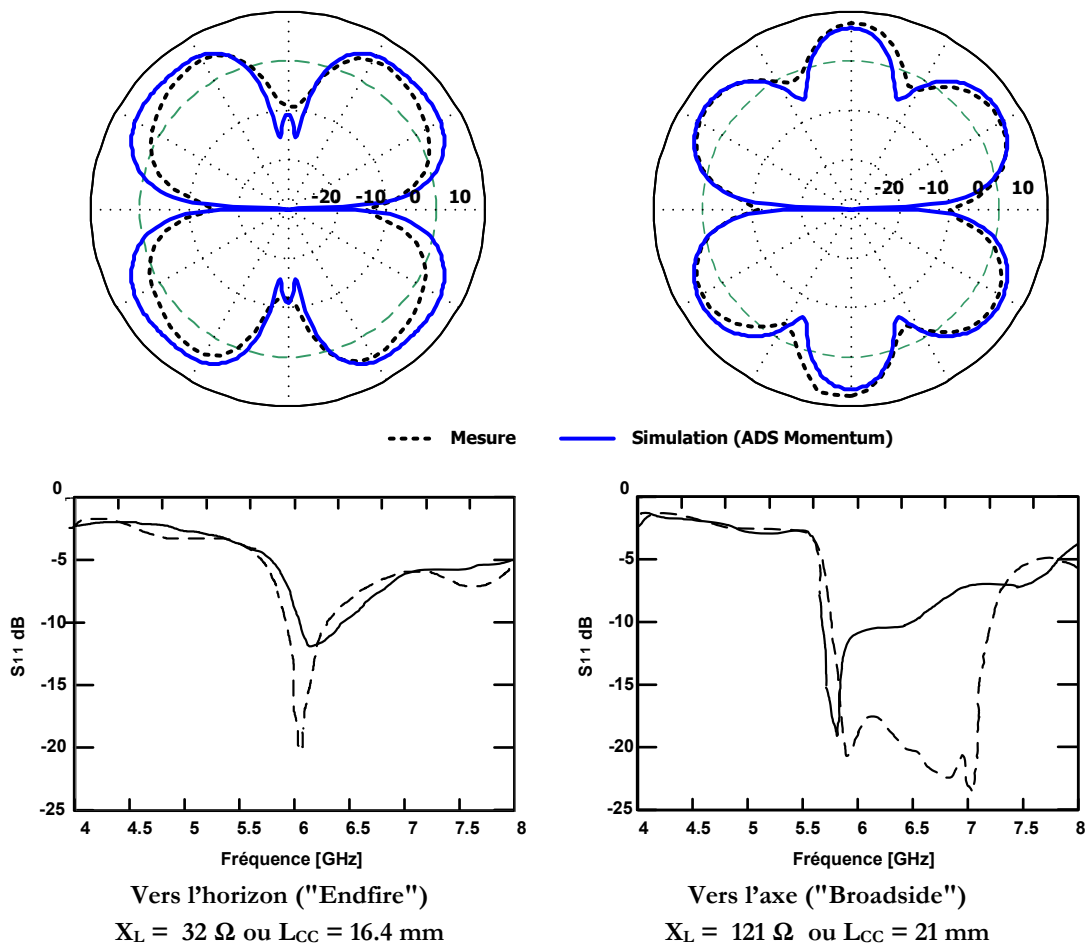


Figure 3-20. Coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement pour les configurations de charges donnant les diagrammes axial et vers l'horizon.

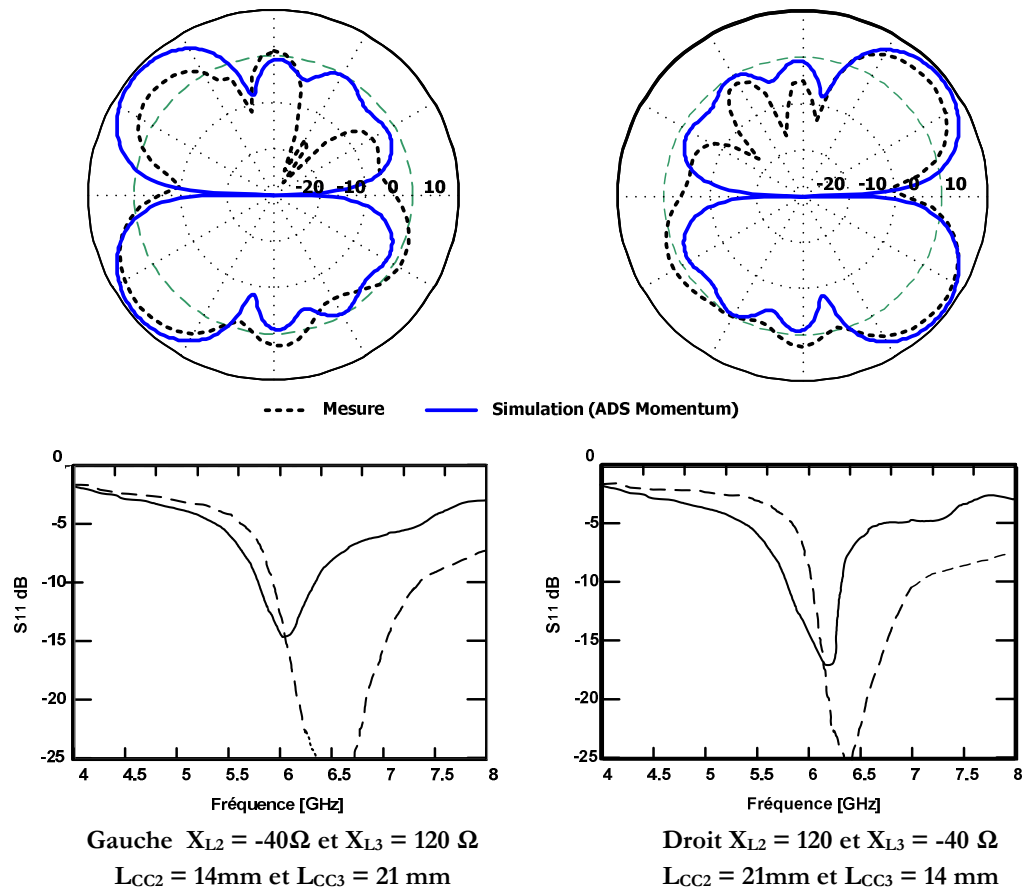


Figure 3-21. Coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement pour les configurations de charges donnant les diagrammes gauche et droit.

3.4.2 Limitation de la taille du plan de masse

Afin de réduire les dimensions de l'antenne, des études menées grâce aux outils d'optimisation ont permis de ramener le plan de masse à 5 cm. Le réseau d'antennes de la Figure 3-22 résonne à 5.6 GHz avec un plan de masse de 5 x 5 cm.

La fente centrale (5x29.8 mm) est alimentée par une sonde coaxiale. Les fentes parasites (2.4x30.4 mm) sont séparées de la fente centrale de 15 mm ($0.28\lambda_0$ à 5.6 GHz).

Les charges sont réalisées par des lignes coplanaires en court-circuit ou en circuit ouvert et de longueur réglée à l'aide de pastilles métalliques de façon à obtenir les charges désirées.

Sur ce prototype, nous avons choisi d'utiliser le bord de plan de masse pour réaliser le circuit ouvert de la plus longue charge.

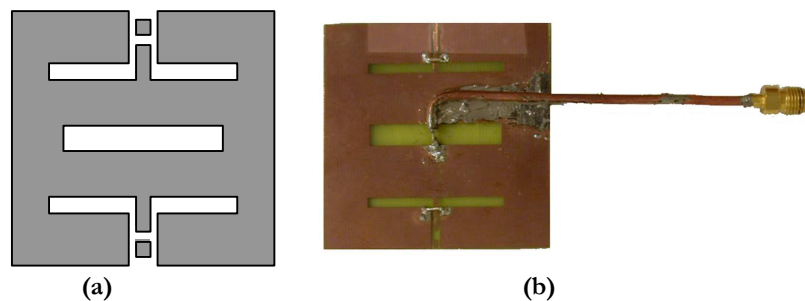


Figure 3-22. Réseau à plan de masse limité schéma (a) et photographie du prototype (b).

On observe sur la Figure 3-23 un accord correct entre simulations et mesures, les principaux écarts peuvent être attribués à l'influence du câble coaxial.

L'adaptation est garantie dans les deux cas gauche et droit (inférieure à -15dB) mais l'adaptation en configuration axial et vers l'horizon est mauvaise (-9dB et -4dB respectivement). Il faudrait donc mettre en œuvre un circuit d'adaptation pour garantir l'adaptation dans tous les états.

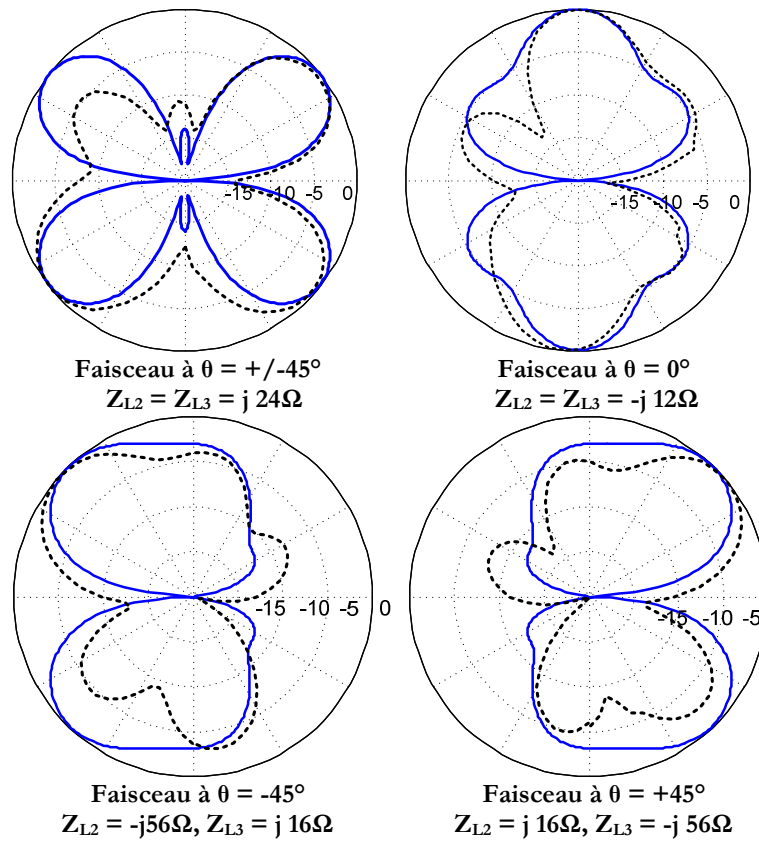


Figure 3-23. Réseau à plan de masse limité : diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés pour différentes configurations.

3.5 Réseau d'antennes patches

Les antennes patches sont des antennes très couramment utilisées [Stutz98], [Bal97]. Ces antennes planaires sont relativement faciles à concevoir et à réaliser avec des formes géométriques très diverses et présentent une souplesse d'utilisation en termes de modes excités ou de type de polarisation.

Elles présentent également un intérêt pour les applications dans lesquelles on souhaite un rayonnement limité au demi-espace. Il paraît donc intéressant d'étendre l'approche précédente à ce type d'antenne.

3.5.1 Disposition des éléments en plan E et plan H

Deux configurations de couplage, en plan E et en plan H, peuvent être utilisées pour la réalisation de réseaux à base d'antennes patches. Le plan E ou plan électrique est donné par l'orientation du courant électrique sur le patch.

Le réseau présenté sur la Figure 3-24a est donc une disposition en couplage plan E alors que le réseau présenté sur la Figure 3-24b est un réseau couplé en plan H.

L'espace entre les patches noté d sur la Figure 3-24 doit être suffisamment petit pour obtenir un coefficient de couplage supérieur à -15dB .

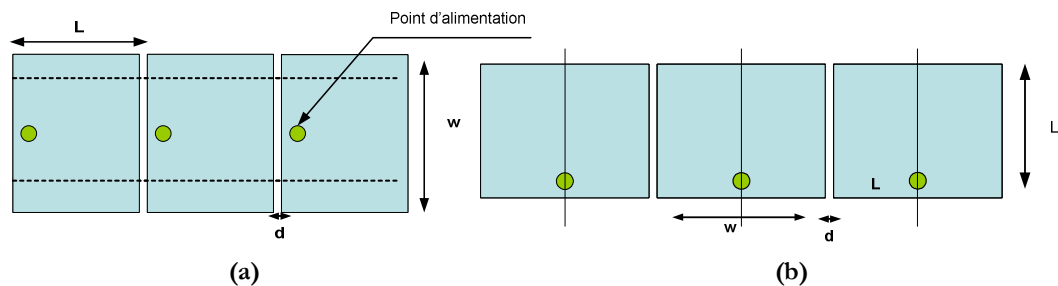


Figure 3-24. Antennes patches couplées en plan E (a) et en plan H (b).

Dans le cas du couplage plan E présenté sur la Figure 3-24a, il est possible de jouer sur la largeur w des patches pour modifier l'amplitude et la phase des couplages.

Par ailleurs, la longueur L des patches est fixée pour que les patches puissent résonner à la bonne fréquence. Ceci impose une certaine distance entre les ports des patches ce qui joue donc directement sur le facteur de réseau.

Ces paramètres altèrent également l'impédance d'entrée, les diagrammes de rayonnement actifs élémentaires et la fréquence de résonance des patches.

Comme par ailleurs leur largeur détermine leur impédance propre et peut affecter le couplage, le réglage du paramètre d se fait sur une dynamique très limitée.

Dans le cas du couplage en plan H présenté sur la Figure 3-24b, le facteur de réseau peut être modifié afin d'optimiser des diagrammes de rayonnement. Le couplage est réglé par d et dans une moindre mesure par L et w .

Il faut signaler que ces réglages influencent également l'impédance d'entrée, les diagrammes de rayonnement actifs élémentaires et la fréquence de résonance des patches. Nous privilégions dans cette étude ce type de configuration.

La Figure 3-25 présente les notations utilisées pour les dimensions d'un réseau de patches à éléments parasites (couplage en plan H) alimenté par ligne microruban.

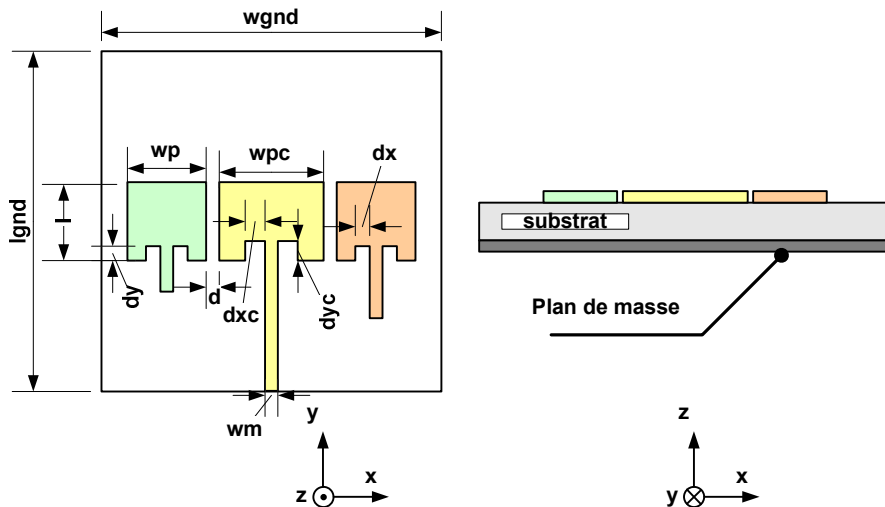


Figure 3-25. Cellule reconfigurable à base de patches couplés en plan H.

3.5.2 Effet de l'espace d

Un des paramètres d'optimisation important est la distance d entre les patches. Il influence les couplages et les diagrammes actifs élémentaires du réseau. Avec des techniques de gravure classiques, il est difficile de garantir la régularité de l'espace d entre les patches pour des valeurs inférieures à 0.1 mm.

La Figure 3-26 présente sur la gauche les diagrammes actifs élémentaires et les paramètres S (en amplitude et en phase) en fonction du paramètre d . Le réseau en plan H présenté ici est simulé sur substrat FR4 d'épaisseur $h=0.8$ mm avec des patches de dimensions $w_p = w_{p_c} = 1 = 14.3 \times 14.3$ mm. L'alimentation est réalisée par ligne microruban avec un décalage de $d_x = d_{x_c} = d_y = d_{y_c} = 2$ mm par rapport au bord de patch.

La Figure 3-26 présente également sur la droite les diagrammes optimisés par les méthodes présentées dans la partie 3.2 afin de créer une réjection dans les directions $\theta = [0^\circ \ 30^\circ \ 60^\circ]$. Les réjections sont plus nettement formées pour un espace d de $0.3 \lambda_0$.

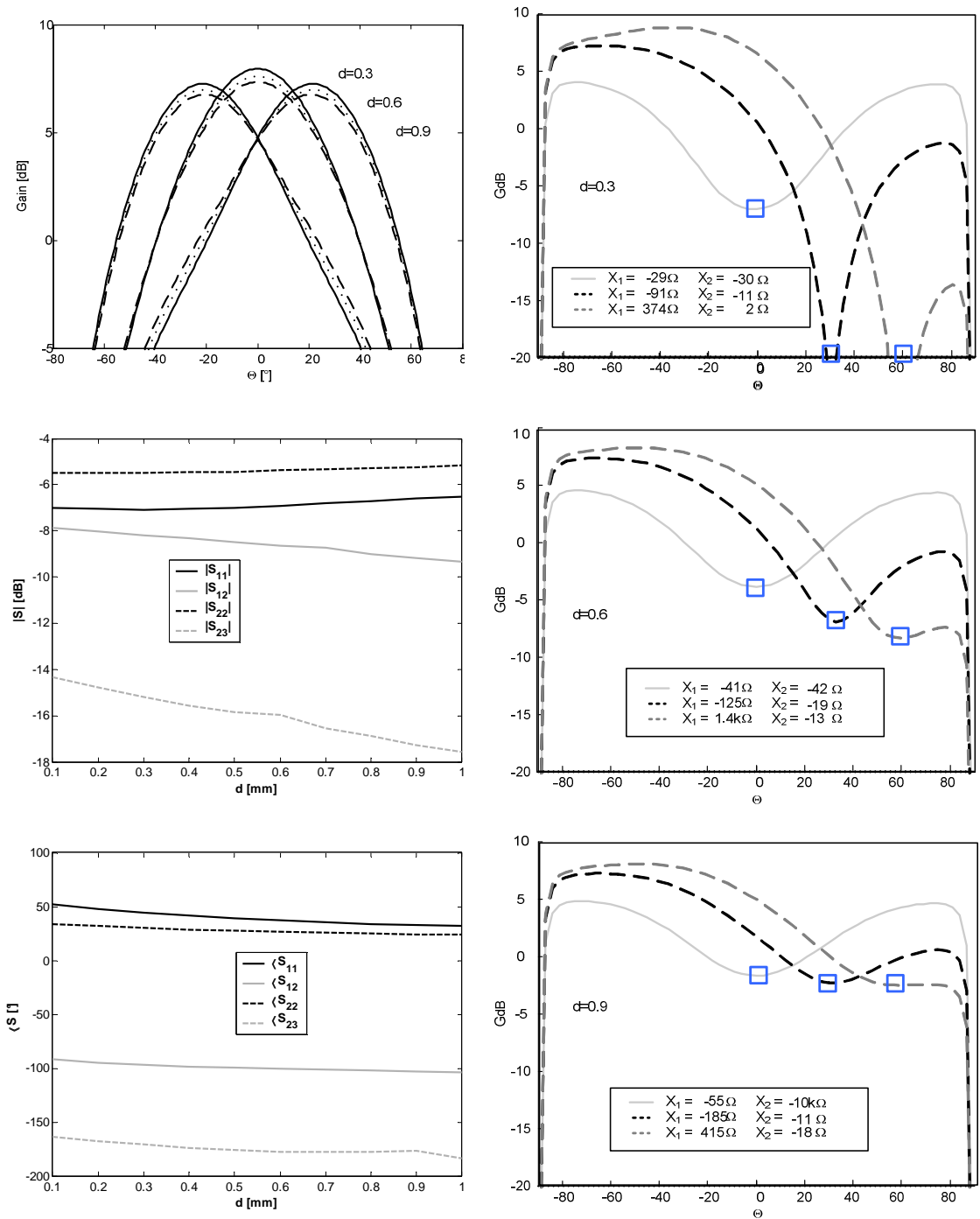


Figure 3-26. Diagrammes actifs élémentaires et paramètres S du réseau à base de patches pour des distances interpatches 0.3-0.6-0.9 et diagrammes de rayonnement et valeurs de charges optimisés pour obtenir une réjection dans les directions $\theta=[0^\circ 30^\circ 60^\circ]$.

3.5.3 Effet de la taille du plan de masse

La finitude du plan de masse crée un rayonnement arrière d'autant plus important que le plan de masse est limité. La Figure 3-27 présente les diagrammes optimisés d'un réseau de 3 patches en plan infini (en plan H), et en plan fini de taille λ ou 2λ .

Les paramètres S et les diagrammes de rayonnement actifs élémentaires sont très affectés par la taille du plan de masse. Il est donc nécessaire de le prendre en compte dans la simulation.

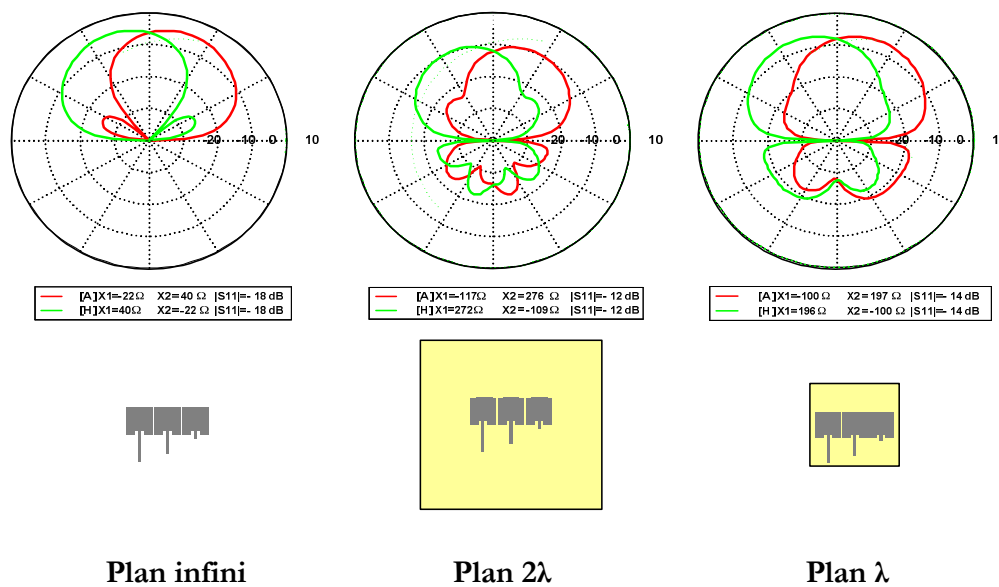


Figure 3-27. Limitation du plan de masse et effet sur les diagrammes optimisés et l'adaptation.

3.5.4 Réalisation et mesures

Le Tableau 3-2 rassemble les dimensions exprimées en mm du réseau non chargé conformément à la convention de la Figure 3-25. Le plan de masse mesure 60x60 mm soit λ à la fréquence 5 GHz.

l	w	wc	d	dx	dy	dxc	dyc	wgnd	lgnd
14.7	15.4	14.7	0.3	2	3	2	3	60	60

Tableau 3-2. Dimensions en mm du réseau à base de patches.

Les diagrammes polaires de la Figure 3-28ab sont obtenus grâce aux outils numériques d'optimisation, pour $\theta = 42^\circ$ et 9° respectivement.

La valeur +/- 6° signifie que la moyenne des champs dans les directions 36° 42° 48° est considérée pour mener l'optimisation : il s'agit d'une précaution pour mener une optimisation plus juste et éviter un scénario de charge qui crée seulement un creux de rayonnement dans l'angle opposé.

Ces critères d'optimisation entraînent deux scénarii de charges différentes. L'angle θ_{FB} est l'angle de Front-to-Back-Ratio soit $(\theta_1, \theta_2) = (+\theta_{FB}, -\theta_{FB})$ puis $(\theta_1, \theta_2) = (-\theta_{FB}, +\theta_{FB})$ tel qu'il est décrit dans l'expression (3.6) (partie 3.2.3 page 96)

- Le scénario n°1 de charges ($\theta_{FB} = 42^\circ$. $[X_{L1}, X_{L2}] = [\infty, 65] \Omega$) assure une formation de lobe vers un angle élevé mais fait apparaître un lobe arrière important. Ces valeurs de charges sont réalisées par un circuit ouvert (on ne rajoute pas de ligne de charge sur le modèle) et une ligne microruban de 3.1 mm.
- Le scénario n°2 de charges ($\theta_{FB} = 9^\circ$. $[X_{L1}, X_{L2}] = [100, -15] \Omega$) ramène l'angle du faisceau vers l'axe mais au profit d'une minimisation plus importante du lobe arrière et d'une meilleure adaptation.

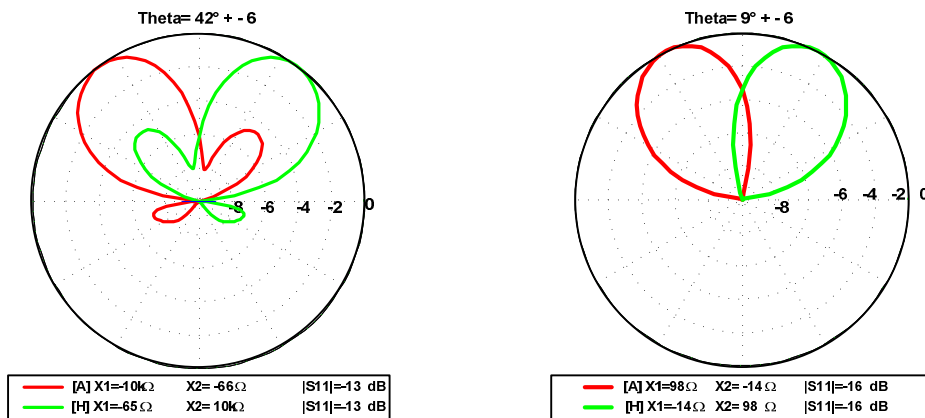


Figure 3-28. Diagrammes optimisés pour $\theta_{FB} = 42^\circ$ et $\theta_{FB} = 9^\circ$.

