



HAL
open science

Conception d'une antenne compacte de station de base pour réseaux cellulaires

Loïc Martin

► **To cite this version:**

Loïc Martin. Conception d'une antenne compacte de station de base pour réseaux cellulaires. Electronique. UNIVERSITE DE NANTES, 2017. Français. NNT: . tel-01575650

HAL Id: tel-01575650

<https://hal.science/tel-01575650>

Submitted on 21 Aug 2017

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.

Public Domain

Thèse de Doctorat

Loïc MARTIN

*Mémoire présenté en vue de l'obtention du
grade de Docteur de l'Université de Nantes
sous le sceau de l'Université Bretagne Loire*

École doctorale : *Sciences et technologies de l'information et mathématiques (ED STIM-503)*

Discipline : *Electronique*

Unité de recherche : *IETR UMR 6164*

Soutenance le *5 juillet 2017*

Conception d'une antenne compacte de station de base pour réseaux cellulaires

JURY

Présidente
Rapporteurs

Invités

Directeur de Thèse
Co-directeur de Thèse
Encadrant

Mme Claire MIGLIACCIO, Professeur des universités, Université Nice Sophia Antipolis
M. Thierry MONEDIERE, Professeur des universités, Université de Limoges
M. Fabien NDAGIJIMANA, Professeur des universités, Université Grenoble Alpes
M. Jean-Pierre HAREL, Advanced Technology Project Manager, Radio Frequency Systems (RFS), Lannion
M. Michaël VALCKE, Responsable Service Ingénierie Région Ouest, Bouygues Telecom, Nantes
M. Eduardo MOTTA CRUZ, Directeur Chaire Télécommunications et Réseaux/HDR, Université de Nantes
M. Tchanguiz RAZBAN, Professeur des universités, Université de Nantes
M. Bruno FROPPIER, Maître de Conférences, Université de Nantes

Remerciements

Beaucoup de gens imaginent qu'une thèse est un travail solitaire où le doctorant travaille seul et vit à l'écart du monde. Pour moi, c'est une fausse image. La réalisation d'une thèse est un travail d'équipe qui demande un investissement humain et technique très important et de longue haleine. C'est grâce à cette équipe que j'ai pu réaliser toutes ces études et arriver jusqu'à la fin. C'est pourquoi, lorsque je présente mes travaux, je préfère dire "on" ou "nous" plutôt que "je". Sans la contribution de toute "mon" équipe, je n'aurais jamais eu la possibilité de pouvoir participer à la recherche scientifique de mon laboratoire et industrielle de mon entreprise et une partie de mérite vous revient de droit.

Une thèse dure trois ans et bien que cela puisse paraître court une fois le planning initial défini, sa réalisation est une étape difficile à traverser, parsemer de doutes et de remises en question qui peuvent faire paraître le temps assez long. C'est seulement en gardant en tête que la date de l'échéance réduite de la période de rédaction et la quantité de travail encore conséquente qu'on constate que le délai est trop court.

Dès le début de mes travaux, on m'a dit qu'un doctorant est son propre chef de projet mais que je devais m'habituer rapidement à tout faire (études, maquettages, communication, achats, gestion de projets...). Pour moi, ce fut un très bon conseil car plus d'une fois, il m'a fallu résoudre des problèmes de tout genre. Mais, bien que des obstacles nous aient barré la route, j'ai toujours eu la chance d'avoir le soutien des personnes qui m'ont constamment entourées (ou supportées, suivant les points de vue). C'est pourquoi je tiens à remercier un certain nombre de personnes :

Je voudrais tout d'abord remercier M. Eduardo MOTTA CRUZ d'avoir retenu ma candidature pour cette thèse chez Bouygues Telecom. Ta participation aussi bien en tant que représentant industriel initialement, qu'universitaire par la suite nous a apporté énormément. Ton soutien et tes encouragements lors de nos années de collaboration m'ont beaucoup aidé aussi bien sur le plan technique qu'humain. Grâce à toi, nous avons pu présenter des réponses originales aux industriels. Je te dois également beaucoup sur la première partie de mon mémoire qui résume tout le travail effectué par les opérateurs depuis plusieurs décennies. Je te remercie également de m'avoir fait confiance pour l'encadrement de projets étudiants. Passer du côté encadrant n'a pas été chose facile mais ce fut une très bonne expérience.

Ensuite, je souhaiterais remercier M. Tchanguiz RAZBAN d'avoir participé à l'encadrement de ma thèse. J'ai beaucoup apprécié ta bonne humeur et ta vision synthétique qui nous a permis d'avancer sur toutes les parties théoriques. Tu nous as permis d'avoir une vision plus globale des problèmes rencontrés et tu as réussi à nous retirer pas mal de mauvaises épines du pied ! Grâce à toi, j'ai également eu l'occasion de découvrir l'encadrement de stagiaires internationaux qui m'ont fait travailler mon anglais et m'ont permis de tester mes compétences d'enseignement.

Je souhaite également remercier M. Michaël VALCKE d'avoir pris la suite de la thèse du côté de Bouygues Telecom. La conception d'antennes n'était pas ta spécialité à l'origine mais tu as su

te mettre à niveau pour pouvoir nous aider. Ta participation en tant qu'industriel a également été importante afin que nos résultats puissent mieux correspondre aux besoins des opérateurs. Je te remercie pour l'accueil chaleureux à chacune de mes visites et pour tout ton investissement.

Je tiens ensuite à remercier mon dernier encadrant de thèse, M. Bruno FROPPIER pour tout ton investissement tout au long de ma thèse. Nous ne nous connaissions pas avant de démarrer cette activité mais j'ai eu le plaisir d'apprendre à te connaître. Tu as su te montrer pédagogue et patient sur tous les sujets. Je suis fier de t'avoir eu dans mon encadrement. Je n'oublierai pas que tu as fait l'effort de m'accompagner le plus régulièrement possible afin de m'assurer que je travaillais... euh que j'arrivais à avancer. Je n'oublierai non plus pas l'énorme travail que tu as fait pour la correction du mémoire, et encore plus sur la fin quand tu avais d'autres sujets beaucoup plus importants et prioritaires à gérer (je suis sûr que tu sais de quoi je parle) !

Je remercie également mes anciens collègues de Bouygues Telecom pour leur excellent accueil dans l'équipe. Bien que mes travaux m'aient amené à être plutôt présent au laboratoire, j'ai toujours eu l'occasion de constater que j'étais un membre à part entière de l'équipe. Nos interactions m'ont permis d'appréhender vos problématiques et de les prendre en compte pour proposer de nouveaux concepts pour des futurs produits. J'espère que les résultats de nos travaux permettront de résoudre les problèmes auxquels vous êtes confrontés.

Ensuite, je tiens à remercier mes anciens collègues du laboratoire IETR. Tous vous citer prendrait beaucoup de temps mais chacun d'entre vous saurez vous reconnaître. Je retiendrai par dessus tout l'excellente ambiance qui m'ont permis de m'épanouir pleinement, les très bonnes conditions de travail fournies par le laboratoire à l'ensemble du personnel dans un cadre vraiment agréable sans oublier les parties de billard et de baby-foot qui ont permis de mettre de côté par moment la travail de thèse. J'ai eu l'occasion de rencontrer des personnes avec des origines différentes(nationales ou internationales) qui m'ont enseigné un peu de leur culture. Ce fût un vrai bonheur de vous côtoyer tous.

Merci pour tout ce que vous m'avez tous apporté aussi bien humainement que techniquement et je vous souhaite une très bonne continuation !

En dernier, je tiens à remercier les membres de ma famille qui m'ont toujours encouragé à poursuivre dans la voie professionnelle qui me plaisait. Sans eux, je ne serais pas qui je suis aujourd'hui et je n'aurais peut-être pas poursuivi aussi loin dans mes études (il faut dire aussi qu'on est têtu dans la famille). Votre soutien m'a beaucoup aidé surtout sur les derniers mois quand on veut tout arrêter et passer à autre chose. Vous n'avez peut-être pas fait de thèse et votre nom ne sera peut-être pas sur la première page du mémoire, mais pour moi c'est tout comme. Merci aussi de m'avoir supporté.

Le doctorat est le diplôme le plus haut accessible dans mon domaine et par conséquent, il fut le plus dur à obtenir. C'est grâce à vous tous, qu'aujourd'hui je peux dire avoir atteint cette dernière marche mais je n'oublie pas tous les sacrifices nécessaires pour y arriver. Je suis fier d'avoir eu ce parcours et je vous en serai toujours reconnaissant pour votre aide et de m'avoir accompagné !

Et sur ce, parce que je suis gourmand, je terminerai par un citation de Thomas Edison : "Il n'y a dans l'homme que l'estomac à pouvoir être pleinement satisfait. La soif de connaissance et d'expérience[...] ne peuvent jamais être apaisés. !". Après tant d'efforts pour la préparation de ce doctorat, il est temps pour moi de passer à autre chose et de découvrir le monde qui nous entoure mais je serai toujours intéressé par le monde de la recherche.

Table des matières

1 Réseaux mobiles : technologies et évolutions	13
1 Présentation d'un réseau cellulaire	14
1.1 La sectorisation	14
1.2 Le déploiement du réseau	16
1.3 Le maillage du réseau	19
2 Les standards	20
2.1 Les standards existants	20
2.2 Les fréquences	23
3 L'antenne panneau	25
3.1 Les données essentielles des antennes de station de base	25
3.2 Description des fonctionnalités d'une antenne de station de base	26
3.3 Diversité d'antennes	29
4 Enjeux économiques et solutions techniques	33
4.1 La densification et le partage de réseaux	34
4.2 Les niveaux de champ	36
4.3 Les contraintes urbaines	37
4.4 Les efforts d'intégration	38
5 Bilan du chapitre	44
2 Éléments rayonnants des antennes de stations de base : performances et limites	47
1 Spécifications et performances radioélectriques	48
1.1 Spécifications	48
1.2 Performances radioélectriques	49
2 Etat de l'art des éléments rayonnants	50
2.1 Antenne patch	50
2.2 Antenne dipôle	51
2.3 Antenne dipôle multibande	52
2.4 Antenne dipôle large bande	52
3 Performances des éléments rayonnants des antennes industrielles	56
3.1 Performances de l'antenne Powerwave	57
3.2 Performances de l'antenne Kathrein	59
4 État de l'art des techniques d'augmentation du gain	61
4.1 Solution à base de réflecteur métallique	63
4.2 Solution à base de métamatériaux	64
4.3 Les superstrats diélectriques	67
5 Etude d'une solution à base de superstrats diélectriques	68
5.1 Modélisation du principe du superstrat et de son principe de fonctionnement	69
5.2 Superstrat diélectrique sur antenne patch	70
5.3 Superstrat diélectrique sur antenne Powerwave	76
5.4 Superstrat diélectrique sur antenne Kathrein	80

6	Bilan du chapitre	82
3	Dipôle compact	85
1	Principe de réduction d'une antenne	86
1.1	Antenne dipôle initiale	86
1.2	Modélisation d'une antenne gravée sur un substrat et entourée d'air	87
1.3	Modélisation d'une antenne gravée sur un substrat et entourée d'un superstrat	89
1.4	Choix de la configuration de l'antenne en fonction du Facteur de compression C_f	91
2	Antenne dipôle compacte microruban en monopolarisation	92
2.1	Conception et performances de l'antenne dipôle	93
2.2	Ajout d'un directeur sur l'antenne dipôle compacte	96
2.3	Conception et performances de l'antenne avec deux directeurs	98
2.4	Conception et performances de l'antenne avec trois directeurs	100
3	Antenne dipôle compacte microruban en double polarisation	103
3.1	Performances de l'antenne compacte à deux polarisations	103
3.2	Conception et performances de l'antenne avec un directeur	104
4	Antenne dipôle compacte avec alimentation stripline	106
4.1	Antenne dipôle compacte stripline en monopolarisation	107
4.2	Amélioration de l'ouverture de l'antenne compacte	109
4.3	Antenne dipôle compacte stripline en double polarisation	110
5	Bilan du chapitre	112
5.1	Bilan de l'antenne avec alimentation microruban	112
5.2	Bilan de l'antenne avec alimentation stripline	113
4	Mise en réseau : Caractéristiques et performances	115
1	Théorie des réseaux d'antennes	116
1.1	Création d'un réseau	116
1.2	Technique de dépointage simple d'un diagramme de rayonnement	118
1.3	Synthèses de réseaux	120
2	Antennes de station de base	123
2.1	Antennes de stations de base industrielles monobandes	123
2.2	Antennes de station de base industrielles multibandes	126
2.3	Antenne avec alignement droit : Réseau en double polarisation avec alimentation stripline	129
3	Impact du décentrage sur les antennes	130
3.1	Impact sur l'élément unitaire seul	130
3.2	Impact sur la mise en réseau	133
3.3	Performances de l'antenne unitaire en présence d'une autre antenne	133
4	Réseaux entrelacés	135
4.1	Réseau alterné	136
4.2	Réseau croisé	138
5	Perspectives	142
6	Bilan du chapitre	145
	Conclusion	147

A Annexes	149
1 Annexe A - Grille tarifaire Hôtel de Ville Tours	150
2 Annexe B - Grille tarifaire nationale Orange	151
3 Annexe C - Extrait d'un document relatif au choix des antennes de station de base par les opérateurs	152

Introduction

L'évolution des réseaux de télécommunications a connu un essor phénoménal depuis les années 90. Aujourd'hui en France, plus de 70 million d'appareils mobiles sont en service, soit un taux d'équipement de 120% quelque soit le type de terminal utilisé.

L'augmentation du nombre de services en plus de la voix tel que le multimédia (SMS, emails, web, télévision, applications avec géolocaliation) a créé un engouement important pour ce moyen de communication. L'émergence de nouveaux standards de télécommunications assurant un débit et une couverture plus importants est donc une étape clé dans l'amélioration des services et de la qualité proposés.

La première génération de réseau radio, analogique, n'assurait qu'un service voix dont la capacité était limitée et où les terminaux étaient volumineux. Ils n'étaient plus adaptés à l'arrivée des nouveaux services et souvent limités à un pays, comme le Radiocom 2000 pour la France ou à une région sans itinérance. Le réseau NMT (Nordic Mobile Telephone) fut un des premiers réseaux déployés sur quelques pays en Europe du Nord tels que la Finlande, la Suède, la Norvège ou le Danemark ainsi que tous les pays baltes). Le déploiement du réseau s'est basé sur des cellules dont la configuration était omnidirectionnelle. L'inconvénient principal de cette solution est la multiplication du nombre de stations et par conséquent une montant total des loyers très élevé. C'est pourquoi les stations ont très vite basculé vers une configuration trisectorielle. La même zone couverte est ainsi passée de trois stations à une seule.

La deuxième génération a bénéficié de la numérisation de la voix sur les réseaux radio cellulaires et est apparue au début des années 90 avec la norme GSM (Global System for Mobiles). La norme 2G GSM, adoptée par les pays européens puis par un grand nombre d'autres pays dans le monde, est basée sur l'inter-opérabilité et a permis une réduction des coûts de R&D et de production, et a fait de cette technologie une réussite industrielle, permettant l'accès d'un grand nombre d'utilisateurs au service voix à un prix raisonnable. Victime de son succès voix et données, le réseau GSM va connaître les premières saturations. D'un point de vue antenne, le déploiement de la 2G n'utilisait que deux bandes de fréquences et les antennes associées étaient relativement simples à concevoir. Le déploiement des stations de base était relativement aisé grâce au choix de la configuration trisectorielle et plusieurs antennes pouvaient être installées sur le même secteur dans le but de créer de la diversité et améliorer les bilans de liaison avec les mobiles.

Un nouveau standard vient prendre la relève via la troisième génération : l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications Service). Au début des années 2000, la 3G (UMTS) est déployée et permet d'assurer de meilleurs débits. Le haut débit mobile et les visioconférences se répandent dans les usages quotidiens. Basé sur la même architecture de réseau que le GSM, l'UMTS va connaître des latences importantes. La standard 3G n'est pas le plus adapté pour des données volumineuses et les équipements associés sont chers et lourds à manipuler. Des ralentissements apparaissent. Les usages croissants vont également saturer les rares canaux disponibles par les opérateurs. Le passage d'une architecture verticale à une architecture horizontale permet de réduire les latences. L'ajout de la 3G sur les stations de base a rendu les spécifications des antennes

panneaux plus difficiles à obtenir puisque ce standard a introduit de nouvelles bandes de fréquences. Des travaux ont été nécessaires par les fabricants afin de répondre aux besoins de bandes et de standards multiples plus importants que la 2G seule. L'usage d'antennes le plus multibandes possible est exigé par les opérateurs puisque les stations déjà existantes ont vu leur loyer revu à la hausse par le nombre croissant d'antennes installées. La mise en place de la diversité de polarisation a également apporté des avantages indéniables aux opérateurs.

En 2012, la 4G (LTE) est déployée pour le grand public en se basant sur l'utilisation de ce protocole et assure des débits toujours plus importants en ayant mis en place une rupture technologique et architecturale du réseau.

Chaque ajout de standard permet de diminuer le niveau de saturation des standards précédents. Ceci a été particulièrement vrai lors de l'arrivée de la 3G puis de la 4G. La bande passante proposée aux utilisateurs est alors élargie et le nombre de services disponibles est étendu. Cependant, les standards cohabitent et obligent les opérateurs à maintenir le maximum de qualité pour chacun d'entre eux. Ceci a pour conséquence des coûts de déploiement importants et de maintien en conditions opérationnelles complexes. L'apparition de limites technologiques avec l'arrivée de chaque nouveau standard a montré la nécessité de concevoir de nouvelles antennes panneaux plus adaptées à ces évolutions tout en conservant les standards précédents. Les antennes de stations de base ont alors subi de lourdes modifications pour faire coexister tous ces nouveaux standards. Les conditions opérationnelles des opérateurs montrent aujourd'hui que les solutions apportées par les fabricants ont toutes des limitations non négligeables et difficilement acceptables par les opérateurs et l'arrivée d'un nouveau standard d'ici la fin de la décennie n'arrange en rien leur situation. La multiplication des sites est de moins en moins l'option principale et chaque opérateur tend plutôt à les densifier.

Leur volonté est donc de déployer des antennes multistandards et à large bande permettant de mieux maîtriser les coûts d'installation et de maintenance. Cependant, les solutions existantes sont de plus en plus volumineuses et lourdes. De plus la pression de l'opinion publique ayant pour but de limiter la pollution visuelle surtout dans les centres-villes empêchent les opérateurs d'assurer une couverture radioélectrique optimale.

Ainsi, plusieurs initiatives ont été entreprises. Par exemple, l'intégration des antennes panneaux dans des faux arbres ou l'ajout de peintures sur le radôme a permis d'intégrer quelques antennes dans des milieux spécifiques mais elles restent des solutions marginales et ne répondent pas aux problèmes d'évolution des standards et de volumes des antennes. De plus, les limitations technologiques des antennes actuelles et l'arrivée de la 5G imposent de trouver de solutions répondant aux nouvelles et futures contraintes.

Les opérateurs requièrent de plus en plus des antennes compactes permettant une intégration facile en environnement urbain tout en répondant aux exigences des futurs standards : gain, bande passante, qualité des diagrammes de rayonnement.

Objectifs et contributions

Dans le contexte expliqué précédemment et face aux contraintes des opérateurs, plusieurs actions ont été et continuent d'être menées pour imaginer de nouvelles solutions. Pour cela, Bouygues Telecom s'est associé depuis plusieurs années à l'IETR afin de proposer des concepts novateurs en rupture avec les produits disponibles sur le marché.

L'objectif de cette thèse est de présenter une étude d'antenne panneau compacte pouvant ac-

cueillir différents standards existants aujourd'hui.

Les principaux axes de recherche entrepris par cette thèse et décrits dans le présent document sont les suivants :

- Peut-on améliorer les performances des antennes déjà existantes ?
- Quelles sont les techniques existantes permettant de réduire la taille d'un élément rayonnant constituant ces antennes ?
- Quelles sont les performances envisageables ?
- Une fois le nouvel élément rayonnant conçu, que peut-on envisager sur les performances de la mise en réseau de ce nouvel élément rayonnant ?
- Peut-on envisager des structures originales de la mise en réseau ?

C'est dans cette volonté d'ouvrir de nouvelles perspectives de déploiement que deux idées ont été développées dans le cadre de ces travaux :

- Amélioration des performances (notamment le gain isotrope), à partir d'une surface rayonnante donnée constante, pour améliorer la couverture radioélectrique
- Maintien des performances des antennes tout en réduisant ses dimensions, pour permettre d'associer sur la même surface d'autres structures rayonnantes

Organisation du document

Le premier chapitre est dédié aux réseaux radio et présente un historique et l'évolution des réseaux cellulaires. Il explique également comment l'ingénierie radio est mise en place et permet l'optimisation des nouveaux standards. Une présentation des dispositifs MIMO (Multiple Input Multiple Output) et de la future Massive MIMO est exposée. Enfin, l'antenne panneau est présentée, associée à l'infrastructure de la station de base et utilisée dans des différents types de diversités.

Le deuxième chapitre présente les spécifications techniques d'un élément rayonnant et les performances de deux antennes déjà industrialisées ainsi que quelques techniques existantes aujourd'hui permettant d'améliorer les performances des antennes. L'application d'une de ces techniques est présentée en fin de chapitre.

Le chapitre trois se focalise sur la conception d'un élément rayonnant compact et large bande. Dans un premier temps, une antenne à une seule polarisation est détaillée puis la deuxième polarisation est ajoutée.

Le chapitre quatre est consacré à la mise en réseau de l'élément unitaire conçu dans le chapitre précédent. Plusieurs réseaux sont présentés en simulation et en mesure. Enfin, l'ensemble des résultats théoriques et expérimentaux est rappelé dans les conclusions, et quelques pistes de recherche sont proposées.

Réseaux mobiles : technologies et évolutions

Sommaire

1	Présentation d'un réseau cellulaire	14
1.1	La sectorisation	14
1.2	Le déploiement du réseau	16
1.3	Le maillage du réseau	19
2	Les standards	20
2.1	Les standards existants	20
2.2	Les fréquences	23
3	L'antenne panneau	25
3.1	Les données essentielles des antennes de station de base	25
3.2	Description des fonctionnalités d'une antenne de station de base	26
3.3	Diversité d'antennes	29
4	Enjeux économiques et solutions techniques	33
4.1	La densification et le partage de réseaux	34
4.2	Les niveaux de champ	36
4.3	Les contraintes urbaines	37
4.4	Les efforts d'intégration	38
5	Bilan du chapitre	44

Ce chapitre présente les réseaux cellulaires. Un historique des évolutions des infrastructures de réseaux est abordé ainsi qu'une présentation de la configuration utilisée. Les standards sont repris pour montrer les aspects critiques de chacun d'entre eux. Ensuite, l'élément clé de l'émission et de la réception des signaux de communication, l'antenne panneau, est introduite. Enfin, les enjeux et les stratégies de déploiement imaginées et/ou utilisées par les opérateurs sont présentés.

1 Présentation d'un réseau cellulaire

Les réseaux radio ont d'abord été créés pour des besoins militaires pendant la Seconde Guerre Mondiale [1] et se sont étendus ensuite au grand public. L'idée initiale était de faire communiquer plusieurs appareils mobiles éloignés les uns des autres. Pour cela, des infrastructures fixes créant un réseau radio, telles que des stations ou centres d'appel connectés par un réseau filaire, ont été développées permettant de connecter les appareils mobiles au réseau. Ces réseaux sont apparus dans les années 40. Des premiers travaux ont été publiés par D.H. RING (AT&T Bell Labs) et W.R. YOUNGS sur le concept de réseau cellulaire dans un mémorandum [2]. Il détaille notamment plusieurs éléments tels que le découpage en zone géographique limitée, la réutilisation des fréquences et le contrôle centralisé du trafic. La délimitation des zones est faite par des cellules. Une antenne est associée à une cellule et l'utilisation d'antennes localisées dans chaque cellule permet de capter le signal des appareils mobiles et communiquer avec eux.

1.1 La sectorisation

La figure 1.1 montre l'évolution du placement de l'antenne par rapport à la cellule. Dans le cas (a) les trois antennes sont placées au centre de la cellule. Elle fait appel à des antennes ayant un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal. Dans le cas (b) l'antenne est placée sur la périphérie de la cellule. Les premiers opérateurs (comme Orange en France) ont utilisé la solution omnidirectionnelle, mais progressivement cette solution a laissé place à l'ingénierie tri-sectorielle. Les avantages principaux de cette solution sont la réduction du nombre de sites puisque pour la même zone, trois sites étaient requis avec une configuration omnidirectionnelle et seulement un site l'est pour une configuration trisectorielle. Ce changement s'explique également par le besoin de plus de capacité justifié par les augmentations du nombre de communications et du débit. La possibilité d'augmenter la capacité du site est obtenue grâce à un meilleur bilan de liaison avec le mobile. Le développement du réseau ainsi que les coûts récurrents sont donc mieux maîtrisés dans le cas (b) que dans le cas (a). La trisectorisation est devenue la règle de tous les réseaux cellulaires modernes.

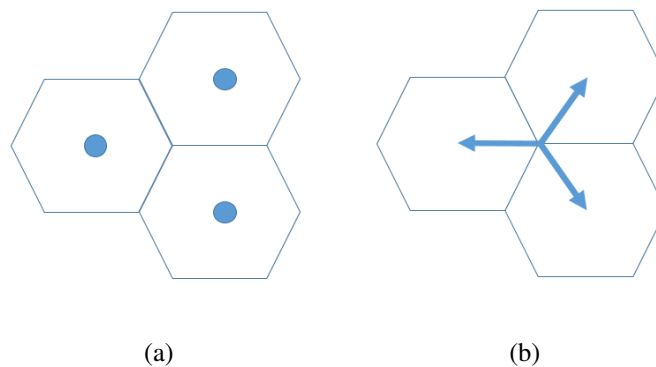


FIGURE 1.1 : Ingénierie cellulaire des stations de base sur une configuration omnidirectionnelle (a) et aujourd'hui sur une configuration trisectorielle (b) [3]

La puissance reçue par le mobile sur une configuration tri-sectorielle est calculée à partir de la formule de Friis 1.1 où P_{RX} , P_{TX} sont respectivement les puissances reçue et transmise par le mobile $G_{TX}(\phi)$ et G_{RX} correspondent respectivement aux gains de l'antenne de station de base et le gain du téléphone mobile, λ est la longueur d'onde et R la distance entre les deux antennes. γ est le coefficient d'application du milieu à considérer et il a été montré empiriquement qu'il était compris entre 2 et 5 pour une propagation similaire aux milieux des télécommunications mobiles [4]. Une valeur de 4 est à privilégier pour des applications suburbaine et urbaine où la propagation des ondes est plus difficile et une valeur de 2 pour les applications rurales.

$$P_{RX} = P_{TX} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left(\frac{1}{R} \right)^\gamma G_{RX} G_{TX}(\phi) \quad (1.1)$$

L'ouverture sectorielle nécessaire est déterminée en connaissant les niveaux de puissance du mobile et des antennes de stations de base. Une approximation peut être effectuée en considérant le champ électrique constant sur le bord la cellule et en choisissant $\gamma = 4$ (environnement suburbain), on obtient une ouverture de 65° .

La trisectorisation introduit la notion d'azimut qui se définit par la direction dans laquelle l'antenne est dirigée. Sa valeur se calcule en prenant comme référence le nord et en tournant dans le sens horaire. L'unité est en degré, le nord correspondant à un azimut de 0° . La figure 1.2 en montre le principe.