Ces valeurs de charges sont réalisées par une ligne microruban de 6.9 mm (-15 Ω) et une autre de 13.6 mm (100 Ω).

Les antennes des scénarii de charge 1 et 2 sont présentées sur la Figure 3-29a et l'adaptation simulée sur la Figure 3-29b.

La Figure 3-30 compare les résultats de simulation et de mesures (adaptation et rayonnement). Le coefficient de réflexion du scénario de charge n°1 est centré sur la fréquence $f_1 = 5.05$ GHz et présente une bande passante de $BP1 = 150$ MHz. Le coefficient de réflexion de scénario de charge n°2 est centré sur $f_2 = 5$ GHz avec une largeur de bande $\delta f = 200$ MHz.

Une meilleure correspondance entre diagrammes simulés et mesurés peut être observée pour le scénario de charge n°2.

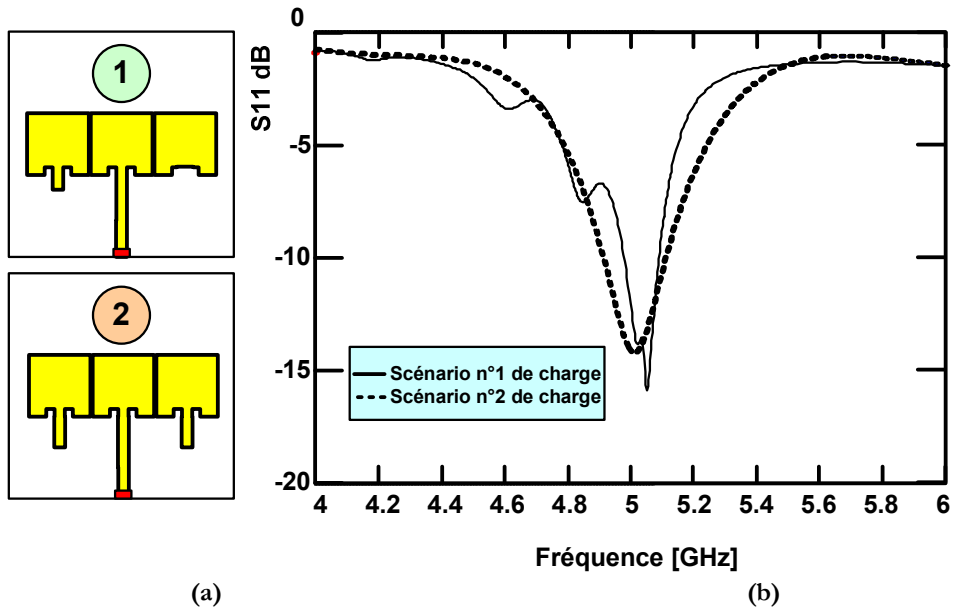


Figure 3-29. Layout (a) et coefficient de réflexion simulé (b) des réseaux chargés pour les scénarii de charges 1 et 2.

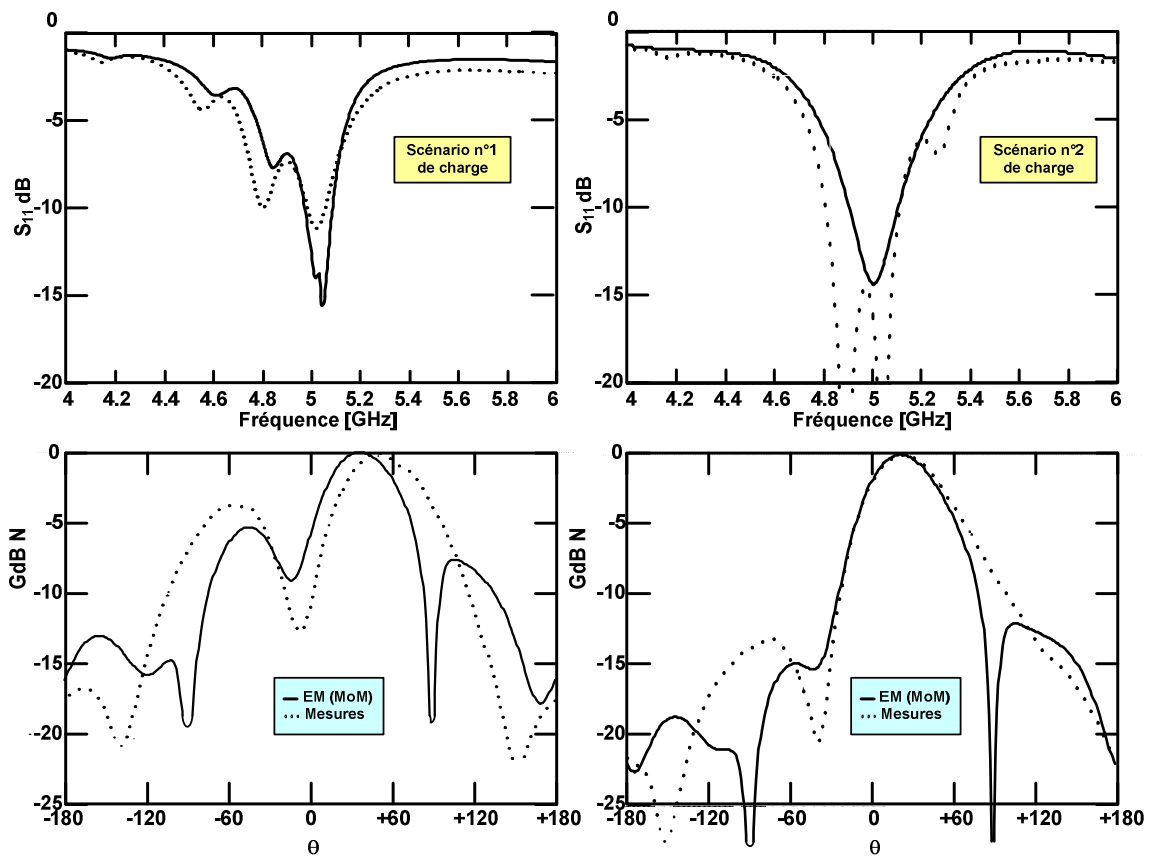


Figure 3-30. Mesures de l'adaptation et des diagrammes pour les scénarii de charge 1 et 2.

Conclusion

Nous avons abordé dans ce chapitre le développement d'une antenne constituée d'un élément actif et d'éléments parasites générant une diversité de diagrammes. Dans un premier temps, des fentes rayonnantes ont été employées.

Les outils de modélisation présentés dans le chapitre 2 ont été utilisés avec quelques précautions en particulier dans la définition des ports.

Nous avons également présenté des techniques d'optimisation s'appuyant sur les modèles analytiques. Il convient de souligner que des interfaces permettent désormais d'optimiser les valeurs des charges des réseaux afin de répondre à des critères sur le diagramme de rayonnement ou l'adaptation.

D'une manière plus générale, des fonctions de coût peuvent être définies pour l'optimisation. Ces fonctions dépendent par exemple du niveau de gain dans des directions choisies et d'un niveau minimum pour le coefficient de réflexion.

Des études paramétriques ont été menées pour appréhender le comportement des réseaux lorsque l'on modifie les dimensions des antennes ou leur agencement. Nous avons par ailleurs constaté qu'il était difficile de réaliser un profil fréquentiel optimal de charge afin de garantir le fonctionnement du réseau à éléments parasites sur une large bande de fréquence.

Du fait du comportement fréquentiel des stubs coplanaires ou microrubans ; le réseau à éléments parasites chargés par ces stubs se comporte plutôt comme un système faible bande.

Plusieurs prototypes de réseaux parasites à base de fentes rayonnantes sur un plan de masse limité ont été réalisés et mesurés. Les résultats de mesures de ces prototypes ont permis de valider l'approche adoptée dans cette étude. Celle-ci a été renforcée par l'extension de ce principe à d'autres types d'éléments rayonnants utilisant la même technologie planaire : les antennes patches.

Les antennes planaires en général se prêtent bien à une industrialisation ce qui permettrait à terme de transposer les réseaux d'antennes à éléments parasites.

Par ailleurs cette réalisation est compatible, aux hautes fréquences, avec des techniques de gravures, ce qui les prédispose naturellement à une intégration conjointe avec des composants microélectroniques ou MEMS.

La suite de l'étude est à présent d'intégrer des composants MEMS RF dans ces structures.

Chapitre 4

Reconfiguration de diagrammes à base de microsystemes RF

Introduction

Les outils et les techniques d'optimisation présentés dans les chapitres précédents ont permis de concevoir avec succès des réseaux d'antennes à élément parasites mettant en œuvre des fentes rayonnantes ou des patches.

Ce chapitre présente le développement et la réalisation d'un prototype d'antenne à base de MEMS RF permettant la reconfiguration de diagramme.

L'intégration des MEMS RF assurant la commutation de faisceaux nécessite de développer un modèle électrique équivalent. Il faut également répondre aux problématiques de conception du circuit de polarisation et de son influence sur le mode de fonctionnement du réseau d'antennes.

Les résultats de réalisation et mesures valident la méthode de conception originale intégrant les modèles de MEMS RF.

Principe	126
Optimisation du réseau d'antennes	127
Intégration des MEMS RF dans le système	132
Caractérisation du prototype	137

4.1 Principe

Les réseaux parasites, comme les réseaux classiques Yagi-Uda, sont conçus en optimisant la longueur de chaque élément et l'espacement entre les différents éléments. Afin de contrôler électroniquement le diagramme de rayonnement, plusieurs solutions peuvent être développées :

- Modifier l'espacement entre les éléments parasites.
- Contrôler la longueur des éléments parasites [Zhang04] [Mori04].
- Charger les éléments parasites par des impédances complexes.

Dans la perspective de conception d'une antenne reconfigurable, il faut noter qu'il est difficile en pratique de régler l'espacement entre les différents éléments. En effet les actionneurs mécaniques ont généralement une dynamique limitée en regard des déplacements nécessaires pour la bande de fréquence 1-10 GHz.

Les autres approches consistent à contrôler la fréquence de résonance des éléments parasites. La deuxième approche consiste par exemple, dans le cas d'éléments rayonnants de type fente, à court-circuiter les fentes parasites par des MEMS ou des diodes PIN de manière à les rendre plus capacitives. Cette technique est similaire à la reconfiguration de fréquence d'une antenne présentée dans le chapitre 1.

La troisième approche est l'objet de cette étude (Figure 4-1). Au lieu de placer les commutateurs au sein de l'élément rayonnant, nous avons choisi de positionner les MEMS sur des charges coplanaires ou microrubans à l'extérieur des éléments rayonnants. Ils ont donc une influence minimale sur les diagrammes de rayonnement.

Notre prototype intègre ainsi des fentes rayonnantes connectées à des charges commutables par MEMS RF. La commutation de diagramme est réalisée par des commutateurs MEMS électrostatiques.

Comme cela a été expliqué au chapitre 2, seules des charges purement réactives ont été considérées car la partie résistive de la charge entraîne des diagrammes de rayonnement moins directifs et une diminution de l'efficacité de rayonnement du réseau d'antenne.

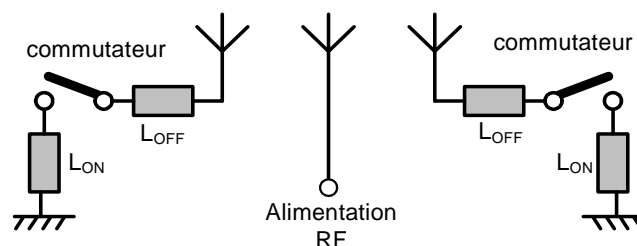


Figure 4-1. Réseau à éléments parasites à charges commutées.

4.2 Optimisation du réseau d'antennes

4.2.1 Approche

Deux réseaux d'antennes ont été réalisés pour décorrélérer les problèmes liés d'une part, à la réalisation du réseau d'antenne sur le substrat choisi et aux moyens de réalisation, et d'autre part à la modélisation et à l'intégration des MEMS.

La Figure 4-2a présente le réseau sans charge simulé sous ADS ou CST Microwave Studio. Les trois ports sont représentés et les différents diagrammes actifs élémentaires et les paramètres S sont importés aux différentes fréquences étudiées.

On utilise ensuite la technique décrite dans la partie 3.1.2 (page 89) afin de former le réseau complet avec les charges (Figure 4-2b).

En particulier, on ajoute une longueur de part et d'autre de la fente compensant le conducteur central de la ligne coplanaire de même largeur que le stub coplanaire.

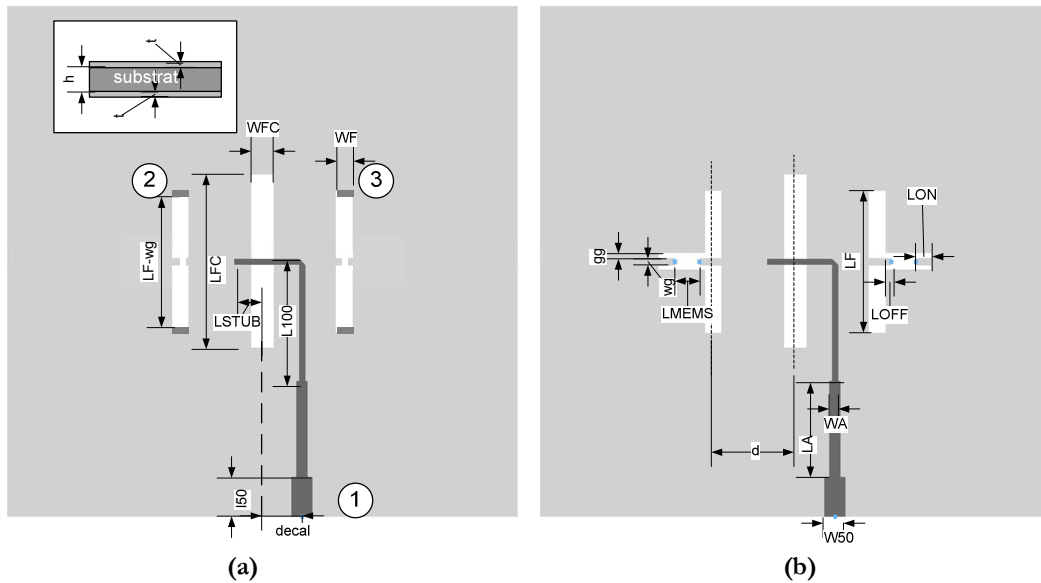


Figure 4-2. Réseau à éléments parasites simulé sans charges (a) et réseau complet avec les charges coplaires passives ou à base de MEMS (b).

Un prototype passif (Figure 4-3a) a donc été réalisé en parallèle d'un deuxième prototype utilisant les commutateurs MEMS RF (Figure 4-3b).

Le substrat employé est le Diclad 527 (ARLON : $\epsilon_R = 2.5$, $\tan(\delta) = 0.0022$), qui est un substrat faible perte particulièrement bien adapté à la réalisation d'antennes.

Il faut remarquer que les fentes parasites sont ici conçues plus courtes que la fente active. En effet, leur longueur a été choisie afin que les valeurs de charges appropriées puissent être réalisées avec les commutateurs.

Il est par exemple impossible de réaliser un circuit ouvert parfait, car cela signifierait un stub de longueur nulle ($L_{OFF} = 0$) ce qui n'est pas réalisable en raison des dimensions physiques du commutateur et de l'effet des fils de connexion.

Par ailleurs, nous souhaitons éviter d'avoir des stubs de longueur proche ou supérieure à $\lambda_g/2$ en raison de la taille du circuit et du rayonnement parasite généré par un stub trop long.

Ainsi, la longueur des fentes parasites a été choisie afin de pouvoir effectivement réaliser des lignes de longueur donnée (L_{ON} et L_{OFF}) qui ne soient ni trop longues ni trop courtes.

Pour le prototype passif de la Figure 4-3a, les commutateurs ont été remplacés par une connexion métallique directe.

Les antennes (fentes rayonnantes) ainsi que les valeurs de charges parasites sont dimensionnées grâce aux outils d'optimisation présentés dans le chapitre 2.

Cependant, les dimensions des lignes coplanaires de charges sont différentes de celles du prototype du chapitre 3 car l'approche qui consiste à modéliser un MEMS par une bande métallique est trop imprécise. Les dimensions du réseau d'antennes sont rassemblées dans le Tableau 4-1.

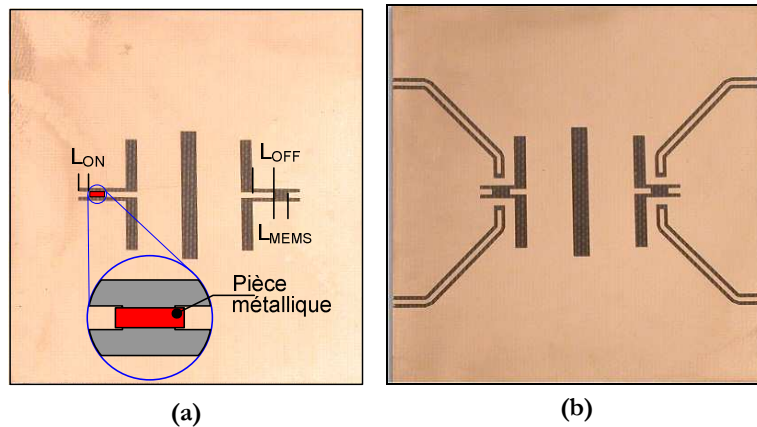


Figure 4-3. Réseau à charges passives (a) et à charges commutées par MEMS RF (b). Les dimensions du plan de masse sont 50 x 50 mm.

gg	0.5	wg	0.7	t	0.03
L_F	14.7	L_{FC}	17	W_{50}	2.09
W_F	1.6	W_{FC}	2.2	W_A	1.16
L_{STUB}	2.8	d	8	W_{100}	0.55
L_{50}	4	L_A	9.4	L_{100}	11.6
DECAL	13.2	L_{OFF}	3	L_{ON}	1.6
W_{GND}	50	h	0.76	L_{MEMS}	2

Tableau 4-1. Dimensions du réseau en mm.

4.2.2 Optimisation

L'antenne est essentiellement symétrique à l'exception de l'alimentation de la fente centrale. La matrice S est également symétrique et les diagrammes actifs élémentaires des antennes 2 et 3 sont les symétriques l'un de l'autre par rapport à l'axe.

Les deux prototypes (passif et commandé par MEMS RF) ont des scénarii de charges similaires. Dans les deux cas, une fente parasite est chargée par un stub en circuit ouvert (commutateur à l'état OFF, longueur de ligne L_{OFF}) alors que l'autre fente parasite est chargée par un stub en court-circuit (commutateur à l'état ON, longueur de ligne $L_{OFF}+L_{ON}$).

L'antenne ainsi conçue génère des faisceaux dans les directions $\pm 25^\circ$. Dans les deux cas, le scénario de charge adéquat est obtenu en maintenant, un commutateur à l'état OFF alors que l'autre commutateur est maintenu à l'état ON ou vice-et-versa.

Nous avons ainsi choisi de privilégier les diagrammes gauche et droit : commutateurs à l'état ON-OFF ou OFF-ON. En effet, par symétrie, il est plus facile de garantir l'adaptation en commutation, car globalement le port RF est chargé de la même manière, ce qui n'est pas le cas lorsqu'on cherche à obtenir les diagrammes axiaux et vers l'horizon.

Le critère d'optimisation consiste à maximiser ou minimiser, dans le plan $\varphi = 0^\circ$, le rapport des gains dans les directions $\theta = +45^\circ$ et $\theta = -45^\circ$. Notons que cette définition ne permet pas nécessairement d'obtenir un faisceau dont le maximum est dans la direction $\theta = +45^\circ$ par exemple. La direction du faisceau obtenue avec cette démarche est plutôt 25° .

La Figure 4-4a présente une carte d'optimisation calculée à 5.6 GHz montrant le gain du diagramme de rayonnement dans la direction $\theta = 45^\circ$ en fonction des deux réactances de charge $[X_{L2}, X_{L3}]$. Un abaque similaire est tracé pour optimiser le coefficient de réflexion (Figure 4-4b). Les diagrammes actifs élémentaires et les paramètres de dispersion $[S]$ sont obtenus à partir de simulations 3D prenant en compte le plan de masse fini (50 x 50 mm) pour une modélisation précise.

Un gain intrinsèque maximum $G_i = 6$ dB est obtenu pour $[X_{L2}, X_{L3}] = [-j235, -j150]$, avec une faible influence de X_{L3} .

La croix représente la charge pour un gain intrinsèque maximum alors que le cercle permet de choisir la charge pour le meilleur compromis entre un gain suffisamment élevé et une bonne adaptation.

On constate ainsi que les valeurs $[X_{L2}, X_{L3}]$ correspondant au gain maximum donnent une mauvaise adaptation. Un compromis entre le gain et l'adaptation est obtenu avec $[X_{L2}, X_{L3}] = [-j209, j176]$ correspondant à $G_i = 4.79$ dB et $\Gamma = -15$ dB. Un gain total de $G = 4.65$ dB est ainsi obtenu.

Il est important de noter que les réseaux parasites sont des structures très sensibles comme le montre la Figure 4-4.

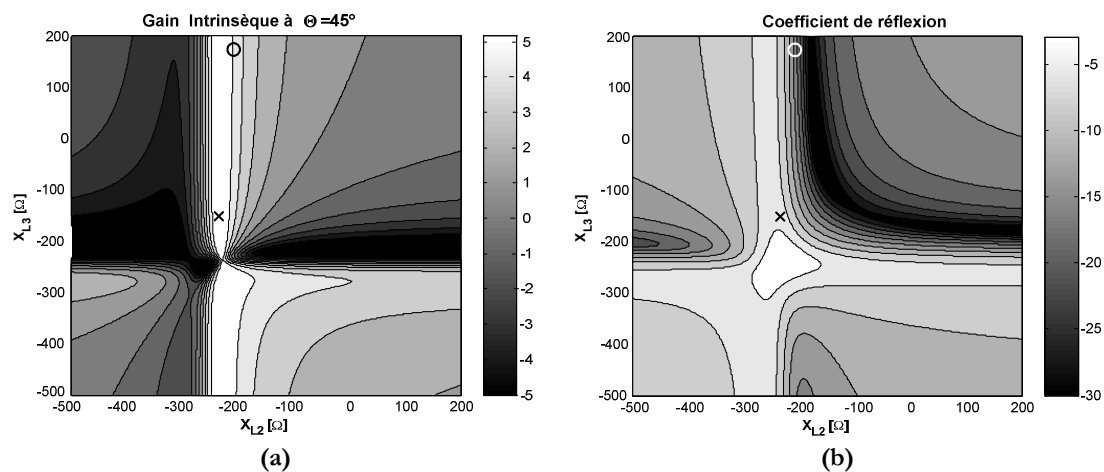


Figure 4-4. Optimisation de la valeur du couple de charges réactives $[X_{L2}, X_{L3}]$ à 5.6 GHz en terme de gain intrinsèque à $\theta = 45^\circ$ (a) et de coefficient de réflexion (b).

La Figure 4-5 présente les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés du réseau passif à 5.2 GHz et 5.6 GHz.

Le diagramme de rayonnement résultant présente un maximum dans les directions $\theta = +/-25^\circ$. Puisque les fentes rayonnent de part et d'autre du plan de masse, un deuxième faisceau est obtenu à $\theta = +/-155^\circ$.

En permutant les charges, c'est à dire avec $[X_{L2}, X_{L3}] = [j176, -j209]$, un diagramme de rayonnement similaire est généré avec des faisceaux vers $\theta = -25^\circ$ et $\theta = -155^\circ$.

Le gain maximum dans la direction $\theta = +25^\circ$ atteint 5.7 dB en simulation et 5.4 dB en mesure à 5.6 GHz (Figure 4-5b).

La Figure 4-6 présente le coefficient de réflexion simulé et mesuré du prototype passif.

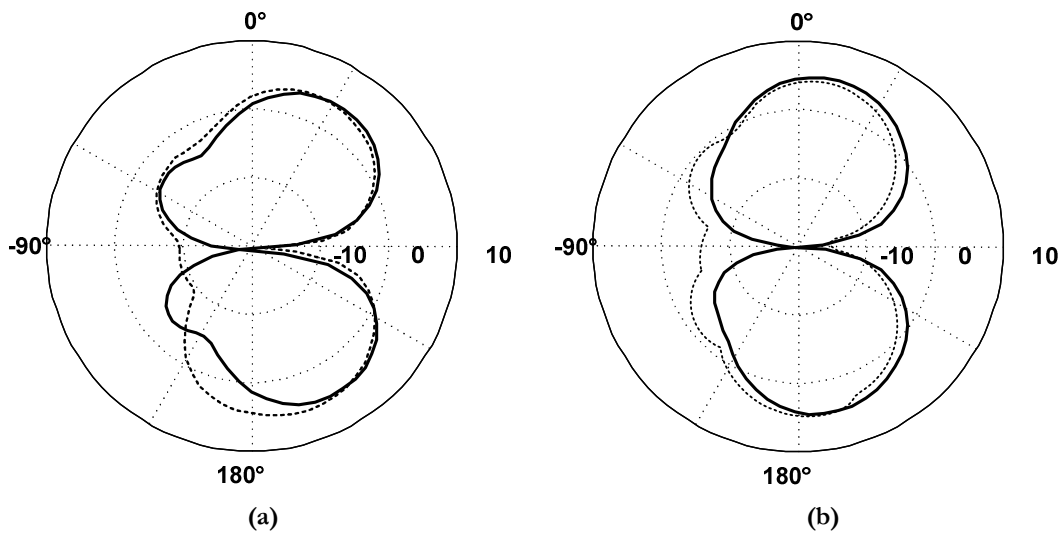


Figure 4-5. Diagrammes de rayonnement optimisés en simulation (traits continus) et mesurés en chambre anéchoïde (pointillés) du réseau passif à 5.2 GHz (a) et 5.6 GHz (b).

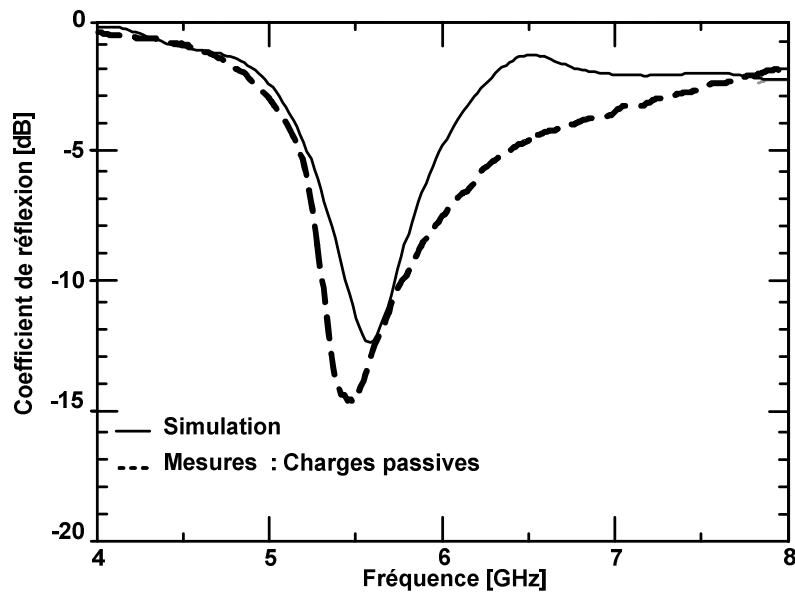


Figure 4-6. Coefficient de réflexion simulé et mesuré du prototype passif dans l'état OFF-ON.

4.3 Intégration des MEMS RF dans le système

Le comportement, forcément non idéal, des commutateurs doit être pris en compte dans la conception de l'antenne. L'approche utilisée dans [Weed99] qui consiste à simuler le comportement des commutateurs par des morceaux métalliques en court-circuit ou en circuit ouvert n'est pas satisfaisante dans notre cas. Un modèle électrique du composant MEMS a donc été mis en œuvre pour développer le prototype.

L'intégration de ces commutateurs pose en pratique le problème de la réalisation des circuits de polarisation et du report hybride des MEMS (collage, wire bonding).

4.3.1 Modélisation des MEMS

Les composants employés sont des commutateurs MEMS série à contact ohmique développés par le CEA-LETI et similaires aux composants présentés dans [Mer04] (Figure 4-7a). Ces commutateurs sont packagés et ont de très bonnes performances RF mesurées avec moins de 0.1-0.3 dB de pertes d'insertion et plus de 20 dB d'isolation du continu jusqu'à des fréquences supérieures à 30 GHz pour le composant packagé.

Le commutateur est composé d'une membrane diélectrique supportant un contact en or et suspendu au-dessus d'une ligne coplanaire (Figure 4-7). L'actionnement est électrostatique et nécessite une tension de l'ordre de 20 V.

Un modèle simple du composant peut être obtenu en utilisant des éléments discrets et des sections de lignes de transmission (Figure 4-7c).

Le modèle du composant est construit en considérant que le composant est divisé en quatre sections (Figure 4-7b) :

- La première est une ligne d'accès coplanaire, caractérisée par une impédance $Z_0 = 50 \Omega$.
- La deuxième section est une ligne coplanaire traversant le cordon de scellement et d'impédance $Z_0 = 36 \Omega$.
- La troisième section est une ligne coplanaire profilée (taper).
- Enfin la quatrième section est la section centrale qui est composée de la membrane et du plot métallique, et qui peut être modélisée soit par une capacité discrète C_{OFF} dans l'état OFF ou par une résistance R_{ON} dans l'état ON.

Ce modèle a été ajusté aux mesures de paramètres S afin d'extraire la résistance de contact dans l'état ON ($R_{ON} = 2 \Omega$) et la capacité dans l'état OFF ($C_{OFF} = 5 \text{ fF}$).

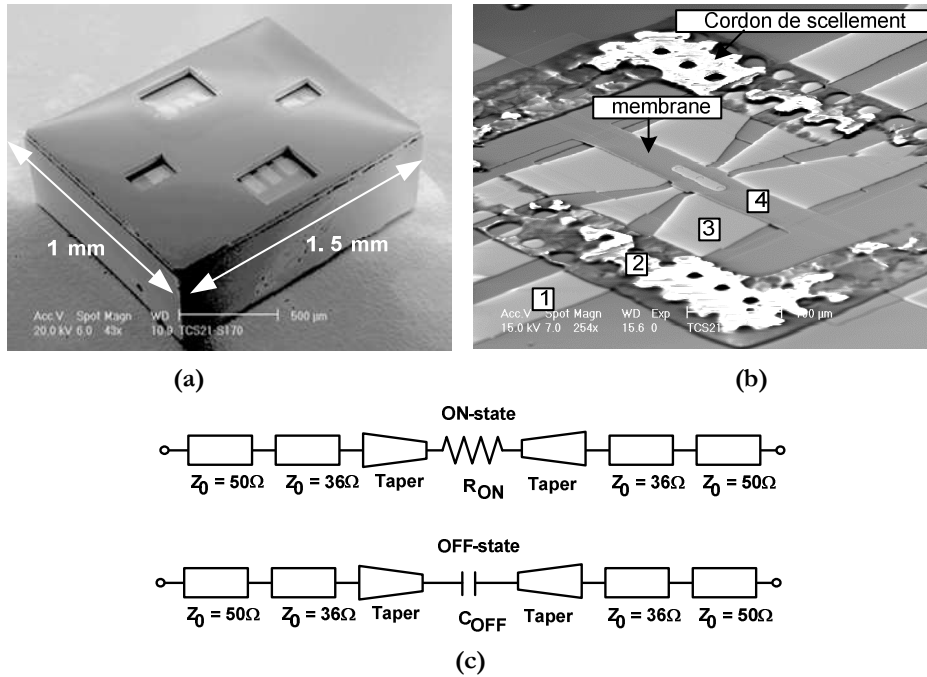


Figure 4-7. Photographie du commutateur MEMS packagé (dimensions : 1 x 1.5 mm) (a), vue du composant non packagé (b) et modélisation circuit du MEMS dans les états ON et OFF (c).

4.3.2 Réalisation des charges

La conception des stubs reconfigurables a été réalisée en utilisant le modèle équivalent du MEMS décrit précédemment (Figure 4-8).

Le commutateur est connecté en série avec un stub court-circuit afin d'obtenir deux valeurs de réactances proches des deux valeurs de charges calculées en optimisation. $[X_{L2}, X_{L3}] = [-j.209 \Omega, +j.175 \Omega]$.

Ce modèle prend en compte les fils de connexion (bonding) utilisés en pratique pour le report des MEMS et visibles sur la photographie (Figure 4-8a). La longueur de bonding est estimée à $l_{bonding} = 1$ mm avec une inductance $L_{bonding} = 1$ nH.

La valeur $X_{L2} = -j.209 \Omega$ est obtenue avec $L_{OFF} = 0.5$ mm lorsque le commutateur est dans l'état OFF, et la valeur $X_{L2} = +j.176 \Omega$ est obtenue avec $L_{ON} = 1.3$ mm lorsque le commutateur est dans l'état ON.

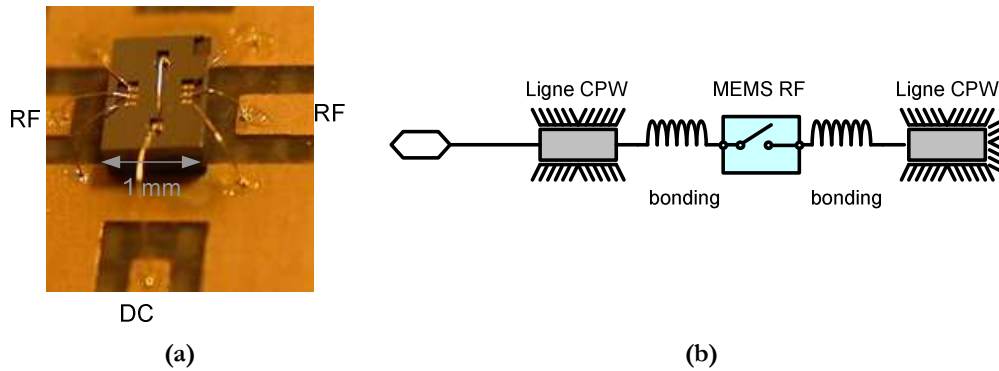


Figure 4-8. Photographie du composant MEMS assemblé sur le circuit (a) et modélisation de la charge sous ADS Schematic (b).

La Figure 4-9 résume l'ensemble des conditions limitant la géométrie de la charge coplanaire reconfigurable. Seul un quart du système à été reproduit.

La réalisation de la charge coplanaire reconfigurable est limitée par :

- La taille du plan de masse ($w_{\text{gnd}} = 50 \text{ mm}$) qui limite la longueur de la ligne coplanaire en circuit ouvert ou en court-circuit.
- L'espacement nécessaire GAP_{CC} entre le bout de la ligne et le bord de plan de masse, pour assurer le bon comportement du stub coplanaire. La condition classique de conception de ligne est une distance d'au moins 3 fois la largeur de fentes composant la ligne coplanaire soit $\text{GAP}_{\text{CC}} > 3 \cdot g$ ($\text{GAP}_{\text{CC}} > 1.5 \text{ mm}$).
- La longueur du boîtier du MEMS packagé mesurant 1 mm ($L_{\text{MEMS}} = 2 \text{ mm} > 1 \text{ mm}$).
- Par ailleurs, on doit assurer la condition de ligne précitée pour les lignes coplanaires ouvertes ($L_{\text{MEMS}} > \text{GAP}_{\text{CC}}$)

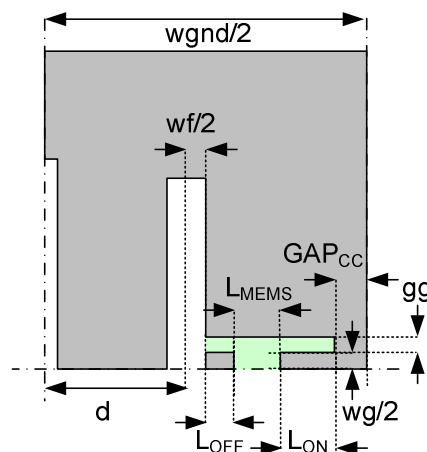


Figure 4-9. Contraintes sur les dimensions géométriques de la charge coplanaire.

Les contraintes sur la réalisation de la charge coplanaire se résument donc à :

$$d + wf/2 + L_{\text{OFF}} + L_{\text{MEMS}} + L_{\text{ON}} + \leq w_{\text{gnd}}/2 \quad (4.1)$$

Dans notre cas particulier, la condition (4.1) impose de maintenir $L_{\text{ON}} + L_{\text{OFF}} \leq 12.7$ mm. Ceci limite la gamme des valeurs d'impédance réalisables par les charges parasites. Cette dynamique est encore limitée par les caractéristiques électriques du composant MEMS modélisé précédemment qui ne permet pas de réaliser toutes les valeurs de charges.

Les dimensions de la charge coplanaire commutable par MEMS sont rassemblées dans le Tableau 4-2.

gg	wg	L _{OFF}	L _{MEMS}	L _{ON}	GAP _{CC}
0.5	0.7	0.5	2	1.3	12.4

Tableau 4-2. Dimensions en mm de la charge coplanaire commandable par MEMS.

4.3.3 Polarisation des MEMS

Le circuit de polarisation des commutateurs MEMS doit d'une part, présenter une charge RF infinie au niveau de la connexion au MEMS et, d'autre part, présenter un couplage minimum avec le reste du circuit. Cette polarisation peut se faire par ligne microruban comme cela a été fait dans [Pan03][Pet05b] ou par ligne coplanaire comme c'est le cas ici.

Ces lignes coplanaires très fines sont électriquement équivalentes à des lignes inductives chargées par capacités, ce qui réalise un filtre passe-bas efficace. Nous aurions également pu utiliser des bobines RF (RF chokes) ou des résistances.

Les lignes de polarisation ont donc été réalisées par des lignes coplanaires fines, blindées par une couche métallique comme présenté sur la Figure 4-10 : ceci permet d'éviter toute dégradation du diagramme de rayonnement.

Nous avons pu vérifier expérimentalement, en les court-circuitant, que les lignes de polarisation n'avaient pas d'effet significatif sur le comportement HF de l'antenne, ni sur l'impédance d'entrée, ni sur le diagramme de rayonnement.

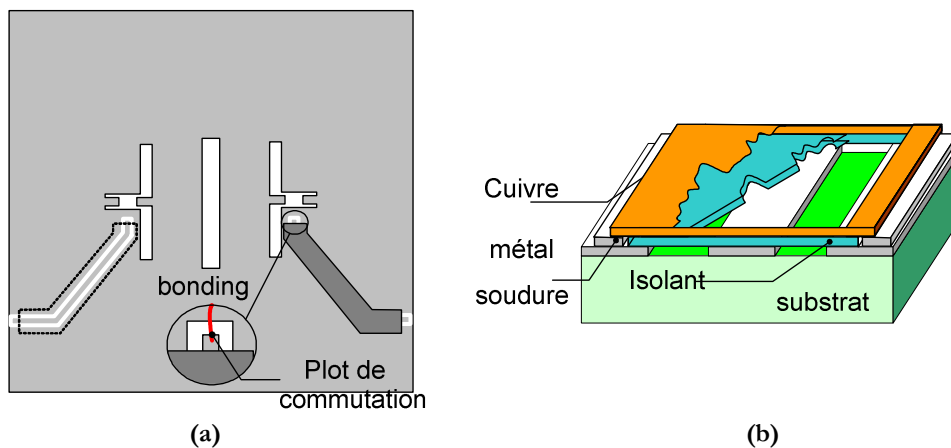


Figure 4-10. Description du circuit de polarisation (a) et ligne de polarisation blindée (b).

4.3.4 Discussion sur la sensibilité

La sensibilité de cette antenne à la précision de réalisation montre que ce type d'antenne n'est approprié que pour les systèmes à bande étroite. La structure exige en effet une gravure très précise de la ligne coplanaire, une modélisation correcte du dispositif MEMS et une estimation précise de la longueur des bondings.

Le comportement des commutateurs MEMS dépend peu de la température. La température peut néanmoins avoir des effets notables sur l'actionnement du commutateur et son comportement mécanique. Mais d'après notre propre expérience, les performances RF de ces composants ne dépendent pas de façon significative de la température car il s'agit de commutateurs MEMS à contact métallique.

Le positionnement des commutateurs peut être obtenu de manière satisfaisante, soit par un positionnement manuel sous binoculaire comme cela a été effectué dans le cadre de cette étude, soit par un procédé industriel.

Un autre facteur est l'imprécision sur la longueur des fils de connexions qui ont été réalisés manuellement par ball-bonding. Un procédé de réalisation industriel ou une machine à bonding automatique pourrait garantir des réalisations de fils de connexions identiques avec une bonne répétitivité.

Enfin, il faut souligner qu'une dispersion existe au niveau des caractéristiques des commutateurs MEMS d'un composant à l'autre, essentiellement au niveau de la résistance série à l'état ON qui peut varier entre 1 et 5 Ω . La capacité à l'état OFF a un faible domaine de variation qui n'est pas significatif à la fréquence de travail dans cette étude.

4.4 Caractérisation du prototype

Un premier prototype de réseau à fentes parasites chargées par stubs commutables par MEMS a été réalisé (Figure 4-11). Ses dimensions totales sont 50 x 50 mm.

La Figure 4-11 présente une photographie du réseau d'antennes reconfigurables (taille: fente active: 2.2 x 17 mm, fentes parasites: 1.6 x 14.7 mm).

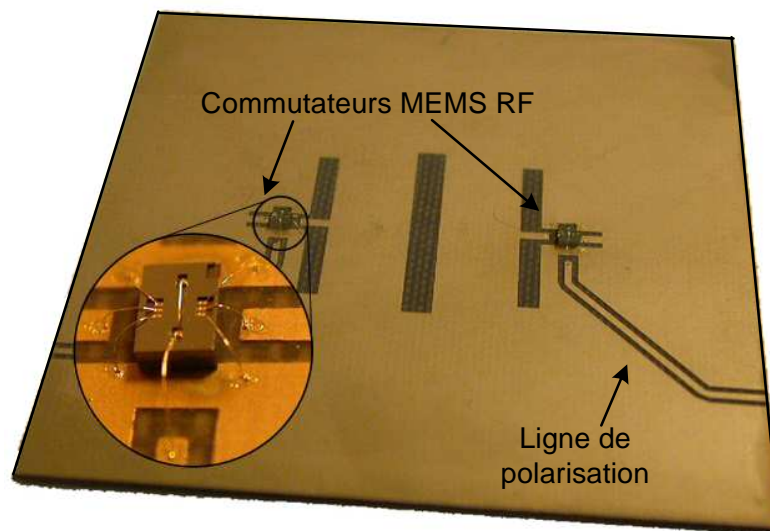


Figure 4-11. Réseau d'antennes reconfigurable à base de MEMS RF.

4.4.1 Coefficient de réflexion

La Figure 4-12 présente le coefficient de réflexion simulé et mesuré. La simulation est faite avec des charges idéales ou des charges commutées par MEMS selon le modèle décrit précédemment

On obtient des résultats proches pour l'état ON-OFF. L'écart entre simulation et mesure peut être attribué à l'inexactitude des valeurs de réactance.

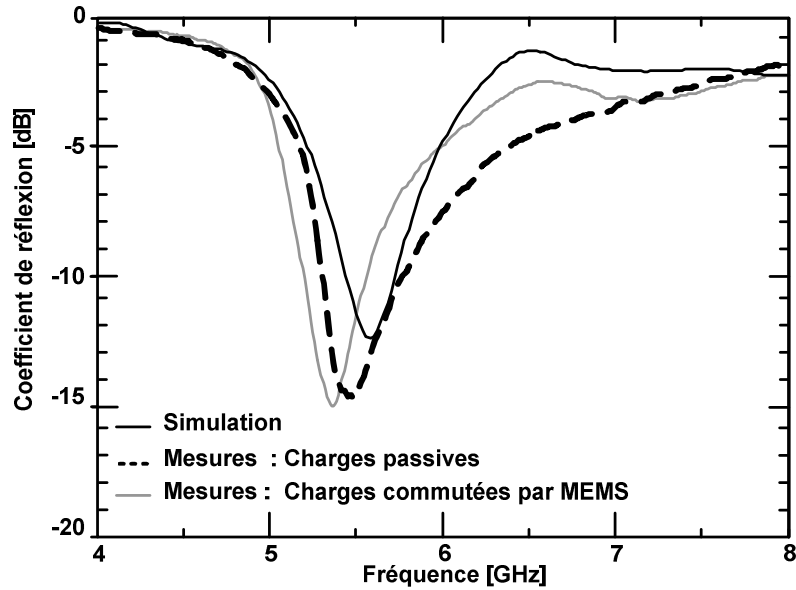


Figure 4-12. Coefficient de réflexion simulé et mesuré du prototype à base de MEMS dans l'état OFF-ON.

4.4.2 Diagramme de rayonnement

Pour les structures ayant un petit plan de masse, le courant de fuite se propageant le long du câble de mesure perturbe le diagramme de rayonnement.

Pour éviter cet artefact de mesure on peut utiliser alors un anneau de ferrite ou un stub quart d'onde (Figure 4-13). Ceci permet de limiter les courants de retour et améliore la précision des mesures présentées sur la Figure 4-14.

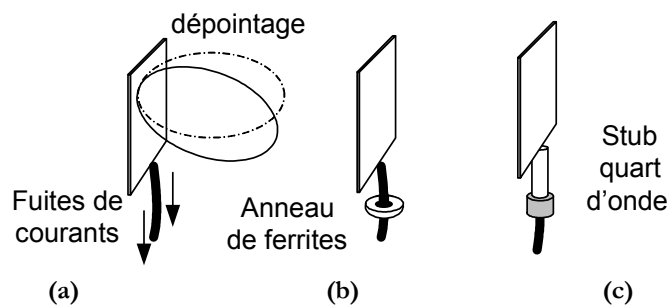


Figure 4-13. Effet de dépointage par fuite de courant et solutions à base de ferrite ou de stub quart d'onde.

Nous présentons sur la Figure 4-14 les représentations polaires des diagrammes de rayonnement commutés gauche (a) et droite (b) dans les configurations ON-OFF et OFF-ON des MEMS à différentes fréquences entre 5 GHz et 6 GHz.

Un bon accord est obtenu pour la direction du faisceau principal, mais une anomalie est observée dans la direction opposée.

Elle peut être attribuée à plusieurs facteurs comme l'inexactitude des valeurs de réactance ou le rayonnement parasite des stubs et des bondings.

Cette sensibilité montre également que ce type de structure n'est adapté qu'à des systèmes plutôt faible bande. Le problème principal vient de la précision de réalisation et de bonding et dans une moindre mesure à la précision de gravure des lignes coplanaires. En effet, la taille des bonding influence les charges vues par les antennes.

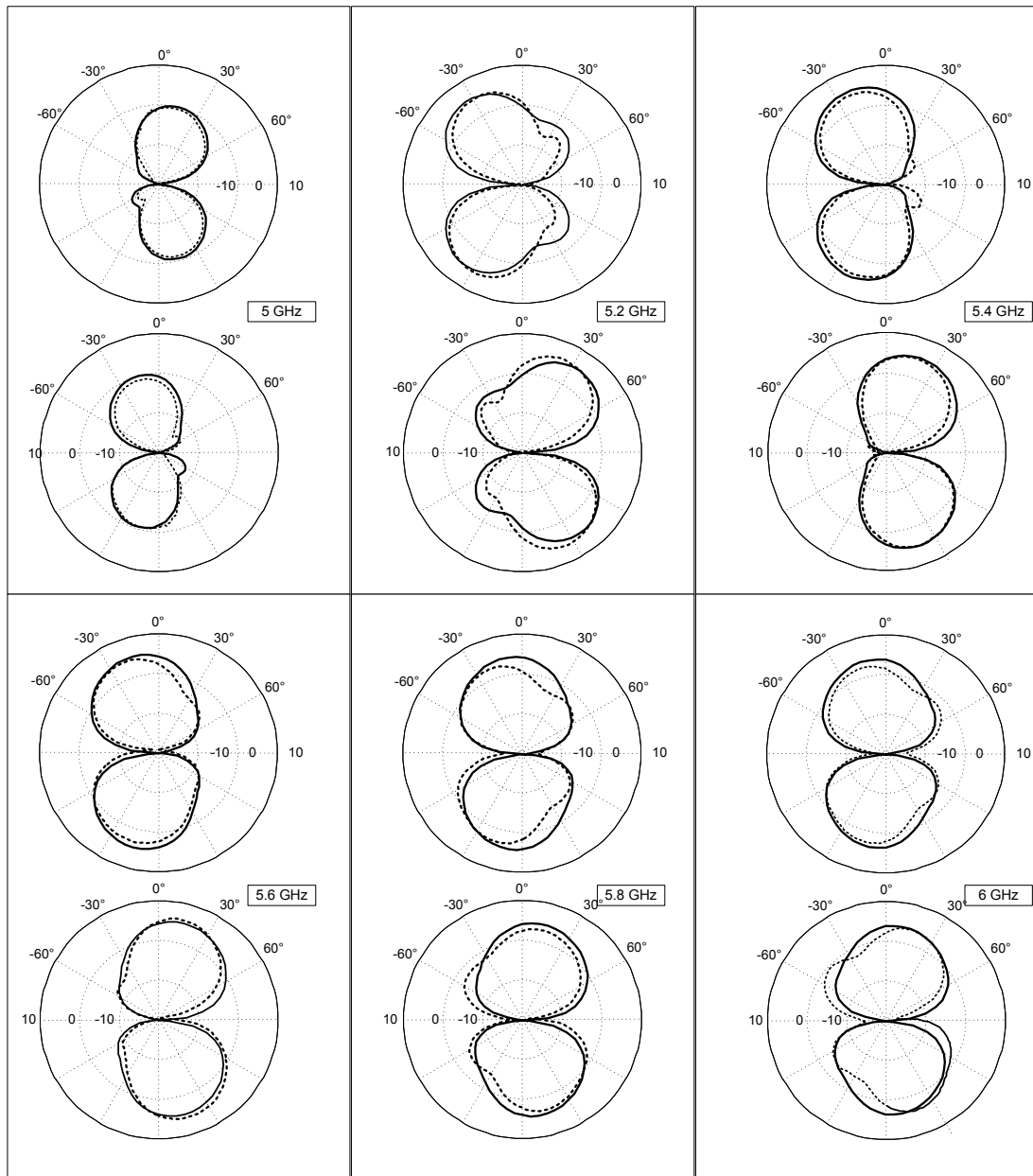


Figure 4-14. Diagrammes de rayonnement optimisés en simulation (traits continus) et mesurés (trait pointillé) du prototype reconfigurable à base de MEMS à différentes fréquences et pour les deux états OFF-ON et ON-OFF.

4.4.3 Performances en diversité

La performance de notre antenne reconfigurable dans un environnement indoor peut être quantifiée par le coefficient de corrélation ρ des diagrammes de rayonnement qui s'exprime mathématiquement par :

$$\rho(X,Y) = \frac{E((X - E(X))(Y - E(Y)))}{\left[\sqrt{E(X^2) - E^2(X)} \sqrt{E(Y^2) - E^2(Y)} \right]} \quad (4.2)$$

On le calcule grâce au champ lointain \vec{E}_{total}^n de l'antenne dans chaque état :

$$\vec{E}_{total}^n = E_{\theta}^n(\theta, \Phi) \cdot \vec{e}_{\theta} + E_{\Phi}^n(\theta, \Phi) \cdot \vec{e}_{\Phi} \quad (4.3)$$

Si la répartition des directions d'arrivée des rayons est omnidirectionnelle, la corrélation s'écrit :

$$\rho = \frac{\left(\iint_{4\pi} \vec{E}_{total}^1 \cdot \vec{E}_{total}^{2*} \cdot d\Omega \right)}{\left(\sqrt{\iint_{4\pi} \vec{E}_{total}^1 \cdot \vec{E}_{total}^{1*} \cdot d\Omega} \cdot \sqrt{\iint_{4\pi} \vec{E}_{total}^2 \cdot \vec{E}_{total}^{2*} \cdot d\Omega} \right)} \quad (4.4)$$

On retient généralement comme critère un coefficient de corrélation ρ inférieur à 70% pour obtenir un gain de diversité significatif [Kil03].

La structure présentée ici nous a permis d'obtenir une valeur de ρ de l'ordre de 75% dans tout l'espace et de seulement 59 % dans le plan E.