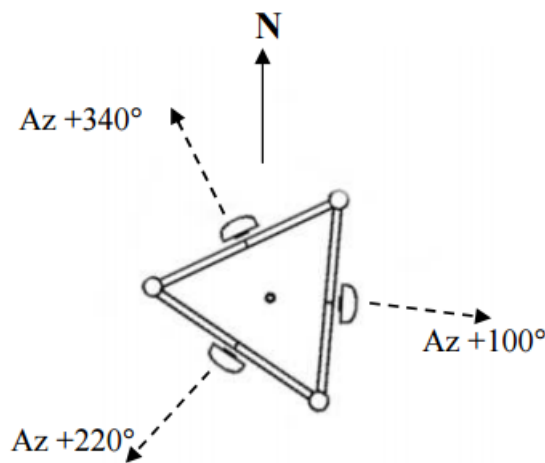


FIGURE 1.2 : Notion d'azimut sur la sectorisation

La surface à couvrir est ainsi divisée en cellules adjacentes. Les communications étant bidirectionnelles, la dynamique des deux trajets montant et descendant doit alors être identique pour assurer l'équilibre des liaisons. La taille de la cellule est donc conditionnée par la puissance délivrée par le mobile de l'utilisateur puisque celui-ci ne dispose que d'une puissance limitée. De plus, le puissance émise par le mobile s'adapte pour établir un bilan de puissance le plus favorable possible pour l'autonomie du mobile.

La cellule est l'unité logique du réseau radio, rattachée physiquement à une station de base, terminologie utilisée pour la 2G, ou BTS (Base Station Transceiver). L'antenne délivre une couverture radio et gère le trafic de la cellule à laquelle elle est rattachée. D'autres appellations existent en fonction du standard utilisé, par exemple la 3G utilise plutôt le terme NodeB alors que la 4G met en avant l'eNodeB.

1.2 Le déploiement du réseau

Les architectures

Dans le cadre d'une mobilité et pour assurer une couverture et un service optimaux à l'utilisateur, ce changement de cellules doit être transparent. La continuité de la connexion en mobilité doit donc être préservée sur l'extrémité de la cellule. Un ensemble de BTS est connecté à un routeur intermédiaire en charge de l'allocation des ressources et de la gestion de la mobilité, appelé BSC (Base Station Controller) lorsqu'il s'agit d'un réseau 2G ou vers un RNC (Radio Network Controller) en 3G. En 4G, la station de base e-Node B est reliée directement au coeur de réseau et se charge de gérer à la fois le trafic, les ressources et la mobilité entre les stations de base. Les BSC et les RNC agissent comme des concentrateurs lorsque les données se dirigent vers les BTS dédiés et gère le handover (redirection d'un appel vers une autre BTS). Plusieurs BSC ou RNC sont connectés au coeur de réseau MSC (Mobile switching Center) par un réseau IP (Internet Protocol). La 4G utilise un réseau IP pour gérer le trafic en provenance des enode B.. La figure 1.3 montre la différence d'architecture des réseaux d'accès radio en fonction des différents standards actuels.

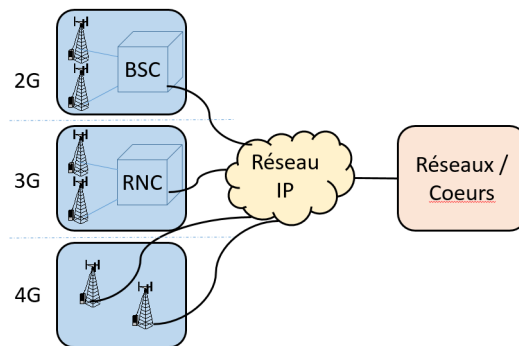


FIGURE 1.3 : Les architectures d'accès radio selon le type de standard 2G, 3G et 4G

Plusieurs techniques de raccordement des BTS aux BSC peuvent être utilisées. Le figure 1.4 montre celles les plus communément utilisées.

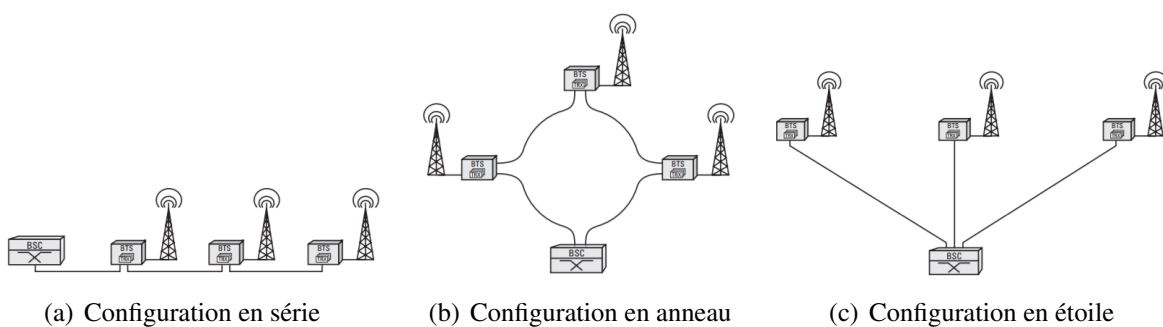


FIGURE 1.4 : Regroupement des antennes BTS vers le BSC au sens de [5]

Le cas (a) montre une configuration série. Elle présente l'inconvénient non négligeable d'une perte de réseau si la faille se localise au plus près du BSC. Le cas (b) montre la configuration en anneau. la configuration en anneau ne présente pas de retour direct. La mise en oeuvre peut être plus difficile pour certaines localisations. Il n'y a donc pas de perte d'informations. Cependant, la configuration en anneau n'impose pas un retour direct. Ceci engendre une complexification de la mise en oeuvre de cette solution. Le cas (c) met en avant une configuration en étoile. Cette configuration met en évidence une difficulté de mise en oeuvre dès lors que la distance entre la BTS et le BSC est importante. De plus, si une défaillance apparaît entre une BTS et le BSC, la

BTS est déconnectée du réseau mais reste la seule à être impactée. La configuration la plus utilisée est les cas (c). Le cas (a) est mis en place lorsque les distances sont importantes. On retrouve ces configurations le long des autoroutes. Les stations de base sont en général reliés par Fibre Optique. La configuration (b) peut se retrouver autour des périphériques des villes. Les opérateurs parlent alors de boucle métropolitaine.

Le rôle du MSC est de faire transiter des communications vers la zone géographique du destinataire. L'ensemble des liens des BSC vers le MSC est le réseau de collecte (backhaul).

Quelque soit l'architecture, lors d'un appel, le réseau interroge le HLR, Host Local Register (Registre des Emplacements Domestiques), élément constitutif du MSC. Le HLR contient les informations des abonnés, et le Registre des emplacement visités VLR (Visitors Local Register, Registre d'Emplacements Visités) qui va permettre de localiser la zone et le réseau de l'opérateur où se situe l'interlocuteur. Lorsque le destinataire est identifié et localisé, l'appel est redirigé vers la BTS à partir de laquelle le destinataire s'est manifesté.

Le lien vers le coeur du réseau (entre les MSC ou entre les BTS ou entre MSC et BTS) peut se faire soit par une Fibre Optique (FO) ou par un Faisceau Hertzien (FH). Les antennes FH permettent de connecter deux sites distants et proposent des coûts de déploiement nettement moins importants qu'une liaison en FO. Cependant, plus le débit à assurer est important plus la fréquence de l'équipement du FH devra être élevée. Par conséquent, ces équipements utilisent des fréquences plus élevées que les antennes de station de base afin d'assurer un minimum de débit entre elles. Cependant, la distance entre les deux antennes est un critère essentiel pour fonctionner correctement. Aujourd'hui les fréquences dédiées aux faisceaux hertziens se situent entre 6 GHz et 70 GHz. Une fréquence de 6 GHz a une portée pouvant atteindre les 20 km alors qu'une antenne à 70 GHz ne porte qu'à 2 km. Un grand nombre de travaux de recherche sont en cours de réalisation dans le but d'exploiter des fréquences plus élevées [6].

La station de base

La problématique des antennes de station de base met en évidence principalement deux zones d'utilisation des antennes : zone urbaine et zone rurale. Les contraintes des opérateurs ne sont pas identiques suivant la zone étudiée. En zone urbaine, le trafic à assurer est plus important qu'en zone rurale, c'est pourquoi les opérateurs privilégient plutôt des fréquences hautes puisqu'elles présentent plus de capacité et les standards les plus récents. Le choix du standard le plus récent permet également d'améliorer le débit. En zone rurale, les stations de base n'ont pas besoin d'autant de débit mais plutôt d'une zone à couvrir plus large. Les opérateurs vont plutôt privilégier les fréquences basses (sous 1 GHz). Il existe des configurations intermédiaires où la couverture à assurer est importante et où le débit doit être élevé.

La station de base est composée :

- d'un équipement actif en bande de base : il contient les cartes numériques permettant l'allocation des ressources radio et la gestion des messages associés
- d'amplificateurs de puissance radio
- de duplexeurs permettant de séparer les voies montantes et les voies descendantes
- d'antennes panneaux
- d'équipements faisceaux hertziens ou d'une liaison FO

Des évolutions dans les équipements radio pour les stations de base sont apparues entre les différents standards dans le but de minimiser les pertes du bilan de puissance par le remplacement

des câbles coaxiaux. La figure 1.5 schématise les deux architectures principales d'équipements radio. La configuration d'origine présente généralement un pré-amplificateur de réception proche de l'antenne et tout l'équipement radio dans la baie de station de base. Dans cette configuration, le lien entre l'amplificateur et la baie radio est assuré par un câble RF.

Dans le cas d'une station de base distribuée, une partie de l'équipement de la BTS est déportée au plus proche de l'antenne. Ce nouvel équipement est une RRU (Remote Radio Unit). Elle comporte les amplificateurs RF et les duplexeurs. La station de base s'intitule la BBU (BaseBand Unit). Elle assure les mêmes fonctions que dans le cas précédent excepté pour la partie RF. Aujourd'hui, le lien entre la RRU et la BBU est assuré par une fibre optique permettant de déporter la baie radio plus loin sans perte de la qualité de l'information.

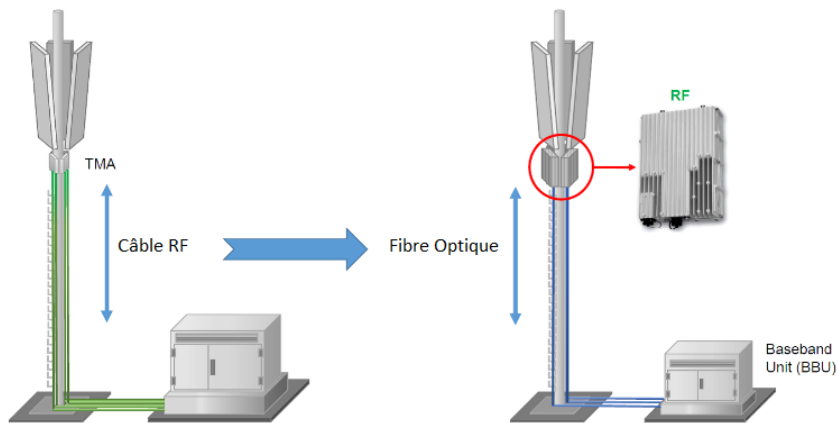


FIGURE 1.5 : Schéma d'un site de station de base avant/après l'apparition du RRU [7]

En environnement urbain, lorsque la place est suffisante, les baies se trouvent en général sur les toits à quelques mètres des antennes panneaux, comme l'illustre la figure 1.6.a alors qu'en environnement rural, les baies sont placées au pied des pylônes. Ce cas est mis en proposé par la figure 1.6.b.

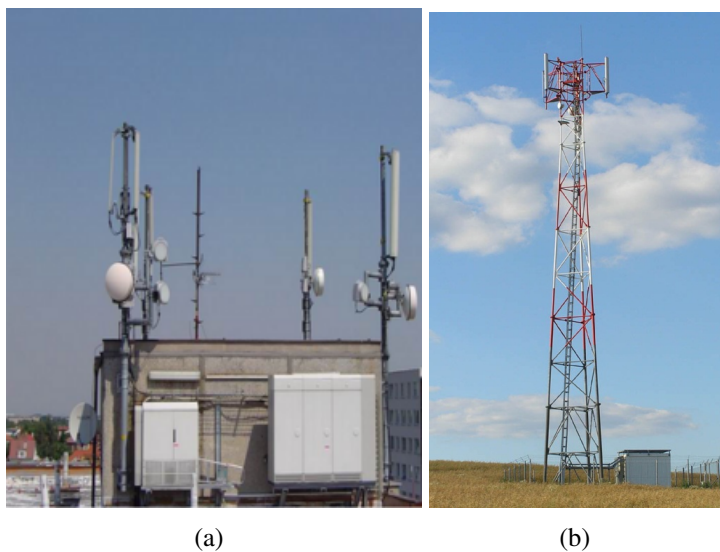


FIGURE 1.6 : Placement des baies par rapport à l'environnement du site. (a) Site urbain, (b) site rural

1.3 Le maillage du réseau

Les antennes assurent des couvertures radio sectorielles et l'association de deux, trois ou jusqu'à six antennes permet une couverture complète dans le plan horizontal. Pour cela le territoire est divisé en cellules. Chaque cellule est couverte par une antenne de station de base. La figure 1.7 présente quatre implantations de stations de base de l'opérateur Bouygues Télécom sur Nantes, avec l'indication des directions en azimut des antennes en fonction de la couverture radio à assurer. Ces quatre sites font partie d'un maillage plus global sur Nantes et sa région.



FIGURE 1.7 : Détail de l'implantation de quatre stations de base de l'opérateur Bouygues Télécom sur Nantes

Plusieurs règles de bon sens assurent un fonctionnement efficace du site :

- Il convient d'installer une antenne lorsqu'une distance de 50 à 100 mètres devant l'antenne à $\pm 60^\circ$ (minimum 45°) est dégagée afin de ne pas perturber le fonctionnement de l'antenne. Cependant, les antennes avec le gain le plus important sont privilégiées, de même que l'usage d'amplificateurs faible bruit (LNA) pour assurer une meilleure réception des signaux reçus.
- Les tolérances de montage du site doivent être les plus faibles possibles. Le tilt engendré par le montage du site doit être inférieur à $0,5^\circ$. Sachant que le pas de variation des RET est de 1° , cela laisse une marge assez faible pour les opérateurs. Il faudra une attention particulière pour la réalisation du site.

On retrouve donc des tailles de cellules différentes en fonction du milieu d'installation :

- Centre ville : cellule de rayon de $1/\sqrt{3}$ km, soit presque 600 m maximum.
- Banlieue proche : cellule de rayon de $\sqrt{3}/2$ km, soit 800 m maximum.
- banlieue lointaine : cellule de rayon de $3\sqrt{3}$ km, soit 5 km maximum.

Aujourd'hui, en ville, les antennes de station de base sont placées environ tous les 300 mètres environ pour assurer la couverture indoor et la capacité nécessaire.

Pour des sites émettant moins de 5 W, aucune autorisation n'est nécessaire. Cependant, les antennes de stations de base émettent plus de 5 W. Bouygues Telecom émet une puissance de 20 W par porteuse, soit 43 dBm. Une autorisation d'émission est alors obligatoire pour chaque station de base. En France, la coordination de l'implantation des stations radioélectriques et l'attribution des autorisations d'émission est gérée par l'ANFR (Agence Nationale des Fréquences) via la loi

n° 2004-669 du 9 juillet 2004. Les décisions d'implantation sont obligatoirement prises avec son accord (CSA) [8].

En plus des autorisations d'émission, les stations de base dédiées à un environnement urbain doivent être déclarées préalablement aux autorités publiques pour respecter le code de l'urbanisme via l'article R.421-7. De plus, d'autres articles doivent être respectés, à savoir :

- Une déclaration doit être effectuée si les constructions dépassent 12 m de hauteur ou si le local technique associé a une surface comprise entre 2 et 20 m².
- Un permis de construire est obligatoire si le local technique fait plus de 20 m².

Un site classé ou un secteur sauvegardé (par exemple, les bâtiments historiques en milieu urbain) rend plus difficile l'obtention de ces accords. Une charte nationale de recommandations environnementales a été signée entre l'Etat d'une part et les opérateurs d'autre part. Elle est consultable sur le site web de la Cellule d'Information Régionale sur les Ondes, la CIRO [9]. Elle engage les opérateurs à prendre également en compte les contraintes environnementales des milieux naturels et engage l'Etat à fournir aux opérateurs tous les éléments nécessaires pour qu'ils puissent respecter leur engagement. le respect de toutes ces contraintes complexifie l'implantation de nouveaux réseaux ou la densification de ceux déjà existants.

2 Les standards

Les deux premiers standards ont été mis au point de manière indépendante à travers le monde par chaque pays ou groupe de pays puis, à partir de la troisième génération, ils se sont développés dans le cadre d'un consortium appelé 3GPP (3rd Generation Partnership Project). Les principaux participants sont divisés suivant la localisation géographique. On retrouve au niveau européen l'organisme ETSI (European Telecommunications Standards Institute). Leur travail s'organise autour des télécommunications fixe, mobile et les technologies de l'internet. Son rôle est de publier les dernières recommandations à suivre à l'attention des opérateurs et constructeurs. Un résumé appliqué aux stations de base est présenté dans les sous-sections suivantes.

2.1 Les standards existants

Les techniques et les technologies des réseaux cellulaires ont évolué au fil du temps, marqué par des standards, ou générations. Chaque standard a apporté de nouvelles fonctionnalités, se traduisant par une amélioration des services rendus aux clients, comme un meilleur débit, mais aussi par des évolutions sur les infrastructures des réseaux par l'ajout de nouveaux équipements (BSC, RNC...) ou par l'intermédiaire de simplifications des architectures radio [10, 11, 12, 13, 14, 15]. Une présentation synthétique des différentes générations est détaillée ci-dessous.

Déploiement de la 1G

Le premier réseau radiotéléphone public est apparu à Saint Louis (Missouri, Etats-Unis) en 1946, tandis que le premier réseau cellulaire date de 1970 par l'opérateur AT&T. La généralisation de ce réseau date des années 1980 et en 1988, les premiers terminaux portables personnels sont utilisés. Ce réseau 1G n'utilisait que la voix de manière analogique. L'Europe a été marquée par des initiatives nationales ou régionales. En France l'opérateur étatique de l'époque - France Télécom - a développé et proposé son propre standard entre 1986 et 1999, le Radiocom 2000 fonctionnant à 400 MHz. Ce premier réseau avait plutôt un usage professionnel puisque les appareils étaient lourds (entre 3 et 5 kg) et étaient souvent utilisés dans les véhicules pour assurer des communications vers le siège de l'entreprise où était située la base radio. Le développement pour le grand

public n'a pas non plus eu l'effet escompté.

En 1991, le réseau Bi-Bop est déployé à Strasbourg par France Telecom pour des essais grand public. Cependant, l'arrivée de la licence GSM et les problèmes technologiques de ce réseau vont forcer les dirigeants de l'entreprise à l'abandonner quelques années plus tard. En effet, l'appareil peut émettre des appels jusqu'à 300 mètres de la borne radio mais ne peut pas en recevoir à moins d'avoir souscrit à une option payante, option non prévue initialement. SFR proposait le NMT 450 (Nordic Mobile Télécom à 450 MHz), standard développé par Nokia. La faible quantité de canaux disponibles, l'absence d'itinérance et le coût important des abonnements ont limité le développement de ce standard.

Déploiement de la 2G – GSM (Global System for Mobile)

A partir des années 1980, la numérisation du signal est adoptée avec l'arrivée du standard GSM (Global System for Mobile). L'occupation du spectre alloué à chaque bande de fréquence est plus segmentée puisque le signal numérisé est plus robuste que le signal analogique vis-à-vis des perturbations puisqu'il inclut de la redondance dans les données transmises. Cette génération va alors se baser sur deux techniques de partage des ressources radio : la division dans le temps TDMA (Time Division Multiple Acces), permettant de gérer jusqu'à 8 canaux de voix sur une fréquence porteuse, et la division en fréquence FDMA (Frequency Division Multiple Acces), associant plusieurs porteuses sur une même cellule et permettant une meilleure utilisation du spectre alloué.

La 2G autorise le transfert de la voix et de données numériques faible volume à savoir les messages courts SMS (Short Message Service). Ce type de service, destiné initialement aux collectivités pour alerter les populations en cas de crise, a été très rapidement adopté par les clients et est devenu un moyen de communication courant. Le canal numérisé GSM, avec son débit brut de 22 Kbit/s sur une bande de 200 KHz, est doté d'un ensemble de protections (bits de redondance et de parité), le rendant robuste aux évanouissements de l'environnement radio.

Une évolution est ensuite apportée par le GPRS (General Packet Radio Service). Cette norme est couramment appelée 2.5G. Le GPRS utilise le même codage exploité pour la voix, le GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), mais l'utilisation du train binaire, notamment la partie dédiée à la protection du signal, va varier en fonction des conditions du canal radio. Il varie entre 9,6 Kbit/s à 22 kbit/s en fonction de la qualité de la réception du signal. Le schéma de codage reste tributaire de la qualité du bilan radio. Sur la trame TDMA, on va utiliser jusqu'à quatre canaux de données PDTCH (Packet data Trafic Channel), ce qui se traduit par un débit maximum de 80 Kbit/s. Le débit théorique est réduit d'un facteur deux et passe ainsi à 40 kb/s en pratique. Le type de transmission utilisé (par paquets) permet de ne pas surcharger le réseau. D'un point de vue client, la facturation se fait donc au volume utilisé plutôt qu'à la durée de la connexion. L'internet mobile prend naissance à partir de ce moment.

Une dernière évolution est adoptée avant le passage à la 3G, il s'agit de l'EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution). Elle est traditionnellement appelée 2,75G et permet une optimisation des débits de données. L'EDGE va introduire pour la première fois dans les réseaux cellulaires la modulation de phase avec le 8PSK (8 Phase Shift Keying), ce qui fait augmenter le débit par trois, théoriquement jusqu'à 240 kbit/s. Le débit pratique atteint environ 80 kb/s toujours en fonction des conditions de propagation et de la qualité de réception du signal. Ce réseau, initialement temporaire, est une nécessité pour les opérateurs est toujours utilisée aujourd'hui lors de l'absence de couverture 3G et 4G et est justifiée par le coût de déploiement de la 3G, nouveau réseau physique.

Déploiement 3G – UMTS (Universal Mobile Telecommunications System)

Afin de définir et de normaliser les standards à partir de la 3G, les opérateurs du monde entier ont décidé de se réunir à travers le 3GPP. L'UMTS est mis en place et va être adopté par tous les continents pour permettre de disposer de plus de bande passante, notamment pour la transmission des données. L'utilisation du codage CDMA (Code Division Multiple Acces), permet d'offrir des débits plus importants. Toutefois, la première version, arrivée début 2000, la R99, est limitée à 384 kbit/s.

A partir de 2005, des nouveaux paliers sur la couche radio vont élargir le débit grâce à l'allocation de plusieurs canaux CDMA en simultané par client : d'abord en trajet descendant, le HSDPA (High Speed Down Link Packet Access), et ensuite en trajet montant, le HSUPA (High Speed Uplink Packet Acces). La modulation en constellation d'état passe de 4 états QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) à 16 états, 16 QAM et jusqu'à 64 états QAM. Les terminaux peuvent également utiliser deux porteuses dans le cadre de l'agrégation de fréquences. Ces fonctionnalités, activées progressivement, permettent aujourd'hui d'avoir des débits théoriques de 42 Mbit/s en trajet descendant (en pratique : autour de 5 Mbit/s) et de 7 Mbit/s en trajet montant (en pratique : autour de 1 Mbit/s).

L'arrivée massive de smartphones a rendu l'usage des télécommunications mobiles banal dans la vie de tous les jours et les difficultés rencontrées par les opérateurs apparaissent alors : il faut un déploiement des réseaux plus rapide. Les fabricants de smartphones ont apporté énormément d'améliorations et de services sur leurs appareils ce qui a généré de nouvelles utilisations pour les clients (télévision, emails, datas plus volumineuses...), de sorte qu'à la fin des années 2000, le réseau 3G présente des signes de saturation, notamment dans les grandes villes et les sites touristiques. Les limitations de la 3G sont multiples et vont rendre cette technologie inadaptée à la forte évolution des données en mobilité. On peut noter un faible nombre de porteuses, une sensibilité importante aux brouillages, une arborescence verticale aussi complexe voire plus complexe que la 2G et la taille réduite des paquets de transmission de données.

Les organismes internationaux, notamment le 3GPP et IETF (Internet Engineering Task Force) vont mettre au point un nouveau standard pour les opérateurs.

Déploiement de la 4G – LTE (Long Term Evolution)

Le besoin de disposer d'un réseau cellulaire à très haut débit et à un coût raisonnable a conduit les acteurs des télécommunications mobiles (constructeurs, opérateurs via les organismes mondiaux) à proposer une nouvelle génération.

Le choix s'est basé sur l'accès par une modulation orthogonale de fréquence OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Acces) [16]. L'orthogonalité des fréquences utilisées autorise l'utilisation de porteuses à des intervalles très faibles et sans interférences. Un autre avantage de ce codage réside aussi dans la diminution de la sensibilité des canaux lors de la présence de multi-trajets. Ceci permet d'améliorer les vitesses de transmission. L'allocation radio se fait également de manière dynamique. Il est également dicté par l'amélioration de l'occupation spectrale et par la simplification de l'architecture sur les équipements du réseau et de leur simplification (BNC/RNC transformé en eNodeB et tout IP). Ainsi, la station de base et le BNC ou RNC sont réunis dans une seule unité radio, appelée e-Node B, qui communique désormais directement avec les cœurs de réseau, mais aussi avec les autres e-Nodes B voisins.

L'obtention de nouvelles fréquences et l'harmonisation des moyens techniques installés grâce à la technologie tout IP sont des opportunités que les opérateurs ont saisi lors du lancement de la 4G à partir de 2012. Le débit théorique a quant à lui été amélioré jusqu'à 100 Mb/s. Une première évolution a vu le jour courant 2015 vers la 4G+, appelée techniquement Long Term Evolution Advanced, fait appel au principe d'agrégation de fréquences, permettant une nouvelle améliora-

tion des débits descendants jusqu'à 300 Mbit/s théoriques pour une zone de couverture étendue. La diminution de la latence est également un argument justifiant l'utilisation du nouveau standard passant de 200 ms au début des années 2000 à 10 ms en 2017.

Une différence majeure est située dans la répartition de la bande passante allouée à un utilisateur avec l'introduction de la fonctionnalité de programmation de domaine fréquentiel (Frequency Domain Scheduling) : Dans le cas de la 3G, un mobile utilise un certain nombre de canaux CDMA produisant une certaine qualité moyenne du canal radio, et ne profite donc pas du débit maximal des équipements du site. Dans le cas de la 4G, la bande entière peut être allouée à l'utilisateur selon les conditions de propagation. Un débit nettement plus important est donc constaté sur le mobile. Cependant, les emplacements dans les baies radio sont limités. Chaque carte peut traiter un nombre limité de communications. La limitation physique du nombre d'utilisateurs en 4G est donc déterminée par le nombre de cartes numériques connectées dans la baie radio (même principe sur la 3G). Une limitation importante apparaît dès lors que la baie radio est pleine.