Il est possible de modifier la structure pour atteindre des coefficients de corrélation plus faibles. On peut générer avec ce même réseau d'antennes et pour un scénario de charge différent un diagramme de rayonnement axial (broadside) ou un diagramme de rayonnement vers l'horizon. Cependant, ceci entraîne alors intrinsèquement une désadaptation du réseau car les charges vues du port RF sont très différentes. L'intégration d'un circuit d'adaptation commutable permettrait de garantir une bonne adaptation de l'antenne.

Une étude complémentaire par traitement statistique des données de corrélation en environnement indoor est proposée dans l'Annexe C pour un réseau à éléments parasites à base de patches avec des charges passives.

Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une antenne reconfigurable en diagramme utilisant un report hybride de commutateurs MEMS RF. Cette antenne est à notre connaissance la première antenne reconfigurable en diagramme intégrant des composants MEMS RF fonctionnels et a suscité l'intérêt de la communauté scientifique et industrielle [Joli05] [Humb05].

Il a d'abord été nécessaire de réaliser l'optimisation de l'antenne en utilisant des modèles électriques des composants MEMS.

Cette classe d'antenne emploie la plus simple des combinaisons de diversité et permet un gain significatif de performances par rapport aux antennes passives conventionnelles à port unique ne présentant pas de diversité.

Cette antenne pourrait par exemple être intégrée dans une borne mobile ou fixe développée pour des environnements multi-trajets denses comme le Wifi, le WiMax ou futurs réseaux Ad-Hoc.

Ce réseau d'antennes à éléments parasites à base de MEMS RF préfigure l'avenir des nouveaux systèmes de télécommunication intégrés adaptatifs, performants et peu consommateurs en énergie. Son principe a été appliqué à des antennes de type fentes rayonnantes : il peut également être étendu à d'autres antennes planaires comme les patches étudiés dans le chapitre 3.

Chapitre 5

Réseaux de cellules reconfigurables

Introduction

Dans de nombreuses applications, il est nécessaire de concevoir des antennes présentant des caractéristiques très directives afin de répondre à des besoins spécifiques pour des communications longues distances par exemple. Ceci ne peut être réalisé qu'en augmentant les dimensions électriques de l'antenne, par exemple en formant des assemblages d'éléments rayonnants du point vue électrique et géométrique. Il s'agit de réseaux d'antennes. Mais les réseaux d'antennes classiques sont parfois trop encombrants et complexes à mettre en œuvre surtout si l'on cherche à créer des faisceaux très directives avec un balayage continu.

Dans certains cas, il peut être suffisant de générer un nombre discret et limité de faisceaux très directives.

La solution présentée dans ce chapitre est basée sur des réseaux de cellules élémentaires directives reconfigurables. Nous présentons la réalisation et la mesure de prototypes de réseaux à base de cellules directives à 5.6 GHz. Plusieurs réseaux ont été étudiés avec des arrangements quinconces ou linéaires.

Assemblage de cellules directives en réseaux	144
Réalisation de prototypes à 5.6 GHz	153

5.1 Assemblage de cellules directives en réseaux

5.1.1 Réseaux d'antennes

Un des intérêts de l'association en réseau de plusieurs éléments rayonnants disposés dans l'espace, est de pouvoir maîtriser la distribution de l'énergie rayonnée. Cette distribution est déterminée par l'arrangement et les caractéristiques des différentes sources.

La configuration géométrique du réseau peut être linéaire, en quinconce, circulaire, planaire ou encore conformée sur une surface courbe comme le présente la Figure 5-1. L'espacement entre les sources, l'excitation de chaque élément, le diagramme et la polarisation de chaque élément sont autant de paramètres qui déterminent le rayonnement global du réseau.

La synthèse d'un réseau d'antennes consiste donc à déterminer la géométrie et les paramètres de l'alimentation : positions relatives et courants d'excitation (amplitudes et phases) susceptibles de produire un diagramme de directivité possédant certaines propriétés exigées à l'avance par l'utilisateur.

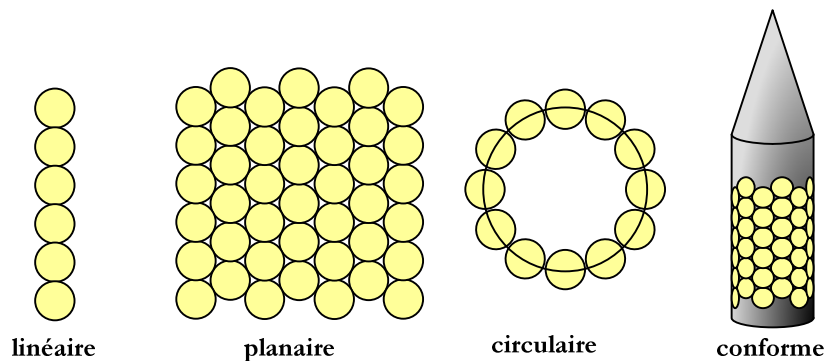


Figure 5-1. Différents arrangements de réseaux.

5.1.2 Rappels théoriques sur les réseaux

Le réseau linéaire uniforme est la géométrie la plus fréquemment utilisée [Mail93]. La Figure 5-2 représente un réseau formé de 12 antennes alignées et séparées par une distance $d = \lambda_r \cdot \lambda_0$ entre deux éléments. Chaque élément est alimenté par un signal RF d'amplitude a_n et de phase Φ_n .

Dans le cas classique d'un réseau linéaire uniforme, les coefficients a_n sont égaux et en fonction de l'angle θ_0 visé, la loi de phase s'écrit :

$$\Delta\phi = \phi_n - \phi_{n-1} = -2\pi \frac{d \sin(\theta_0)}{\lambda} \quad (5.1)$$

Les éléments sont excités uniformément avec ce gradient de phase progressif $\Delta\Phi$.
 Le faisceau est ainsi dépointé du côté des phases retardées de $\Delta\Phi$.

Le champ électrique s'écrit selon la loi de superposition pour n sources identiques rayonnant un champ $E_0(\theta, \varphi)$:

$$E_R(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot E_0(\theta, \varphi) \cdot \exp(j \cdot \phi_n) = a_0 \cdot E_0(\theta, \varphi) \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j \cdot n \Delta\phi) \quad (5.2)$$

Le module du champ électrique s'écrit avec $\psi = kd \cos(\theta) + \Delta\Phi$:

$$|E_R| = E_0 \left[\frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{N \cdot \sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right] \quad (5.3)$$

On définit le facteur de réseau par :

$$FR = \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{N \cdot \sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad (5.4)$$

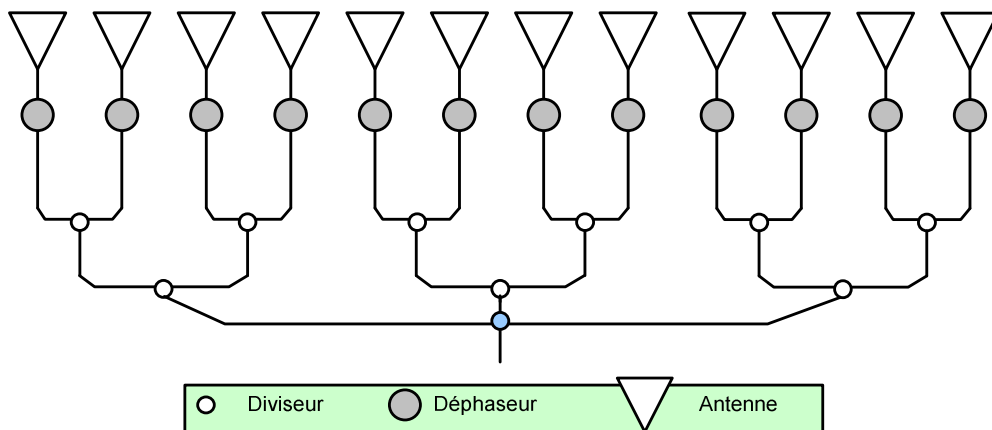


Figure 5-2. Exemple de réseau linéaire uniforme.

5.1.3 Principe des réseaux de cellules reconfigurables

Un réseau de 3 cellules à éléments parasites à base de patchs a été développé pour des applications spatiales aux fréquences 1-14 GHz par Shaw en 1990 [Shaw90]. Chaque cellule directive est composée d'un réseau de 3 patchs. Il s'agissait alors de doter la station spatiale internationale d'une antenne à forte directivité permettant de détecter des cibles en mouvements de dimension inférieure à 1 cm comme des débris.

Un tel réseau, comme celui présenté sur la Figure 5-3 emploie plusieurs sources élémentaires espacées d'une distance d . Le champ électrique rayonné s'exprime simplement par la loi de superposition des systèmes linéaires dans laquelle E_{cell} est le champ électrique rayonné par une cellule élémentaire et FR est le facteur de réseau.

$$E_{\text{array}}(\theta, \varphi) = E_{\text{cell}} \times \text{FR}. \quad (5.5)$$

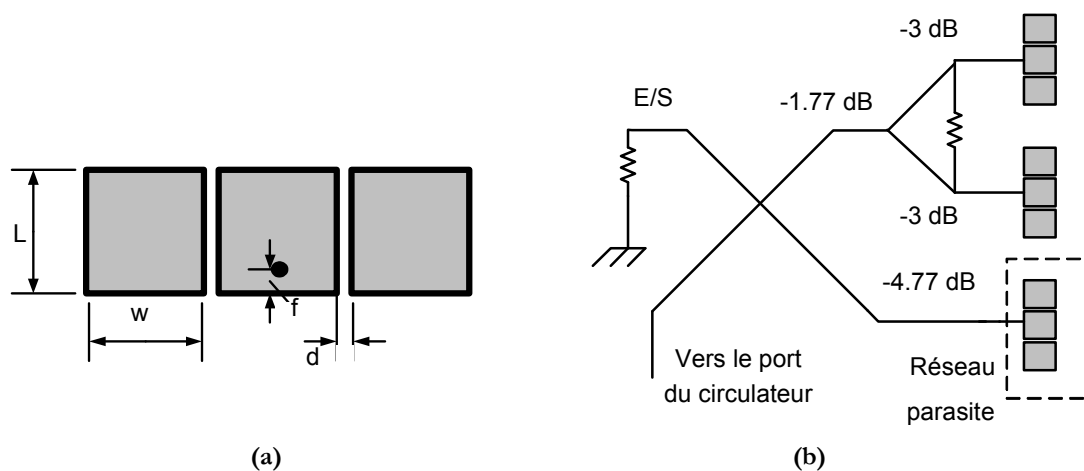


Figure 5-3. Réseau de cellules à éléments parasites : cellule unitaire à base de patch (a) et réseau de 3 cellules (b) [Shaw90].

La directivité des réseaux dans une direction peut donc être augmentée en utilisant des cellules formant déjà un faisceau dans une direction privilégiée. Le nombre d'éléments rayonnants, et donc la complexité du circuit d'alimentation sont ainsi limités.

La Figure 5-4 présente un réseau de 4 cellules reconfigurables présentant une capacité de reconfigurabilité et une directivité élevée. Dans ce réseau, chaque cellule élémentaire est une antenne reconfigurable à base de patchs ou de fentes rayonnantes telle que celles présentées dans les chapitres 3 et 4.

Ces cellules sont assemblées en réseau afin de former un nombre discret de faisceaux directifs et de répondre ainsi aux exigences des nouveaux systèmes de télécommunication.

Les avantages d'une telle architecture sont multiples. Pour une directivité et une capacité de reconfigurabilité comparables, le réseau est ramené à une taille plus faible qui permet une intégration plus facile.

Par ailleurs, moyennant l'intégration d'un réseau de commande DC très simple, l'architecture RF est réduite drastiquement. Ainsi, 4 déphaseurs sont nécessaires (au lieu de 12) et un diviseur de puissance 1:4 est désormais suffisant alors que dans sa version classique, la circuiterie RF est bien plus complexe.

Cette simplification se traduit par une plus grande tolérance du réseau complet par rapport à la précision de réalisation et entraîne une réduction de coût pour l'industrie. Il faut également souligner que les pertes dans les lignes RF, qui peuvent être très importantes pour des réseaux complexes sont ici réduites et garantissent un meilleur rendement.

La réalisation de tels systèmes nécessite de concevoir des réseaux d'alimentation permettant d'apporter le jeu de phase et d'amplitude adéquat.

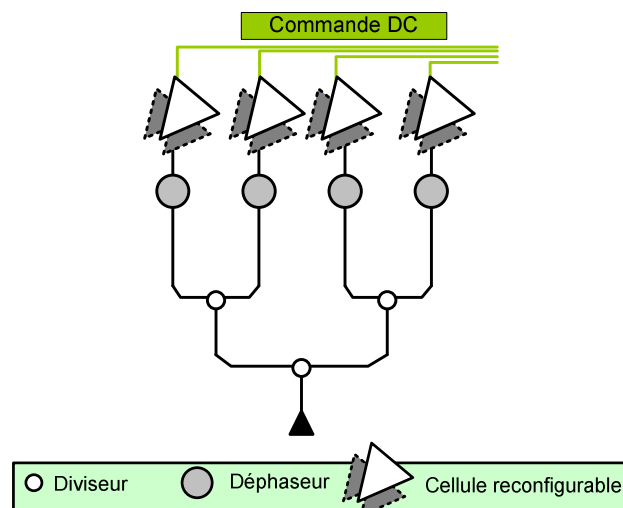


Figure 5-4. Réseau de 4 cellules reconfigurables présentant une capacité de reconfigurabilité et une directivité élevée.

5.1.4 Cellule directive à base de patches

Un réseau de cellules directives elles-mêmes constituées de sous-réseaux de patches parasites a été développé sur substrat (ARLON Diclac 527 $\epsilon_R=2.5$, $\tan(\delta)=0.0022$ épaisseur 0.8 mm). Les dimensions de la cellule unitaire sont reportées sur la Figure 5-5a avec les conventions de notation de la Figure 5-5b. La Figure 5-6 présente le coefficient de réflexion simulé et mesuré.

La Figure 5-7b présente le diagramme de rayonnement simulé sous CST en 3D et dans le plan $\varphi = 0^\circ$ ainsi que le diagramme mesuré dans le plan $\varphi = 0^\circ$ à 5.6 GHz. On obtient un dépointage dans la direction 30° avec un gain de 7.5 dB ou une directivité de 8.3 dBi est présenté sur la Figure 5-7 et permet un dépointage dans la direction 30° avec un gain de 7.5 dB ou une directivité de 8.3 dBi.

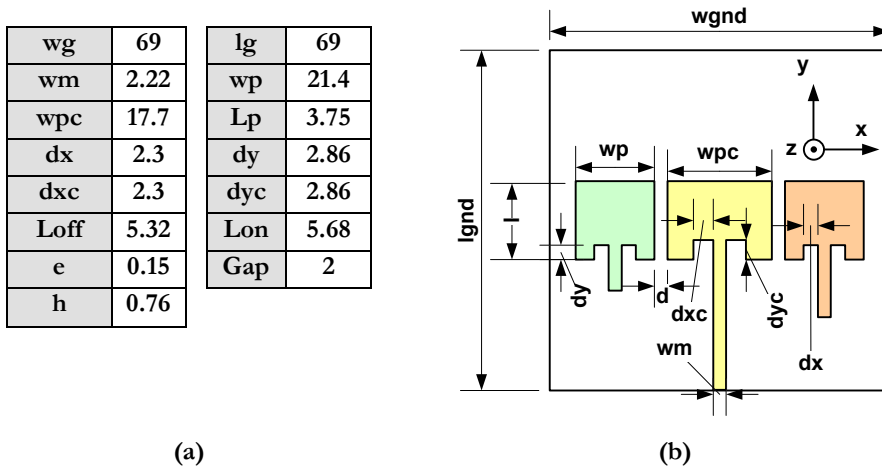


Figure 5-5. Dimensions en mm (a) et schéma de la cellule reconfigurable à base de patch à 5.6 GHz (b).

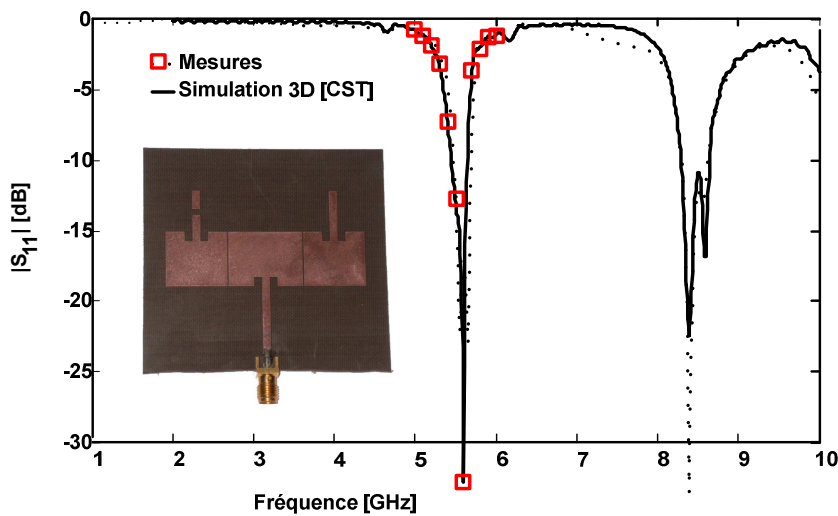


Figure 5-6. Coefficient de réflexion simulé et mesuré.

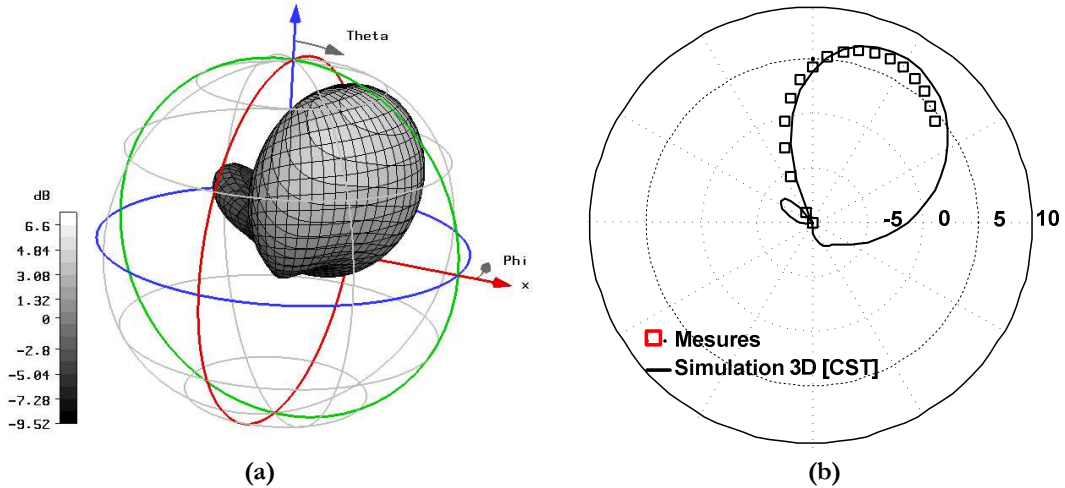


Figure 5-7. Diagrammes de rayonnement 3D à 5.6 GHz simulé pointant dans la direction $\theta_{\text{CELL}} = +30^\circ$ (a) et diagramme simulé et mesuré dans le plan de coupe $\phi=0^\circ$ (b).

5.1.5 Directivité du réseau et choix de l'espacement

Le facteur de réseau pour un réseau de 4 cellules est donné par :

$$FR_4 = \frac{\sin(2\psi)}{4 \cdot \sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad (5.6)$$

avec $\psi = kd \cos(\theta) + \Delta\Phi$.

Le diagramme de rayonnement simulé d'un réseau de 4 patchs simples auquel on affecte une loi de phase linéaire est présenté sur la Figure 5-11a pour un dépointage vers $\theta_{\text{CELL}} = +30^\circ$.

La loi de phase est donnée par $\Delta\Phi = k \cdot d \cdot \sin(\theta_{\text{CELL}}) = 2\pi(d/\lambda_0) \cdot \sin(\theta_{\text{CELL}})$.

La directivité dans l'axe d'un réseau alimenté par la loi d'alimentation a_n non phasée (ou formant un faisceau dans l'axe non dépointé) est [Mail93] :

$$D = \frac{4\pi}{\Delta\Omega} = \frac{\left| \sum_n a_n \right|^2}{\sum_{n,m} a_n a_m^* \frac{\sin(kd(n-m))}{kd(n-m)}} \quad (5.7)$$

Soit pour une loi uniforme :
$$D = \frac{n^2}{\sum_{n,m} \frac{\sin(kd(n-m))}{kd(n-m)}} \quad (5.8)$$

Nous avons choisi de réaliser des réseaux permettant de maximiser la directivité vers $\pm 25^\circ$. Les cellules élémentaires à base de patches sont optimisées pour pointer dans la direction $+30^\circ$ et le gain dans la direction $+25^\circ$ reste donc important.

La Figure 5-8 présente en fonction de l'espacement relatif $\lambda_R = d/\lambda_0$, la directivité d'un réseau de 4 cellules isotropes pour un dépointage dans différentes directions.

La directivité maximale dans la direction $\theta = +25^\circ$ est obtenue pour un espacement de $d = 0.65 \lambda_0$ et pour un espacement de $d = 1.3 \lambda_0$.

Les réseaux d'alimentation ont donc été réalisés avec des espacements de $d = 0.65 \lambda_0$ et $d = 1.3 \lambda_0$. Le lobe de réseau apparaissant pour ces valeurs est compensé par la directivité de la cellule.

L'espacement de $1.3 \lambda_0$ autorise un assemblage des cellules en ligne.

En revanche, l'espace intercellulaire de $d = 0.65 \lambda_0$ ne peut pas être réalisé en ligne en raison de l'encombrement de chaque cellule. Nous avons donc privilégié un arrangement quinconce où chaque cellule est répartie de façon alternée autour de la ligne principale du réseau.

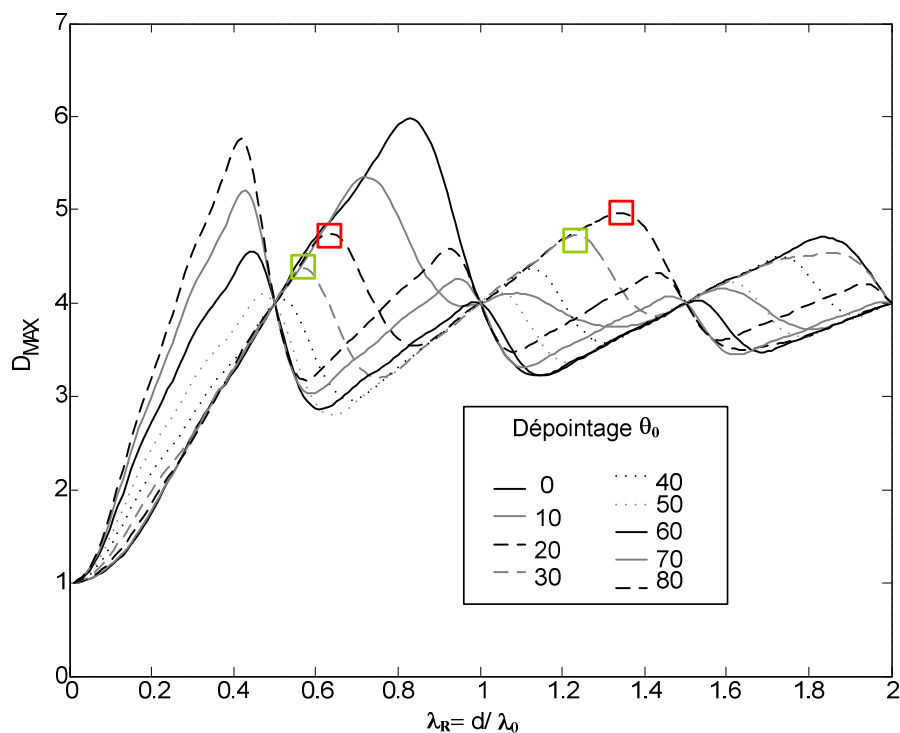


Figure 5-8. Directivité d'un réseau de quatre cellules isotropes pour une excitation uniforme et un dépointage variable.

5.1.6 Simulations préliminaires

La Figure 5-9a présente les diagrammes simulés à 5.6 GHz d'un patch seul sur substrat Diclad 527 et la Figure 5-9b le diagramme de rayonnement obtenu à la même fréquence pour un réseau de 4 patches avec un espacement $0.65 \lambda_0$.

Le gain maximal est de 11.5 dB mais peut être plus important en augmentant le nombre d'éléments. La Figure 5-10 présente les diagrammes obtenus en assemblant 8 patches ou 12 patches.

En augmentant le nombre de patches à 8 ou 12 comme dans la configuration de la Figure 5-10, le gain atteint respectivement 15.2 dB et 17.2 dB dans la direction 30° .

Mais le niveau du lobe de réseau pointant vers -70° est important ainsi que le niveau du lobe arrière et des lobes secondaires. Par ailleurs l'utilisation de 12 éléments en réseau augmente la taille de réseau du réseau qui devient encombrant.

Il est possible de générer des diagrammes de rayonnement tout aussi directifs en limitant la taille du réseau et le niveau des lobes parasites en utilisant des cellules de sous-réseaux de patches parasites.

Des réseaux de cellules à base de patches sont ici utilisés. La cellule à base de patches génère un diagramme avec un faisceau dans la direction $\theta = +30^\circ$ (Figure 5-11a).

En employant cette cellule reconfigurable à base de 3 patches, on obtient après mise en réseau de 4 cellules un gain plus important qu'avec 6 patches et presque aussi important qu'avec 8 patches.

Au-delà du gain en terme d'encombrement et de simplicité du circuit RF, le lobe de réseau est aussi réduit de façon drastique (Figure 5-11b).

Le Tableau 5-1 rassemble les caractéristiques des diagrammes de rayonnement dans le plan $\varphi = 0$ pour le patch seul, la cellule à base de patches et différents arrangements en réseau de ces éléments.

Type	n	D [dBi]	Gain [dB]
Patch	1	7.8	7.2
Réseau de 4 patches	4	12.1	11.5
Réseau de 6 patches	6	13.9	13.3
Réseau de 8 patches	8	15.2	14.6
Réseau de 12 patches	12	17.2	16.6
Cellule à éléments parasites (3 patches)	1	8.4	7.7
Réseau de 4 cellules ($\lambda_R = 0.65 \lambda_0$)	4	14.1	13.4
Réseau de 6 cellules ($\lambda_R = 0.65 \lambda_0$)	6	16	15.1
Réseau de 4 cellules ($\lambda_R = 1.3 \lambda_0$)	4	14.8	14.1

Tableau 5-1. Caractéristiques des diagrammes de rayonnement dans le plan $\varphi = 0^\circ$.