Déploiement de la 5G

Cette nouvelle génération est encore au stade de la recherche. Pour rendre cette norme efficace, l'attribution de nouvelles fréquences suite au Congrès Mondial de la Téléphonie MWC 2015 (Mobile World Congress) a été demandée et accordée : la libération de la bande 3,4 - 3,6 GHz permettra d'assurer une montée en débit jamais atteinte jusqu'à aujourd'hui, mais aussi des bande en VHF (400 - 700 MHz) pour une meilleure occupation spectrale du réseau. L'utilisation massive des bandes millimétriques (non actées à la WRC-2015) va permettre non seulement de connecter les terminaux mobiles aux stations de base, mais aussi de relier celles-ci aux réseaux de collecte et de s'affranchir des coûts importants de l'installation de la fibre optique : les points d'accès (Access Points) utiliseront la bande V (57-66 GHz) mais aussi les bande W (71-86 GHz) et E (94 GHz). Une forte réduction de la latence par rapport à aujourd'hui est également à prévoir. L'ouverture du réseau devrait se faire autour de 2020. Les débits proposés en 5G devraient être multipliés par 10 par rapport à la 4G avec une latence encore réduite (environ 1 ms). Cette nouvelle évolution sera principalement utilisée pour le « tout connecté » (smartphone, santé connectée, villes connectées, communication entre véhicules). La possibilité d'assurer une communication horizontale (device-to-device) et non plus verticale (vers la station de base) pourra permettre une saturation moins rapide par rapport aux standards précédents. Plusieurs prévisions estiment plus de 50 milliards d'objets connectés à travers le monde pour 2020, soit environ un peu plus de 7 objets connectés par personne ! De nouveaux challenges techniques sont alors à relever et de nombreux acteurs dans le monde travaillent déjà à relever ces défis.

2.2 Les fréquences

Le Règlement des Radiocommunications de l'UIT (Union internationale des télécommunications) affecte des bandes de fréquences par rapport aux besoins des opérateurs. Une coopération internationale est également intéressante d'un point de vue économique puisque la standardisation des équipements permet de réduire les coûts de développement du matériel, de les installer et les utiliser à l'étranger sans problème et de proposer des tarifs intéressants pour les clients.

Au niveau européen, la Conférence Européenne des Postes et Télécommunications (CEPT) coordonne, harmonise et normalise l'utilisation des radiocommunications en Europe. Elle prépare les décisions prises au niveau mondial et décline en aval leurs conditions d'application, dans les limites des droits nationaux. La Commission européenne s'implique par ailleurs de plus en plus dans les débats sur les fréquences contribuant ainsi à l'harmonisation des choix européens. En France, l'Agence Nationale des Fréquences (ANFR) défend les positions françaises à l'internatio-

nal. Elle gère les demandes spécifiques françaises pour les besoins propres de l'Etat (ministères, aviation civile, espace...), pour les diffuseurs de la radio et de la télévision, et pour l'ARCEP (Autorité de régulation des communications électroniques et des postes) pour les opérateurs afin que chaque bande de fréquence soit utilisée de manière optimale.

L'attribution des fréquences pour les opérateurs de télécommunications mobiles ne porte pas exactement sur des fréquences mais sur des canaux constituant une partie du spectre. Elle dépend du service concerné et du nombre d'utilisateurs connectés à la station de base. La demande de débit supplémentaire ainsi qu'une meilleure couverture radio nécessite des évolutions sur l'attribution des bandes de fréquence. Ces fréquences sont dites licenciées, c'est-à-dire qu'elles sont attribuées par l'Etat par l'intermédiaire de l'ARCEP pour une période de 15 ans (pour la première fois attribuées à Orange et SFR en 1991, renouvelées en 2006, pour Bouygues Telecom en 1994, renouvelée en 2009, et pour Free en 2009).

Les fréquences constituent une ressource rare pour les opérateurs et la libération d'une bande de fréquence constitue donc un événement majeur pour chaque opérateur. Leur attribution est extrêmement réglementée et s'est déroulée pour la dernière fois en 2015 pour la bande 700 MHz. Un prix de réserve est proposée par l'Etat et la suite constitue une mise aux enchères. Chaque opérateur voulant bénéficier d'une partie du spectre doit proposer sa candidature. La mise en concurrence est un élément important dans l'attribution faite par l'Etat. La couverture proposée par chaque opérateur doit être cohérente et compléter les standards précédents afin de couvrir les zones blanches actuelles ainsi que les moyens de transports en commun du quotidien. Cependant, bien que l'attribution de nouvelles bandes soit une bonne nouvelle pour les opérateurs, les bandes qui leur sont allouées sont limitées. Chaque bande est découpée en sous-bande. Chaque sous-bande a une fonction précise permettant de l'utiliser en full duplex. En général, le mode montant (mobile vers la station de base) se fait en bas de bande et le mode descendant se fait en haut de bande.

Des outils d'optimisation sont alors nécessaires afin de maximiser l'occupation spectrale. La planification des fréquences par des techniques de partage en fréquence, notamment la 2G et des solutions pour réduire le brouillage entre cellules lors du partage de mêmes fréquences (3G et 4G) font partie des solutions possibles. Ceci sera abordé dans la suite du mémoire.

On retrouve en 2G l'attribution d'abord des fréquences GSM 900, avec ses 124 canaux dans la bande 880 - 960 MHz en full duplex (communications Tx et Rx en simultanée), puis la bande 1710 - 1880 MHz avec 374 canaux. Chaque canal radio occupe 200 KHz de bande passante. L'arrivée de la 3G amène également de nouvelle bande. La bande allouée est située entre 1900 - 2170 MHz, avec 12 canaux de 5 MHz chacun. La bande TDD (Time Division Duplexing, duplex par séparation temporelle) initialement prévue pour la diffusion de la télévision sur le mobile, ne sera pas utilisée, les 12 canaux se répartissent sur la bande 1920 - 2170 MHz en full-duplex. L'attribution de la 4G se déroule initialement sur la bande 2500-2590 MHz. Elle dispose de 12 canaux de 5 MHz, avec une bande TDD intermédiaire (2670-2620 MHz). Les fréquences libérées lors du passage de la télévision analogique à la télévision numérique terrestre (TNT) sont appelées dividende numérique. Il a libéré les bandes basses, d'abord la bande 800, entre 791 et 862 MHz avec 6 canaux de 5 MHz et plus récemment la bande 700, entre 694 et 690 MHz, avec 6 canaux de 5 MHz.

La figure 1.8 détaille les débits moyens entre 2009 et 2016 sur toutes les mesures effectuées pour tous les opérateurs français. En 2009, ce débit était de 2 Mb/s (3G) et a augmenté à 6 Mb/s en 2014. L'introduction de la 4G a permis un bond à 14 Mb/s, soit une augmentation de 133% ! L'amélioration de l'ensemble du réseau et le renouvellement des mobiles clients permet de continuer à faire croître les débits moyens mesurés.

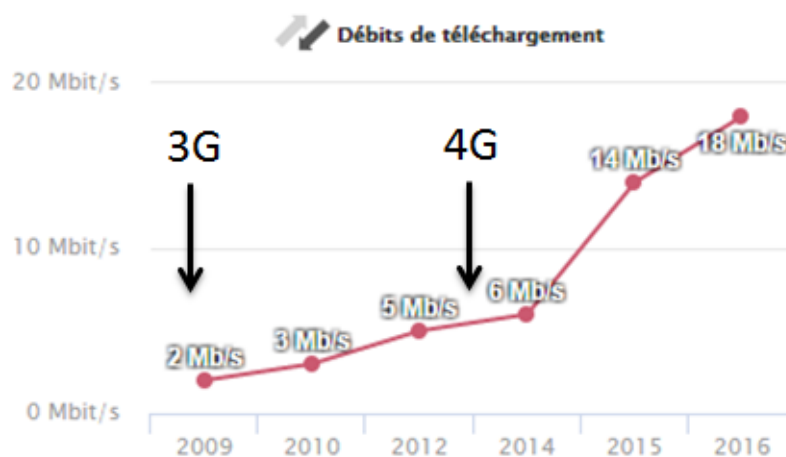


FIGURE 1.8 : Débits moyens mesurés en France pour tous les opérateurs (source site Arcep)

Le tableau 1.1 présente les différentes fréquences utilisées aujourd'hui et le standard associé. La bande 2G se concentre sur les bandes 900 et 1800 MHz. Certains opérateurs (notamment Orange et Bouygues Télécom en France) exploitent également la 4G sur le 1800 MHz. La 3G est utilisée sur les bandes 900 et 2100 MHz. La 4G fonctionne sur les bandes 800, 1800 et 2600 MHz et plus récemment sur la bande 700. L'arrivée de la 5G d'ici quelques années se basera sur la bande 700 et 3500 MHz dans un premier temps.

Bandes	[Fréquence min - Fréquence max]	Standard
700 MHz	[694-790] MHz	4G/5G
800 MHz	[791 - 862] MHz	4G
900 MHz	[880 - 960] MHz	2G/3G
1800 MHz	[1710 - 1880] MHz	2G/4G
2100 MHz	[1920 - 2170] MHz	3G
2600 MHz	[2500 - 2690] MHz	4G
3500 MHz	[3500 - 3700] MHz	5G

TABLE 1.1 : Liste des bandes de fréquences des réseaux cellulaires et les standards associés

La bande 700 MHz utilisée autrefois par la télévision a été vendue aux enchères par l'Etat français et sera exploitée par l'ensemble de l'Europe d'ici 2020. Ces fréquences dites fréquences en or permettent une couverture encore plus importante que la bande 800. La 5G pourrait à terme travailler sur toutes les bandes de fréquences détaillées dans le tableau ci-dessus du fait de la migration progressive des terminaux 2G, 3G et 4G vers la 5G.

3 L'antenne panneau

Une antenne panneau est un réseau linéaire d'antennes complexes comportant plusieurs fonctionnalités ajoutées en fonction des contraintes des opérateurs.

3.1 Les données essentielles des antennes de station de base

La synthèse des besoins des opérateurs montre qu'un nombre important de spécifications est nécessaire pour déployer des réseaux radio fiables et performants :

- Dans le plan horizontal, il faut établir une couverture sectorielle de 120° à -10 dB du gain maximal : le lobe principal va alors vers une ouverture à mi-puissance de 65° .
- Dans le plan vertical, l'ouverture du diagramme de rayonnement, doit être de l'ordre de 5 à 8° . Elle est plus importante en début de bande qu'en fin de bande.
- La première conséquence de la faible ouverture dans le plan vertical est l'augmentation importante du nombre d'éléments rayonnants et par conséquent du gain de l'antenne panneau. L'optimisation du diagramme de rayonnement notamment pour notamment annuler les lobes secondaires au-dessus du lobe principal est une donnée importante.
- La double polarisation, créée pour apporter de la diversité sans encombrement supplémentaire, doit être présente pour installer le moins d'antennes possibles par site. Un niveau de performances doit être respecté sur les deux polarisations ainsi qu'une bonne décorrélation (isolation, polarisation croisée).
- les antennes panneaux doivent être multibandes pour couvrir les besoins de chaque standard travaillant sur des bandes différentes.
- Chaque antenne doit disposer d'un mécanisme de depointage vertical du lobe principal, ou "tilt" de l'anglais.

3.2 Description des fonctionnalités d'une antenne de station de base

Afin d'optimiser la couverture radio, il convient d'étudier l'environnement dans lequel l'antenne est placée : milieu urbain ou milieu rural. Mais quelque soit le milieu considéré, un mauvais positionnement et/ou réglage des antennes peut contribuer à brouiller les stations de base à proximité. Pour cela, l'ANFR a établi une liste de solutions pour les éviter [17]. De nombreux paramètres de l'antenne influent sur les performances de chaque antenne panneau comme par exemple l'ouverture dans le plan vertical qui est principalement déterminée par le nombre d'éléments rayonnants dans ce plan. Le niveau des lobes secondaires inférieurs doit être contrôlé. Pendant très longtemps et encore aujourd'hui, les antennes les plus utilisées sont celles présentant le plus de gain comme indiqué dans l'annexe 3.

Pour limiter les interférences entre les cellules, une première solution mise au point par les fabricants d'antennes est l'optimisation du diagramme de rayonnement en fonction de la distance inter-éléments. En effet, la distance entre éléments est maximisée pour réduire le nombre d'éléments (et pas conséquent le coût de l'antenne panneau) mais cette distance doit rester inférieure à λ pour éviter l'apparition des lobes de réseau. Ces lobes peuvent alors éclairer les sites situés en face de l'antenne et perturber la connexion de l'utilisateur vers le réseau radio.

Une autre solution existante et développée par les fabricants d'antennes est la possibilité de dépointer le diagramme de rayonnement dans le plan vertical. Il faut cependant faire attention puisque, afin de minimiser l'éblouissement des autres sites, il faut que le premier lobe supérieur soit fortement réduit et que l'antenne pointe vers le sol (zone à couvrir). La figure 1.9 détaille la configuration de l'antenne panneau dans le plan vertical.

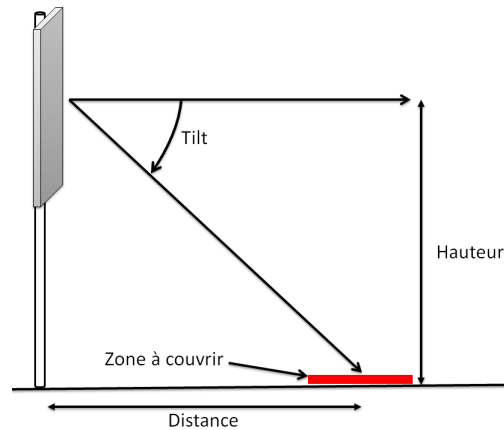


FIGURE 1.9 : Notion de tilt dans le plan vertical [18]

La valeur du tilt peut être calculée en fonction de la configuration de la cellule par l'expression $Tilt = \arctan \frac{\text{hauteur}}{\text{distance}}$. Cette valeur est exprimée en degrés et est généralement comprise entre 0 et 14°.

Les distances associées pour des hauteurs de pylônes de 25 et 50 mètres sont indiquées dans le tableau 1.2. On constate que lorsque le tilt est de l'ordre de 1°, la portée de l'antenne dépasse le kilomètre voire deux si le support est à 50m de hauteur, configuration idéale pour un site rural. En environnement urbain, des distances de l'ordre de la centaine de mètres peuvent être obtenues lorsque le tilt se rapproche des 10° pour un support à 25m de hauteur. Lorsqu'il est placé à 50m, le tilt doit être beaucoup plus important que 14° pour couvrir un site à 100m (typiquement environ 200m minimum pour 14°). La configuration à 50m est loin d'être idéale pour un environnement urbain puisqu'il est difficile de réduire la portée de l'antenne.

Downtilt	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
Support à 25 m	716	476	357	286	238	204	179	158	142	129	117	108	100
Support à 50 m	1432	954	714	571	476	407	356	315	283	257	235	235	217

TABLE 1.2 : Distance couverte en fonction du tilt variant entre 2 et 14° pour des hauteurs de pylônes de 25 et 50m

Les opérateurs de réseaux cellulaires paramètrent cette valeur sur toutes les antennes en fonction de leur localisation, de l'environnement et de la zone de couverture. D'autres paramètres interviennent également comme la présence d'antennes périphériques.

Pour réaliser ce réglage et aussi par rapport aux contraintes d'implantation des sites, les antennes de station de base présentent deux technologies de dépointage. La première, historique, est une variation mécanique de l'inclinaison [19]. En général, le support haut de l'antenne est articulé pour permettre d'incliner l'antenne.

La deuxième solution, désormais systématiquement employée, utilise une inclinaison électrique [20]. Le tilt électrique est produit grâce à un déphaseur qui va induire un déphasage progressif sur l'ensemble des éléments rayonnants (ou groupes d'éléments). Dans les premières versions de tilt, la commande se faisait par l'intermédiaire d'une tirette placée sur le bord de l'antenne. Mais progressivement, du fait d'un grand nombre de sites à régler et cela parfois plusieurs fois dans l'année, les opérateurs ont fait appel à une commande à distance par le biais du RET (Remote Electronic Tilt). Ce RET est connecté par l'intermédiaire d'un signal véhiculant l'information à

l'adresse IP du RET respectif (via l'alimentation du LNA pour une baie classique ou issu directement du RRU). Il est par conséquent accessible aux opérateurs directement par les liens dédiés à la supervision des baies radio alors qu'un tilt mécanique impose le déplacement d'un technicien en plus d'une coupure du réseau. Le schéma de la figure 1.10 présente les deux tilts possibles. L'antenne de gauche propose un dépointage mécanique. Généralement, celui-ci est réalisé sur la partie haute de l'antenne en gardant la partie basse fixe. Des supports articulés sont alors nécessaires pour obtenir cette configuration. L'antenne de droite comporte un RET et par conséquent reste placée verticalement. Le dépointage de l'antenne se fait de manière électronique.

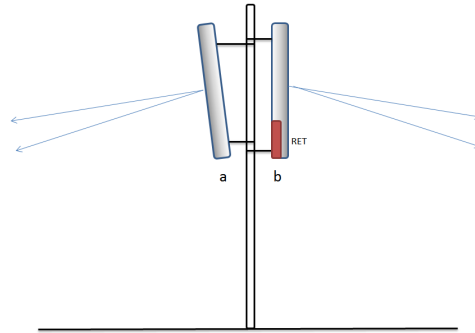


FIGURE 1.10 : Inclinaison mécanique (a) et électrique (b) verticale sur une antenne panneau

L'inconvénient du tilt mécanique réside dans la dégradation de la zone de couverture par rapport au tilt électronique. En effet, plus le tilt est important, plus l'ouverture de l'antenne est perturbée. Le diagramme de rayonnement ne présente plus une allure sectorielle. Il sera donc de plus en plus difficile voire impossible de couvrir la même zone si l'antenne est de plus en plus inclinée comme l'illustre les diagrammes de rayonnement de la figure 1.11.a. L'impact du dépointage est nettement mis en évidence lorsqu'il est mécanique en (a) par rapport à un tilt électronique (b). Lors d'un tilt électronique, le diagramme de rayonnement est optimisé pour présenter une allure similaire pour toutes les valeurs de dépointage [21].

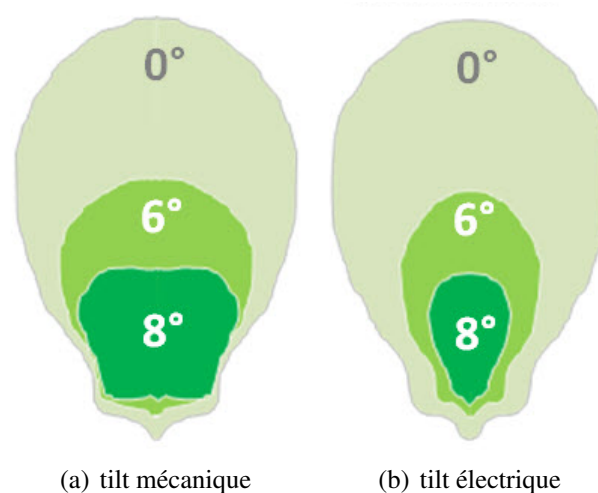


FIGURE 1.11 : Différence de couverture entre tilt mécanique (a) et tilt électronique (b)

Cette solution est un plus coûteuse à l'achat mais permet une mise en fonctionnement beaucoup plus rapide et une optimisation du site sans intervention d'un technicien et surtout sans coupure de la couverture réseau.

Afin d'assurer un bon fonctionnement sur une configuration trisectorielle, il est nécessaire que le rapport Avant/Arrière de l'antenne (Front-to-Back Ratio) soit relativement élevé. Les spécifications courantes sur ce genre d'antennes sont de 20 à 30 dB.

3.3 Diversité d'antennes

Les contraintes radio, les différents standards et la simplicité demandée par les opérateurs ont imposé aux fabricants de faire évoluer le matériel. Les travaux se sont orientés aussi bien sur l'optimisation du fonctionnement de l'antenne dans son environnement (travail de l'opérateur et du fabricant) que sur le travail de l'élément rayonnant unitaire (travail du fabricant seul). Les principales évolutions des stations de base ainsi que les paramètres importants permettant un fonctionnement optimal du réseau sont résumés en 2007 par [3]. La configuration d'une antenne de station est proposée, la tri-sectorisation, les principaux paramètres de réglage des antennes et leur impact sur les performances sont abordés d'un point de vue utilisateur. Les premières antennes de station de base étaient ainsi des antennes à une polarisation (verticale) fonctionnant en 900 et 1800 MHz. Trois antennes sont utilisées pour assurer la couverture d'une cellule, une pour l'émission et deux pour la réception. L'utilisation de plusieurs antennes en réception permet de créer de la diversité spatiale. Les antennes sont dans ce cas espacées de 10λ à fréquence basse ce qui amène à des distances de 1,5 à 3 mètres environ. La contrainte principale de cette solution est l'espacement entre les antennes pour assurer une décorrélation des signaux reçus. Cela permet de renforcer la dynamique du trajet montant et plus particulièrement le plus faible des deux. La diversité de réception sera adoptée pour l'ensemble des standards. Les opérateurs ont pris cette décision au début des années 90 en utilisant des antennes directives. en se basant toujours sur la diversité d'espace, l'émission est toujours séparée de la réception. Une seule antenne est installée pour l'émission et deux pour la réception. La configuration utilisée est présentée par la figure 1.12. Puis, petit à petit, la configuration standard a évolué en utilisant une antenne pour les deux voies, munie de deux filtres (passe-bas pour le trajet montant et passe haut pour le trajet descendant, couramment appelé duplexeur). L'utilisation d'une diversité de polarisation a également permis de réduire le nombre d'antennes panneaux installées. Ce choix permet d'économiser l'installation d'une antenne par secteur. Les sites étaient alors constitués de six antennes en polarisation verticale pour une couverture azimutale complète donc trois antennes par secteur, une antenne dédiée à la réception et la seconde antenne faisant émission et réception.



FIGURE 1.12 : Schéma d'un site omnidirectionnel au début des réseaux radio cellulaires avec une diversité spatiale [22] et présentation d'une configuration installée par un opérateur [23]

L'installation de six ou neuf antennes a pesé sur les loyers et des premières améliorations ont été nécessaires pour maîtriser à nouveau ces coûts. La diversité de polarisation est apparue et les antennes à polarisation $\pm 45^\circ$ sont devenues les seules à être déployées. Des études ont montré l'intérêt de la diversité de polarisation comparée à la diversité d'espace, surtout en zone urbaine [24]. Le nombre d'antennes pour réaliser les mêmes fonctions est donc au maximum de trois. Le coût des infrastructures et les loyers associés se voient alors réduits. La figure 1.13 montre comment la réduction est possible en passant de six antennes à une antenne pour une station de base GSM-DCS-UMTS.

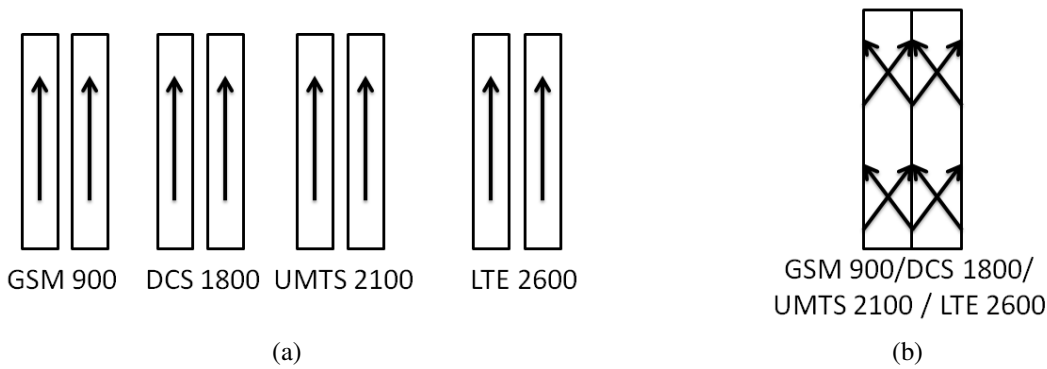


FIGURE 1.13 : Diversité spatiale d'antennes à polarisation verticale (a) et diversité de polarisation d'antennes à double polarisation $\pm 45^\circ$ (b)

L'ajout de bandes de fréquence dans une antenne de station pose des contraintes d'intégration. La figure 1.14 propose une structure utilisée par l'antenne tribande Powerwave 7780. Ici deux sous-réseaux en bande 1800-2100 sont placés dans le plan vertical soit les éléments rayonnants en bande 900 soit au-dessus de l'antenne 900. L'antenne mesure 1,41 m de haut, 28 cm de large et 12,5 cm d'épaisseur. Le peu d'éléments rayonnants indique une ouverture dans le plan vertical de plus de 12° sur toute la bande et un gain d'environ 14,5 dBi.

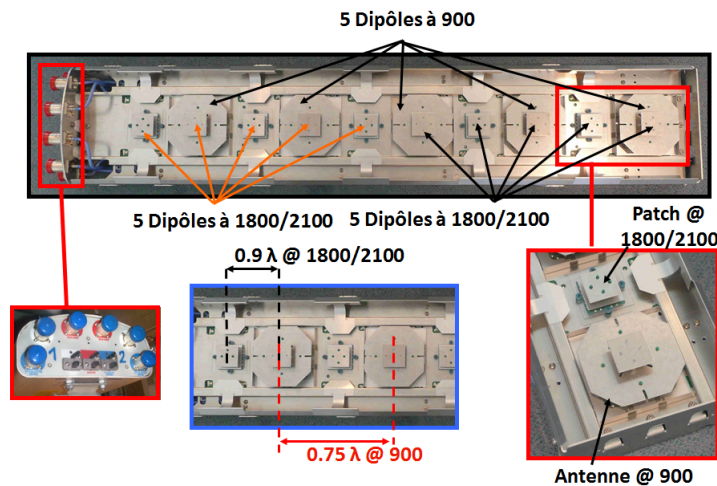


FIGURE 1.14 : Exemple d'antenne de station de base tribande (Powerwave 7780)

L'ajout de nouvelles bandes sur ce genre de structure pose des problèmes puisque peu de place est disponible. La constitution des antennes de station de base sera abordée plus en détail dans les chapitres 2 pour l'élément rayonnant et 4 pour la mise en réseau.

Le déploiement des standards et la conséquente prolifération de bandes de fréquences a contraint les opérateurs à faire appel à des antennes multibandes. A ce jour pas moins de six bandes de fréquence cohabitent partiellement ou en totalité sur les stations de base : 700, 800, 900, 1800, 2100 et 2600.

Il faut différencier le MIMO et la diversité de réception puisque le MIMO est surtout utilisé en trajet descendant pour améliorer le débit, alors que la diversité de réception permet d'augmenter la portée des cellules grâce à une meilleure dynamique du trajet montant. L'utilisation du MIMO a permis d'améliorer le débit sur la couche 4G. Plusieurs standards de MIMO existent aujourd'hui. L'appellation "MIMO" est souvent complétée par deux indicateurs (chiffres). On trouve général du MIMO 2x2, 4x2 ou 4x4. Le premier chiffre indique le nombre d'émetteurs et le second, le nombre de récepteurs. Le nombre de canaux (2 ou 4) fait appel à autant de chaînes radio et par

conséquent d'antennes séparées. L'exploitation du réseau sur la base du MIMO 4x4 (bande 4G) est en cours de déploiement en France. La possibilité d'établir quatre communications devient alors possible et augmente la capacité du site sans forcément sacrifier le débit proposé à l'utilisateur.