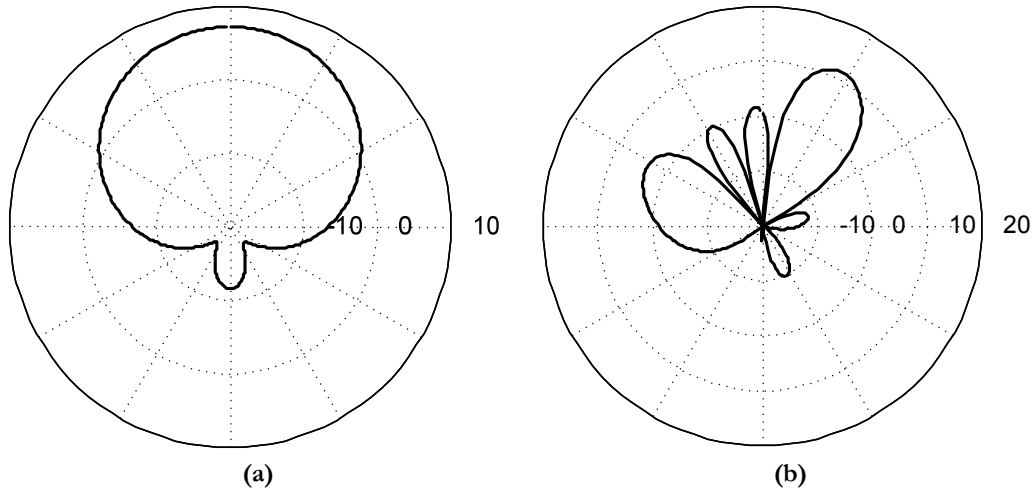


Figure 5-9. Diagrammes simulés du patch seul (a) et d'un réseau de 4 patchs ($\lambda_R=0.65$) (b).

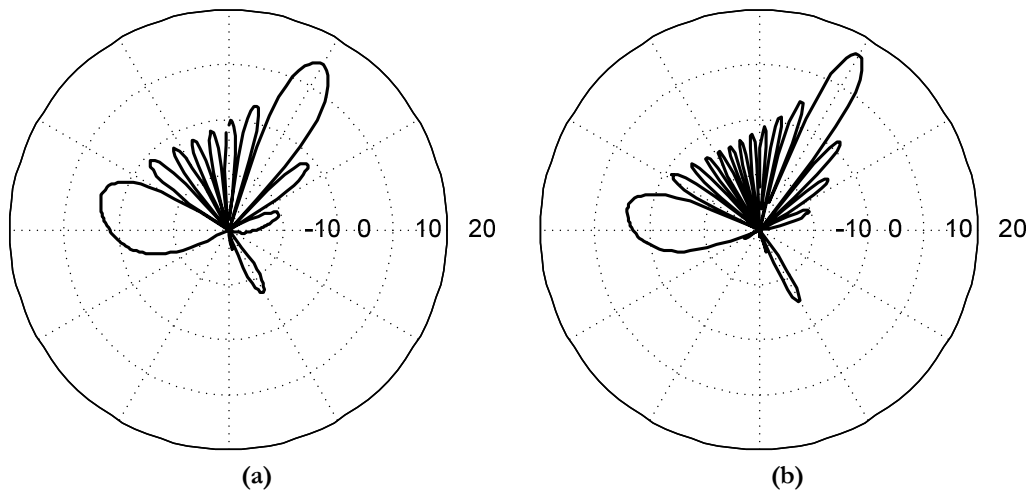


Figure 5-10. Diagrammes simulés d'un réseau de 8 patchs (a) et de 12 patchs ($\lambda_R=0.65$) (b).

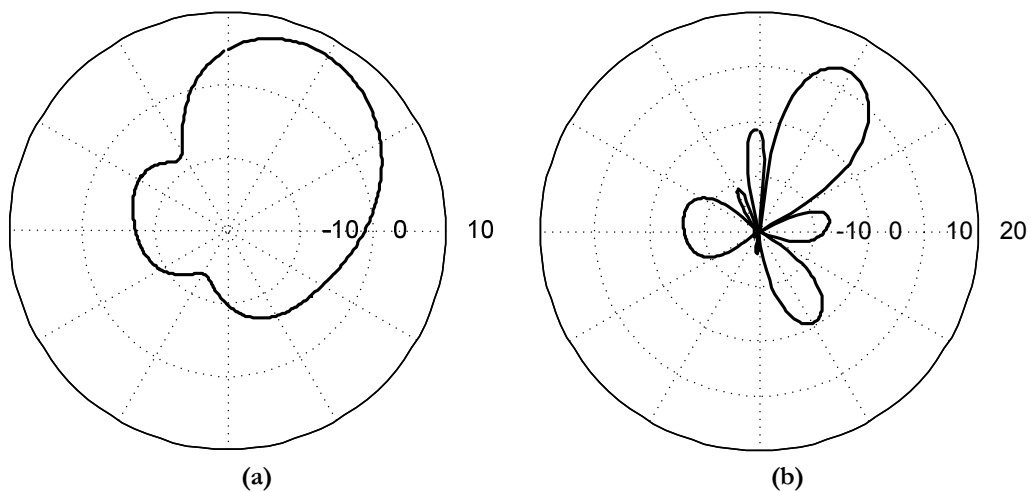


Figure 5-11. Diagrammes simulés de la cellule à base de patch (a) et réseau de 4 cellules ($\lambda_R=0.65$) (b).

5.2 Réalisation de prototypes à 5.6 GHz

5.2.1 Circuits d'alimentation

La réalisation du réseau de cellules directives selon une disposition en ligne ou en quinconce nécessite des circuits d'alimentation permettant de garantir à la fois l'arrangement géométrique des éléments, ainsi que les lois de phase et d'amplitude nécessaires à la génération des faisceaux recherchés.

La cellule unitaire fonctionnant à 5.6 GHz est présentée sur la Figure 5-5.

L'objectif est de réaliser un facteur de réseau pointant vers la direction $\theta = 30^\circ$.

La loi de phase à réaliser est $\Delta\phi = 234^\circ$ pour $d = 1.3\lambda_0$ et $\Delta\phi = 117^\circ$ pour $d = 0.65\lambda_0$

Ainsi, deux réseaux de quatre cellules ont été réalisés nécessitant le développement de deux circuits d'alimentation permettant une disposition des quatre cellules

- en ligne avec un espacement $d = 1.3\lambda_0$ (69.64 mm à 5.6 GHz) et une loi de phase uniforme avec $\Delta\phi = 234^\circ$ (Figure 5-12a).
- en quinconce avec un espacement $d = 0.65\lambda_0$ (34.82 mm à 5.6 GHz) et une loi de phase uniforme avec $\Delta\phi = 117^\circ$ (Figure 5-12b).

Une cellule élémentaire a également été reportée sur la Figure 5-12a.

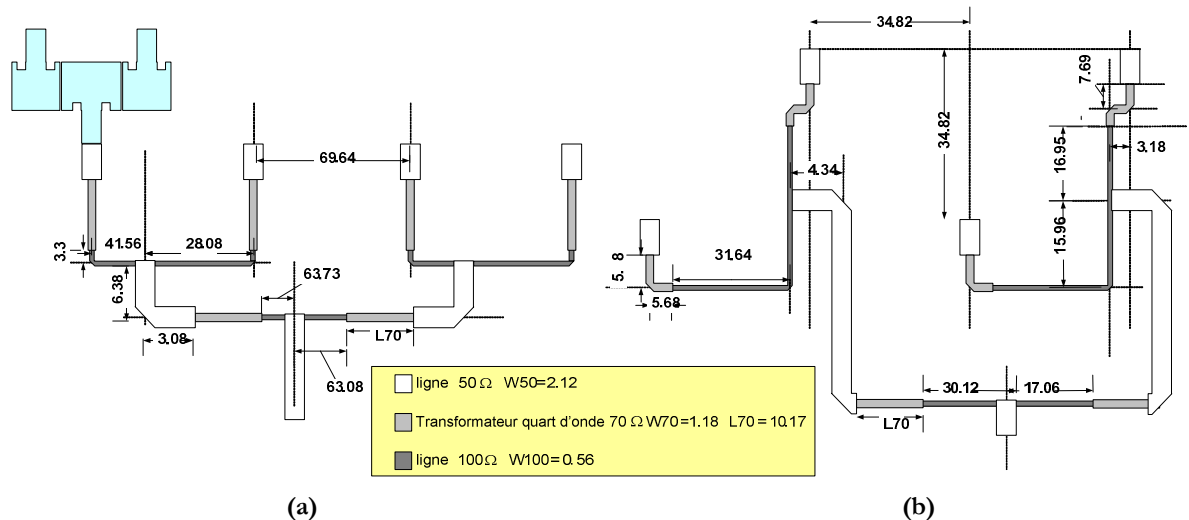


Figure 5-12. Circuit d'alimentation du réseau de cellules en ligne pour un espacement ($d = 1.3\lambda_0 = 69.64$ mm) (a) et du réseau en arrangement quinconce pour un espacement ($dx = dy = 0.65\lambda_0 = 34.82$ mm) (b).

Le Tableau 5-2 et le Tableau 5-3 rassemblent les résultats théoriques attendus pour la loi d'amplitude uniforme a_n , les résultats obtenus sous ADS Schematic et ADS Momentum après optimisation.

La loi de phase $\Delta\phi_i$ et le coefficient de réflexion attendu S_{11} sont également comparés sur ces tableaux.

Il est difficile d'obtenir les lois de phases théoriques comme indiqué dans les Tableaux 5-2 et 5-3. Concernant la réalisation d'une loi uniforme en amplitude, les disparités peuvent être attribuées à la différence entre les longueurs de ligne qui introduit des pertes incompressibles. Concernant la loi de phase les disparités peuvent être attribuées à l'effet de couplage entre les lignes.

	a_1	a_2	a_3	a_4	$\Delta\phi_1$	$\Delta\phi_2$	$\Delta\phi_3$	S_{11} dB
Théorique	0.5	0.5	0.5	0.5	-234	-234	-234	-30
Schematic	0.468	0.462	0.518	0.511	-234.2	-225.4	-234.2	-30
Momentum	0.478	0.444	0.5	0.515	-232.6	-232	-235.4	-24

Tableau 5-2. Alimentation pour un réseau de 4 cellules disposées en ligne avec un espace intercellulaire $d = 1.3 \lambda_0$.

	a_1	a_2	a_3	a_4	$\Delta\phi_1$	$\Delta\phi_2$	$\Delta\phi_3$	S_{11} dB
Théorique	0.5	0.5	0.5	0.5	-117	-117	-117	-30
Schematic	0.486	0.495	0.489	0.498	-134.2	-91.56	-134.2	-28
Momentum	0.444	0.427	0.532	0.515	-117.5	-116.4	-117	-18

Tableau 5-3. Alimentation pour un réseau de 4 cellules disposées en quinconce avec un espace intercellulaire $d = 0.65 \lambda_0$.

La Figure 5-13 présente l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion des deux circuits d'alimentation et de la cellule directive à base de patch. Le coefficient de réflexion à 5.6 GHz est de -24 dB et -18 dB respectivement pour le réseau en ligne et quinconce.

La Figure 5-14 présente les coefficients de transmission S_{15} du circuit d'alimentation du réseau en ligne. Idéalement, si le réseau est sans perte et parfaitement équilibré, les différents coefficients de transmission S_{15} valent 0.5 soit -6.02 dB. Il existe des pertes mais on parvient à obtenir une la loi uniforme à 5.6 GHz même si les pertes intrinsèques entraînent une valeur de S_{15} légèrement inférieure. Par ailleurs, la loi est plus uniforme à 5.4 GHz.

La Figure 5-15 présente l'évolution fréquentielle de la loi de phase du circuit d'alimentation du réseau en ligne. On peut vérifier qu'à 5.6 GHz, on réalise bien la loi de phase permettant un dépointage vers $+30^\circ$ pour l'espace intercellulaire de $d=1.3 \lambda_0$ soit $\Delta\Phi_1 = \Delta\Phi_2 = \Delta\Phi_3 = -234^\circ$. Par contre cette loi de phase est réalisée sur une faible bande.

La Figure 5-16 et la Figure 5-17 présentent les même résultats pour le circuit d'alimentation du réseau quinconce ($\lambda_R = 0.65\lambda_0$).

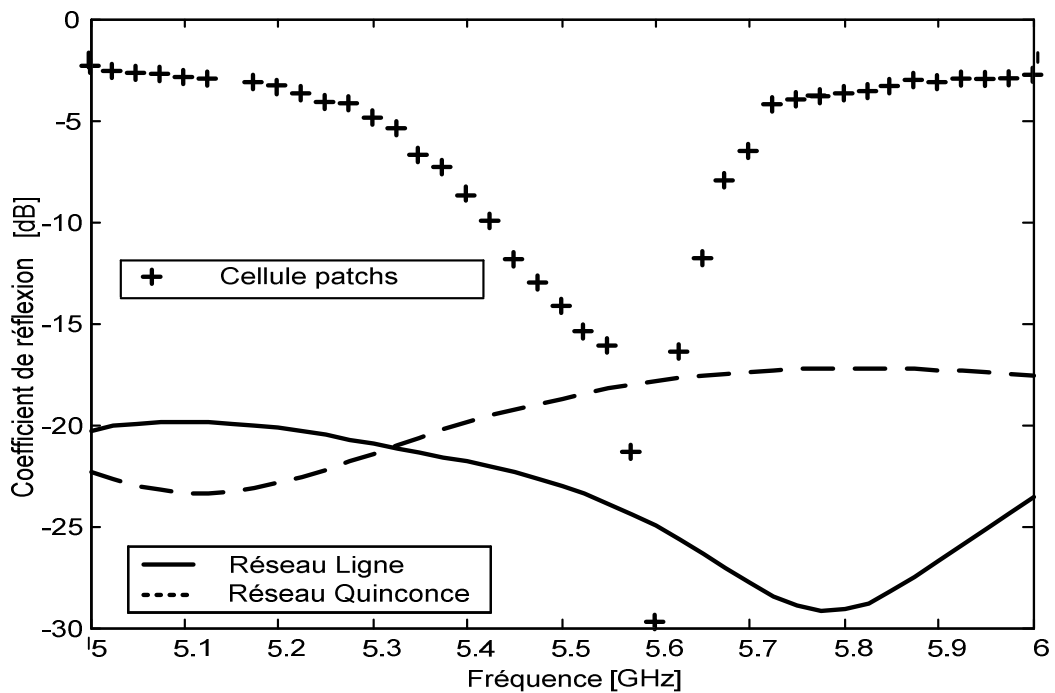


Figure 5-13. Coefficient de réflexion des circuits d'alimentation chargés par des ports 50 Ω et de la cellule unitaire.

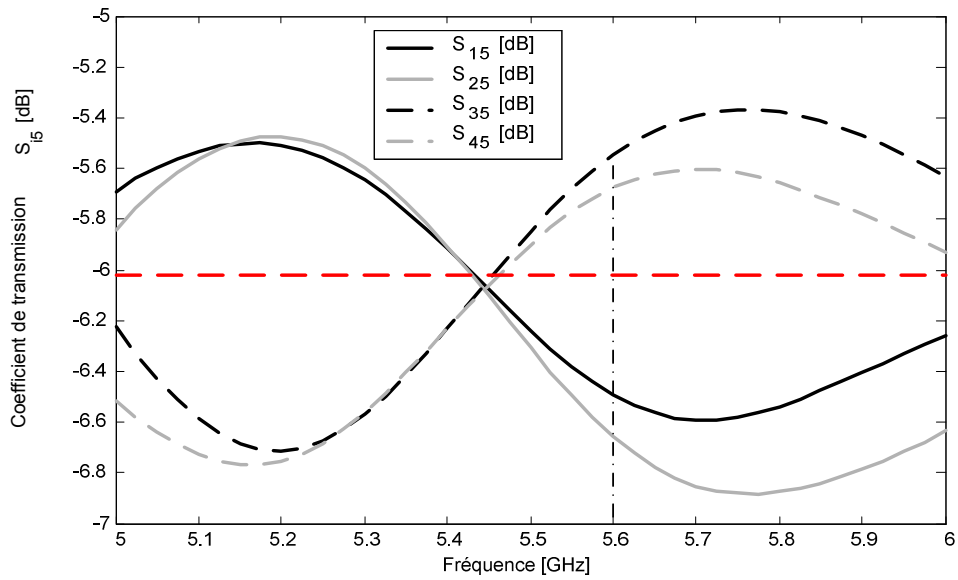


Figure 5-14. Coefficients de transmission du circuit d'alimentation du réseau en ligne ($\lambda_R = 1.3 \lambda_0$).

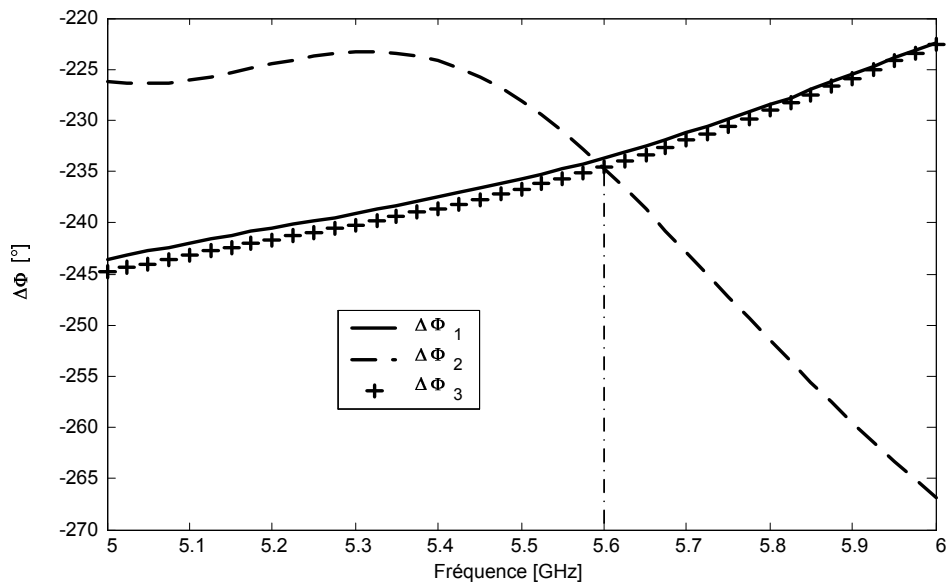


Figure 5-15. Loi de phase $\Delta\phi_i$ (b) du circuit d'alimentation du réseau en ligne ($\lambda_R = 1.3 \lambda_0$).

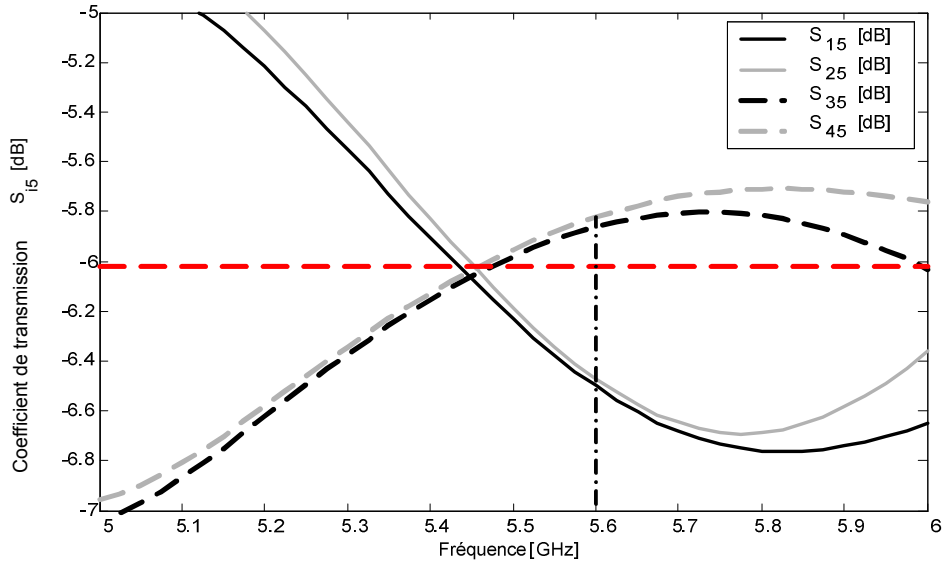


Figure 5-16. Coefficients de transmission du circuit d'alimentation du réseau quincunx ($\lambda_R = 0.65 \lambda_0$).

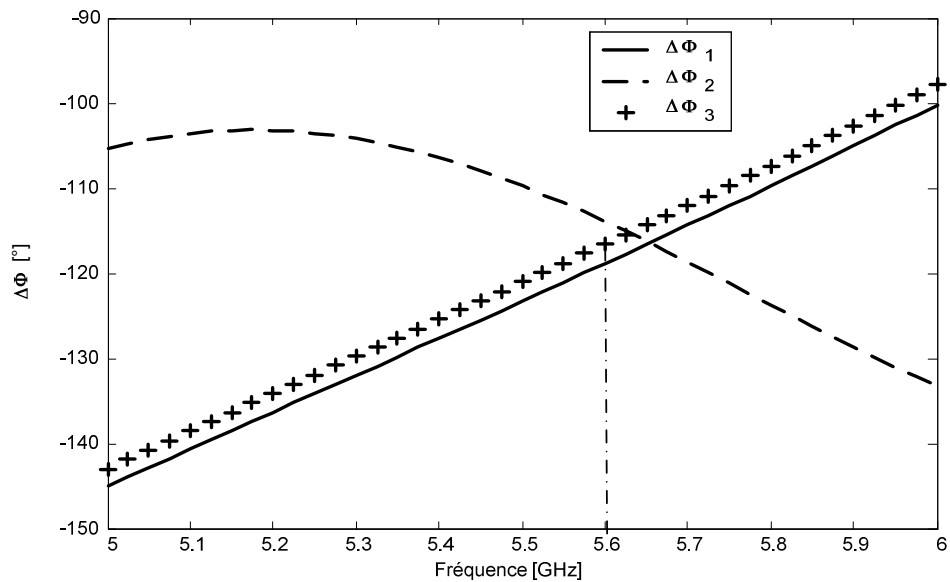


Figure 5-17. Loi de phase $\Delta\Phi_i$ (b) du circuit d'alimentation du réseau quincunx ($\lambda_R = 0.65 \lambda_0$).

5.2.2 Mesures des réseaux complets

Deux réseaux de cellules à base de patches ont été réalisés en utilisant les circuits d'alimentation présentés dans le paragraphe précédent. Un réseau de cellules directives disposées en ligne ($\lambda_R = 1.3\lambda_0$) (Figure 5-18a) et un réseau avec un arrangement en quinconce ($\lambda_R = 0.65\lambda_0$) (Figure 5-18b).

Les dimensions globales du réseau de cellules en ligne sont 278.6 par 69.3 mm, alors que le réseau réalisé avec quatre cellules disposées en quinconce a des dimensions globales de 176.2 mm par 104 mm. Le réseau a été réalisé sur substrat Diclad 527.

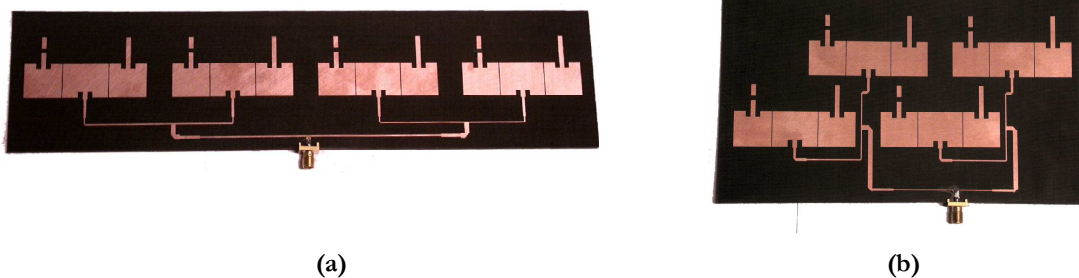


Figure 5-18. Réseau de cellules directives : arrangement des cellules en ligne ($\lambda_R = 1.3\lambda_0$) (a) et arrangement en quinconce ($\lambda_R = 0.65\lambda_0$) (b) .

Le coefficient de réflexion du premier réseau de 4 cellules en ligne ($\lambda_R = 1.3 \lambda_0$) a été mesuré : on obtient une valeur inférieure à -20 dB à 5.6 GHz (Figure 5-19a).

En ce qui concerne le diagramme de rayonnement, dans le plan de coupe $\varphi = 0^\circ$, le niveau de gain du lobe principal atteint 14.4 dB et pointe dans la direction $\theta = +30^\circ$ avec un faisceau assez fin (largeur de faisceau à -3 dB de 11.9°) (Figure 5-19b).

Dans le plan de coupe $\varphi = 45^\circ$, le niveau de gain du lobe principal est moins important (13.7 dB) mais assure un dépointage plus important vers la direction $\theta = 43^\circ$ avec un faisceau plus large (largeur de faisceau à -3 dB de 18.7°).

Le coefficient de réflexion du réseau de 4 cellules assemblées en quinconce ($\lambda_R = 0.65 \lambda_0$) mesuré reste inférieur à -20 dB à 5.6 GHz (Figure 5-21a).

Les diagrammes de rayonnement en polaire pour les plans de coupe $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 45^\circ$ sont présentés sur la Figure 5-21b.

Dans le plan de coupe $\varphi = 0^\circ$, le niveau de gain du lobe principal dans le diagramme de rayonnement simulé atteint 14.7 dB soit un peu plus que dans le cas du réseau de cellule en ligne mais le dépointage est un peu moins important en pointant dans la direction $\theta = 27^\circ$ au lieu de 30° avec un faisceau plus large (largeur de faisceau à -3 dB de 19.1° contre 11.9°). Dans le plan de coupe $\varphi = 45^\circ$, le niveau de gain du lobe principal est ici beaucoup plus réduit (8.6 dB) et le faisceau est moins bien formé dans ce plan de coupe que dans le cas du réseau en ligne.