La possibilité d'établir plusieurs trajets physiques va permettre in fine, pour l'utilisateur, de disposer d'un débit plus important. Au-delà des techniques MIMO, la 5G s'intéresse à l'amélioration de la dynamique du trajet grâce à trajets multiples créés par les antennes, le massive MIMO. Le Massive MIMO correspond alors à l'utilisation d'un grand nombre d'antennes en émission et en réception. L'architecture antennaire ne suffit pas à proposer un meilleur service. En effet, la partie front-end se doit d'être performante et de limiter les pertes. Les futures évolutions se feront par l'intermédiaire de la radio logicielle SDR, Software Defined Radio, qui a la possibilité d'optimiser l'allocation fréquentielle de chaque communication et son bilan de puissance [25]. Des économies énergétiques pourront apparaître ainsi qu'une réduction du nombre de sites opérationnels.

Le Massive MIMO est aujourd'hui associé principalement à la bande 3,5 GHz mais pourrait à terme utiliser les bandes de tous les autres standards. La principale différence réside dans l'exploitation de nouvelles propriétés du réseau puisque le Massive MIMO permet de cibler un utilisateur et d'optimiser sa liaison avec le réseau dès qu'il en a besoin alors qu'avant la couverture de l'antenne était fixe et la position du mobile déterminait la qualité de la liaison ce qui rendait l'antenne de station de base "passive" en terme de diagramme de rayonnement. La gestion des sites de stations de base devient alors adaptative et est déterminée conjointement par le mobile et la station de base. Les premiers travaux datent de 1999 où des premières antennes ont été conçues en bande 900 MHz. [23]. L'ajout du Massive MIMO permet de suivre un mobile dans des environnements urbains tels que des immeubles puisque plusieurs sous-réseaux sont disponibles avec tilts indépendants. Une optimisation de la zone de couverture est une nouveauté avec l'ajout d'une couverture verticale lors de la présence de bâtiments de hauteur importante.

L'alimentation d'antennes élémentaires dans le plan horizontal permet la création d'un réseau deux dimensions. Il est donc tout à fait possible d'introduire une fonction de Beamforming dans le plan horizontal. Ce dernier est appelé FD-MIMO pour Full-Dimension-MIMO. La figure 1.15 présente un cas envisagé de l'utilisation de la FD-MIMO. Le balayage de cette antenne est bi-dimensionnel et permet d'apporter un nouvel aspect radio en n'assurant la couverture que sur un utilisateur spécifique et peu importe où il est situé.

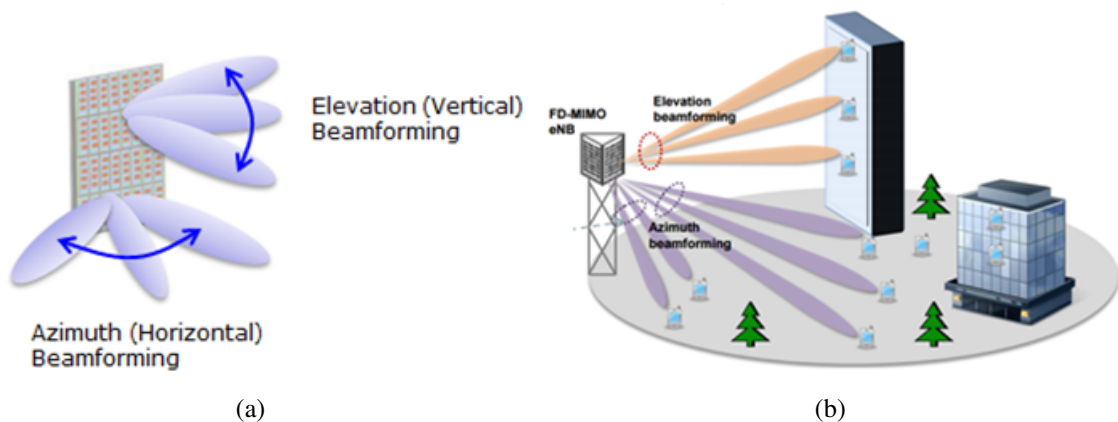


FIGURE 1.15 : Couvertures radioélectriques dans le cas de la FD MIMO

La zone de couverture est ainsi étendue à la deuxième dimension. Le principe de l'alimentation de cette antenne réseau est décrit par la figure 1.16. Chaque polarisation alimente un réseau

d'antennes. La possibilité de séparer les voies d'émission et réception peut alors être envisagée et la création des faisceaux distincts assure un suivi du mobile de manière optimale.

L'utilisation de cette alimentation impose forcément une complexification du réseau d'alimentation et donc des pertes en plus et un coût d'achat plus important pour les opérateurs.

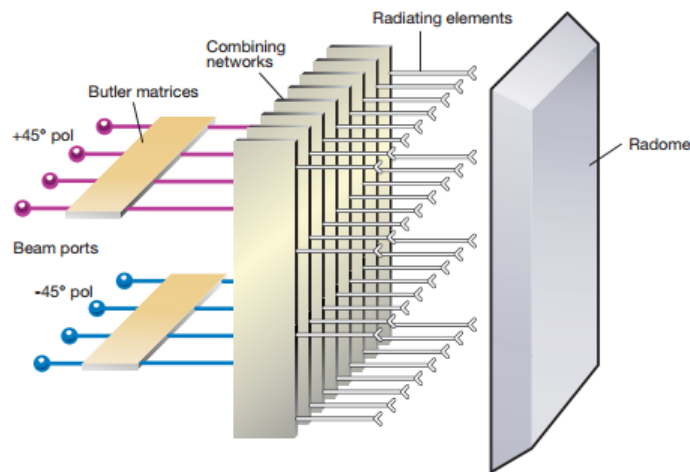


FIGURE 1.16 : Principe de l'alimentation de l'antenne panneau Massive MIMO

L'un des inconvénients majeurs actuels de ces solutions est la taille de ce type d'antenne. Des antennes ont été développées à des fréquences plus hautes (autour de 3,7 GHz) [26] et des dimensions autour des 120 cm de large ont été obtenues. La figure 1.17 montre l'antenne utilisée pour les tests. La faiblesse de la bande montre une limitation importante puisque les autres standards ne sont pas inclus dans l'étude et la distance inter-éléments est une donnée cruciale quant à la possibilité de dépointer le faisceau. Il n'est actuellement pas possible de gérer toutes les bandes sur le même sous-réseau et l'introduction de nouvelles bandes spécifiques à la 5G tend à montrer des limitations sur l'harmonisation des antennes panneaux. Des solutions d'intégration seront nécessaires afin de maîtriser le volume des solutions antennaires Massive MIMO.

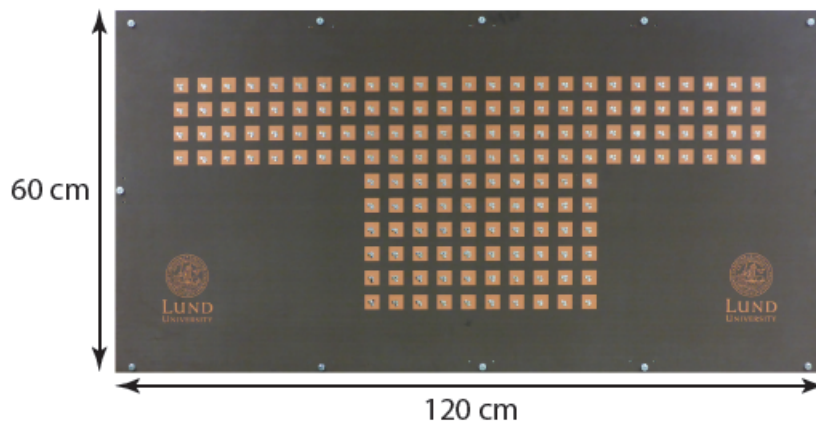


FIGURE 1.17 : Antenne de test du Massive MIMO

Le fabricant chinois ZTE propose une première antenne Massive MIMO fonctionnant dans la bande [2,555-2,655] GHz. Elle pèse 40 Kg et mesure 900 mm de long, 500 mm de large et 12 mm d'épaisseur pour la structure rayonnante (ne tient donc pas compte du réseau d'alimentation). La figure 1.18 illustre le produit fabriqué.

Les antennes fonctionnant sur du Massive MIMO sont aujourd'hui beaucoup trop encombrantes et donc en opposition totale par rapport aux contraintes des opérateurs de réduire l'impact

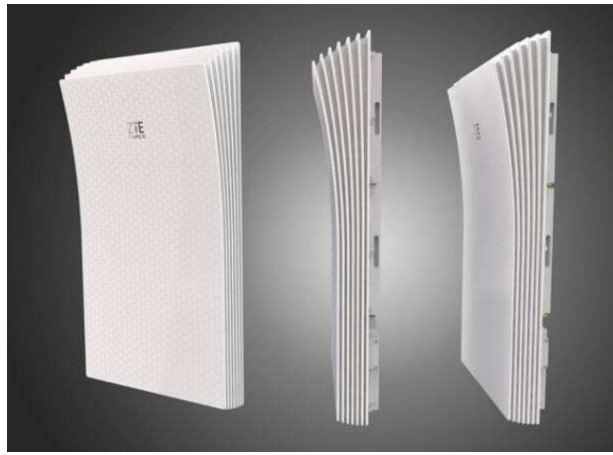


FIGURE 1.18 : Antenne ZTE adaptée au Massive MIMO

visuel de leurs équipements en milieu urbain. Il est donc nécessaire de concevoir de nouvelles antennes dont les dimensions seraient réduites et avec un niveau de performances similaires aux solutions existantes aujourd'hui et pouvant permettre d'exploiter pleinement les nouveaux standards.

4 Enjeux économiques et solutions techniques

Aujourd'hui, 60% de la population française vit dans des zones urbaines, ou dans de grandes aires urbaines. L'INSEE, l'Institut national de la statistique et des études économiques, définit une grande aire urbaine par une zone géographique de plus de 10 000 emplois. Il s'agit en général des métropoles. La densité de population est de l'ordre de 800 habitants au km² pour les grandes aires urbaines [27]. La figure 1.19 identifie la localisation des différentes zones en 2010. On constate que toutes ces zones sont distantes les unes des autres. La stratégie de déploiement doit donc tenir compte des zones intermédiaires situées entre ces zones urbaines.

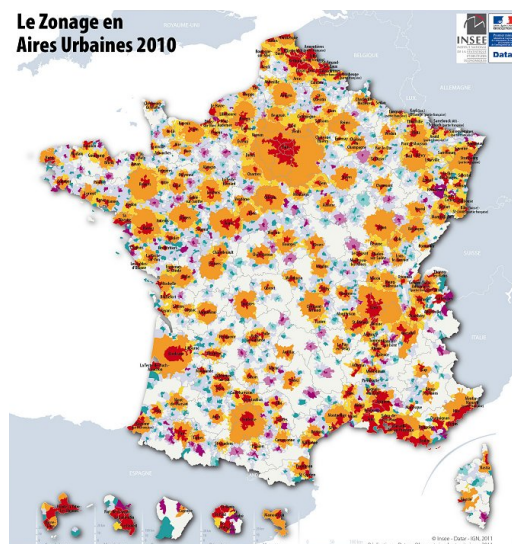


FIGURE 1.19 : Localisation des différentes zones de peuplement en France - source : ARCEP avec en rouge les grands pôles, en orange les couronnes

Du fait du mode de vie urbain de plus en plus répandu, les opérateurs ont généralement mis et continuent de mettre la priorité de leurs investissements sur le développement des infrastruc-

tures en milieu urbain. Cet environnement présente des configurations hétérogènes tels que des immeubles, des bâtiments historiques, des centres commerciaux mais aussi des lieux de culte, des châteaux d'eau et tout autre point-haut urbain. L'atténuation apportée par les bâtiments est plus importante que l'atténuation en espace libre. La couverture indoor (dans les bâtiments) est donc fortement impactée et le maillage cellulaire dans une zone dense est plus petit par rapport à un environnement rural. Le nombre de sites est donc plus important à zone de couverture équivalente. Cet impératif répond également au besoin en bande passante : la multiplication cellulaire reste la seule réponse durable de l'opérateur pour assurer le haut débit à ses clients.

Les deux premiers postes de dépense des opérateurs concernent la location des sites de station de base et la consommation électrique. La location des sites se fait par l'intermédiaire de baux commerciaux. Les annexes 1 et 2 montrent les grilles tarifaires appliquées par l'Hôtel de Ville de Tours et par Orange pour les stations de base de Bouygues Telecom.

La synthèse des extraits nous informe que :

- Une antenne de plus de deux mètres de haut a un coût supérieur à une antenne de moins de deux mètres de haut. Couvrir les bandes basses entraînent donc un surcoût par rapport aux bandes hautes.
- Une antenne tribande coûte plus cher qu'une antenne bibande. Cependant, un opérateur préfère installer une antenne tribande à la place d'une antenne bibande si cela lui évite l'ajout de nouvelles antennes ou l'installation d'un nouveau site.
- Une antenne faisceau hertzien de plus d'un mètre de diamètre a un coût plus important qu'une antenne de moins d'un mètre de diamètre. La montée en fréquence de ces antennes permet de réduire leur taille.
- Les secteurs sauvegardés et les monuments historiques sont les sites les plus chers. L'hypercentre d'une ville est en général en deuxième position. Les bâtiments communaux sont classés troisième. Les sites en général les moins chers se trouvent au niveau des châteaux d'eau.
- A conditions égales, plus la ville est grande, plus le site est cher. Le prix n'est cependant pas proportionnel, ce qui incite les opérateurs à développer de manière beaucoup plus conséquente les réseaux dans les grandes villes dans un premier temps pour rentabiliser plus rapidement les investissements.

Toutes ces données engendrent des coûts récurrents non négligeables qui nécessitent un contrôle de la part des opérateurs. L'ordre de grandeur d'un site rural est situé autour de 5000€ par an mais lorsqu'il s'agit des sites urbains le loyer annuel peut facilement coûter plus de 25000 €.

4.1 La densification et le partage de réseaux

La présence des antennes de station de base génère une pollution visuelle non négligeable. Pour répondre à cette problématique et dans le but de limiter leur prolifération, l'Etat a dicté des consignes à respecter via le code de l'urbanisme [28]. Le 3GPP recommande également l'utilisation du partage pour simplifier les architectures radio des opérateurs via la note technique 22.852 [29]. De plus les coûts d'investissement et de maintenance de chaque site sont lourds, et ceci pour chaque opérateur. Il existe trois types de partage : le partage de site (site Sharing), le partage de la Radio (Radio Acces Network) et le partage de zones (Multi-opetaor Core Network). La première possibilité d'action est le partage des supports (Site Sharing). Il peut s'agir de n'importe quel type de support (pylône, mât...). L'inconvénient principal reste toujours une densification importante puisque chaque opérateur installe toujours ses équipements radio. Cette solution est donc loin

d'être idéale. Pour toutes ces raisons, une mutualisation des réseaux radio, le RAN Sharing (Radio Access Network), est possible et encouragée. Deux techniques de partage des réseaux d'accès radio sont couramment utilisées et détaillées sur la figure 1.20 où la première configuration représente un réseau sans partage. Chaque opérateur dispose de tous ses équipements et l'utilise de manière indépendante. La deuxième configuration présente une première mise en commun du matériel avec toujours une partie dédiée à l'opérateur. Enfin la dernière propose une mise en commun totale du matériel jusqu'au réseau privé de chaque opérateur.

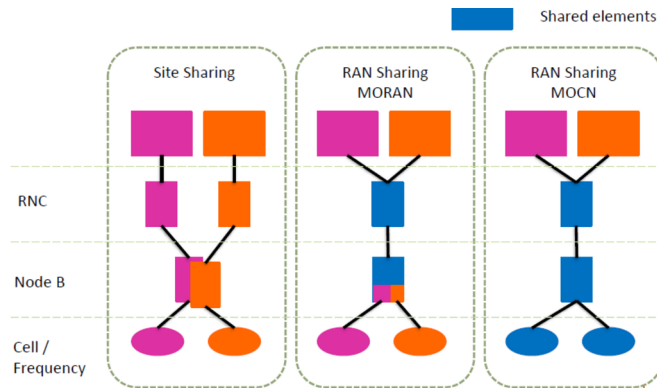


FIGURE 1.20 : Schématisation des différentes configurations de partage de réseaux

- Le premier type de partage est celui des sites physiques (Site Sharing) : les terrasses d'immeuble, les châteaux d'eau, les pylônes... accueillent plusieurs opérateurs, qui cohabitent en respectant les règles de découplage entre les antennes, mais les équipements ne sont pas partagés, voir figure 1.20(gauche).
- Le MORAN (Multi Operator Radio acces Network), consiste à partager la chaîne radio (équipements de bande de base, amplificateurs RF et antennes) sur un même support. Chaque opérateur possède son propre BSC/RNC et Coeur de Réseau, voir figure 1.20(centre). En France, la couverture des zones blanches, éparpillées sur les zones rurales et signalées par l'Etat, ont été couvertes par les 3 premiers opérateurs grâce à cette technique, couramment nommée RAN Sharing.
- Le partage des réseaux jusqu'aux coeurs de réseau, le MOCN (Multi-Operator Core Network), est déjà une réalité chez de nombreux opérateurs en Europe. Dans le cas du MOCN, la BTS ou Node B et le RNC sont partagés par les mêmes opérateurs. Ce type de partage, dit "actif", est nettement plus complexe car chaque opérateur aura à gérer l'ensemble du spectre, du réseau d'accès Radio et de desserte jusqu'aux Coeurs de réseaux respectifs, voir figure 1.20(droite) illustre ce principe.

Stimulés par les expériences au Royaume-Uni et en Espagne, le partage actif MOCN a été initié en France en 2013. Bouygues Telecom et SFR se sont associés pour mutualiser leurs équipements dans les zones non-denses pour les 2G/3G et 4G (zones de moins de 200 000 habitants). Cet accord a été validé par l'ARCEP début 2014. La France a été découpée en quatre zones comme le montre la figure 1.21. Les parties Nord et Nord-Est sont prises en charge par SFR ainsi que le bassin Sud-Ouest. Bouygues Telecom a en charge la mutualisation des équipements sur la région Ouest et également la région PACA et tout le bord de la mer Méditerranée. Les zones blanches (absences de couvertures) ne sont pas prises en compte dans la mutualisation afin de forcer les opérateurs à y fournir des services de téléphonie mobile. Les deux opérateurs vont supprimer environ 30% des sites redondants tout en permettant d'augmenter la couverture commune d'environ 40% grâce aux zones couvertes par l'opérateur complémentaire.



FIGURE 1.21 : Zones de déploiement du projet MOCN entre SFR et Bouygues Télécom dans le cadre du projet "CROZON".

4.2 Les niveaux de champ

Le déploiement d'un réseau concerne essentiellement trois zones : zone urbaine, zone péri-urbaine et zone rurale. Afin d'assurer une couverture radio efficace, un niveau de champ électrique minimum est requis en fonction du milieu considéré. La figure 1.22 met en avant les différents minima de puissance requis.

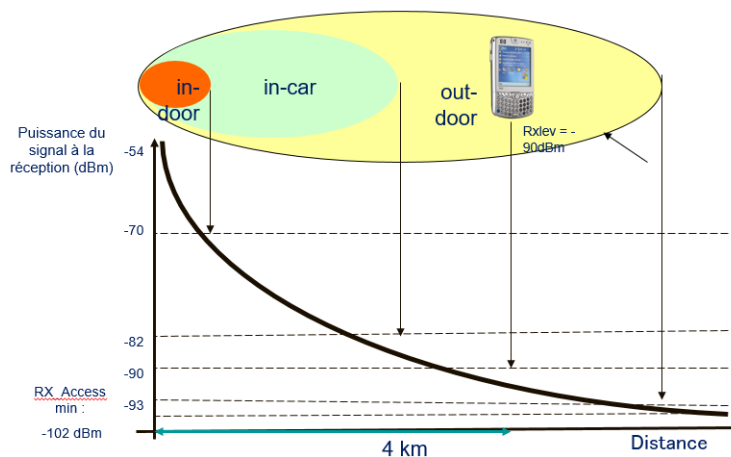


FIGURE 1.22 : Valeur de la puissance du signal de réception et zone de couverture associée en fonction de la distance

La zone "indoor" est celle qui est la plus difficile à gérer pour les opérateurs à cause de l'atténuation portée par le milieu (murs, bâtiments, sous-sols...) mais nécessite de gérer un nombre d'abonnés importants. La mise en place de la couverture est la plus contraignante. Les opérateurs ont par ailleurs l'obligation de couvrir les axes reliant les grandes villes, avec un niveau de service permettant de s'affranchir de l'effet de cage de Faraday, c'est le niveau "in-car". Enfin, à l'extérieur, et souvent en zone rural, le signal est moins perturbé et les zones correspondantes sont généralement étendues et en bordure de la cellule, c'est le service "out-door".

Sur la figure 1.23, plusieurs indicateurs sont placés montrant l'emplacement des sites Bouygues Telecom autour de Nantes [30]. Le centre ville de Nantes (cercle rouge) est la zone où le nombre de sites est le plus important. En s'éloignant du centre, les indicateurs montrent moins de sites. Les indicateurs affichent le nombre d'opérateurs sur chaque emplacement. On constate que certains sites sont mis en commun avec d'autres opérateurs. Ceci procure plusieurs avantages (réduction

du loyer) mais le choix de ces lieux doit se faire de manière très précise puisqu'il faut toujours assurer une continuité de couverture pour l'utilisateur.

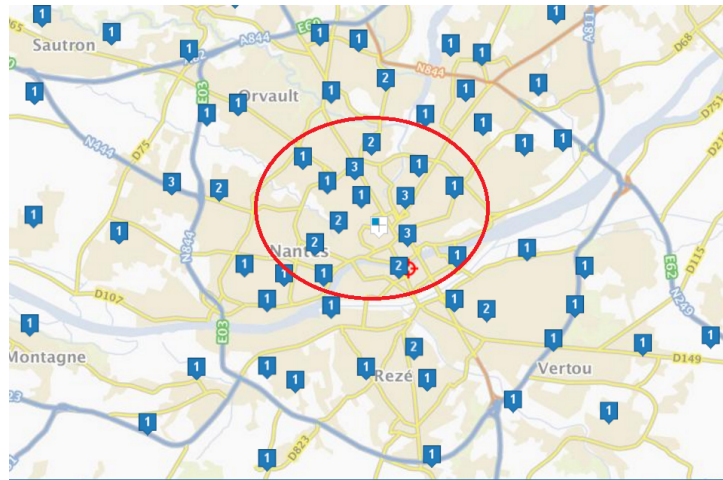


FIGURE 1.23 : Extrait du site web [30] des sites Bouygues Telecom implantés dans et à proximité de Nantes (Loire-Atlantique, 44)

L'une des règles majeures d'ingénierie radio concerne le respect d'une sectorisation des antennes à 0° - 120° - 240° , ou d'une rotation sur l'ensemble des secteurs pour l'ensemble des stations de base d'une zone dense combinée à l'utilisation du paramètre de dépointage dans le plan vertical afin de réduire légèrement la couverture de la cellule. Cette règle permet de mieux planifier les fréquences pour la 2G et réduire les brouillages entre les stations de base 3G et 4G, et doit être appliquée sur l'ensemble des standards, pour une meilleure qualité de service, car des mobilités des terminaux mobiles entre les 3 standards sont assez fréquentes sur un même site. Si l'azimuth est impossible à réaliser (présence d'un bâtiment par exemple), un site supplémentaire doit être ajouté pour combler l'azimuth manquant.

Le Conseil de l'Union Européenne a établi des valeurs limites d'exposition de la population au champ électromagnétique par le décret n°2002-775 de 2002 et consolidé en 2014. Elles sont reportées par le tableau 1.3.

Fréquences	Standard	Limite du champ E (V/m)
100 MHz	émetteur radio	28
800 MHz	4G	41
900 MHz	3G	
1800 MHz	2G/4G	58
2100 MHz	3G	61
2600 MHz	4G	
3500 MHz	5G	

TABLE 1.3 : Limites du champ électrique pour les différents standards

Dans les zones de vie fréquentées, le champ électrique maximal est de l'ordre de quelques V/m et la mesure peut être sensiblement différente si elle faite dans une rue ou à l'intérieur d'un bâtiment. La figure 1.24 illustre, pour exemple, les différentes valeurs de champ électrique pour la 3G.

4.3 Les contraintes urbaines

Le déploiement de nouveaux sites en milieu urbain est rendu de plus en plus difficile par le nombre croissant de sites déjà présents, par des autorisations plus complexes à obtenir et par les associa-

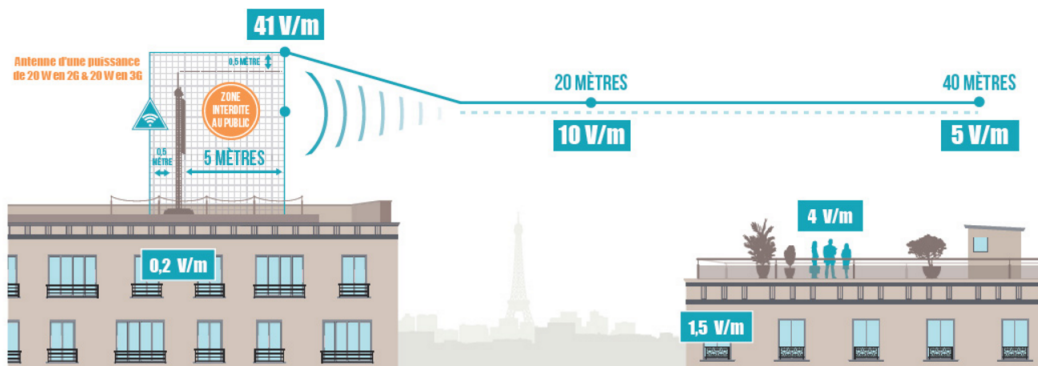


FIGURE 1.24 : Valeur maximale du champ électrique autorisée en fonction de la zone de mesure, valeurs indiquées pour la 3G [31]

tions de consommateurs voulant préserver à la fois un paysage urbain neutre et luttant pour une diminution de l'exposition humaine aux ondes électromagnétiques [32]. Cependant, les milieux urbains bénéficient d'un aspect économique pour les opérateurs de téléphonie mobile puisqu'un retour sur investissement plus important est à prendre en compte. La gare de Nantes en est un parfait exemple, figure 1.25.



FIGURE 1.25 : Exemple d'un site multi-opérateurs sur la gare de Nantes

D'après le site de l'ANFR, les quatre opérateurs sont présents sur ce site pour un total de 18 antennes. On en retrouve installées sur mâts ou en pendulaire.

Un site rural est généralement installé sur un pylône. La figure 1.26 en présente un où des antennes panneaux sont installées. Chaque "grappe" d'antennes correspond généralement à un opérateur. Le site radio est en général placé aux pieds du pylône par souci de facilité. Il n'est pas présent sur la photo. Il s'agit du centre hertzien de télécommunications de Nantes.

Ce genre de sites pourra difficilement subir des ajouts de la part des opérateurs puisque l'impact visuel serait trop dégradé. De plus l'ajout d'équipements sur les sites augmente les loyers dûs par les opérateurs. La seule évolution possible est une limitation voire une diminution du nombre d'antennes. Ceci passera obligatoirement par de nouveaux produits multibandes et compacts.

4.4 Les efforts d'intégration

Les démarches entreprises par les opérateurs visant à intégrer les équipements visibles des stations de base, notamment les antennes, a pris une place importante les 10 dernières années. Dans cette

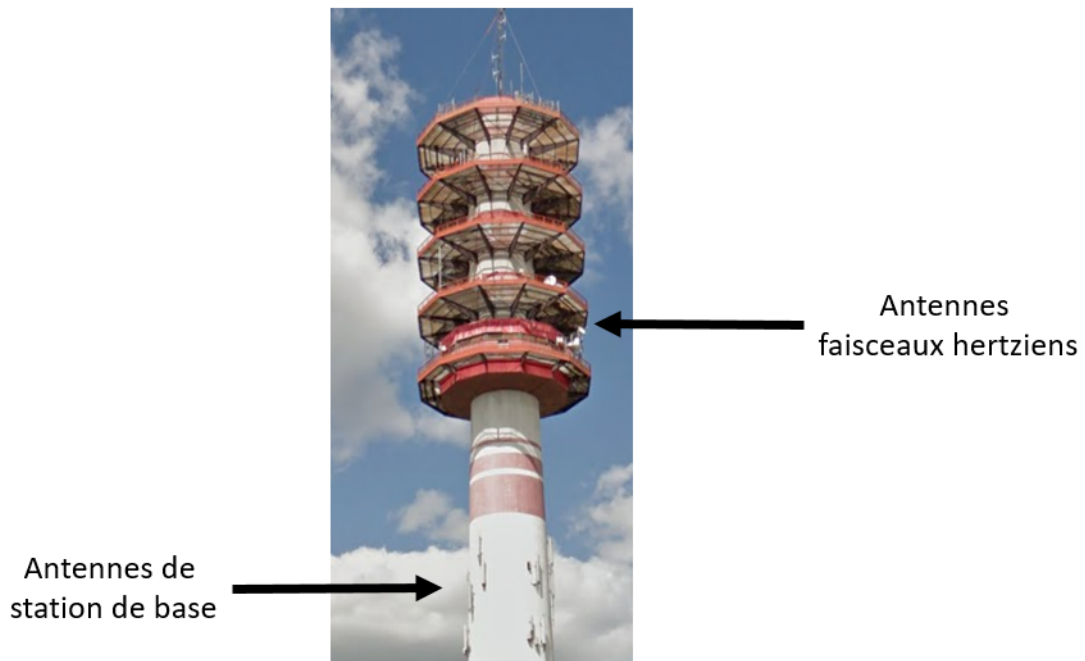


FIGURE 1.26 : Pylône constitué d'antennes de station de base, d'antennes FH au centre hertzien

section les techniques d'intégration d'antennes sont abordées. D'abord sur les équipements de FH et ensuite sur les antennes-panneaux.

Les réseaux des opérateurs sont également constitués d'antennes Faisceaux Hertiens. Ces antennes établissent des liaisons point-à-point et permettent de connecter des sites de stations de base distants en s'affranchissant de l'installation de la fibre optique (FO). Cette dernière solution revient très cher à installer et de plus en plus de sites intègrent des équipements FH. Les antennes ont été les premières à être dans la problématique de l'aspect visuel puisqu'elles doivent être obligatoirement en visibilité optique vis-à-vis de l'équipement distant pour assurer la liaison.

Les antennes Faisceaux Hertiens

Ces liaisons permettant de transporter le trafic des station de base aux coeurs de réseau font appel à des équipements de FH, la partie visible étant les antennes. Leurs performances radioélectriques ont été normées par l'organisme ETSI [33]. Le gain de ce type d'antennes est situé entre 20 et 50 dBi ce qui permet de réaliser des liaisons vers des sites distants de 2 à 40 km selon la bande utilisée. Pour répondre à ce besoin, les antennes FH installées sont des antennes paraboliques comme le présente la figure 1.27. Leurs diamètres vont de 25 cm pour des fréquences à 70 GHz à 4,6 m pour des fréquences de 4 GHz.

Cependant, les opérateurs ont eu de plus en plus de difficultés à installer ce genre d'antennes, principalement à cause de son volume imposant. C'est pourquoi des premiers travaux ont été réalisés entre Bouygues Telecom et l'IETR pour concevoir une nouvelle antenne FH [34]. L'antenne développée a un volume maîtrisé par rapport à une antenne parabolique, d'où son nom d'antenne plate. Cette première version ne rentrait pas dans le domaine des classes définies par les normes ETSI et son diagramme de rayonnement est sensiblement identique à une antenne parabolique. Son gain est légèrement inférieur à une parabole (environ 24 dBi).

La densification des réseaux cellulaires et la prolifération conséquente des liaisons hertiennes a conduit, de la part des organismes de réglementation, à durcir les spécifications de rayonnement des antennes pour les FH, passant progressivement de la classe 2 à la classe 3, et pour les nouvelles



FIGURE 1.27 : Exemple d'antenne parabolique FH

bandes de fréquence jusqu'à la classe 4. Des travaux complémentaires ont été réalisés dans le cadre de la thèse afin d'améliorer les performances en adaptation de l'antenne classe 3. La figure 1.28 montre les normes ETSI en fonction de la classe de l'antenne.

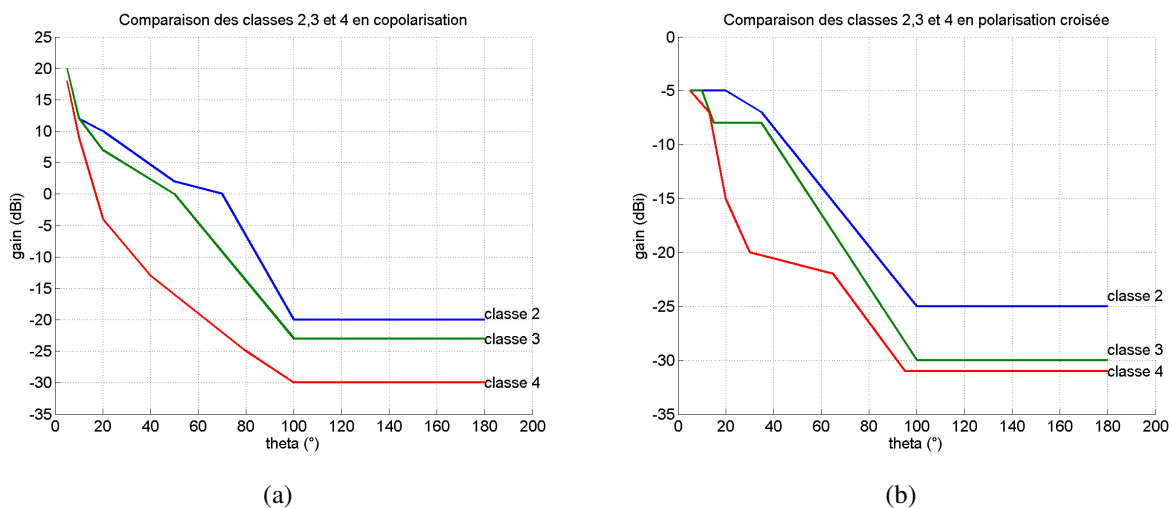


FIGURE 1.28 : Gabarits de rayonnement des antennes classes 2, 3 et 4 en copolarisation (a) et polarisation croisée (b)

Le respect de la classe 3 a obligé les concepteurs à revoir leurs produits. La collaboration entre Bouygues Telecom et l'IETR a permis de faire évoluer l'antenne plate version 1 vers l'antenne plate classe 3. De nouvelles collaborations sont en cours sur le développement d'une antenne plate en classe 4. La figure 1.29 illustre les deux antennes en classe 1 et en classe 3. Les dimensions de l'antenne plate classe 3 ont été revues à la hausse par rapport à l'antenne plate classe 1 ainsi que son épaisseur. Le circuit imprimé en simple couche et alimentant des patchs dans un premier temps a évolué vers un circuit multicouche avec présence d'un patch principal et d'un patch parasite. Grâce à ces antennes plates facilement intégrables dans le milieu urbain, le raccordement des sites, condition sine-qua-non pour leurs installations, devient possible.

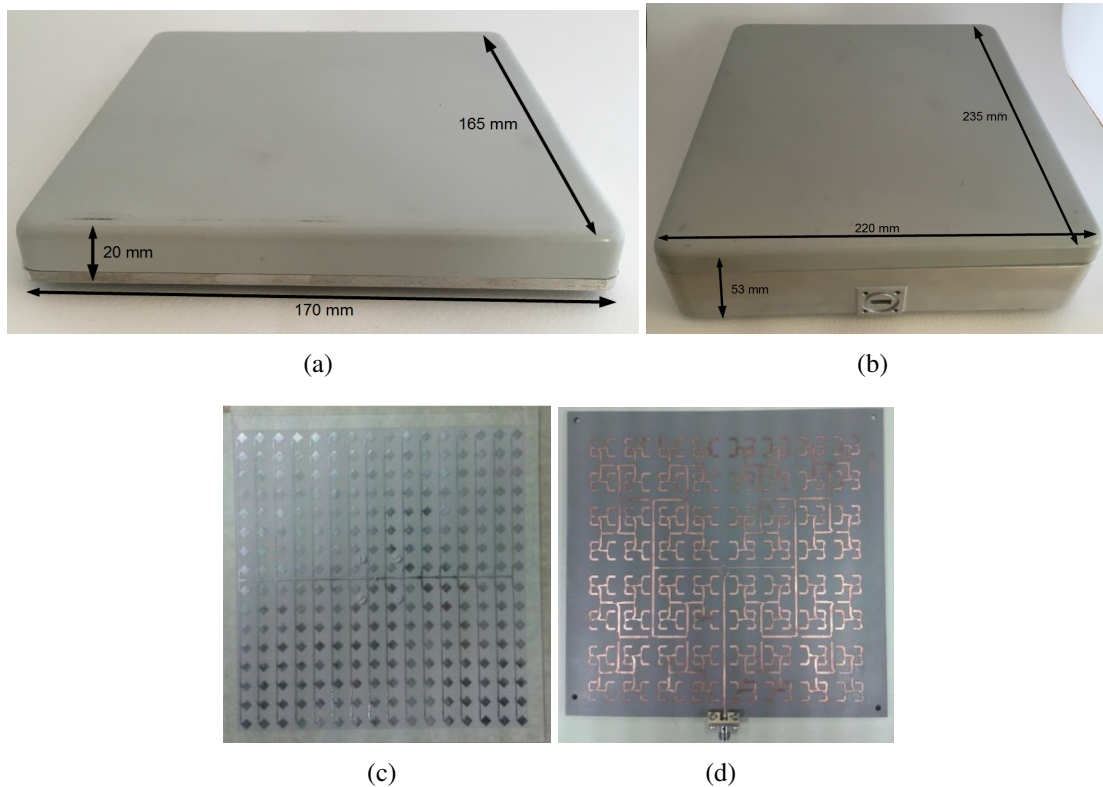


FIGURE 1.29 : Antennes plates FH version 1 boitier (a) et circuit antennaire (c) et classe 3 boitier (b) et circuit d'alimentation (d)

Les antennes de station de base

Les antennes de station de base ont subi d'importantes évolutions depuis les années 1990 et sont de plus en plus limitées pour les besoins des opérateurs au niveau de l'impact visuel et aux niveaux des performances radioélectriques. Cependant, leurs dimensions sont imposées par la bande de fréquences la plus faible. On peut noter que l'aspect ainsi que les dimensions de ce genre d'antennes ne permet plus d'en intégrer de nouvelles en environnement urbain. Le tableau 1.4 résume les hauteurs des antennes couramment utilisées en fonction des fréquences.

Fréquences	Standard	Hauteur
800 MHz	4G	2.6 m
1800 MHz	2G/4G	1.6 m
2100 MHz	3G	1.4 m
2600 MHz	4G	1.2 m
3600 MHz	5G	0.8 m

TABLE 1.4 : Hauteur des antennes utilisées dans les réseaux cellulaires

Au niveau de la visibilité, plusieurs projets ont vu le jour comme par exemple le camouflage des antennes dans des faux arbres ou la coloration des radômes des antennes voire des équipements supplémentaires (amplificateurs, câbles...) comme le présente la figure 1.30.

Ces choix permettent de rendre l'intégration plus discrète mais ne répondent pas à la densification du réseau.

La largeur des antennes est en général de l'ordre de 15 cm. Afin de répondre aux besoins multibandes et MIMO, les fabricants multiplient les antennes dans le plan horizontal. Ceci a pour effet de multiplier la largeur de l'antenne globale par le nombre d'antennes panneaux ajoutés (ajouter



FIGURE 1.30 : Antennes de station de base intégrées et cachées dans leur environnement : (a) site rural, (b) site urbain

une antenne panneau revient à doubler la largeur de l'antenne totale). Toutes ces contraintes posent de plus en plus de problèmes pour déployer de nouveaux standards et améliorer la couverture des réseaux mobiles.

L'entreprise Bouygues Telecom et le laboratoire IETR se sont associés dans un second temps pour étudier la possibilité de réaliser des antennes de station de base transparentes. Le développement de ces antennes s'est déroulé dans le cadre de deux thèses CIFRE [35, 36]. La figure 1.31 montrent les résultats obtenus. Les travaux de [35] ont permis de mettre au point un nouveau procédé de gravure sur du verre, matériau optiquement transparent alors que les travaux de [36] ont abouti sur la conception d'un prototype d'antenne relais sur du plexiglass fabriqué par l'entreprise RFS. Leurs travaux ont été orientés sur les bandes DCS 1800 et UMTS 2000. L'impact visuel reste encore important sur le cadre du panneau puisque tout le réseau de câbles et les RET y sont présents. Les éléments rayonnants gagnent en transparence selon le nombre de couches métalliques, chacune présentant au final une transparence de l'ordre de 80 %. Le résultat final est intéressant mais mitigé puisque l'utilité de ces configurations reste limité à des sites spécifiques.



FIGURE 1.31 : Résultats des travaux de J. HAUTCOEUR [35] et P.A. GARCIA [36], (a) antenne transparente en verre fabriquée par Saint Gobain , antenne en plexiglass fabriquée par RFS (b)

Ce genre de structures répond à quelques cas d'intégration en milieu urbain. Les travaux menés dans le cadre du début de thèse au sein de Bouygues Telecom avaient pour but de valider le fonctionnement du deuxième prototype. Cette étape a conduit à l'installation d'une structure trisectorielle sur le toit de l'entreprise. La figure 1.32 montre le site de Bouygues Telecom avec la présence de deux antennes panneaux classiques à gauche et les panneaux rayonnants transparents à droite.



FIGURE 1.32 : Site sur la terrasse de l'agence de Bouygues Telecom à Nantes avec deux antennes classiques à gauche et deux antennes transparentes fabriquées par RFS Lannion à droite

Des bilans réguliers ont établi le niveau de performances en condition opérationnelle sur une période de six mois. Les résultats de ces essais sont positifs sur la qualité des prototypes fabriqués en utilisation standard mais mitigés sur l'intégration. La visibilité de l'ensemble de la structure reste importante. La figure 1.33 montre ces détails au plus proche de l'antenne transparente.



(a) Câbles RF

(b) Humidité

FIGURE 1.33 : Exemples des difficultés d'intégration des câbles RF (a) et de l'humidité (b) sur l'antenne transparente

La transparence des antennes de station de base n'est pas à chaque fois concluante. Ce type de fabrication convient beaucoup plus à des cellules où l'antenne est installée sur le bord d'un immeuble en verre. Une certaine continuité visuelle est alors instaurée.

RFS a continué les travaux de transparence des antennes sur le développement d'antennes dédiées aux petites cellules. Elle ne présente qu'un seul élément rayonnant et couvre une zone très localisée (intérieur d'un bâtiment ou d'une rue). Le produit industrialisé par RFS est présenté sur la figure 1.34.

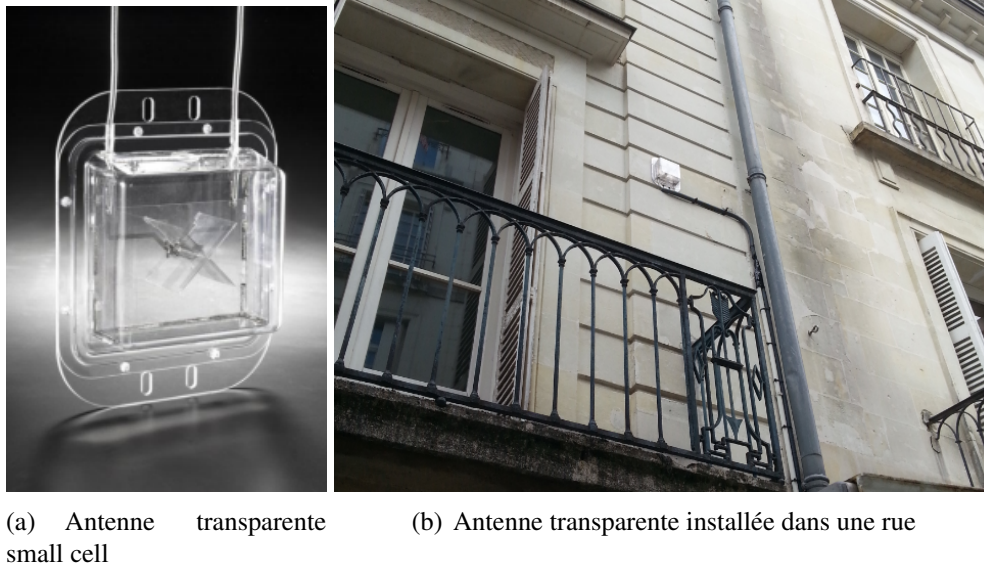


FIGURE 1.34 : Présentation de l'antenne small cell transparente (a) et installée dans une rue (b)

5 Bilan du chapitre

L'évolution des standards a progressivement démocratisé l'utilisation des terminaux mobiles par le grand public. L'engouement pour ces outils et l'apparition de services de plus en plus gourmands en débit mais également le nombre de mobiles en augmentation constante ont contraint à imaginer de nouvelles solutions architecturales radios répondant à ces critères. Ceci s'est traduit en partie par le développement de nouvelles antennes tout en disposant toujours des antennes existantes. Ces antennes posent en conséquence de plus en plus de problèmes d'intégration dans le paysage urbain à cause de leur dimensions importantes ou par l'ajout d'antennes panneaux supplémentaires. Les opérateurs ont donc de plus en plus de difficultés à obtenir les accords nécessaires. Les services publics exigent que l'impact du site soit le plus faible possible tandis que les associations de consommateurs ne veulent pas que de nouvelles antennes soient déployées mettant en avant l'effet nocif des ondes sur le corps humain.

De plus, les coûts engendrés par les loyers des sites imposent aux opérateurs le déploiement d'antennes multibandes afin d'en limiter le nombre surtout en environnement urbain. Des solutions de partage (passif ou actif) permettent de limiter l'augmentation des prix mais restent assez souvent des solutions marginales. Ces aspects sont réglementés aussi bien par le 3GPP que par l'Etat et un respect strict est appliqué par les opérateurs. Des campagnes de mesures sont régulièrement effectuées pour contrôler les valeurs de champ électrique auquel est soumise la population.

L'arrivée de nouveaux standards d'ici la fin de la décennie, comme la 5G basée sur du Massive MIMO, va contraindre les opérateurs à installer des antennes panneaux beaucoup plus volumineuses et contraires à la volonté générale. Les opérateurs vont être confrontés à des difficultés croissantes sur l'obtention des autorisations en centre ville. Les antennes déjà existantes pour du Massive MIMO ne sont en général disponibles que sur une seule bande (4G LTE notamment) et l'intégration des nouvelles bandes n'est pour l'instant pas étudiée mais rendra l'antenne panneau extrêmement complexe aussi bien pour les réseaux d'antennes que pour les réseaux d'alimentation

situés à l'arrière du panneau.

Pour toutes ces raisons, il est nécessaire que de nouvelles antennes répondant au maximum de critères soient développées. Elles doivent soit posséder un meilleur gain pour améliorer la portée de l'antenne soit présenter des éléments rayonnants plus compacts afin d'intégrer de plus de sous-réseaux sur une même surface.

Éléments rayonnants des antennes de stations de base : performances et limites

Sommaire

1	Spécifications et performances radioélectriques	48
1.1	Spécifications	48
1.2	Performances radioélectriques	49
2	Etat de l'art des éléments rayonnants	50
2.1	Antenne patch	50
2.2	Antenne dipôle	51
2.3	Antenne dipôle multibande	52
2.4	Antenne dipôle large bande	52
3	Performances des éléments rayonnants des antennes industrielles	56
3.1	Performances de l'antenne Powerwave	57
3.2	Performances de l'antenne Kathrein	59
4	État de l'art des techniques d'augmentation du gain	61
4.1	Solution à base de réflecteur métallique	63
4.2	Solution à base de métamatériaux	64
4.3	Les superstrats diélectriques	67
5	Etude d'une solution à base de superstrats diélectriques	68
5.1	Modélisation du principe du superstrat et de son principe de fonctionnement	69
5.2	Superstrat diélectrique sur antenne patch	70
5.3	Superstrat diélectrique sur antenne Powerwave	76
5.4	Superstrat diélectrique sur antenne Kathrein	80
6	Bilan du chapitre	82

Ce chapitre introduit les aspects utiles concernant les performances des antennes de station de base. Dans un premier temps, les spécifications utilisées pour les réseaux mobiles français sont présentées et seront utilisées comme objectifs tout au long du mémoire. Un état de l'art est présenté sur les différents types d'antennes utilisées par les fabricants. La troisième partie présente les performances de deux technologies différentes déjà industrialisées. La quatrième partie résumera les différentes techniques d'augmentation du gain d'une antenne puis l'étude d'une solution appliquée sur différentes antennes afin de déterminer les performances et limites.

1 Spécifications et performances radioélectriques

Cette section présente les spécifications et documentations techniques généralement demandées par les opérateurs. Un mémo a été rédigé par le fabricant allemand Kathrein [37]. Il apporte des éléments complémentaires à ce qui est présenté ensuite.

1.1 Spécifications

Cette partie concentre les éléments les plus importants des spécifications voulues par les opérateurs de réseau mobile. Leur cahier des charges est présenté par le tableau 2.1. Ces valeurs sont prises comme références dans le cadre de nos travaux pour l'antenne élémentaire. En effet, ces valeurs sont régulièrement utilisées par les fabricants d'antennes pour le développement de nouveaux produits.

Fréquences	1700-2700 MHz (45%)
Gain unitaire	8 dBi
VSWR (RL)	< 1.5 (< -14 dB)
Ouverture plan horizontal	65°
Ouverture plan vertical	déterminée par le réseau
Polarisation	Double +/- 45
Polarisation croisée	< -15 dB
Isolation entre ports	< -25 dB

TABLE 2.1 : Spécifications de l'antenne unitaire

Les spécifications de l'antenne panneau sont données dans le tableau 2.2.

Fréquences	1700-2700 MHz (45%)
Gain réseau	17 dBi
VSWR (RL)	< 1.5 (< -14 dB)
Ouverture plan horizontal	65°
Ouverture plan vertical	5-7°
Polarisation	Double +/- 45°
Polarisation croisée	< -15 dB
Isolation entre ports	< -25 dB
Rapport Avant-Arrière	25 dB

TABLE 2.2 : Spécifications de l'antenne réseau

Il est essentiel de respecter les spécifications de l'élément unitaires détaillées dans le tableau 2.1 puisque de cela dépendra, en partie, les performances de l'antenne panneau dont les spécifications à obtenir sont résumées par le tableau 2.2.

Les opérateurs se fournissent chez divers fabricants. Bouygues Telecom a aussi bien déployé dans le passé des antennes Powerwave et Kathrein et aujourd'hui favorise plutôt des antennes Huawei principalement pour des questions de coûts. Deux antennes monobandes ont pu être étudiées. Il s'agit d'une antenne Powerwave 7721.00A et d'une Kathrein 80010621v2.

1.2 Performances radioélectriques

Les performances sont résumées par le tableau 2.3. L'antenne Powerwave a une bande passante de 21%. L'antenne Kathrein a une bande passante plus de deux fois plus large que l'antenne Powerwave (45%). Le gain des deux antennes panneaux est similaire sur les 21% en commun. Les deux antennes présentent une double polarisation +/- 45°. L'évolution de l'ouverture horizontale est similaire sur les deux antennes avec une ouverture plus importante en début de bande. Le rapport Avant/Arrière est supérieur à 25 dB pour les deux antennes ce qui indique une très bonne sectorisation du rayonnement. La valeur du tilt est différent : entre 0 et 8° pour la Powerwave et 2 à 14° pour la Kathrein.

Données	Powerwave	Kathrein
Fréquences	1710-2170 MHz	1710-2690 MHz
Gain réseau	> 17,6 dBi	> 17,4 dBi
VSWR (RL)	< 1.5 (< -14 dB)	< 1.5 (< -14 dB)
Ouverture plan horizontal	67° (1,7 GHz) - 64° (2,1 GHz)	68° (1,7 GHz) - 58° (2,7 GHz)
Ouverture plan vertical	7° (1,7 GHz) - 6,3° (2,1 GHz)	6,7° (1,7 GHz) - 5° (2,7 GHz)
Polarisation	Double +/- 45°	Double +/- 45°
Polarisation croisée	< -17 dB	< -25 dB
Isolation entre ports	< -25 dB	< -25 dB
F to B ratio	> 30 dB	> 25 dB

TABLE 2.3 : Spécifications des antennes Powerwave et Kathrein

Les diagrammes de rayonnement associés à l'antenne panneau Kathrein sont donnés dans la documentation technique. On retrouve les plans horizontal et vertical pour différentes bandes de fréquences dans la figure 2.1.

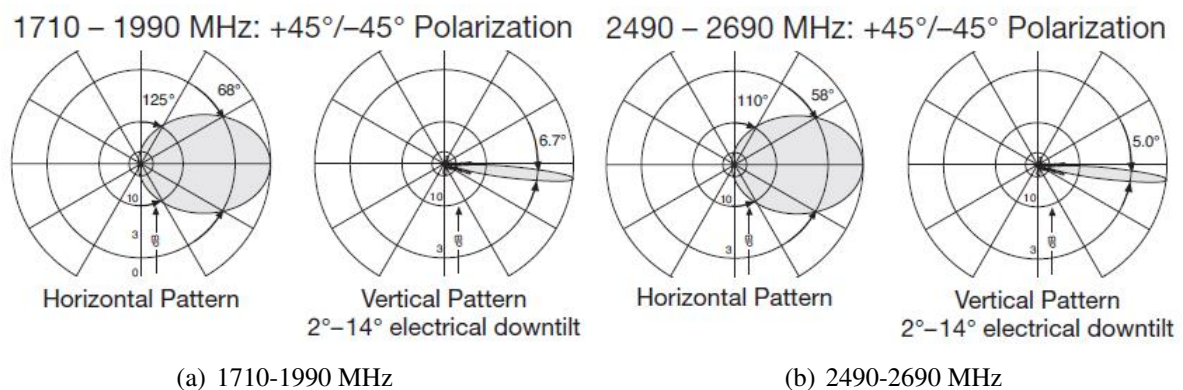


FIGURE 2.1 : Diagrammes de rayonnement dans les bandes 1800 (a), et 2500 MHz(b)

On note une dégradation des angles d'ouverture quand la fréquence augmente mais de manière générale, les fabricants d'antennes respectent les spécifications du tableau 2.2. Une tolérance est donc admise sur l'ouverture dans le plan horizontal.