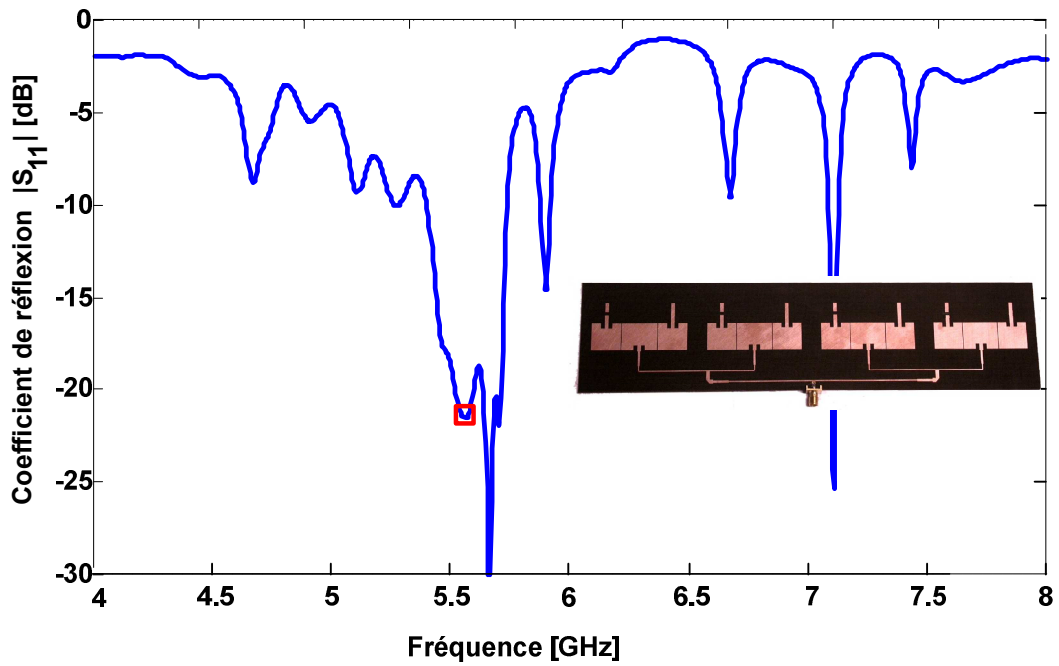


Figure 5-19. Coefficient de réflexion mesuré du réseau de quatre cellules en ligne ($\lambda_R = 1.3 \lambda_0$).

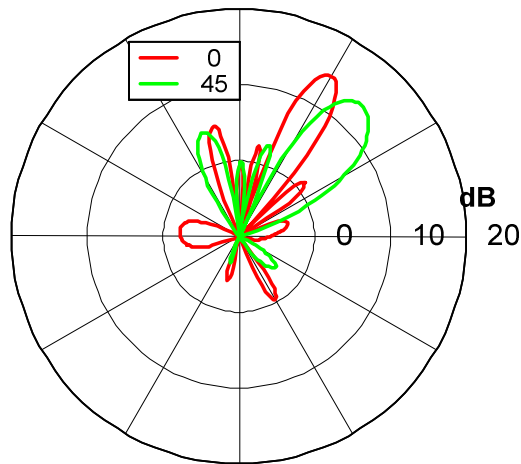


Figure 5-20. Diagrammes simulés à 5.6 GHz du réseau de quatre cellules en ligne ($\lambda_R = 1.3 \lambda_0$).

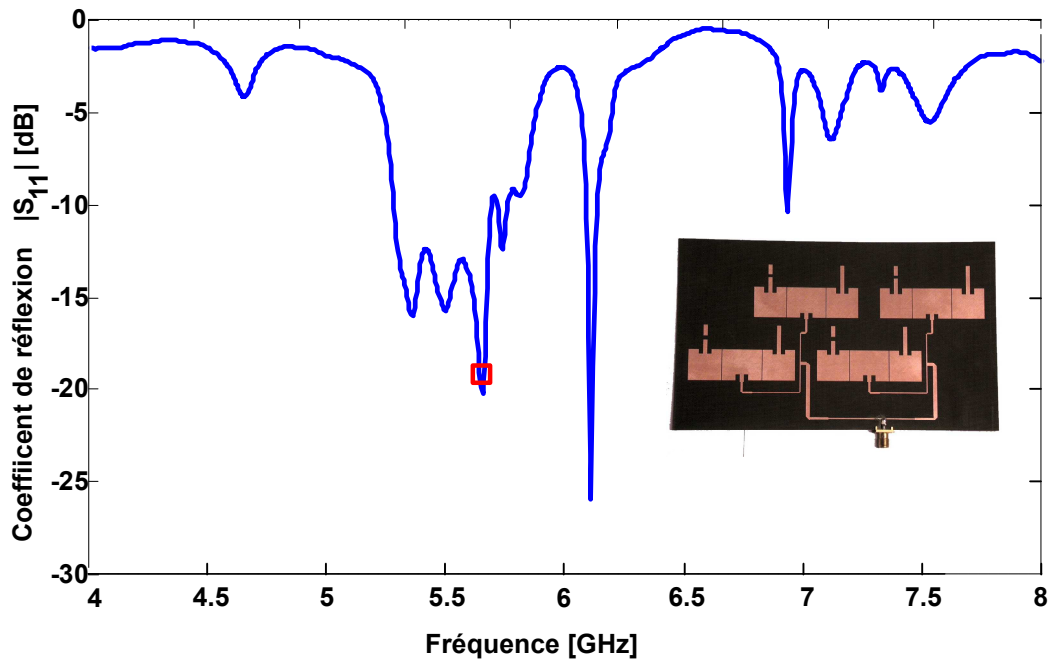


Figure 5-21. Coefficient de réflexion mesuré du réseau de quatre cellules en quinconce ($\lambda_R = 0.65 \lambda_0$).

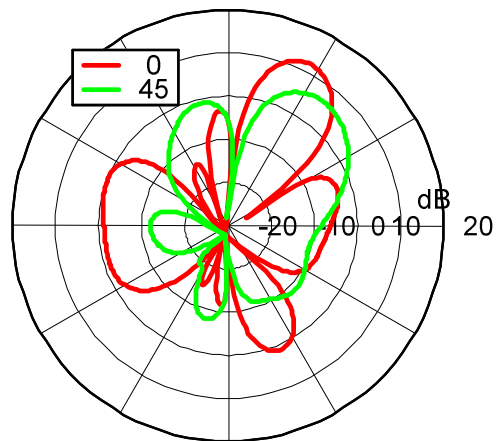


Figure 5-22. Diagrammes simulés à 5.6 GHz du réseau de quatre cellules en quinconce ($\lambda_R = 0.65 \lambda_0$).

Les diagrammes en 3D simulés et mesurés ont été tracés sur la Figure 5-23 pour les deux réseaux. Les diagrammes de rayonnement ont été mesurés pour le réseau quinconce à différentes fréquences (Figure 5-24b). Un réseau en ligne a également été simulé réalisé et mesuré à 24 GHz sur le même principe.

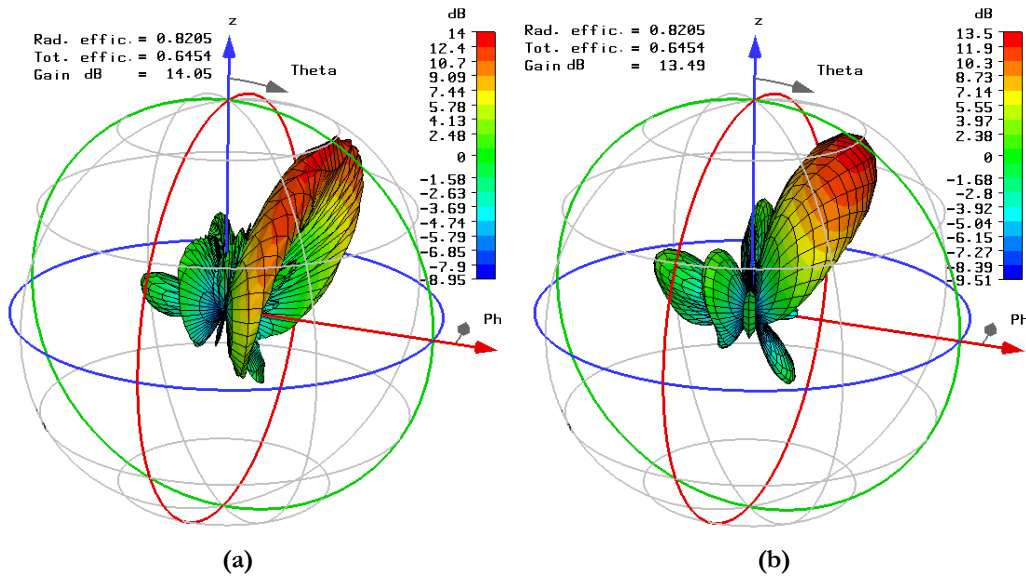


Figure 5-23. Diagramme de rayonnement en 3D simulé à 5.6 GHz sous CST Microwave Studio pour le réseau de cellules directives en ligne ($\lambda_R = 1.3$) (a) et en quinconce ($\lambda_R = 0.65$) (b).

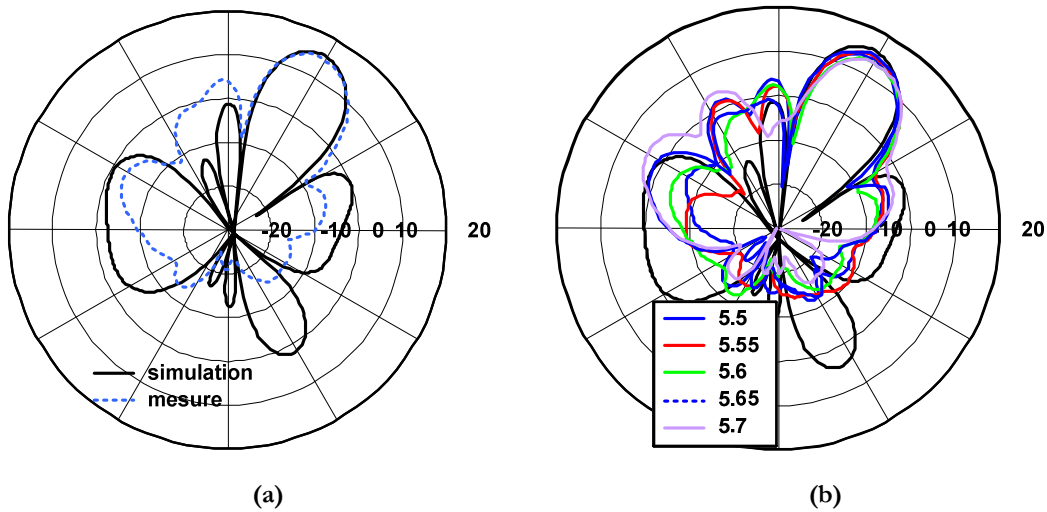


Figure 5-24. Comparaison des diagrammes simulé et mesuré à 5.6 GHz (a) et évolution fréquentielle du diagramme pour le réseau en quinconce ($\lambda_R = 0.65$) (b).

5.2.3 Réseaux de cellules reconfigurables à base de MEMS RF

Les réseaux d'alimentation quinconce et en ligne ont été conçus pour obtenir une directivité importante dans la direction $\theta = +30^\circ$. Cette valeur $+30^\circ$ correspond d'autre part à la direction pointée par les cellules à base de fentes rayonnantes commutables par MEMS RF (chapitre 4) qui fonctionnent elles aussi à 5.6 GHz sur le même substrat Diclad527 d'épaisseur 0.8 mm. Les réseaux d'alimentations développés pour les cellules à base de patch pourront donc être réemployés.

Une perspective serait de réaliser des réseaux de cellules directives intégrant des MEMS RF. La Figure 5-25 présente une antenne fortement directive à commutation de faisceaux combinant des déphaseurs et des cellules reconfigurables à base de MEMS. Cette approche privilégierait un prototype d'antenne intelligente pour une station de base plutôt qu'un prototype de terminal en raison de son encombrement.

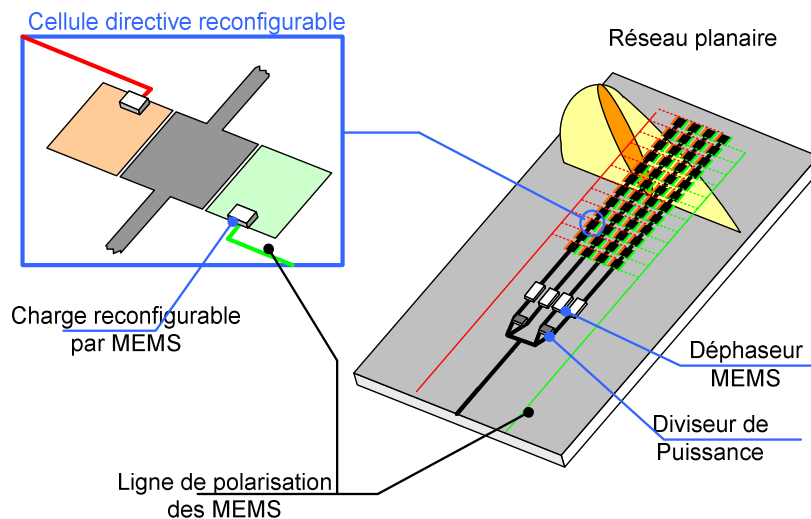


Figure 5-25. Combinaison de déphaseurs et de cellules reconfigurables à base de MEMS RF pour réaliser une antenne fortement directive à commutation de faisceaux.

Conclusion

La mise en réseau de sources élémentaires permet de former, de manière classique des diagrammes de rayonnement très directifs afin de répondre aux exigences de certaines applications en terme de gain.

L'intérêt d'utiliser ces réseaux classiques est d'avoir une agilité de faisceau importante comme des antennes à balayage de faisceaux. Mais le risque est alors de réaliser des antennes très grandes nécessitant des circuits d'alimentations complexes car pour obtenir cette forte directivité, il est nécessaire d'employer un nombre important d'antennes élémentaires en réseau.

Les réseaux phasés classiques ne sont pas forcément les structures les mieux adaptées pour former des diagrammes très directifs à cause de la complexité et des pertes du circuit d'alimentation. .

Ce chapitre a permis de présenter une solution alternative pour répondre au besoin de certaines applications de former des diagrammes directifs avec une faible complexité.

Il s'agit d'utiliser des cellules directives en réseau. Chacune de ces cellules peut être réalisée sur le principe d'une antenne reconfigurable en diagramme comme les réseaux à éléments parasites étudiés dans les chapitres précédents permettant de former des diagrammes directifs. Deux réseaux de cellules en particulier ont été étudiés : un arrangement de quatre cellules en ligne et un arrangement de quatre cellules plus compact en quinconce.

Nous avons montré que des directivités intéressantes pouvaient être obtenues en utilisant un nombre limité de cellules directives. Des performances plus importantes sont attendues avec des cellules plus directives.

Conclusion générale et perspectives

Dans ce mémoire, nous avons abordé les thèmes relatifs à l'étude, la conception et la réalisation d'antennes reconfigurables à base de MEMS RF.

Nous avons choisi de développer des antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement et d'employer des réseaux à éléments parasites chargés par des charges commutables par MEMS RF. Nous rappelons ici les principaux résultats de l'étude.

L'état de l'art des systèmes reconfigurables à base de MEMS RF a mis en avant la difficulté de réaliser des systèmes intégrant des composants MEMS. Les antennes à diversité et en particulier les antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement sont apparues comme une solution technique intéressante. Le travail réalisé a permis de développer des solutions techniques d'antennes reconfigurables en diagrammes intégrant ces composants.

Afin de bien comprendre le fonctionnement des réseaux à éléments parasites, une modélisation a été développée. Une première approche mettant en jeu des éléments dipolaires a ainsi été abordée mettant en lumière les dépendances en fréquence et aux dimensions géométriques du système pour l'adaptation ou l'établissement de diagrammes de rayonnement directif et fortement dépointés. Un modèle analytique a été développé pour les diagrammes de rayonnement et le coefficient de réflexion grâce à des graphes de fluence.

Des réseaux d'antennes passifs intégrant des patches ou des fentes comme éléments rayonnants ont ensuite été réalisés. Les mesures en chambre anéchoïde ont permis de vérifier la validité de la méthode de conception.

L'intégration des composants MEMS a ensuite été abordée. Un modèle a été développé, permettant de prendre compte le comportement électrique du composant MEMS et de son interaction avec l'antenne.

Les systèmes reconfigurables en diagramme développés dans le cadre de cette étude présentent une bande de fréquence de fonctionnement de l'ordre de quelques pourcents. Enfin, il nous paraît important de souligner la réalisation d'outils permettant d'optimiser des cellules directives reconfigurables à base de charges commutées, ou plus généralement tout système utilisant des jeux de charges passives ou commutables pour générer un diagramme de rayonnement spécifique d'un réseau d'antennes tout en maintenant un faible coefficient de réflexion.

Certaines applications ou réalisations abordées au cours de l'étude mériteraient d'être d'avantage développées. Des études du système complet et une évaluation du gain en diversité en condition réelle semblent être nécessaires pour valider l'ensemble de la démarche. Des solutions de contrôle électronique des commutateurs MEMS plus évoluées mériteraient aussi d'être développées pour garantir la fiabilité de ces composants par rapport aux phénomènes de vieillissement et de capture de charge dans le diélectrique. Des unités de contrôle intelligentes plus complètes pourraient également être développées. D'autres applications mettant en œuvre des cellules reconfigurables pourraient être développées, comme la réalisation de station de base GSM-UMTS ou WiMAX.

Il est clair qu'une évolution est attendue vers le millimétrique, qui verrait l'intégration complète des composants RF (commutateurs, varicap...) et des antennes sur le même substrat. Dans le cas des objets communicants, cela se traduit par l'intégration du front-end RF avec son antenne, des capteurs et des éléments commandables permettant de reconfigurer certaines fonctions pour s'adapter au besoin.

Les antennes intégrées à base de MEMS restent à développer comme l'atteste le nombre de papiers traitant de ces sujets. Une idée serait d'utiliser par exemple le package des MEMS RF comme base de réalisation d'antennes à de plus hautes fréquences que celles étudiées (24, 40, 60 et 77 GHz). Ces technologies avancées favorisent l'émergence de nouvelles applications aux fréquences millimétriques, telles que les communications haut débit, les réseaux de capteurs, l'imagerie, les radars, les systèmes de télédétection, etc.... On peut ainsi s'intéresser plus particulièrement aux bandes de fréquences de 10 à 40 GHz (bandes X, Ku, K, Ka) qui regroupent un grand nombre d'applications à fort potentiel.

Il serait ainsi intéressant d'étudier et développer les technologies d'antennes intégrées sur silicium compatibles avec les futurs microsystemes et circuits microélectroniques RF.

La réalisation de ces systèmes comprend généralement deux phases. La fabrication des circuits actifs par une filière microélectronique, puis fabrication des microsystemes (MEMS) et leur encapsulation à l'échelle du wafer par des filières de micro-fabrication de type "Above-IC".

Références bibliographiques

- [ADS] "ADS 2003", Agilent Technologies, Palo-Alto, CA94304, USA.
- [Baek03] C.-W. Baek, S. Song, J.-H. Park, S. Lee, J.-M. Kim, W. Choi, C. Cheon, Y.-K. Kim, Y. Kwon, "A V-band micromachined 2-D beam-steering antenna driven by magnetic force with polymer-based hinges" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.51, n°1, January 2003, pages 325-331.
- [Bal97] C.A. Balanis, "Antenna Theory", second edition, 1997.
- [Ban00] F. D. Bannon III, *et al.*, *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35,no. 4, pages 512-526, April 2000.
- [Bhart82] P. Bhartia and I. J. Bahl, "Frequency agile microstrip antennas." *Microwave J*, vol.25, October 1982, pages 67-70.
- [Bill02] C. Billard, P.L. Charvet, C. Fort; "RF MEMS thermally actuated switch for communication systems", *2002 European Workshop on Integrated Radio Communication Systems* May 6-7 2002, Angers, France.
- [Bozl03] C. Bozler, R. Drangmeister, S. Duffy, M. Gouker, J. Knecht, L.Kushner, R. Parr, S. Rabe, L. Travis, "MEMS microswitch arrays for reconfigurable distributed microwave components," *IEEE Antennas and Propagation Symposium*, 2000.
- [Brown98] E. R. Brown, "RF-MEMS Switches for Reconfigurable Integrated Circuits", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.46, n°11, November 1998.
- [Chauv97] D. Chauvel, N. Haese, P.-A. Rolland, D. Collard, H. Fujita, "A micromachined microwave antenna integrated with its electrostatic spatial scanning," *10th IEEE annual workshop on MEMS*, Nagoya, Japan, 26-30 January 1997, pages 84-89.
- [Chen05] W. H. Chen, Z. H. Feng, "Planar reconfigurable pattern antenna by reactive-load switching", *Microwave and Optical Technology Letters* ,vol.47, n°5, pages 506-507, December 2005.

- [Cheng03] J. Cheng, M. Hashiguchi, K. Ligusa, T. Ohira, "Electronically steerable parasitic array radiator antenna for omni- and sector pattern forming applications to wireless ad hoc networks", *IEE Proc. Microwave, Antennas and Propagation*, vol.150, n°4, August 2003, pages 203-208.
- [Chiao99] J.-C. Chiao, Y. Fu, I. M. Chio, M. DeLisio, L.-Y. Lin, "MEMS reconfigurable vee antenna," *1999 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp*, Anaheim, CA, June 13-19, 1999, pages 1515-1518.
- [Chua03] C. L. Chua, et al. *IEEE/ASME J. Microelectromech. Syst.*, vol. 12, no. 6, pages 989-995, December 2003.
- [Coe64] R. J. Coe, G.Held, "A Parasitic Slot Array", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, January 1964.
- [CST] "CST Microwave Studio", CST GmbH, Darmstadt, Germany.
- [Ding84] R. Dinger, "Reactively steered adaptive array using micro-strip patch elements at 4GHz", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.AP-32, n°8, August 1984, pages 848-856.
- [Ding86] R. Dinger, A planar version of a 4.0 GHz reactively steered adaptive array, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, March 1986, vol.34, n°3, pages 427-431.
- [Dus04] L. Dussopt, "MEMS Technologies for Antenna Applications" *MEMSWAVE 5th Workshop on MEMS for MillimeterWave Communications*. Uppsala, Sweden, July 2004.
- [Dus06] L. Dussopt, S. Lafoy, E. Fond, "A DC-3 GHz Bistable Non-Reflective SP4T MEMS Switch", *MEMSWAVE 2006 & RF MEMS Cluster Meeting*, Orvieto, Italie.
- [Fas00] S. Fassetta, "Etude et conception d'antennes directives à commande électronique pour réseaux locaux sans fil haut débit", *Université Paris XI*, Mémoire de thèse, Septembre 2000.
- [Fas00a] S. Fassetta, A. Sibille, "Switched angular diversity BSSA array antenna for WLAN", *IEE Electronics Letters*, 13th April 2000, vol.36, n°8.
- [Sib00] A. Sibille, C. Roblin, S. Fassetta, Switched beam smart antennas for Hiperlan terminals developed within the Adamo project, *COST260*, Rennes, Octobre 2000.
- [Gold98] C. L. Goldsmith, Z. Yao, S. Eshelman and D. Denniston "Performance of Low-Loss RF MEMS Capacitive Switches", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol.8, n°8, August 1998, pages 269-271.
- [Grant02] P. D. Grant, R. R. Mansour, and M. W. Denhoff, "A Comparison Between RF MEMS Switches and Semiconductor SwitchesZ, in *Canadian Journal of Electronic Computing Engineering*, vol.27, n°1, January 2002.
-

- [Harr74]. R. F. Harrington, J. R. Mautz, "Pattern synthesis for loaded N-port scatterers", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, March 1974, pages 184-190.
- [Harr78] R. F. Harrington, "Reactively controlled directive arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.26, n°3, May 1978, pages 390-395.
- [HFS] "HFSS v9.0", Ansoft Corp, Pittsburgh, PA, USA.
- [Huff03] G. H. Huff et al, "A Novel Radiation Pattern and Frequency Reconfigurable Single Turn Square Spiral Microstrip Antenna", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.13, n°2, February 2003.
- [Humb05] E. Humbert, "Les commutateurs MEMS facilitent la création d'antennes adaptatives", *Electronique Internationale*, 17 novembre 2005.
- [Iri03] Y. Irie, S. Hara, Y. Nakaya, T. Toda, Y. Oishi, "A Beamforming Method for a Reactively Steered Adaptive Array Antenna with RF-MEMS Device" *2003 IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology*.
- [Jak74] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, *IEEE Press*, 1974.
- [Joli05] J.P. Jolivet "L'antenne adaptative sur la voie de la miniaturisation", *Usine Nouvelle*, n°2971, 7 juillet 2005.
- [Kan89] Y.-W. Kang, D. M. Pozar, "Pattern synthesis using reactive loads and transmission line sections for a singly fed array", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.37, n°7, July 1989.
- [Kay60] A. F. Ray, A. J. Simmons "Mutual Coupling of Shunt Slots", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 1960.
- [King57] H. E. King, "Mutual Impedance of Unequal Length Antennas in Echelon", *IRE Transactions on Antennas Propagations*, vol.AP-5, July 1957, pages 306-313.
- [Klem05] M. Klemm, I.Z. Kovcs, G. F. Pedersen, G. Troster, "Novel small-size directional antenna for UWB WBAN/WPAN applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.53, n°12, December 2005, pages 3884-3896.
- [Kraus02] J. D. Kraus, R. J. Markhefka, "Antenna for all applications", *MC Graw Hill third edition*, 2002.
- [Lah01] J.-M. Laheurte, "Switchable CPW-fed slot antenna for multifrequency operation", *Electronics Letters*, December 2001, vol.37 Issue: 25, n°25. Volume: 37, pages 1498-1500.
- [Lah04] J.-M. Laheurte, L. Petit, L. Dussopt, "Parasitic-slot antenna array for pattern diversity", *document ACE* 2004.

- [Lang03] J.-C. Langer, J. Zou, C. Liu, J.T. Bernhard, "Micromachined reconfigurable out-of-plane microstrip patch antenna using plastic deformation magnetic actuation," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.13, n°3, March 2003, pages120-122.
- [Lega04] L. Le Garrec, "Etude et conception en bande millimétrique d'antennes reconfigurables basées sur la technologie des MEMS", Mémoire de thèse, de l'Université de Rennes, Novembre 2004.
- [Mail93] R. J. Mailloux "Phased Array Antenna Handbook", Artech House, 1993.
- [Mas60] S. J. Mason and H. J. Zimmermann, *Electronic Circuits, Signal, and Systems*. New York: Wiley, 1960.
- [Matlab] Matlab, The MathWorks Inc, Natick, MA, USA.
- [Matt04] P. Mattheeijssen, M. H.A.J. Herben, G. Dolmans, L. Leyten, "Antenna-pattern diversity versus space diversity for use at handhelds", *IEEE Transactions on vehicular Technology*, vol.53, n°4, July 2004, pages 1035-1042.
- [Mazz87] G. Mazzarella, G. Panariello, "On the Evaluation of Mutual Coupling Between Slots", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* vol.AP35, n°11, November 1987, pages 1289-1293.
- [Mer04] D. Mercier et al, "A DC to 100 GHz high performance ohmic shunt switch", *IEEE IMS 2004*, Fort Worth, TX, June 2004.
- [Mihai98] R. E. Mihailovich and J. DeNatale, *Personal communications*, Rockwell Scientific, Agoura Hills, CA, 2001.
- [Mori04] K. Mori, "Small Beam-Switched Antenna with RF Switch for Wireless LAN", *34th European Microwave Conference*, Amsterdam, The Netherlands, 11-15 October 2004.
- [Mul00a] J. B. Muldavin, and G. M. Rebeiz, "High-Isolation CPW MEMS Shunt Switches – Part 1: Modeling", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol.48, no.6, pp.1045-1052, 2000.
- [Mul00b] J. B. Muldavin, and G. M. Rebeiz, "High-Isolation CPW MEMS Shunt Switches – Part 2: Design", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol.48, no.6, pp.1053-1056, 2000.
- [Ngu05] C.T.-C. Nguyen, "RF MEMS in Wireless Architecture"
- [Pana03] P. Panaia, R. Straraj, C. Luxey, G. Kossiavas, G. Jacquemod, "Antenne PIFA Commutable à fente", *13èmes Journées Nationales Microondes*, 21-22-23 mai 2003 – Lille.
-

- [Pana06] P. Panaia, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj, L. Petit, L. Dussopt, "Multistandard Reconfigurable Pifa Antenna", *Microwave Optical Technology Letters*, vol.48, no.10, p.1975-1977, October 2006.
- [Pet04a] L. Petit, "Antennes reconfigurables à base de MEMS RF", 7ème édition des Journées Nationales du Réseau Doctoral de Microélectronique à Marseille, 4- 6 Mai 2004.
- [Pet04b] L. Petit, L. Dussopt, J.-M. Laheurte, "Antenna arrays CAD modelling and application to the design of a parasitic-slot array for pattern diversity", *Journées Internationales de Nice sur les antennes 13th International Symposium on Antennas*, Nice, November 2004.
- [Pet05] L. Petit, L. Dussopt, J.-M. Laheurte, "MEMS-Switched Parasitic-Antenna Array for Radiation Pattern Diversity", *35th European Microwave Conference (EuMC.05)*, Paris, France, 4-6 October 2005.
- [Pet05a] L. Petit, L. Dussopt, J.-M. Laheurte, " Antenne à diversité de diagramme à base de MEMS RF", *14^{èmes} Journées Nationales Micro-ondes*, Mai 2005, Nantes.
- [Pet05b] L.Petit, P. Panaia, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj, L. Dussopt, and J.-M. Laheurte,"MEMS-Switched Reconfigurable antennas", *MEMSWAVE 6th workshop on MEMS for MillimeterWAVE communications*, EPFL Lausanne, Switzerland, June 2005.
- [Pet06] L. Petit, L. Dussopt, and J.-M. Laheurte, "MEMS-Switched Parasitic-Antenna Array for Radiation Pattern Diversity", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.54, n°9, September 2006, pages 2624-2631.
- [Pet06a] L. Petit, "Réseaux d'antennes reconfigurables à base de composants microsystemes hyperfréquences pour réseaux sans fil à haut débit.", *9ème édition des Journées Nationales du Réseau Doctoral de Microélectronique*, Rennes, 10-12 Mai 2006.
- [Pillans02] B. Pillans, J. Klebe, C. Goldsmith; M. Eberly; "RF power handling of capacitive RF MEMS devices", *Proceedings of 2002 International Microwave Symposium (MTT 2002)*, 2-7 June 2002, Seattle, WA, USA, vol.1, pages 329-332.
- [Pouss06] B. Poussot, J.-M Laheurte, L. Petit, L. Dussopt, "Switched parasitic patches for antenna polarization/pattern diversity. Optimization based on the minimization of the correlation factor", *EuCAP 2006*, 6 – 10, November 2006, Nice, France.
- [Pozar94] D. M. Pozar, "The active element pattern", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.42, n°8, August 1994, pages 1176-1178.
- [Reb03] G. M Rebeiz, "RF MEMS theory, design, and technology", *John Wiley & Son Press*, 2003.
-

- [Sch04] R. W. Schlub, "Practical Realization of switched and Adaptive Parasitic Monopole Radiating structures", *Phd report Griffith University*, January 2004.
- [Scott99] N. L. Scott, M. O. Leonard-Taylor, R. G. Vaughan, "Diversity Gain from a Single-Port Adaptive Antenna Using Switched Parasitic Elements Illustrated with a Wire and Monopole Prototype", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.47, n°6, June 1999.
- [Shaw90] R.W. Shaw; J.K. Kovitz, L. Johnson, G.D Arndt, "Design of a planar array of parasitic microstrip patch antennas", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1990. AP-S. 'Merging Technologies for the 90's'. Digest, 7-11 May 1990 vol.4, pages 1437-1440.
- [Shis02] B. Shishkov, T. Ohira, B. Komiyama, " Reactively Controlled adaptive arrays - a key technology for achieving the wireless AD-HOC community Network", *Proceedings of the XXVII-th General Assembly of URSI*, CP.P.4, Maastricht, the Netherlands, 2002.
- [Sim01] R. N. Simons, D. Chun, L. P.B. Katchi, "Reconfigurable array antenna using microelectromechanical systems (MEMS) actuators", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2001. vol.3, n°8-13 July 2001, pages 674-677.
- [Sim02] R. N. Simons, D. Chun, and L. P. B. Katehi, "Polarization reconfigurable patch antenna using microelectromechanical systems (MEMS) actuators", *Proc. IEEE/URSI, Symposium on Antennas and Propagation*, vol.1, 2002, pages 6-9.
- [Steph55] B. T. Stephenson, H. Walter, "Endfire Slot antennas", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, April 1955, pages 81-86.
- [Stutz98] WL Stutzman and GA Thiele, *Antenna theory and design*, Wiley, New York, 1998, pages 210-216.
- [Tana04] H. Tanaka, I. Iday, J.-I. Takaday, T. Toda and Y. Oishi, "Diversity antenna loaded with reactance control circuits configured with variable capacitors for effective combining", *Joint COST 273/284 Workshop on Antennas and Related System Aspects in Wireless Communications*, June 2004 (Gothenburg, Sweden).
- [Thiel02] D. V. Thiel, S. Smith, "Switched Parasitic Antennas for Cellular Communications", *Artech House*, 2002.
- [Vaugh99] R. Vaughan, "Switched Parasitic Elements for Antenna Diversity", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.47, n°2, February 1999.
- [Wenn01] M. Wennström, T. Swantesson, "An antenna solution for MIMO Channels : the switched parasitic antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2001.
-

- [Yan01] F. Yang and Y. Rahmat-Samii: "Patch Antenna with Switchable Slot (PASS): Dual Frequency Operation", *Microwave Optical and Technology Letters*, vol.31, no.3, November 2001, pages 165-168.
- [Yan02] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Patch Antenna with Switchable Slots (PASS): Reconfigurable Design for Wireless Communications", *2002 IEEE AP-S Digest*, vol.1, June 2002, pages 462-465.
- [Yan03] Fan Yang and Yahya Rahmat-Samii "A Compact Dual Band Circularly Polarized Antenna Design for Mars Rover Mission", *2003 IEEE AP-S Digest*, vol.3, June 2003, pages 858-861.
- [Yao99] Z.J. Yao, S. Chen, S. Eshelman, D. Denniston, C. Goldsmith, "Micromachined low-loss microwave switches ", *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol.8, n°2, June 1999, pages 129–134.
- [Yoo00] J.-B. Yoon, et al., 2000 IEEE Int. Electron Devices Meeting, (IEDM), Dec. 11-13, 2000, pages 489-492.
- [Zhang04] S. Zhang, G. H. Huff, J. Feng, and J. T. Bernhard, "A Pattern Reconfigurable Microstrip Parasitic Array", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.52, n°10, October 2004, pages 2773-2776.
-

Annexe A

Compléments sur la méthode de modélisation analytique

Un type de représentation graphique donnant une alternative aux schémas fonctionnels des systèmes linéaires a été proposée par S.J. Mason sous la dénomination de graphes de fluence (signal flow graphs en anglais). Un graphe de fluence est un schéma permettant de représenter simultanément un certain nombre d'équations algébriques liées entre elles.

A-1. Définition

Un *graphe de fluence* est un graphe composé de nœuds associés chacun à une variable du système connectés par des arcs représentant un transfert effectué sur le nœud (la variable) en amont.

- Un nœud est un point représentant une variable ou un signal.
- Un arc qui joint deux nœuds représente un transfert (une transmittance) entre deux variables.

Nous donnons maintenant un certain nombre de définitions d'éléments caractéristiques d'un graphe de fluence.

- Un nœud source ne comprend que des arcs divergents et est associé à une entrée du système.
- Un nœud puits ne comprend que des branches convergentes. Il est associé à une sortie du système.
- Un chemin est une succession d'arcs.
- Une boucle est un chemin fermé.
- Le gain d'une boucle est le produit des transmittances des arcs composant le chemin.

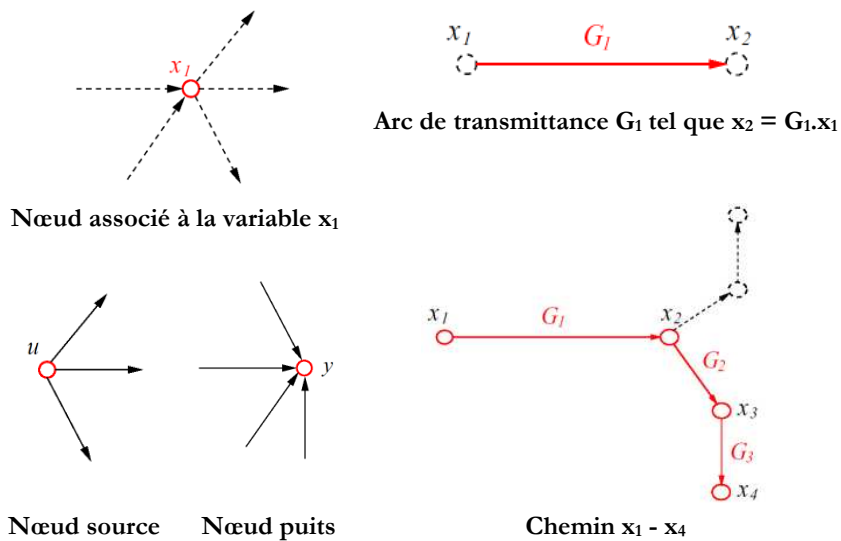


Figure A-1. Représentation fondamentale des graphes de fluences.

A-2. Algèbre dans les graphes de fluence

Les règles opérationnelles dans un graphe de fluence peuvent être résumées ainsi.

- La valeur d'un nœud ayant une branche convergente donnée par $x_2 = G_1 x_1$.
- La transmittance équivalente d'une suite d'arcs est égale au produit des transmittances constituantes.
- Des arcs parallèles peuvent être combinés en additionnant les transmittances.
- Un nœud intermédiaire peut être éliminé.
- Une boucle peut être éliminée en utilisant les règles de MASON.

A-3. Règle de MASON

La transmittance d'un circuit linéaire caractérisé par un graphe de fluence est donnée par

l'expression : $T = \frac{\sum P_i \Delta_i}{\Delta}$. Le déterminant du graphe est donné par :

$$\Delta = 1 - \sum_{i=1}^n B_i + \sum B_i B_j - \sum B_i B_j B_k + \sum B_i B_j B_k B_l \dots etc .$$

- B_i : transmittance de la boucle i ($n =$ nombre de boucle du graphe)
- $\sum B_i B_j$: somme des produits deux à deux des transmittances des boucles disjointes
- $\sum B_i B_j B_k$: somme des produits 3 à 3 des transmittances des boucles disjointes

- P_i : transmittance du i -ème parcours ouvert entre la source et le puits.
- Δ_i : déterminant du sous graphe obtenu en supprimant le i -ème parcours ouvert ($\rightarrow P_i$) avec tous ses nœuds.

Un réseau d'antennes couplées se prête bien à la mise en œuvre des graphes de fluences dans la mesure où les couplages sont des phénomènes linéaires.

Mais le graphe de fluence d'un réseau comportant de nombreux éléments peut devenir très complexe comme le montre le graphe de fluence d'un réseau de 7 éléments.

La Figure A-2 présente quelques exemples de réseaux à éléments parasites comportant de 3 à 7 éléments et le graphe de fluence associé à ces réseaux.

Dans ces conditions, la mise en œuvre des règles de Mason devient quasiment impraticable. Il convient dès lors de se doter des outils pour générer les expressions analytiques de l'adaptation et du diagramme de rayonnement du réseau chargé.

Le premier algorithme, relativement lourd, consiste en l'application stricte des règles de Mason sur les graphes de fluences décrits par une liste de nœuds ou "Netlist".

Cette méthode est transposable à n'importe quel système mais n'introduit aucune simplification. Le temps de calcul peut être particulièrement long si le réseau est important.

Il faut compter plusieurs heures voire plusieurs dizaines d'heures pour les systèmes à 7 éléments. Cette méthode permet d'obtenir une expression analytique complète de l'adaptation du champ rayonné.

Le deuxième algorithme met en jeu un certain nombre de simplifications liées à la structure générique des graphes de fluence des systèmes parasites. L'intérêt de cette méthode est son extrême rapidité par rapport à l'algorithme 1. Un autre avantage est de pouvoir filtrer plus facilement les combinaisons de boucles trop importantes ou encore les couplages sur le même principe qui est exposé dans [Duss03] pour les réseaux d'antennes. Cet algorithme est extrêmement rapide.

Pour un système de 7 paramètres (Figure A-2), il suffit ainsi de quelques dizaines de secondes (contre plusieurs heures pour l'algorithme précédent) pour obtenir les expressions sous forme matricielles qui sont aussi plus facilement exploitables.

Le deuxième algorithme est plus adapté aux réseaux comportant beaucoup d'éléments du fait de sa rapidité et d'une expression matricielle simplifiable et aisément manipulable.

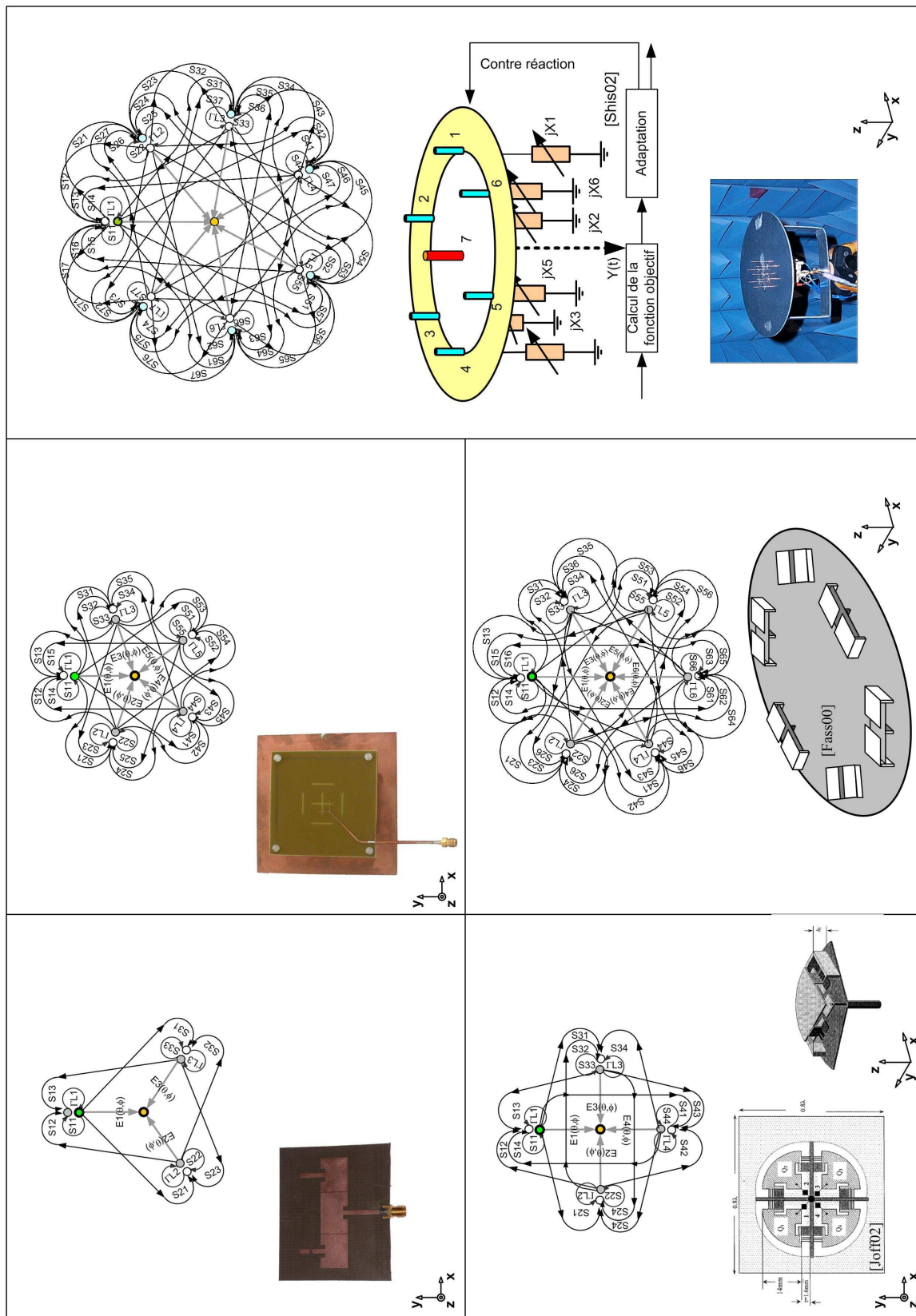


Figure A-2. Graphes de fluxes de réseaux parasites comportant de 3 à 7 éléments.

Annexe B

Diversité de polarisation

Le réseau d'antenne à trois éléments parasites présenté dans les chapitres 3 et 4 produit un diagramme de rayonnement avec une polarisation simple. Cependant, il a été montré que la diversité de polarisation est fortement souhaitable dans les environnements de propagation multi-trajets. Une telle diversité peut être mise en application avec la structure montrée dans la Figure B-1c, où les deux structures des Figure B-1a et B-1b ont été combinées. Sur ce principe, deux antennes croisées dérivées de l'antenne à base de fentes présentée précédemment ont été développées (Figure B-2). Ces antennes apportent non seulement une diversité de diagramme mais aussi une diversité de polarisation grâce à la mise en action d'un commutateur SPDT (Single-Pole-dual-Throw).

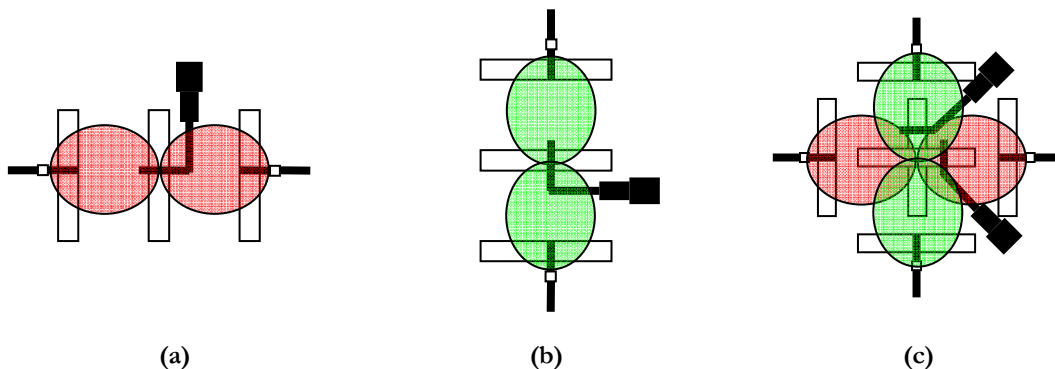


Figure B-1. Réseau parasites à base de fentes : axes 1 (a) axe 2 (a) et combinaison (1)+(2) (c).

La ligne microruban d'alimentation peut être commutée pour alimenter une des deux fentes centrales par un commutateur MEMS SPDT. Il faut préciser que l'antenne ne réalise pas une véritable diversité de polarisation puisque la polarisation et la direction de faisceau sont changées en même temps.

Néanmoins, elle présente l'avantage de produire des états de diagramme supplémentaires et faiblement corrélés entre les deux réseaux de trois antennes orthogonaux pour un encombrement identique sur le substrat.

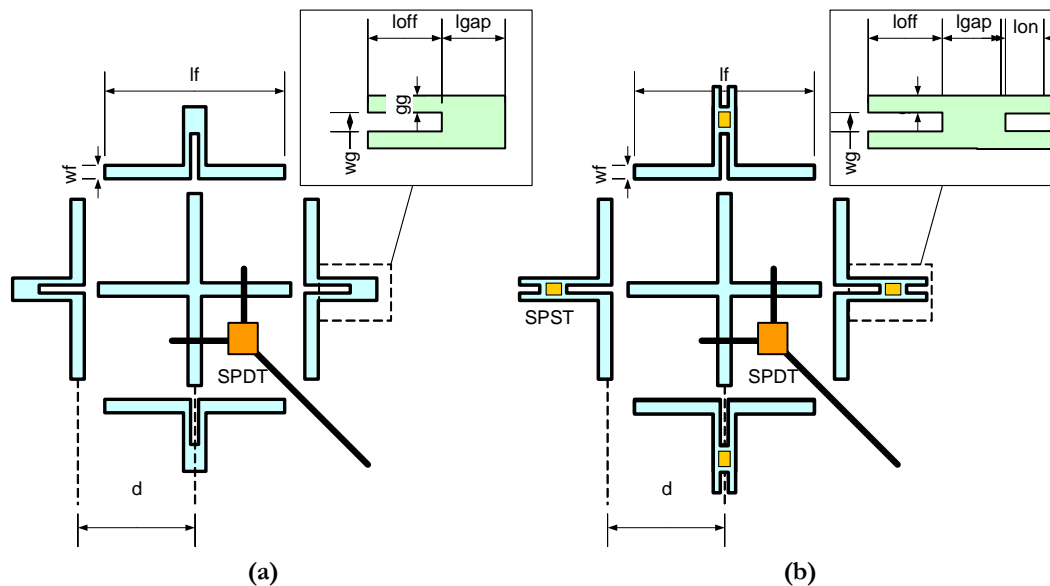


Figure B-2. Antenne SPA à diversité de polarisation par commutation d'alimentation (a), et version à commutation d'alimentation et de charges.

Dans le prototype présenté sur la Figure B-2, les éléments parasites sont des fentes simples sans charge réactive commutable. Cette configuration particulière de chargement produit un diagramme de rayonnement présenté sur la Figure B-4 avec des faisceaux principaux à $\pm 30^\circ$. Une des fentes centrales est alimentée par la ligne microruban tandis que l'autre est chargée par une alimentation en circuit ouvert simulant le côté ouvert du commutateur SPDT. Cet arrangement d'alimentation laisse exciter seulement la fente choisie, et aucun mode parasite n'est excité dans la deuxième branche de polarisation. Ceci a été vérifié en traçant les courants magnétiques simulés dans les fentes et en mesurant la polarisation croisée à -10 dB. En outre, le prototype a été conçu avec un réflecteur situé à 13 mm derrière l'antenne ($\sim \lambda/4$ à 5.6 GHz). Ceci minimise le diagramme de rayonnement arrière.

L'antenne à éléments parasites fixes présente deux diagrammes commutés (rayonnement vers l'horizon ou "endfire"). L'antenne à éléments parasites commutés permet de jouer à la fois sur la forme du diagramme (axial/vers l'horizon/ gauche /droite) et sur la polarisation grâce à un commutateur SPDT (Single-Pole-Dual-Throw). La première antenne ne permet qu'un degré de liberté en mode sélection.

La seconde antenne apporte plusieurs degrés de liberté en mode sélection. L'accès SPDT pourrait être remplacé par une architecture RF pour faire de la recombinaison de signal (Maximum Ratio Combining ou du Equal Gain Combining).

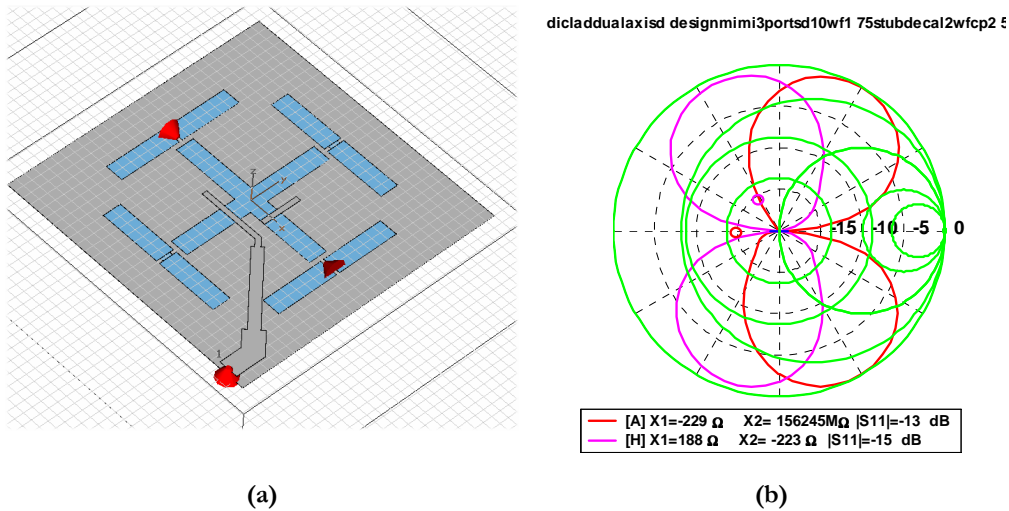


Figure B-3. Antennes simulée sous CST MWS (a) et diagrammes de rayonnement optimisés avec l'interface(b).

Dans le cadre du développement d'applications véhiculaires, un design mettant en œuvre un plan de masse réflecteur a également été conçu et réalisé.