2 Etat de l'art des éléments rayonnants

Les antennes de station de base ont fait l'objet de nombreuses études sur l'élément rayonnant unitaire et sur les techniques de mise en réseau. Plusieurs éléments rayonnants sont détaillés dans cette partie pour présenter leurs performances, avantages et inconvénients. Dans un premier temps, la technique des antennes patchs sera introduite avec différentes alimentations possibles puis, dans un deuxième temps, les antennes dipôles ainsi que quelques évolutions. Les techniques d'alimentation sont présentées ainsi que leurs avantages et inconvénients.

2.1 Antenne patch

Les antennes patchs sont des antennes simples. Etudiées depuis plusieurs années, elles présentent l'avantage d'être compactes en volume et facilement réalisables. La fréquence de résonance est proche de la demi-longueur d'onde associée à la longueur du patch. Les premières antennes patchs possédaient des bandes passantes très faibles, de l'ordre de quelques pourcents. Une antenne patch alimentée par une sonde coaxiale a une bande passante d'environ 2%. Beaucoup de travaux ont été entrepris dans le but d'augmenter cette largeur de bande notamment en modifiant l'excitation de l'antenne [38, 39]. En passant d'un connecteur monté ou d'un point d'alimentation de type coaxial à un couplage par fente, il est possible d'augmenter la bande jusqu'à environ 10%. Cette structure devient un peu plus volumineuse et plus difficile à concevoir puisqu'un paramètre supplémentaire est à dimensionner. Une deuxième technique est d'ajouter un patch parasite placé au-dessus premier. La bande passante augmente de 10%. En combinant le patch principal et le patch parasite, une bande passante de 20-25% peut être obtenue.

La figure 2.2 présente une structure d'antenne alimentée par une fente [40]. L'utilisation d'une fente par l'effet de couplage entre deux résonateurs permet d'augmenter la bande passante de l'antenne. Cette technique permet également d'implémenter la double polarisation. Dans ce cas, la bande passante reste cependant toujours trop faible : 2300-2400 MHz, soit une bande d'environ 4%.

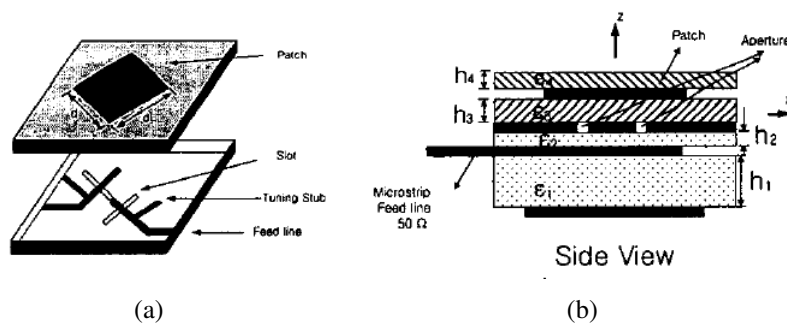


FIGURE 2.2 : Structure à fente rectangulaire et un patch [40]

La bande requise pour les nouveaux standards ne peut pas être apportée par un seul élément. L'apport de la bande nécessaire avec ces technologies est réalisée par l'adjonction d'éléments parasites. Par exemple, la figure 2.3 présente l'ajout d'un patch parasite [41]. L'épaisseur totale (du réflecteur au deuxième patch parasite) est de 42 mm. Cette dimension est courante sur les antennes de station de base. L'étude est cependant limitée à la bande 3G (1700-2100 MHz, soit 21%) mais une augmentation relative est constatée par rapport à la solution précédente.

Une autre possibilité pour augmenter la bande passante est de modifier la forme de l'excitation de l'antenne. Par exemple, une fente en H permet d'élargir la bande passante jusqu'à 30 % [42]. Ce principe a été utilisé pour concevoir une antenne de station de base transparente dans le cadre d'une

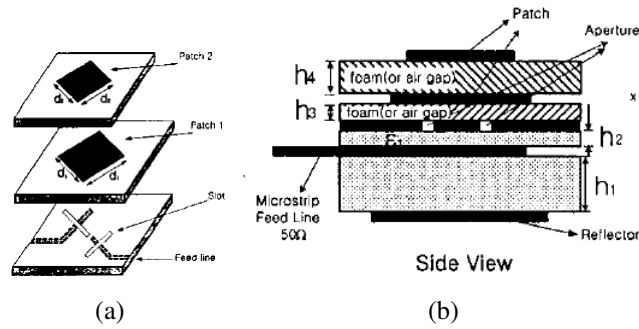


FIGURE 2.3 : Structure à fente rectangulaire et deux patches [41]

thèse précédente entre Bouygues Telecom et l'IETR Nantes [36]. Le schéma de cette antenne est présenté sur la figure 2.4.

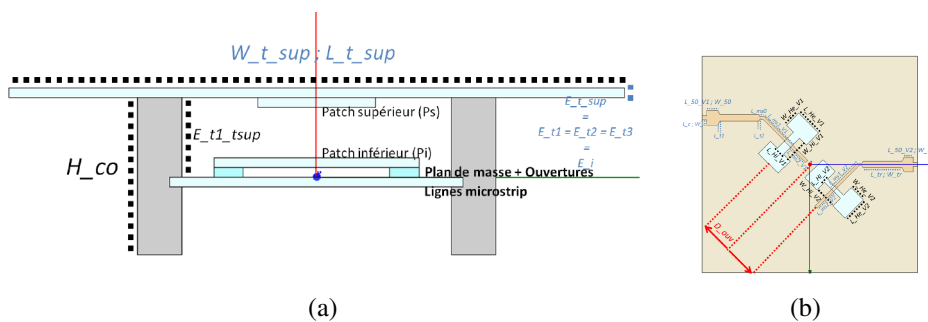


FIGURE 2.4 : Structure à fente en H et deux patches [36]

La bande à -10 dB de l'antenne transparente est d'environ 30% sur les deux voies.

De manière générale, les antennes à fentes et patches présentent des bandes passantes maximales de l'ordre de 30%. Ceci est insuffisant par rapport à la problématique des antennes de stations de base larges bandes (> 45%). Une autre antenne largement répandue et de plus en plus utilisée par les fabricants est l'antenne dipôle.

2.2 Antenne dipôle

Une antenne dipôle est une antenne de longueur totale d'une demi-longueur d'onde [43]. L'état de l'art montre que les antennes dipôles font partie des antennes les plus étudiées et développées. Les premiers dipôles apparus étaient tout simplement filaires. Leur alimentation peut se faire par l'intermédiaire d'un câble coaxial et d'un balun. Un balun est un circuit permettant de convertir une alimentation non symétrique à une alimentation symétrique comme présenté par la figure 2.5. Son nom vient de la contraction de "BALanced to UNbalanced".

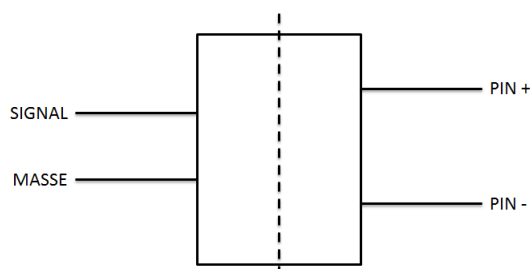


FIGURE 2.5 : Principe d'utilisation d'un balun

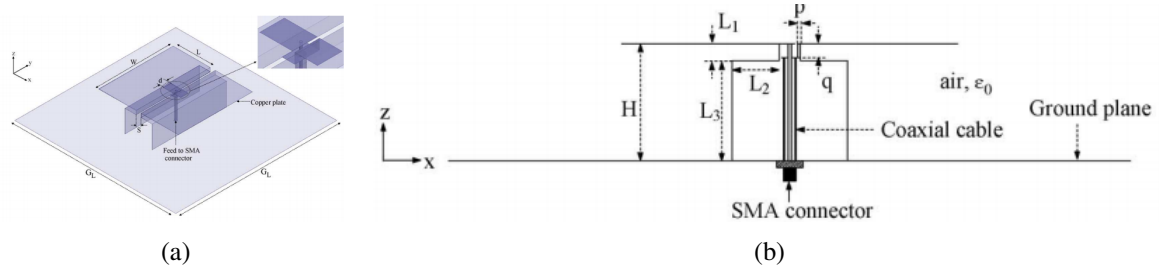


FIGURE 2.7 : Antenne à double dipôle proposée par [46]

L'antenne est alimentée comme un patch grâce à une sonde coaxiale. La présence de deux éléments rayonnants permet d'augmenter la bande passante de l'antenne par l'intermédiaire du couplage entre le patch supérieur et le patch inférieur.

La figure 2.8 présente quelques évolutions possibles d'une antenne dipôle utilisant un balun pour alimentation.

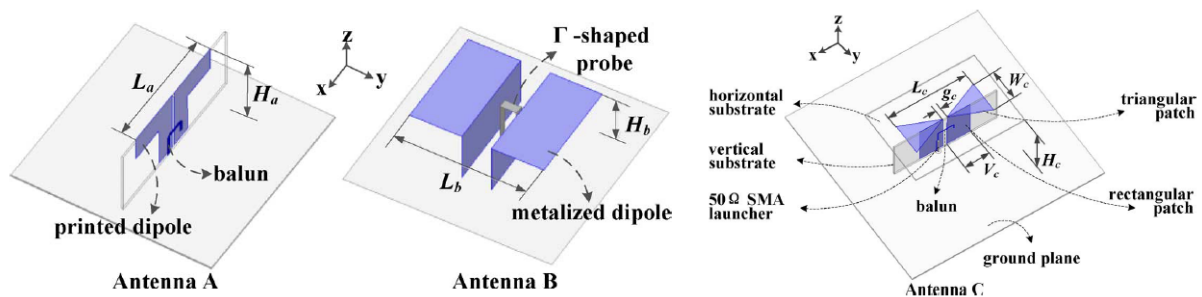


FIGURE 2.8 : Structure de l'antenne dipôle initiale (a), à bande plus large (b) et la proposition d'élargissement de la largeur du dipôle (c) [47]

Le gain est stable autour des 8 dBi sur la bande [1,8-2,8] GHz avec une efficacité de 80%. La bande passante de l'antenne A est de 41%, celle de l'antenne B 52.6% et celle de l'antenne C, proposée dans l'article est de 47%.

Au niveau des dimensions, l'antenne A est plus compacte en surface puisque elle est plate pour une longueur de 0.5λ comparé à une longueur de 0.64λ pour l'antenne B. Pour la hauteur, c'est l'inverse, l'antenne A est plus haute que l'antenne B : 0.25λ pour l'antenne B contre 0.29λ pour l'antenne A. Concrètement, l'antenne B possède une bande passante plus large mais reste tout de même plus volumineuse que l'antenne A. L'antenne C, quant à elle, ressemble à une antenne papillon combinée à un balun similaire à l'antenne A. L'antenne C présente une hauteur légèrement plus faible et une longueur également plus petite à 0.47λ . Les performances en bande passante de cette troisième antenne montrent une amélioration de 6% par rapport à l'antenne A. La configuration B présente une bande passante plus large de 11%. Le profil de l'antenne C est cependant plus compact et donc plus intéressant par rapport à la réalisation d'antenne de station de base compacte.

Afin de compléter la recherche de solutions innovantes présentes dans l'état de l'art, la complexification de l'antenne peut passer par l'augmentation du nombre de dipôles présents. Le passage d'une alimentation microruban a été étudié par [48] et une comparaison a été faite entre ce dipôle simple et l'évolution vers une solution triplaquée [49].

Dans ce dernier cas, deux dipôles entourent un balun imprimé. Un circuit imprimé comporte donc le balun et un dipôle et l'autre circuit imprimé ne comporte qu'un dipôle. Les deux motifs du dipôle sont identiques. L'alimentation se fait par un connecteur coaxial positionné sous l'antenne. Les deux circuits sont ensuite assemblés comme l'illustre la figure 2.9.

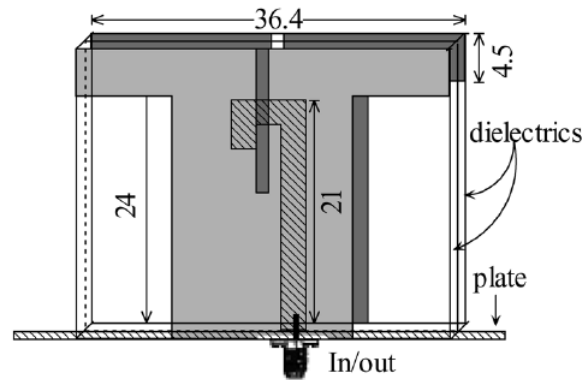
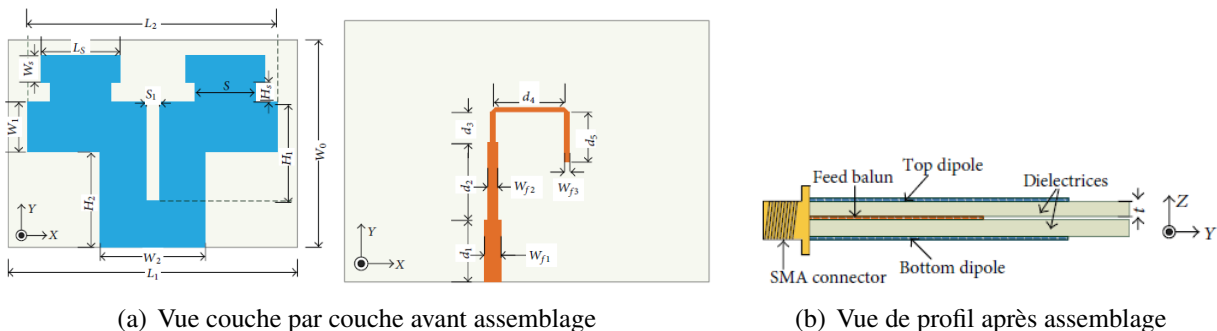


FIGURE 2.9 : Structure de l'antenne dipôle triplaque [49]

Le gain est au maximum de 7 dBi et décroît avec la fréquence. La bande passante de cette antenne est de l'ordre de 42%. Il est possible de diminuer le niveau de polarisation croisée de 20 dB environ en passant d'une alimentation microruban à une alimentation triplaque. L'inconvénient principal de cette solution est la réalisation plus complexe de l'antenne puisque il faut s'assurer d'un très bon alignement entre les deux dipôles par rapport au balun. Une évolution d'une antenne dipôle triplaque est présentée en deux parties par [50]. L'alimentation est toujours de type triplaque. La modification est apportée par l'ajout d'une forme en T au dessus des bras des dipôles. La figure 2.10 reprend le design de cette antenne ainsi que le motif du dipôle.



(a) Vue couche par couche avant assemblage

(b) Vue de profil après assemblage

FIGURE 2.10 : Structure de l'antenne dipôle triplaque améliorée [50]

La technologie triplaque permet de mieux cloisonner le champ électrique entre deux plans de masse que la technologie microruban. L'isolation entre les deux polarisations peut alors être améliorée puisque le champ électrique reste confiné entre les deux plans de masse des dipôles. Une comparaison entre un dipôle triplaque habituel et la proposition de [50] montre une amélioration de la largeur de bande passant de 59% à 90% grâce à l'ajout de formes en T dans la continuité des dipôles. Cette antenne est étudiée en rayonnement à travers les polarisations horizontale et verticale. Une bonne stabilité est à noter à la fois dans la bande autour des 7,5 dBi sur les deux polarisations jusqu'à 3 GHz ce qui semble intéressant dans le cadre de l'étude d'une antenne compacte large bande. L'isolation est améliorée d'environ 12 dB en basses fréquences en simulation. De plus le gain en hautes fréquences n'est pas présenté. On peut alors supposer que sa valeur chute rapidement et cette bande n'est plus exploitable pour une application d'antenne de station de base. Un nouveau type de double dipôle est conçu par [51]. A l'extrémité supérieure de la fente se trouve un premier dipôle dans le plan horizontal et un second dipôle au-dessus. Afin de stabiliser les performances et d'améliorer la bande passante, deux directeurs sont ajoutés. Le principe et les résultats sont repris par la figure 2.11. L'antenne avec les deux éléments directeurs a une hauteur de 10 cm et une largeur de 8 cm.

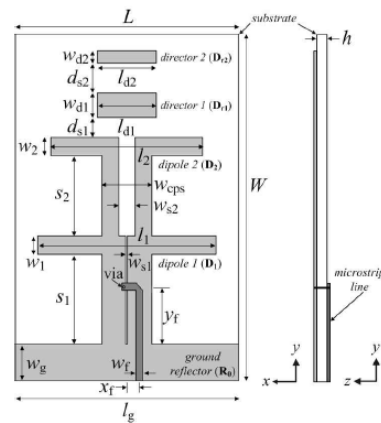


FIGURE 2.11 : Antenne double dipôle complétée par deux éléments directeurs [51]

Cette nouvelle structure permet d'augmenter la bande passante de l'antenne jusqu'à 78% (1,6-3,6 GHz) pour un niveau d'adaptation de -10 dB. Le gain est légèrement supérieur à 6 dBi sur toute la bande. L'inconvénient de cette solution est le volume total requis puisque la hauteur de cette antenne est de 14 cm. L'étude n'est portée que sur la polarisation verticale. Le couplage avec la polarisation orthogonale n'est pas abordé non plus.

Une antenne quasi-Yagi est présentée par [52]. Ce principe est repris par la figure 2.12. Le plan de masse arrière est positionné à environ $\lambda/4$ du dipôle et trois directeurs sont ajoutés pour atteindre le gain voulu. Il s'agit ici d'une antenne bas coût et fiable dans le temps puisqu'elle est constituée d'éléments métalliques pour le rayonnement et de plastiques pour assurer une rigidité mécanique et l'alignement entre les différents éléments.

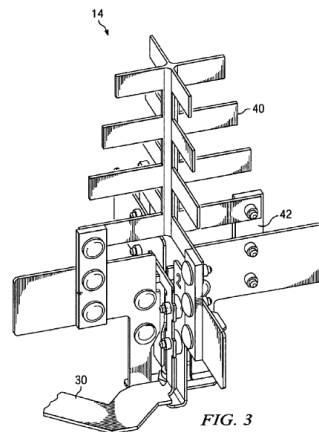


FIGURE 2.12 : Schéma de principe des antennes de station de base multibandes déployées aujourd'hui [52]

L'antenne peut être utilisée en double polarisation $\pm 45^\circ$ avec une ouverture sectorielle de 65° environ. Le gain peut facilement atteindre 8 dBi grâce à l'ajout des éléments directeurs au-dessus du dipôle.

Bilan : Il est possible d'obtenir des antennes larges bandes avec des dimensions légèrement plus petites que les antennes traditionnelles (antenne dipôle filaire par exemple). Ceci passe par des combinaisons d'antennes différentes telles que des antennes papillons ou par l'ajout de baluns permettant l'élargissement de la bande passante de l'antenne. L'ajout de directeurs augmente le gain de l'antenne. Toutes ces antennes sont classiques puisqu'elles respectent les dimensionnements déjà connus de l'état de l'art.

3 Performances des éléments rayonnants des antennes industrielles

Le tableau 2.4 résume les performances présentées dans cette section.

Données	[40, 41]	[38]U[40]	[36]	[42]	[46]	[47]	[51]
% de bande	4,25%	24%	30%	100%	47%	52%	78%
Gain (dBi)	7	6,5	9	3	8	7	6
RL (dB)	< -15	< -15	< -10	< -10	-14	-14	-10
HPBW hor	65°	68°	68°	-	68°	-	47%
Double polar	oui	oui	oui	non	non	oui	oui
Polarisation	+/-45°	+/-45°	+/-45°	V	V	+/-45°	H/V
Pol croisée (dB)	< -17	-25	-15	-	-23	-18	-
Isolation (dB)	< -40	< -25	< -24	-	-	< -35	<-
Avantages	Coût	Coût	Coût	% bande	Gain, bande	Gain, bande	bande
Inconvénients	bande	bande	bande	Gain	polarisation	Fabrication	Volume

TABLE 2.4 : Résumé des performances des antennes à l'état de l'art

Les solutions à base de patches ne présentent pas assez de bande passante (jusqu'à 25 % en général). Elles ne conviennent donc pas pour la conception d'antennes large bande. Les antennes dipôles permettent d'obtenir des performances très intéressantes mais certaines topologies ne permettent pas de répondre à certaines spécifications telle que la double polarisation. Le choix de l'élément rayonnant adapté à la double polarisation et répondant aux spécifications est un élément majeur de l'étude.

Il a été fait le choix d'étudier ces deux structures différentes : l'antenne Powerwave basée sur une structure de couplage fente avec patches stackés et l'antenne Kathrein basée sur une structure de dipôle. La figure 2.13 présente les éléments unitaires Powerwave en (a) et Kathrein en (b).

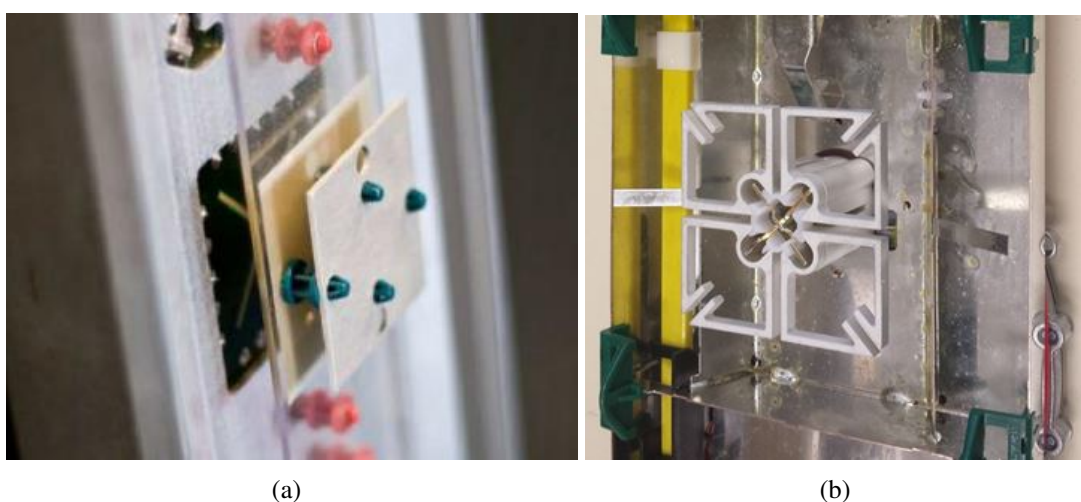


FIGURE 2.13 : Éléments rayonnants Powerwave (a) et Kathrein (b)

Les parties suivantes détailleront les performances de l'antenne Powerwave et de l'antenne Kathrein, ainsi que leur fonctionnement associé.

3.1 Performances de l'antenne Powerwave

L'antenne Powerwave est basée sur une structure rayonnante à base de patches. L'alimentation est réalisée par une ligne microruban couplée à une fente permettant l'élargissement de la bande passante de l'antenne. Le substrat utilisé est proche d'un téflon de permittivité relative $\epsilon_r = 2,25$. Le premier patch est gravé sur un substrat transparent de type acrylique de permittivité $\epsilon_a = 4.4$. Un second patch est placé au-dessus de l'alimentation pour également augmenter la bande passante et stabiliser le gain de l'antenne. Le second patch est seulement métallique. Le système de fixation utilise des entretoises. Le circuit d'alimentation est verni afin de le protéger dans le temps et collé au plan réflecteur. Ce plan réflecteur est constitué de pièges quart d'onde. La documentation technique de cette antenne spécifie que sa bande passante est située entre 1.7 et 2.2 GHz. Le gain réseau est de l'ordre de 17 dBi avec la présence d'une double polarisation. Il s'agit d'une antenne monobande car il n'y a que deux connecteurs sous l'antenne.

La figure 2.14 présente deux éléments rayonnants vus de l'arrière. L'élément supérieur est découvert pour présenter l'alimentation cachée sous le boîtier. L'élément inférieur correspond à l'antenne telle qu'elle est utilisée sur site.

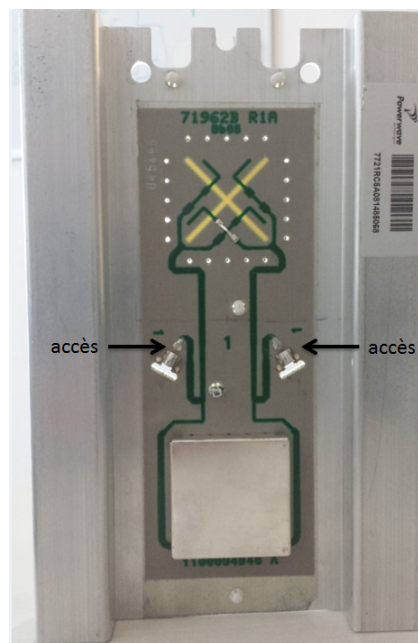


FIGURE 2.14 : Antenne Powerwave vue de l'arrière, élément supérieur démonté, élément inférieur en configuration d'utilisation

L'antenne est bien en double polarisation puisque deux accès sont présents. Les éléments unitaires sont alimentés deux par deux par des câbles coaxiaux (support présent mais câbles non présents sur la photo). Les lignes se séparent à la jonction en T pour alimenter un élément rayonnant. Une nouvelle séparation en deux a lieu sous le blindage métallique permettant d'alimenter la fente placée de l'autre côté du substrat. Les fentes visibles par transparence forment un croix en clair sur la photo. Le plan de masse présente des pièges quart d'onde permettant de contrôler l'ouverture dans le plan horizontal. Ceci a pour effet d'augmenter le rapport Avant/Arrière (F/B ratio) et de stabiliser l'ouverture dans le plan horizontal. Cette antenne unitaire a été entièrement reprise sur HFSS pour étudier les performances et le fonctionnement. La figure 2.15 présente les différents éléments la constituant.

Les performances en adaptation sont présentées par la figure 2.16. L'antenne mesurée est celle présentée sur la figure précédente. La bande est un peu plus grande en simulation (29% pour 25% en mesure). Un léger décalage apparaît lors de la comparaison simulation-mesure. Ceci peut

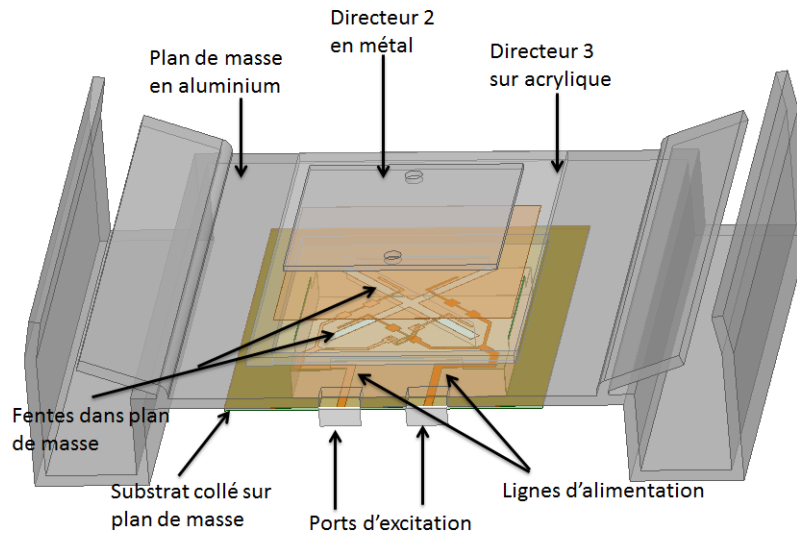


FIGURE 2.15 : Antenne Powerwave reprise en simulation sous HFSS

être dû aux différents matériaux utilisés (différences de permittivité notamment) et à des légères approximations sur les dimensions. Une bonne corrélation est cependant à noter.