Ce démonstrateur est réalisé sur un substrat FR4 de 0.8mm d'épaisseur. Le plan réflecteur est placé à $\lambda/4$ des fentes (soit 13.2mm à 5.66 GHz. Le comportement fréquentiel du coefficient de réflexion (Figure B-5a) et des diagrammes de rayonnement (Figure B-5b) est conforme aux simulations.

Une antenne reconfigurable en diagramme et en polarisation a été développée en parallèle, les travaux de [Mori04] réutilisent la même géométrie (Figure B-4). Notre prototype intègre des fentes rayonnantes croisées à base de charges commutables par MEMS RF.

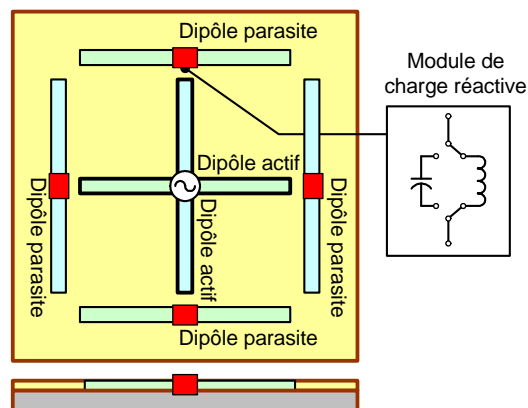


Figure B-4. Antenne reconfigurable en diagramme et en polarisation [Mori04].

Les commutateurs sont placés au sein de l'élément rayonnant alors que notre approche met en jeu des MEMS sur charges coplanaires ou microrubans à l'extérieur des éléments rayonnants (voir chapitre 4). Ils ont donc une influence minimale sur les diagrammes de rayonnement. Par ailleurs, les diagrammes semblent moins bons que ceux que nous obtenons et les commutateurs mis en jeux (diode PIN) ont une consommation beaucoup plus importante que les MEMS électrostatiques que nous mettons en œuvre et qui ont une consommation quasi nulle.

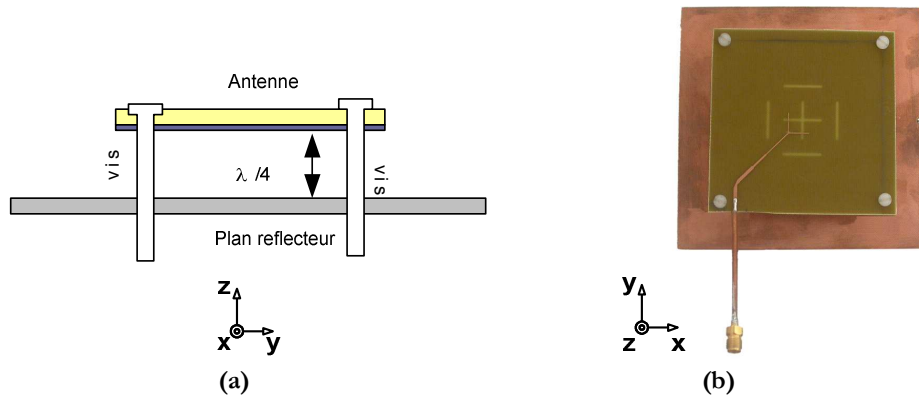


Figure B-5. Schéma (a) photographie du prototype d'antenne reconfigurable en diagramme et en polarisation avec plan réflecteur (b).

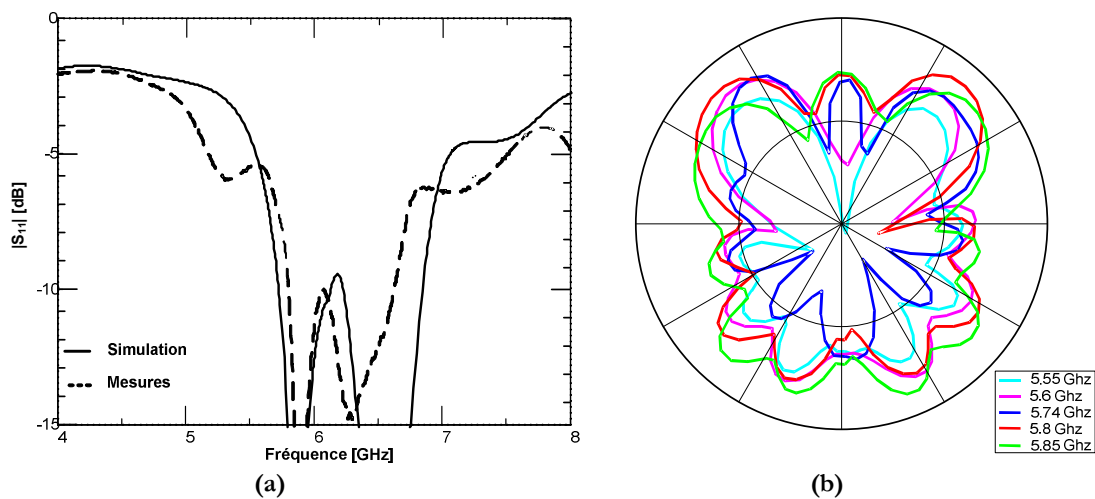


Figure B-6. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (a) et diagramme de rayonnement en fonction de la fréquence (b).

Annexe C

Mesures de diversité

Il est clair que l'évaluation des performances des antennes reconfigurables réalisées n'a de sens que dans un environnement indoor ou urbain. Ce milieu peut être modélisé numériquement ou récréé artificiellement. Les mesures peuvent également être réalisées in-situ. Afin d'être complet, le gain apporté par la diversité de diagramme des réseaux à éléments parasites développés dans cette étude doit être évalué par une étude statistique effectuée dans un environnement réel.

Il a été montré [Matt04], dans le cas des antennes à éléments parasites commutés, qu'il est possible d'obtenir un faible coefficient de corrélation des diagrammes de rayonnement de l'antenne, tout en conservant une bonne adaptation.

En outre, le nombre d'états d'impédance de l'antenne parasite peut être réduit à deux sans affecter la diversité de l'antenne à diversité de diagramme de manière significative.

Ces travaux concluent que la diversité de diagramme est un meilleur choix que la diversité spatiale pour l'exploitation des terminaux mobiles.

Afin d'évaluer effectivement le gain de diversité des antennes à diversité de diagramme étudiées, une technique originale a été développée. Il s'agit de créer un scénario d'évanouissement grâce à quatre sources à base de patch et de directeurs réparties dans la chambre anéchoïde.

Nous présentons ici le protocole expérimental mis en œuvre pour la mesure de diversité. Des antennes à diversité de diagramme (en passif) ont été développées à 2.45 GHz (Figure C-1). En ce qui concerne le diagramme de rayonnement (Figure C-1b), on observe un décalage en fréquence de 80MHz lié à la précision de modélisation des matériaux FR4.

Les niveaux d'évanouissement peuvent être calculés et représentés (Figure C-2). L'antenne sous test est ensuite déplacée dans le milieu au moyen d'un mât motorisé de longueur $L = 0.5$ m. La photo de Figure C-3 présente le dispositif expérimental, l'antenne mesurée est la même que celle de la Figure C-1.

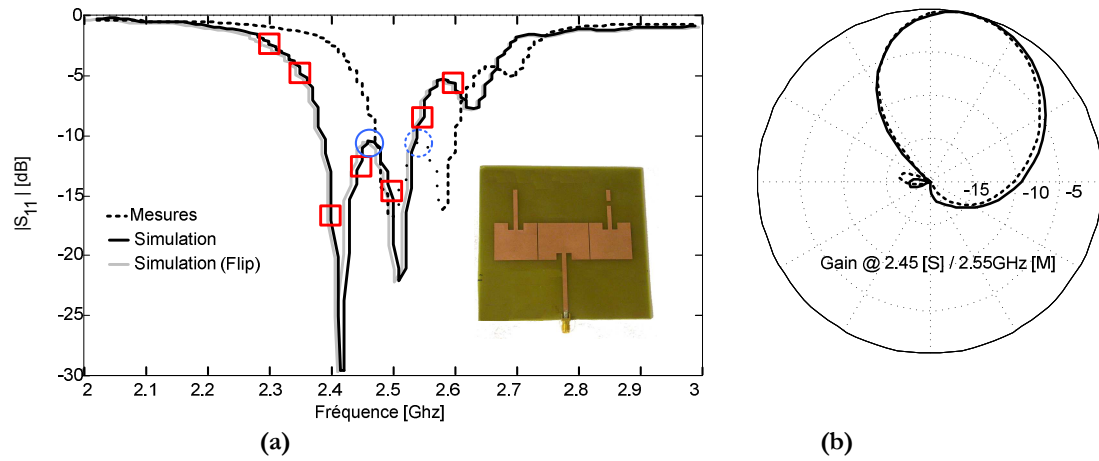


Figure C-1. Antenne patch à diversité de diagramme à 2.45 GHz.

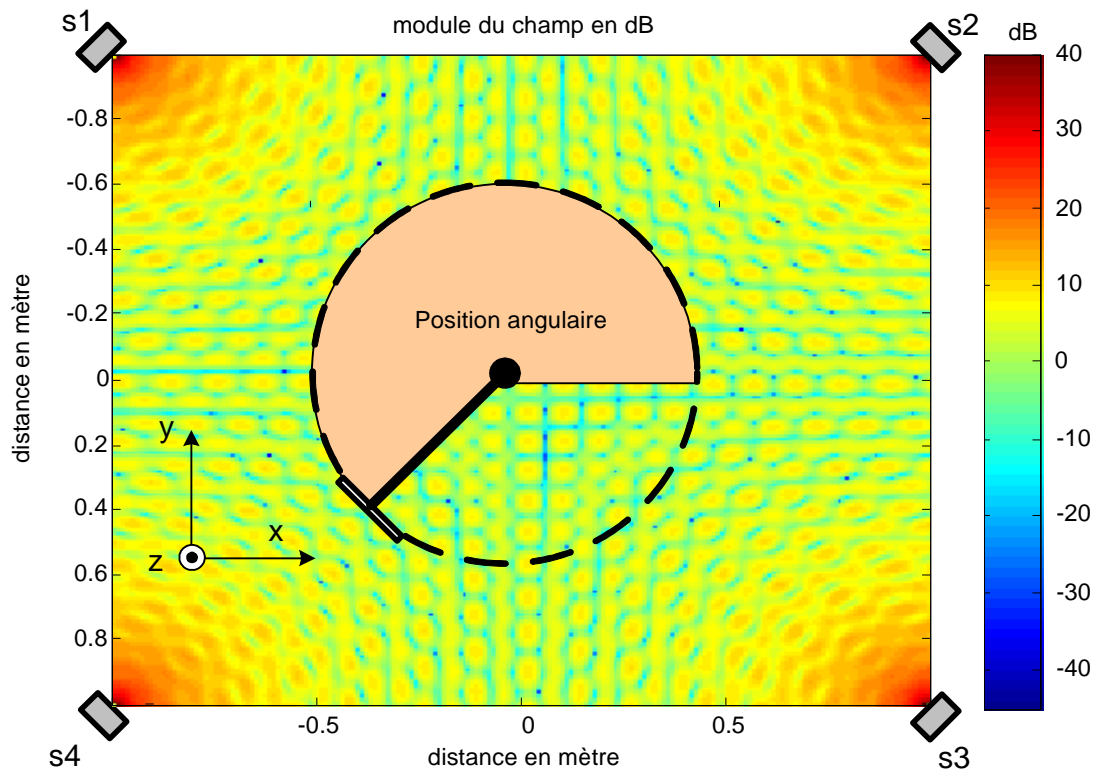


Figure C-2. Principe de mesure en diversité.

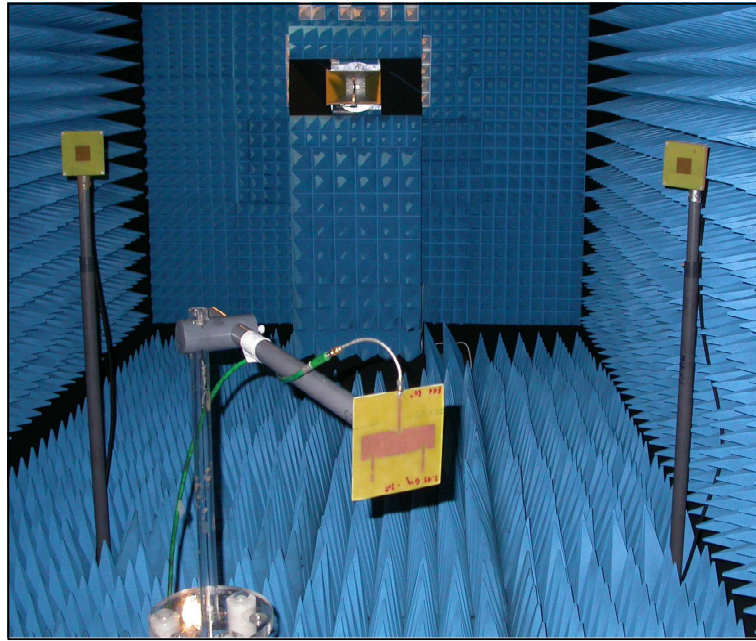


Figure C-3. Photographie du dispositif expérimental.

Cet environnement est prédictible (position et intensité des interférences) et modulable (formation d'un trajet principal par exemple) par l'utilisation de sources multiples et de réflecteurs. Il s'agit d'un canal de Rayleigh. Cette condition est garantie dans la mesure où le rayon de brassage n'est pas trop long. : si $L > 0.5$ m le critère de Rayleigh n'est plus tout à fait vérifié.

Après mesures des signaux de l'antenne dans ses différents états, le gain de diversité est obtenu par les techniques de combinaison décrites dans le chapitre 1.

La Figure C-4 présente la mesure du signal reçu dans les différents états à 2.55 GHz ainsi que la sélection du maximum qui constitue une simulation d'un mode sélection [S]. On observe que les niveaux des deux signaux en fonction de la position angulaire sont nettement différents, ce qui voudrait dire à priori que les diagrammes de rayonnement sont fortement décorrelés. Un fort gain de diversité est attendu d'après [Matt04].

La Figure C-5 présente l'évaluation de la probabilité d'occurrence en fonction du module de l'enveloppe de la porteuse.

Le gain de diversité est ainsi évalué pour une probabilité d'occurrence de 10^{-2} , ce qui signifie que la qualité de service est assurée à 99%. Cette valeur est suffisamment faible tout en nous assurant que le canal respecte bien le critère de Rayleigh.

Un important effet d'occultation est observé (shadowing ou évanouissements lents). En effet, le champ rayonné occupe le demi-espace (antennes à base de patch).

La valeur du MLU (0.9dB) est faible ce qui garantit un gain de diversité important pour les combinaisons MRC et EGC.

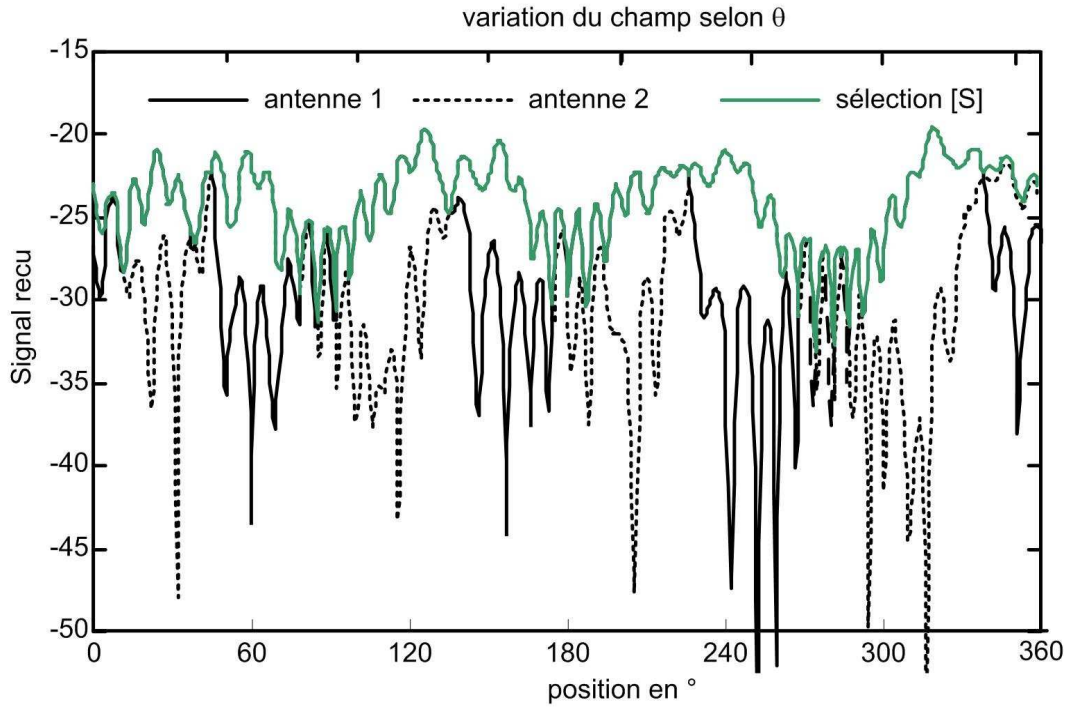


Figure C-4. Mesure du signal reçu dans les différents états et sélection du Maximum.

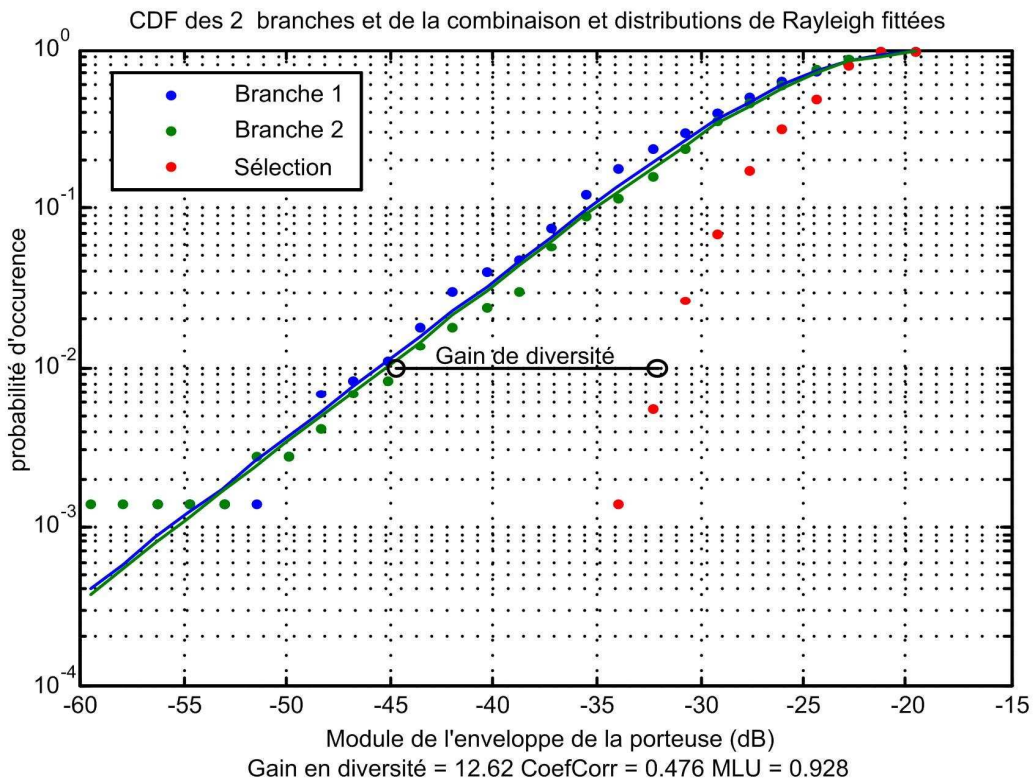


Figure C-5. Evaluation de la probabilité d'occurrence en fonction de l'enveloppe de la porteuse.

Contributions

Actes de conférences

L. Petit, "Antennes reconfigurables à base de commutateurs MEMS RF", *7ème édition des Journées Nationales du Réseau Doctoral de Microélectronique*, Marseille, 4- 6 Mai 2004 [Pet04].

L. Petit, L. Dussopt, J-M. Laheurte, "Antenna arrays modeling and application to the design of a parasitic-slot antenna array for pattern diversity", *13th International Symposium on Antennas*, Nice, November 2004 [Pet04].

J-M. Laheurte, **L. Petit**, L. Dussopt, "Parasitic-slot antenna array for pattern diversity", *document ACE 2004* [Lah04].

L. Petit, L. Dussopt, J-M. Laheurte, "Antenne à diversité de diagramme à base de MEMS RF" *14^{èmes} Journées Nationales Micro-ondes*, Mai 2005 Nantes [Pet05a].

L. Petit, L. Dussopt, J.-M. Laheurte, "MEMS-Switched Parasitic-Antenna Array for Radiation Pattern Diversity", *European Microwave Week 2005 (EUMW05)*, Paris, France, 3-7 October 2005 [Pet05].

L. Petit, P. Panaia, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj, L. Dussopt, and J.-M. Laheurte, "MEMS-Switched Reconfigurable antennas", *MEMSWAVE 6th workshop on MEMS for MillimeterWAVE communications*, EPFL Lausanne, Switzerland, June 2005 [Pet05b].

L. Petit, "Réseaux d'antennes reconfigurables à base de composants microsystemes hyperfréquences pour réseaux sans fil à haut débit.", *9ème édition des Journées Nationales du Réseau Doctoral de Microélectronique*, Rennes, 10- 12 Mai 2006 [Pet06a].

B. Poussot, J.-M Laheurte, **L. Petit**, L. Dussopt, "Switched parasitic patches for antenna polarization/pattern diversity. Optimization based on the minimization of the correlation factor", *EuCAP 2006* 6 - 10 November 2006, Acropolis, Nice, France [Pouss06].

Publications Journal

L. Petit, L. Dussopt, and J-M. Laheurte, "MEMS-Switched Parasitic-Antenna Array for Radiation Pattern Diversity", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.54, n°9, September 2006, pages 2624-2631 [Pet06].

P. Panaïa, C. Luxey, G. Jacquemod, Robert Staraj, **L. Petit**, L. Dussopt, "Multistandard reconfigurable PIFA Antenna", *Microwave Optical Technology Letters*, vol.48, no.10, p.1975-1977, October 2006.

Travaux cités dans journaux grand public

J.P. Jolivet "L'antenne adaptative sur la voie de la miniaturisation", *Usine Nouvelle*, N° 2971, 7 juillet 2005 [Joli05].

E. Humbert, "Les commutateurs MEMS facilitent la création d'antennes adaptatives", *Electronique Internationale*, 17 novembre 2005 [Humb05].

Collaborations

LEAT : Réalisation et mesures de prototypes à base de MEMS RF (diversité de fréquence) [Pet05b].

ESYCOM : Modélisation des réseaux parasites à diversité de diagramme et de polarisation [Pouss06].

AMICOM: Réseau Européen d'excellence (European Commission's 6th Framework Programme).

ACE : Antenna Center of Excellence (participation aux travaux) [Lah04].

Résumé

Ce mémoire traite de l'étude d'antennes reconfigurables à base de MEMS RF. L'approche retenue est la diversité de diagramme de rayonnement de la station de base et du mobile. Elle peut être particulièrement intéressante dans un environnement indoor (à l'intérieur d'un bâtiment) pour lutter contre les évanouissements provoqués par les réflexions multiples et augmenter la portée des systèmes, ce qui optimise les bilans de liaison améliore les débits de transmission, l'autonomie et permet par ailleurs d'augmenter le nombre d'utilisateurs en diminuant les interférences entre eux.

Un état de l'art des solutions d'antennes reconfigurables ainsi qu'une introduction des MEMS RF est présentée. Ces composants présentent à la fois des performances RF très élevées, une linéarité accrue, pour un encombrement, un poids et une consommation de puissance bien plus faible que leurs équivalents à semi-conducteurs. Ces avantages deviennent encore plus évidents aux fréquences millimétriques où de nouvelles applications émergent. De plus, ils peuvent être intégrés à des circuits en technologie CMOS sur du silicium ou encore fabriqués sur de nombreux substrats avec l'antenne.

Les développements essentiels de cette étude sont la mise en œuvre d'une méthode de modélisation et d'optimisation de réseaux à éléments parasites afin de former des diagrammes dépointés et l'intégration, via des modèles électriques équivalents, d'interrupteurs microélectromécaniques radiofréquences (MEMS RF) afin de rendre ces antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement.

Il s'est en effet avéré qu'il était nécessaire de modéliser ces systèmes afin de développer une démarche de conception efficace des réseaux à antennes parasites commutées. Suite à ces efforts de modélisation, des prototypes d'antennes passifs ont été réalisés et mesurés, permettant de valider la méthode de conception. Un prototype actif utilisant des composants MEMS RF a ensuite été développé. Des antennes à formation de faisceaux ont également été développées sur la base de cellules composées chacune d'une antenne reconfigurable constituant un sous réseau d'un réseau plus large.

MOT-CLES : Antennes reconfigurables, Antennes à éléments parasites, Diversité, Microsystèmes Radiofréquences, MEMS RF, Modélisation, Optimisation.

Abstract

This thesis deals with the study of RF MEMS based reconfigurable antennas. The considered approach is the radiation pattern diversity for mobile and base station. It reveals itself an interesting diversity scheme especially in indoor conditions as it enables link budget optimization, and provides a way to reduce fading in multipath environments, raise up data rate and meanwhile the number of users by reducing interferences between them.

A state-of-the-art about reconfigurable antennas solutions along with an introduction to RF MEMS is presented. These components show high RF performances, great linearity, along with much reduced power consumption compared to their equivalent solid-state devices. These advantages become even more obvious at millimeter-wave frequencies, where new applications are emerging. In addition, they can be integrated with CMOS circuits on silicon or fabricated with the antenna on various substrates.

The main developments in this study are the implementation of a modeling and optimizing method of parasitic antenna arrays and the integration in these antennas, through equivalent electrical models, of radiofrequency microelectromechanical (MEMS RF) switches, in order to reconfigure their radiation patterns.

It indeed reveals itself necessary to model these systems in order to have a reliable, efficient design of switched parasitic array antennas. Beyond these modeling efforts, passive antenna prototypes have been realized and measured, validating the whole design method. An active prototype, integrating RF MEMS devices have then be developed. The problem of modeling and integrating these RF MEMS devices in antennas has then been tackled. Beam forming antennas have eventually been developed, based on reconfigurable antenna cells, each forming a sub-array of a larger array.

KEY-WORDS: Reconfigurable antennas, Parasitic Antennas, Diversity, Radiofrequency Microsystems, RF MEMS, Modeling, Optimization.