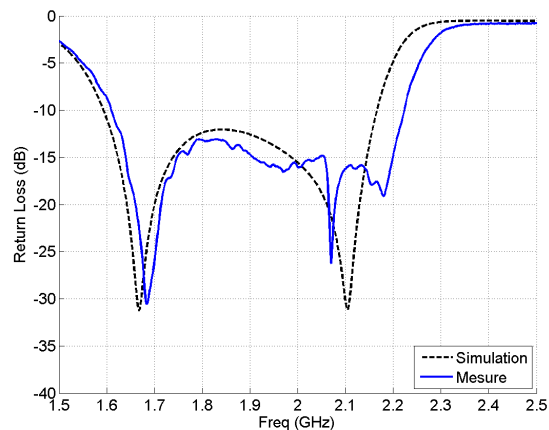


FIGURE 2.16 : Coefficient de réflexion de l'antenne Powerwave en simulation et mesure

Les performances en gain dans la bande sont présentées par la figure 2.17. Les deux polarisations présentent un gain d'environ 8 dBi mais qui chute en haut de bande. Ceci est dû à un manque d'adaptation à cette fréquence. Le niveau de polarisation croisée est plutôt bon jusqu'en milieu de bande mais se dégrade ensuite. Il est possible de constater l'obtention d'une ouverture d'environ 65° sur la bande [1.7-2.1] GHz. L'ouverture dans le plan vertical est, dans cette bande, comprise entre 68 et 76° . La modification de l'ouverture est probablement due à un couplage qui modifie la distribution des courants dans l'antenne.

Les diagrammes de rayonnement entre 1.7 et 2.1 GHz dans les plans horizontal et vertical sont indiqués sur la figure 2.18. L'allure est similaire sur les deux plans.

Les allures des diagrammes de rayonnement dans les plans horizontal et vertical sont similaires. On peut constater que le rapport avant/arrière est plus important dans le plan horizontal dû à la présence des pièges quart d'onde.

Bilan : elle présente une première solution largement utilisée lors du déploiement des premiers réseaux de télécommunications mobiles. Cependant, les performances de l'antenne Powerwave ne permettent pas, avec cette structure, d'obtenir un comportement large bande [1.7-2.7] GHz puisque

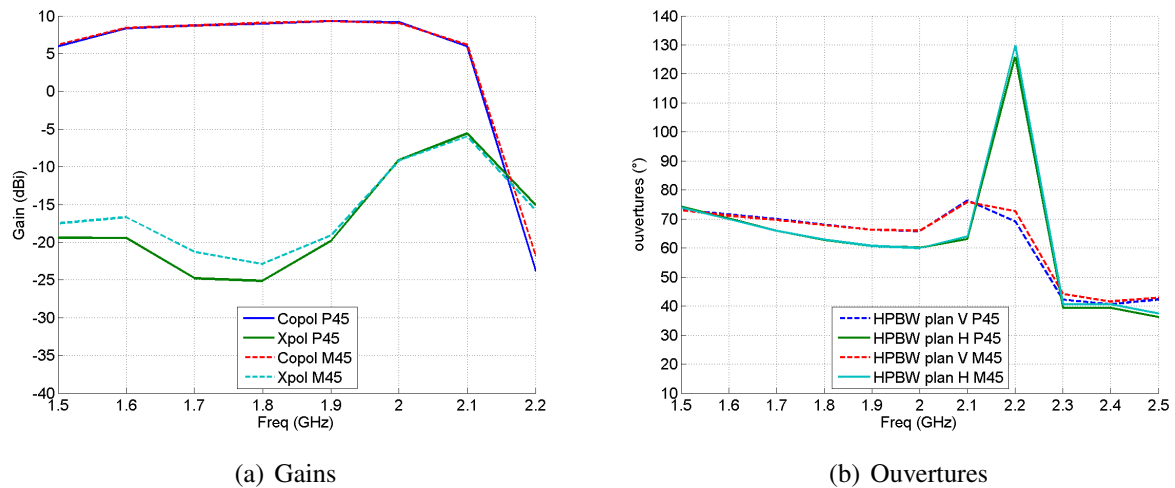


FIGURE 2.17 : Gains (a) et ouvertures (b) des deux polarisations de l'antenne Powerwave en simulation

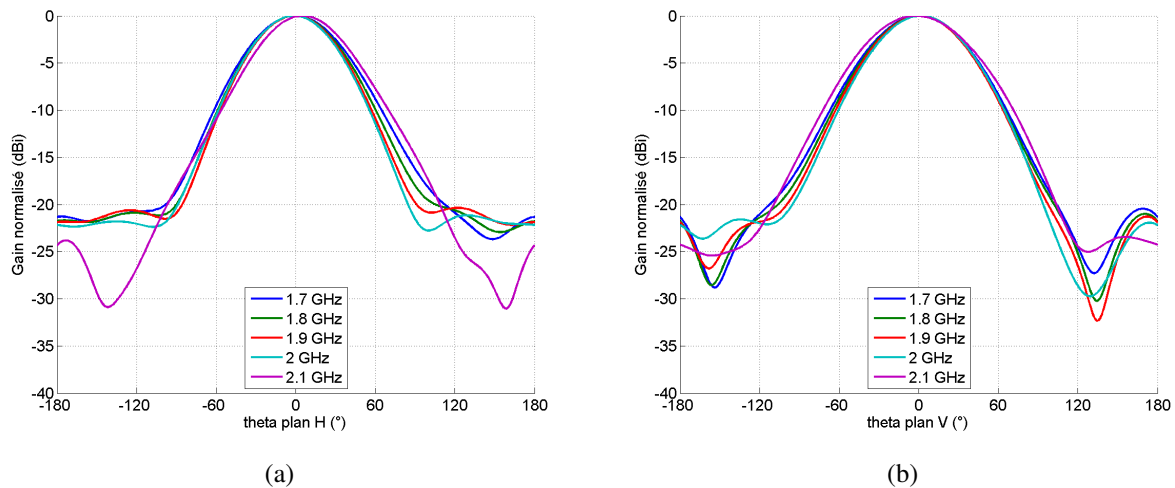


FIGURE 2.18 : Diagrammes de rayonnement dans les dans les plans horizontal (a) et vertical (b)

les résultats montrent qu'elle est limitée à [1,7-2,1] GHz.

Les antennes de station de base installées depuis plusieurs années proposent la bande [1,7-2,7] GHz. Il est donc obligatoire de l'obtenir.

3.2 Performances de l'antenne Kathrein

Kathrein utilise des antennes dipôles pour les stations de base. L'antenne reprise sous HFSS provient d'une station de base monobande. Elle est simulée pour étudier les performances et le fonctionnement. La figure 2.19 présente l'antenne simulée vue de dessus et de profil.

L'antenne est constituée d'un plan réflecteur de $12 \times 12 \text{ cm}^2$. Ce plan de masse comporte des trous pour permettre le passage des câbles d'alimentation de chaque élément unitaire. L'âme du câble est soudée directement sur le balun de l'antenne (partie noire sur la figure 2.19). Dans la simulation le câble n'est pas pris en compte et un port d'excitation standard est utilisé. Les deux polarisations sont modélisées pour être au plus près de l'antenne existante. Quelques approximations sont cependant réalisées sur le modèle :

- Dans la réalité, le cylindre a un diamètre extérieur plus important sur la partie basse et se

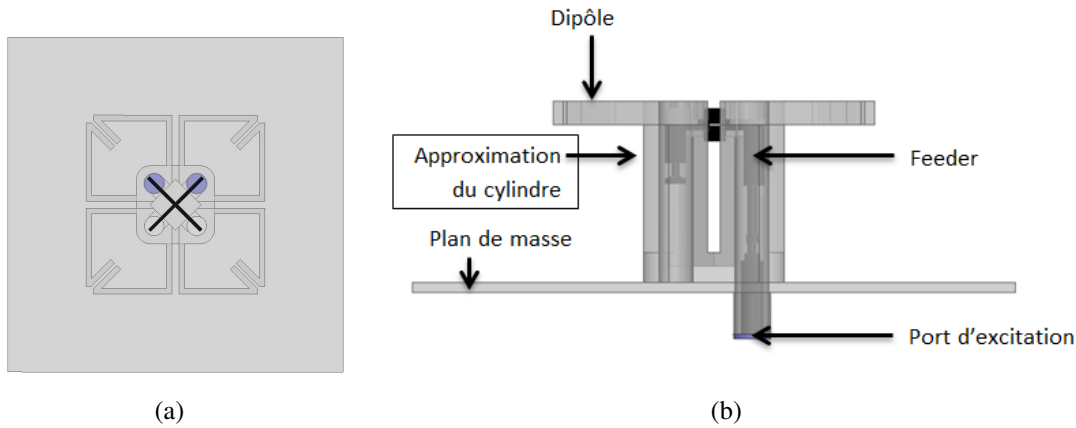


FIGURE 2.19 : Présentation de la structure Kathrein vue de dessus (a) et vue de profil (b)

réduit vers le dipôle de quelques millimètres mais n'impacte pas l'adaptation de l'antenne.

- Excitation de l'antenne.

Les performances de l'antenne Kathrein sont présentées en adaptation, en gain et en ouverture. Les performances en paramètres S sont présentées par la figure 2.20. Le niveau à respecter est de -14 dB. On peut noter que la simulation de cette antenne ne tient pas cette spécification mais la bande passante de l'antenne est bien située entre 1,7 et 2,7 GHz. Les imprécisions du modèle peuvent permettre d'expliquer la différence de niveau entre la simulation et la réalité. L'isolation entre les deux voies est cependant suffisante pour l'application (> 25 dB). Les gains en polarisation 1 et 2 respectent le cahier des charges (> 8 dBi). Le niveau des composantes croisées est très bon (< -20 dB).

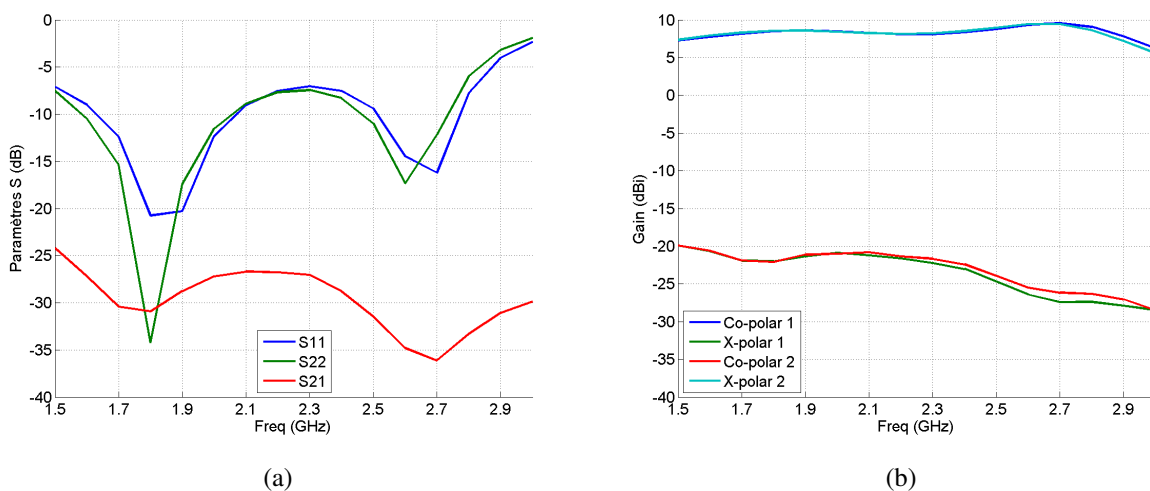


FIGURE 2.20 : Paramètres S (a) et gains (b) de l'antenne Kathrein en simulation

Les ouvertures plan horizontal et vertical et les diagrammes de rayonnement dans la bande sont présentées par la figure 2.21.

Une très bonne corrélation est à noter entre les ouvertures dans le plan horizontal et le plan vertical. La valeur de l'angle d'ouverture diminue avec la fréquence et est située entre 70° (1,7 GHz) et 60° (2,7 GHz). Les diagrammes de rayonnement montrent une bonne stabilité quelque soit la valeur de la fréquence dans la bande.

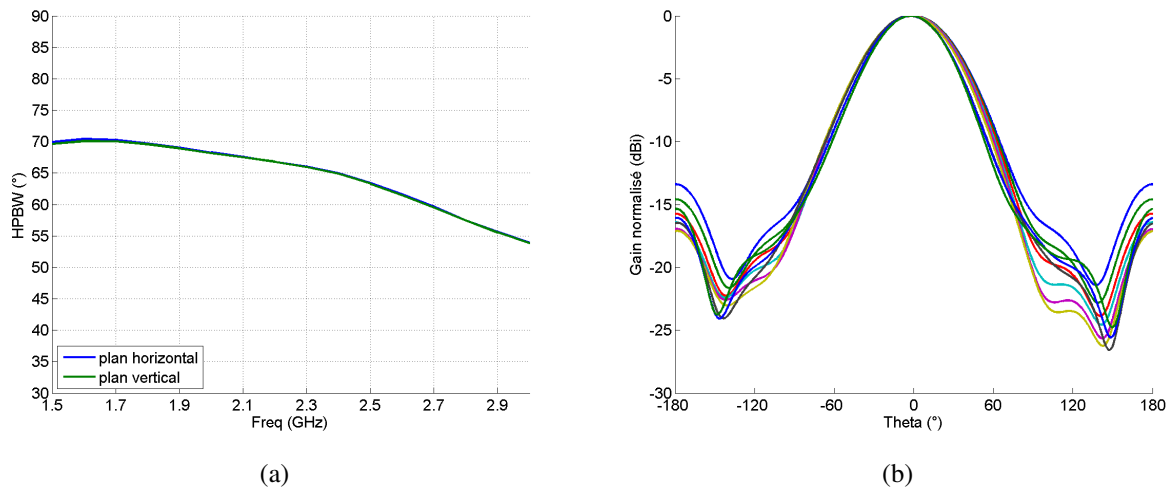


FIGURE 2.21 : Ouvertures plan horizontal et vertical (a) et diagrammes de rayonnement associés (b) à l'antenne Kathrein

Bilan : l'antenne Kathrein présente des performances conformes au cahier des charges du tableau 2.1. Le type d'antenne choisi est primordial pour l'obtention de bonnes performances sur une bande large. Dans un premier temps, l'antenne Powerwave, basée sur une structure multicouche de patchs était une solution couramment utilisée. Cependant, son manque de bande passante a contraint les fabricants à changer de technologies. Depuis ce moment, les antennes dipôles sont très régulièrement utilisées. Elles présentent l'avantage d'avoir une bande passante de plus de 40% avec une stabilité de gain très intéressante et des performances en rayonnement adaptées aux stations de base.

4 État de l'art des techniques d'augmentation du gain

Les opérateurs disposent d'antennes industrielles dont les performances sont bien connues. L'idée initiale est de savoir si leurs performances ont atteint leurs limites ou s'il est possible de les réutiliser et d'en améliorer les performances radio-électriques. Pour répondre à notre besoin, il faut :

- une largeur de bande de 45% minimum
- une solution adaptée pour la double polarisation
 - l'augmentation du gain doit être suffisante (+3 dB)
 - tenir les spécifications radio-électriques
- un volume total de l'antenne envisageable pour une industrialisation

L'antenne élémentaire ne doit pas ou peu être modifiée afin d'éviter des nouveaux coûts d'industrialisation. Le gain de l'antenne panneau doit donc être amélioré pour augmenter la portée de la cellule en essayant de conserver les autres paramètres radio-électriques aux spécifications initiales. Pour cela, plusieurs techniques possibles existantes aujourd'hui permettant d'augmenter le gain d'une antenne sont introduites dans cette section. L'élaboration d'une nouvelle technique sera également abordée en fin de partie. Il a été montré qu'il était possible d'approximer le gain en fonction des angles d'ouvertures de l'antenne [53]. La formule 2.1 peut être utilisée pour estimer la directivité maximale pour une antenne dont le diagramme de rayonnement est symétrique dans

les plans vertical et horizontal et comporte des lobes secondaires faibles avec θ_H et θ_V , respectivement les ouvertures à mi-puissance dans les plans horizontal et vertical et D la directivité.

$$D = \frac{41253}{\theta_H \theta_V} \quad (2.1)$$

Pour un réseau, la formule 2.1 devient 2.2.

$$D = \frac{32400}{\theta_H \theta_V} \quad (2.2)$$

En considérant une ouverture de 70° dans les deux plans (généralement obtenue dans les fréquences basses) et en suivant la formule 2.1, la directivité maximale pouvant être obtenue est de 8.4 dBi. Répondre à notre besoin en l'augmentant de 3 dB revient à réduire l'ouverture sectorielle à 60° dans les deux plans. La figure 2.22 montre l'évolution de la directivité de l'antenne en fonction de l'ouverture. Dans ce cas, les ouvertures dans les plans horizontal et vertical sont identiques.

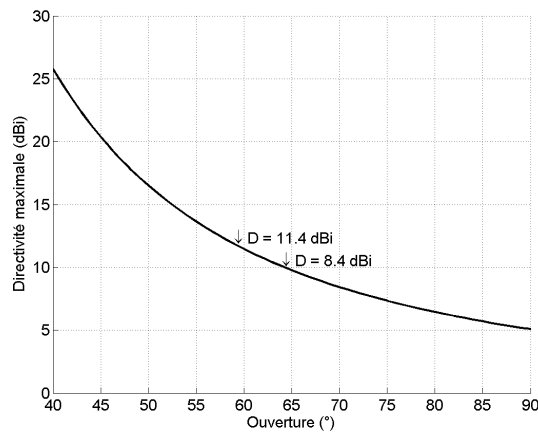


FIGURE 2.22 : Calcul de la directivité maximale lorsque les ouvertures des plans horizontal et vertical sont identiques basé sur la formule 2.1

Cette ouverture reste envisageable. Il faudra cependant faire attention à ne pas réduire de manière trop importante l'ouverture en hautes fréquences puisque elle a tendance à diminuer naturellement.

Les principales solutions identifiées afin d'augmenter le gain d'une antenne sont les suivantes :

- Ajout d'un plan réflecteur métallique
- Ajout de pièges quart d'onde
- Ajout de structures périodiques
 - Métamatériaux/métasurface : High Impedance Surface (HIS), Reactive Impedance Surface (RIS), Artificial Magnetic Conductor (AMC)
 - Photonique : Electromagnetic Band Gap (EBG), Frequency Selective Surface (FSS)
- Ajout d'un superstrat diélectrique distant de l'antenne

4.1 Solution à base de réflecteur métallique

L'ajout d'un plan réflecteur métallique permet de renvoyer le signal partant à l'arrière de l'antenne vers l'avant. Le gain de l'antenne est ainsi nettement augmenté (+3 dB). Le réflecteur impose une variation de phase de π . Le schéma de la figure 2.23 illustre le fonctionnement du réflecteur pour deux configurations différentes correspondant à un dimensionnement quelconque et un dimensionnement judicieusement choisi [54, 55].

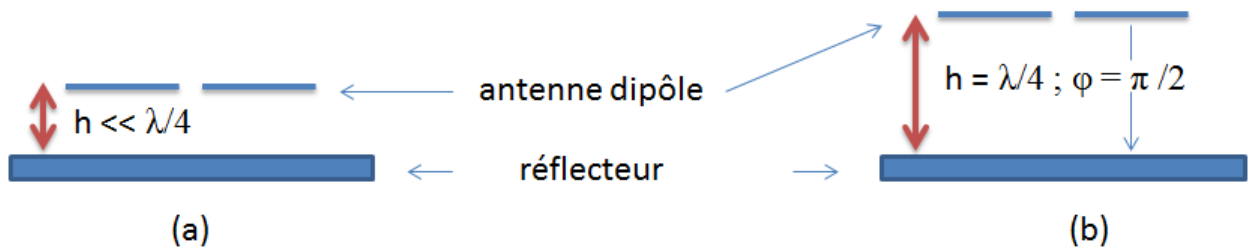


FIGURE 2.23 : Principe d'interférences destructrices (a) ou constructives (b) en fonction de la position du réflecteur métallique

Dans le cas (a) de la figure 2.23, le réflecteur est placé à une distance très petite par rapport à $\lambda/4$. La variation de phase n'est pas multiple de la longueur d'onde. Le rayonnement sera donc partiellement ou totalement détruit. Dans le cas (b) de la figure 2.23, le réflecteur de l'antenne est placé à $\lambda/4$, la variation de phase entre l'antenne et le plan réflecteur est de π . Les retards de trajet de π et le déphasage du réflecteur de π reviennent à mettre le signal en phase. Les interférences sont dans ce cas constructives et l'augmentation du gain maximale [56]. La largeur de bande de l'antenne est ainsi affectée par la distance entre le réflecteur et l'antenne. Ainsi, augmenter le gain d'une antenne large de bande à l'aide d'un réflecteur ne sera pas suffisant et peut même détruire le rayonnement pour des longueurs spécifiques puisque la condition $\lambda/4$ ne sera plus respectée. La figure 2.24 illustre ce principe. La courbe pointillée montre le gain d'une antenne dipôle simple. Le gain est maximal autour de 1,7 GHz à environ 2 dBi. Ajouter un plan de masse à $\lambda/4$ permet une augmentation importante du gain (autour de 8 dBi). Ce cas est illustré par la courbe en trait plein. La dernière configuration correspond à une antenne dipôle avec un plan de masse placé à $\lambda/2$. Le gain toujours à 1,7 GHz, est négatif. Il s'agit du cas où les interférences sont destructrices.

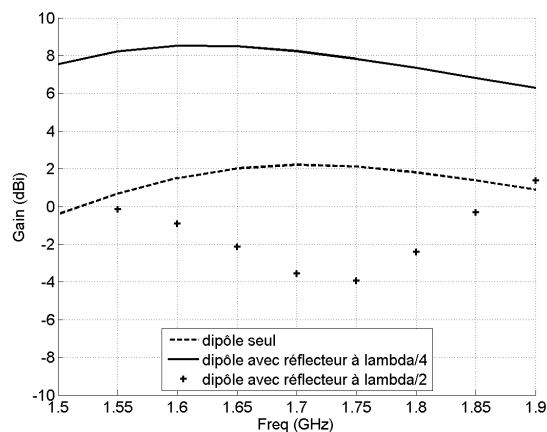


FIGURE 2.24 : Gain d'une antenne dipôle seul puis avec présence d'un plan de masse positionné à $\lambda/4$ et $\lambda/2$

Dans les antennes de station de base déjà industrialisées, le plan de masse arrière est généralement plat et donc adaptée au profil voulu par les opérateurs. Afin d'optimiser le diagramme de rayonnement, le plan de masse peut être rabattu vers l'avant (type Kathrein) ou présenter des pièges quart d'onde. Le plan réflecteur étant conducteur, des courants de surface se propagent à travers cette structure qui dégradent généralement les performances en rayonnement et en adaptation de l'antenne de manière plus ou moins importante et se manifeste aux extrémités des parties conductrices (diffraction par les bords ou par les arêtes) à partir du moment où le plan de masse est considéré comme fini [57].

4.2 Solution à base de métamatériaux

Les réflecteurs métalliques présentent des limitations que certains essaient de repousser pour gagner en bande passante et en compacité [58]. Cependant, a priori, aucun travaux ne montre d'amélioration notable sur les performances antennaires. Ainsi, des conducteurs magnétiques sont de plus en plus évoqués permettant d'éliminer les ondes de surface [59]. Des ondes de surfaces sont générées à chaque discontinuité entre le plan de masse et le substrat. Ces ondes sont identifiées comme perturbatrices des champs créés autour de l'antenne. Les propriétés de rayonnement seront par conséquent améliorées si des métamatériaux sont utilisés [60].

La figure 2.25 illustre l'interaction de ces ondes avec et sans la présence du métamatériau. L'antenne considérée est une antenne patch. Leur rayonnement est souvent critiqué par manque d'efficacité. Les ondes de surface ne se propagent pas dans la direction de propagation. Le placement de pièges sur la structure permet donc de les atténuer.

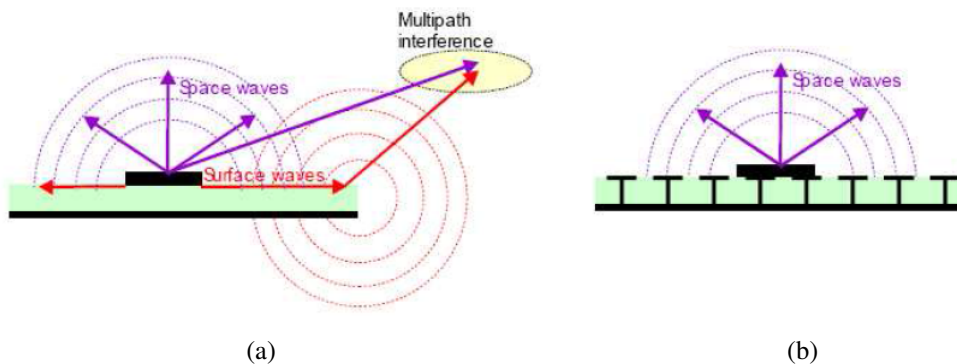


FIGURE 2.25 : Principe de fonctionnement des métamatériaux [59]

Les métamatériaux sont définis par des milieux à dispersion en permittivité et/ou perméabilité négative dont les plus connus sont des structures :

- Surface Haute Impédance (HIS) / Artificial Magnetic Conductor (AMC)
- Electromagnetic Band Gap (EBG) / Frequency Selective Surface (FSS)

Détaillons maintenant le principe de ces structures. Un métamatériau parfait est appelé PMC, Perfect Magnetic Conductor [61]. Son comportement est complémentaire de celui du PEC, Perfect Electric Conductor. A la différence du PEC, le comportement PMC n'est valable que sur une bande de fréquence.

High Impedance Surface : HIS/ Artificial Magnetic Conductor : AMC

Les premières structures de métamatériaux regroupent les AMC et les HIS. Le principe est analogue au réflecteur métallique sauf que le fonctionnement optimal de cette structure est obtenu

lorsque l'antenne est très proche du plan magnétique. En effet, un plan réflecteur (métallique) impose une opposition de phase de 180° . Tandis qu'en utilisant un plan de masse magnétique, il n'y a plus d'opposition de phase à prendre en compte. Cette solution permet donc de réduire de manière assez importante le volume de l'antenne. Le fonctionnement large bande peut être envisagé puisque la hauteur entre l'antenne et la surface métamatériau n'est pas dimensionnée en fonction de la longueur d'onde mais en fonction de la phase qui doit être le plus proche possible de zéro. Nous parlerons indifféremment d'AMC ou de HIS puisque ces deux termes ont les mêmes fonctions. La linéarité de la phase est l'élément le plus important qui dimensionne directement la largeur de bande de cette solution.

Les motifs généralement développés sont des patchs connectés en leur centre vers le plan de masse par un via traversant. Quelques critères dimensionnant une AMC sont présentés par [62] et l'impact sur certains paramètres de l'antenne sont abordés. Une AMC est bien dimensionnée lorsqu'elle ne déphase pas ou peu l'onde électromagnétique dans une certaine bande de fréquences. La structure de Sievenpiper, figure 2.26 en explique le principe [63].

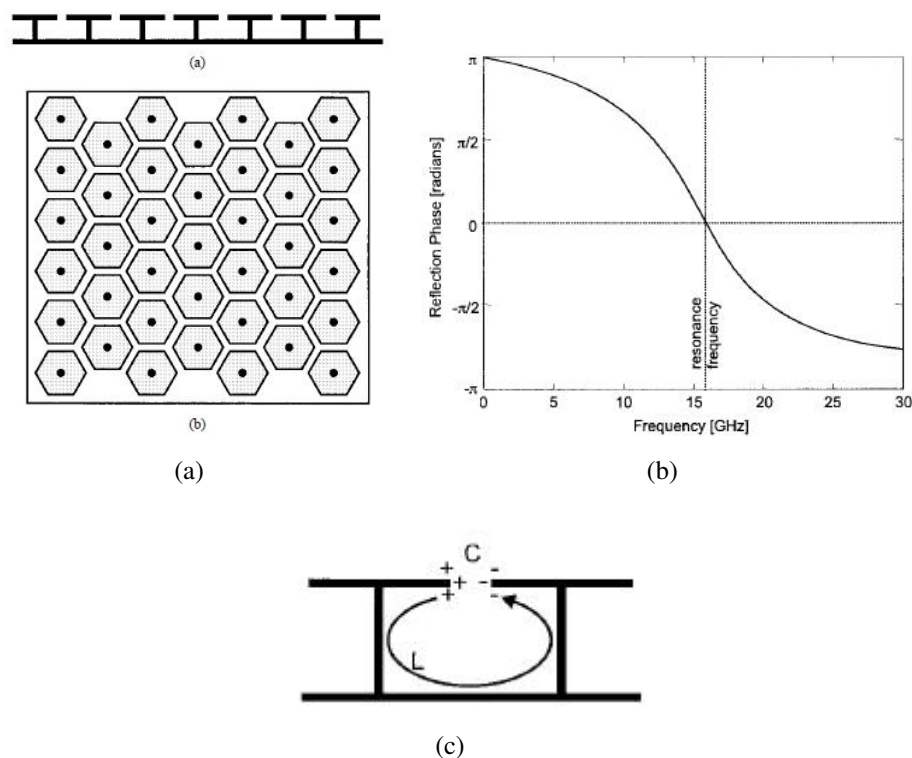


FIGURE 2.26 : Détails du fonctionnement de la structure de Sievenpiper a. Détails de la structure b. Réponse de la structure en phase c. Identification des éléments localisés du schéma équivalent [63]

Cette solution a démontré des avancées assez importantes en termes d'annulation d'onde de surface et par conséquent d'amélioration de la propagation des ondes. Cependant la largeur de bande d'une AMC est de 20%, ce qui est plus faible que nécessaire.

Les structures monocouches ne proposent pas de performances suffisantes pour une application sur des antennes de station de base. Une possibilité est de travailler la structure en elle-même pour ajouter des résonances et augmenter la largeur de bande de l'AMC. La volonté est de linéariser la phase au maximum. Plusieurs travaux ont été faits dans ce sens mais se sont limités à travailler sur des structures multibandes [64]. La figure 2.27 montre l'impact de l'ajout d'une couche permettant d'obtenir un comportement multibande ainsi que le schéma équivalent associé.

Une AMC permet en conclusion de diminuer l'antenne en volume. Cependant, même en tenant compte d'une structure multicouche, la contrainte de la bande passante ne semble pas permettre

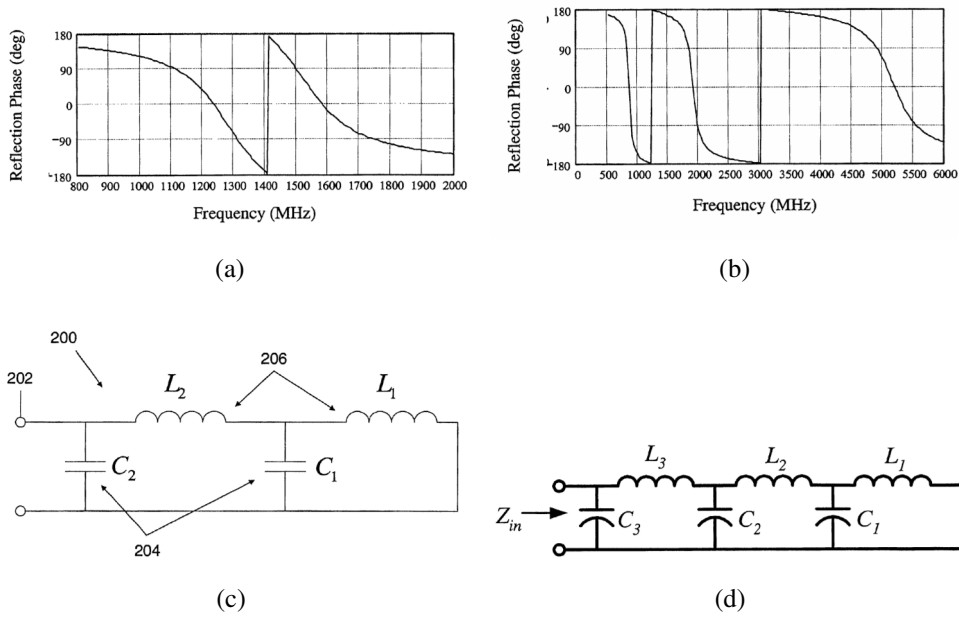


FIGURE 2.27 : Réponses en phase (a) et (b) et schémas équivalents (c) et (d) pour, respectivement, une AMC à deux niveaux et trois niveaux

l'intégration de cette solution dans les antennes de station de base. Les solutions à base de FSS pourraient être envisagées dans ce cas.

Electromagnetic Band Gap : EBG / Frequency Selective Surface : FSS

Les structures EBG/FSS sont similaires aux AMC. La différence réside dans l'utilisation qui en est faite puisque les EBG sont dimensionnées en fonction de l'atténuation alors que les AMC sont dimensionnés en fonction de la phase [65]. La figure 2.28 présente une structure multicouche ayant un comportement multibande introduite par [66]. Cette structure se base sur des motifs carrés simples. L'antenne est placée à 1,5 mm au-dessus de la FSS et l'ensemble mesure 3 mm d'épaisseur.

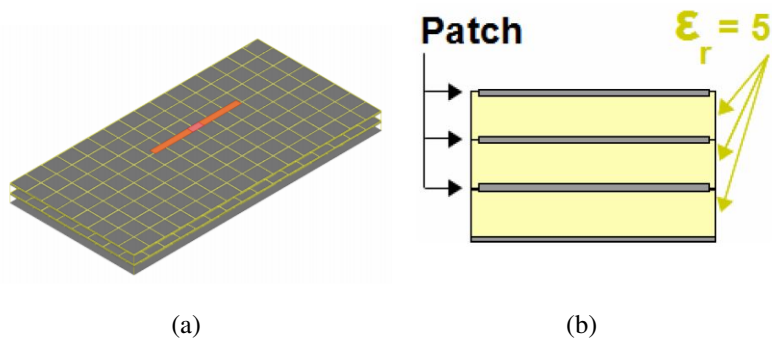


FIGURE 2.28 : Structure multicouche à base d'AMC pour antenne multibande a. Détails de la structure deux couches b. Détails de la structure trois couches

Ainsi une structure AMC comporte un caractère EBG mais pas l'inverse. Beaucoup de travaux présentent des structures EBG à base de structures AMC pour améliorer les performances en gain comme le montre la figure 2.29. L'amélioration du gain à 9,1 GHz permet d'obtenir des performances similaires que celles obtenues à 20 GHz. Les ouvertures dans les plans E et H subissent peu d'impact ainsi que le rayonnement arrière.

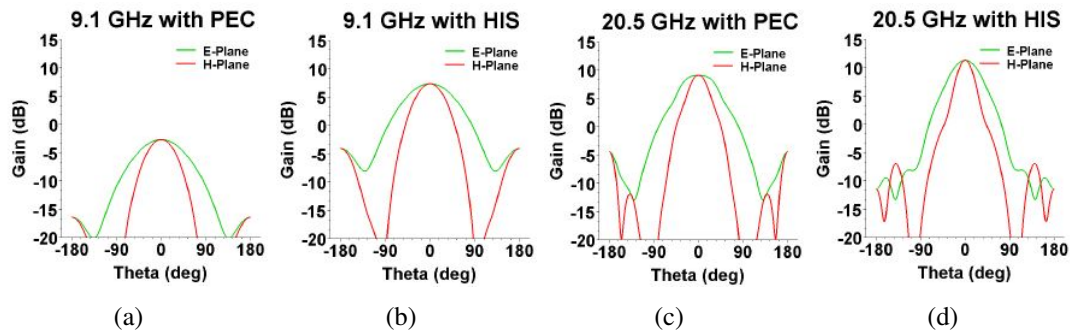


FIGURE 2.29 : Structure multicouche à base d'AMC pour antenne multibande. Diagrammes de rayonnement de l'antenne a. avec un réflecteur métallique à 9,1 GHz b. avec un réflecteur HIS à 9,1 GHz c. avec un réflecteur métallique à 20 GHz d. avec un réflecteur HIS à 20 GHz [66]

D'autres structures innovantes existent et permettent d'obtenir un comportement large bande [67]. Le principe de cette solution est basée sur l'empilement de couches non résonantes afin de créer une fonction de filtrage. La possibilité de modifier la phase est rendue possible par l'intermédiaire des dimensions physiques du circuit. Il s'agit d'une solution régulièrement utilisée à plus haute fréquence puisque les dimensions deviennent facilement exploitables pour créer des surfaces "infinies". Il est alors possible de positionner les pôles du filtre suffisamment proches les uns des autres pour élargir la bande utile ou d'augmenter le nombre de couches (et donc d'ajouter des pôles). Dans le cas de ces travaux de thèse, les fréquences mises en jeu ne semblent pas non plus permettre d'envisager cette solution.

Bilan : Les métamatériaux présentent des performances intéressantes étant donné leur dimensions. Cependant l'état de l'art montre une limitation en bande passante pour des structures simples puisqu'aucune structure large bande compatible de notre besoin n'a été trouvée et travailler sur des structures volumiques telles que des FSS pose des soucis d'intégration par rapport aux fréquences des antennes de station de base.

La dernière technique abordée dans la section suivante concerne les superstrats diélectriques.

4.3 Les superstrats diélectriques

L'état de l'art présente généralement les solutions à base de superstrats diélectriques avec un réflecteur métallique. Les performances d'une antenne patch avec une FSS et un superstrat diélectrique sont également abordées par [68]. Beaucoup de travaux ont été menés sur la structure du diélectrique à placer sur l'antenne aussi bien pour des diélectriques 2D que 3D. Pour optimiser le fonctionnement de l'antenne avec un superstrat diélectrique, il faut qu'il soit placé à $\lambda/2$ du plan de masse. La théorie a été proposée par [69] en 1956. Dans certaines publications, plusieurs diélectriques sont ajoutés au dessus de l'antenne permettant à la fois d'augmenter le gain et la bande passante de l'antenne. L'évolution des paramètres radioélectriques en fonction du nombre de superstrats ajoutés a été montrée par [70]. La configuration étudiée est celle indiquée figure 2.30. L'antenne est placée au dessus d'un plan réflecteur empêchant le rayonnement arrière de l'antenne. Les variables de l'étude sont les distances plan réflecteur-superstrat 1 t_{c1} , plan réflecteur-superstrat 2 t_{c2} , ainsi que leur permittivité relative respectives ϵ_{r1} et ϵ_{r2} .

L'antenne utilisée est une fente placée dans le plan réflecteur. L'auteur présente dans un premier temps les performances de l'antenne en directivité dans la bande de la structure à un diélectrique. Le cas à deux diélectriques est détaillé ensuite et une étude paramétrique permet de comprendre le fonctionnement de la structure. Ses résultats à un et deux diélectriques sont résumés sur la figure 2.31.

La largeur de bande peut donc être améliorée par l'ajout d'un deuxième diélectrique. L'avan-

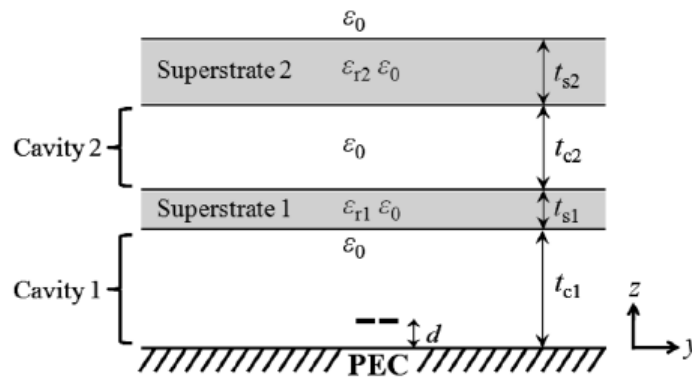


FIGURE 2.30 : Antenne à deux superstrats diélectriques distants

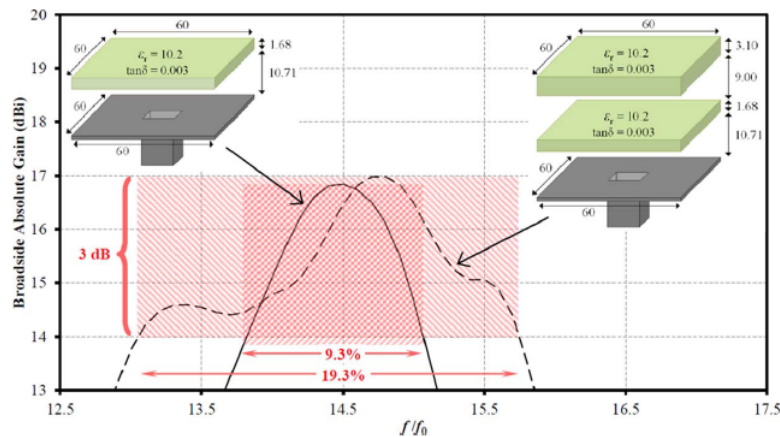


FIGURE 2.31 : Antenne à deux superstrats diélectriques distants

tage de cette solution est la simplicité de mise en oeuvre au détriment du volume utilisé. En effet, la distance entre chaque diélectrique est d'environ $\lambda/2$. L'épaisseur totale du système montre que la configuration à deux diélectriques est une solution volumineuse. La configuration à deux diélectriques requiert une hauteur de presque 25 mm à une fréquence de 14 GHz. Pour les fréquences du projet, le ratio est de 7. L'épaisseur totale sera alors de 17 cm. Une structure multicouche ne semble pas envisageable. Le coût ainsi que le poids de l'ensemble des diélectriques au-dessus de la structure rend l'intégration difficile pour n'importe quelle antenne.

5 Etude d'une solution à base de superstrats diélectriques

L'état de l'art montre qu'il est possible d'augmenter le gain d'une antenne en utilisant plusieurs techniques. Il a été choisi de travailler avec des superstrats diélectriques sur plusieurs antennes. En effet, ajouter des métamatériaux de type AMC est difficilement envisageable suivant l'antenne puisque l'élément rayonnant est placé au même niveau que le plan réflecteur, comme l'antenne Powerwave par exemple. Ajouter un superstrat diélectrique est techniquement possible quelque soit l'antenne utilisée dans notre étude puisque le superstrat doit être distant de $\lambda/4$. La première choisie est une antenne patch en polarisation linéaire. Cette solution est celle qui se rapproche le plus de ce qui peut être trouvé à l'état de l'art. Enfin les diélectriques seront ensuite utilisés avec les deux antennes de station de base présentées dans la section 1, les antennes Powerwave et Kathrein.

5.1 Modélisation du principe du superstrat et de son principe de fonctionnement

Un modèle est proposée par [71]. Il se base sur la modélisation de la propagation dans les diélectriques par des lignes de transmission pour estimer leur impact sur le gain de l'antenne. La figure 2.32 illustre le schéma de l'antenne. On retrouve une excitation par fente avec la présence de deux milieux diélectriques au dessus d'impédances Z_1 et Z_2 avec des épaisseurs respectivement nommées h_1 et h_2 . Au-delà du deuxième diélectrique, on trouve l'espace libre avec une impédance Z_0 . h_1 vaut $\lambda/2$ et h_2 $\lambda/4$.

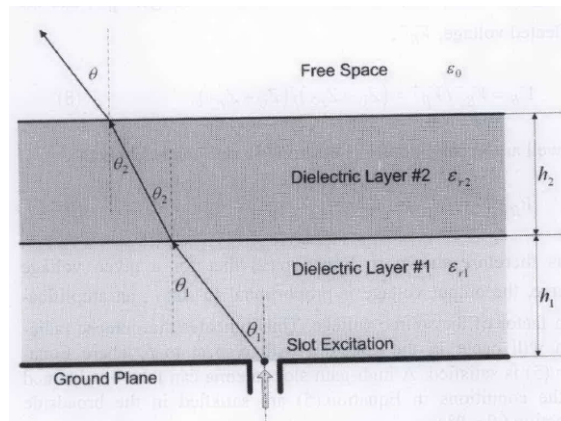


FIGURE 2.32 : Schéma de l'antenne avec les superstrats par [71]

Chaque zone du schéma de la figure 2.32.a est modélisée par une ligne. On retrouve dans un premier temps une excitation modélisée par une source de tension. Ensuite les deux diélectriques sont représentés chacun par une ligne de transmission. L'espace libre est également modélisé par l'impédance du vide Z_0 . Le schéma de la figure 2.32.b est repris et simplifié par la figure 2.33.

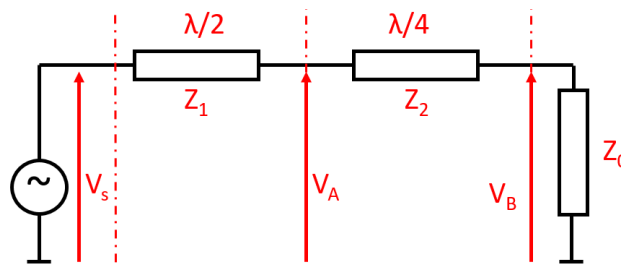


FIGURE 2.33 : Schéma simplifié du modèle proposé par [71]

L'idée est de déterminer pour quelle configuration il est possible de maximiser le gain d'une antenne. Pour cela, il est nécessaire d'introduire plusieurs paramètres : Les premier et deuxième milieux ont une permittivité respectivement nommées ϵ_{r1} et ϵ_{r2} et des épaisseurs respectivement nommées h_1 et h_2 . L'impédance caractéristique de chaque milieu est exprimée en fonction de l'impédance du vide Z_0 et de la permittivité relative du milieu par la formule $Z_x = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{rx}}}$, avec x l'indice du milieu considéré.

Les tensions V_A et V_B représentent la somme des tensions incidentes et réfléchies en ce point. Pour cela, elles sont notées $V_x^{+/-}$, avec en exposant + représentant la tension incidente, - la tension réfléchie et le chiffre y le milieu considéré. On retrouve donc $V_A = V_A^+ + V_A^-$ et $V_B = V_B^+ + V_B^-$. La tension V_B n'est utilisée que pour un seul milieu, il n'y a pas de chiffre à préciser. La tension V_A peut être associée soit au milieu 1 d'impédance Z_1 , soit au milieu 2 d'impédance Z_2 . La notation V_{A1} et V_{A2} permettra de dissocier ces deux cas.

Le modèle se présente sous la forme du système suivant :

$$\begin{cases} V_A = V_{A1}^+ + V_{A1}^- \\ I_A = I_{A1}^+ + I_{A1}^- \end{cases} \quad \begin{cases} V_A = V_{A2}^+ + V_{A2}^- \\ I_A = I_{A2}^+ + I_{A2}^- \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_A = V_{A1}^+ + V_{A1}^- \\ I_A = \frac{V_{A1}^+ - V_{A1}^-}{Z_1} \end{cases} \quad \begin{cases} V_A = V_{A2}^+ + V_{A2}^- \\ I_A = \frac{V_{A2}^+ - V_{A2}^-}{Z_2} \end{cases}$$

La tension vue par le milieu 1 est identique au milieu 2. L'égalité 2.3 peut donc être écrite.

$$\begin{cases} V_{A1}^+ + V_{A1}^- = V_{A2}^+ + V_{A2}^- \\ \frac{V_{A1}^+ - V_{A1}^-}{Z_1} = \frac{V_{A2}^+ - V_{A2}^-}{Z_2} \end{cases} \quad (2.3)$$

La tension V_S peut être vue comme une onde transmise V_S^+ et réfléchie V_S^- .

$$V_S = V_S^+ + V_S^-$$

La tension V_A ramenée à V_S est assimilable à une ligne de transmission dont la formule est présentée par l'équation 2.4.

$$\begin{cases} V_{A1}^+ = V_S^+ \exp^{-j\pi} = -V_S^+ \\ V_{A1}^- = V_S^- \exp^{+j\pi} = -V_S^- \end{cases} \quad (2.4)$$

$$V_A = V_{A1}^+ + V_{A1}^- = -V_S^+ - V_S^-$$

$$V_A = -V_S$$

La tension V_B exprimée en fonction de V_A est présentée par l'équation 2.5.

$$\begin{cases} V_B^+ = V_{A2}^+ \exp^{-j\pi/2} \\ V_B^- = V_{A2}^- \exp^{j\pi/2} \end{cases} \quad (2.5)$$

$$V_B = -jV_{A2}^+ + jV_{A2}^- = -j(V_{A2}^+ - jV_{A2}^-)$$

$$V_A = V_{A2}^+ + V_{A2}^-$$

Le gain en tension se calcule comme le rapport des tensions de sortie sur celle d'entrée.

$$G = \left| \frac{V_B}{V_A} \right| = \frac{V_{A2}^+ - V_{A2}^-}{V_{A2}^+ + V_{A2}^-} = \frac{Z_2 I_A}{V_A} = \frac{Z_2}{\frac{Z_2^2}{Z_0}} = \frac{Z_0}{Z_2} \quad (2.6)$$

Comme l'impédance de chaque milieu est inversement proportionnelle à la permittivité relative de ce milieu, il est possible d'exprimer le gain en tension avec ce terme, équation 2.7.

$$G = \left| \frac{V_B}{V_A} \right| = \sqrt{\epsilon_{r2}} \quad (2.7)$$

Le maximum de gain est donc obtenu avec la racine carrée de la permittivité du milieu 2 et avec les dimensions présentées à la figure 2.33.

5.2 Superstrat diélectrique sur antenne patch

L'antenne patch est une antenne de faible épaisseur dont le plan de masse est généralement placé à moins de $\lambda/10$. Cette solution est donc relativement de faible épaisseur. L'alimentation choisie ici est une sonde coaxiale. L'objectif fixé dans cette étude est l'augmentation du gain en conservant l'antenne initiale. Pour cela, il est possible de changer l'environnement proche de l'antenne. Ajouter un superstrat diélectrique est une solution possible.

Superstrat homogène (HoS)

La figure 2.34 montre l'antenne patch initiale (MPA : Microstrip Patch Antenna) avec et sans la présence du superstrat. Dans un premier temps, ce superstrat est homogène et a une permittivité $\epsilon_r = 3$. Afin de maquetter plus facilement cette antenne, la fréquence d'étude est centrée sur 5,1 GHz, soit deux fois plus haut que la bande 4G 2600 MHz. Une simple rapport 2 permettra de déterminer les dimensions nécessaires pour réduire en fréquence.

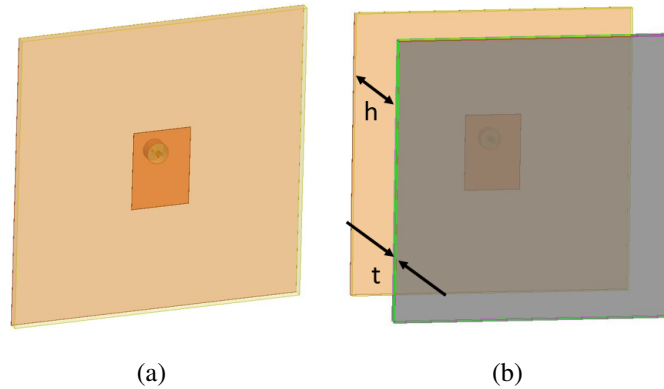


FIGURE 2.34 : Antenne patch sans (a) et avec (b) le superstrat homogène

Le plan de masse fait 15 cm de côté. Le substrat sur lequel l'antenne est gravée a une permittivité $\epsilon_s = 4.4$ et une épaisseur de t_s de 1.52 mm. Il s'agit d'un substrat classique FR4 présent au sein du laboratoire dont les performances sont bien connues.

Le diagramme de rayonnement de ces deux antennes à 5,1 GHz est présenté sur la figure 2.35. Le dimensionnement du superstrat est fait afin de maximiser le gain tel qu'il a été vu à l'état de l'art. Il est ainsi placé à une distance de $\lambda/2$ et a une épaisseur de $\lambda_g/4$.

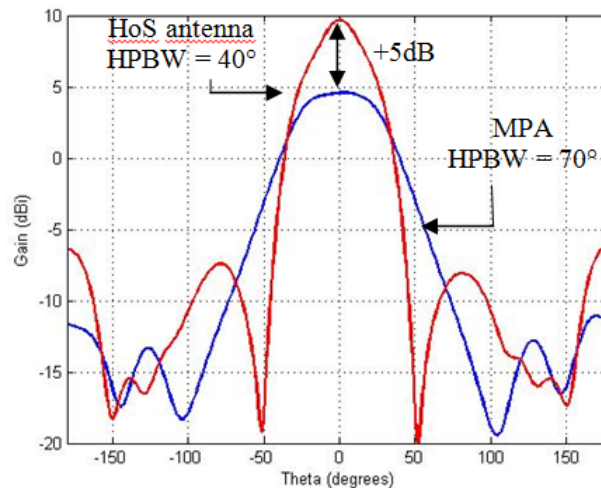


FIGURE 2.35 : Antenne patch sans (bleu) et avec (rouge) le superstrat homogène

Le gain de l'antenne patch est d'environ 5 dBi et son ouverture dans le plan horizontal est de 70° . Ajouter le superstrat permet d'augmenter le gain de 5 dB et réduit en conséquence l'ouverture à 40° . L'état de l'art est respecté. En effet, toutes les configurations identifiées montrent que l'augmentation du gain est très importante sur ce type d'antenne [72].

Une étude paramétrique, présentée par la figure 2.36 sur l'épaisseur du superstrat permet de visualiser la variation du gain et de l'ouverture horizontale à mi-puissance.

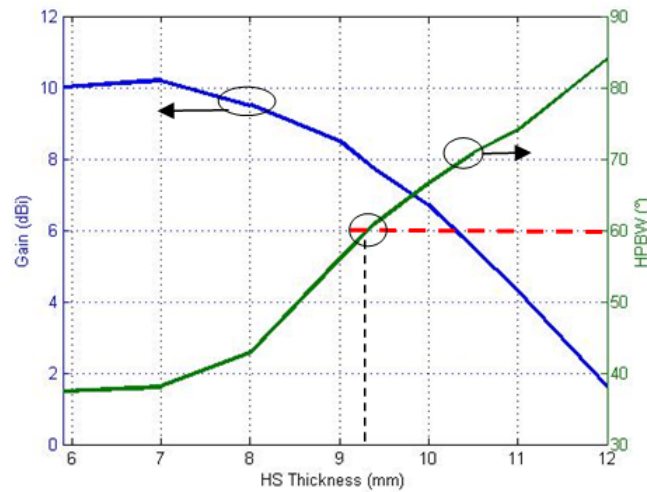


FIGURE 2.36 : Influence de la variation de l'épaisseur du superstrat sur le gain et l'ouverture de l'antenne patch

Il est donc possible de choisir une valeur de gain ou d'ouverture en modifiant l'épaisseur du diélectrique. Le cas où le gain est doublé avec une ouverture de 60° est envisageable d'après la figure 2.36 et le diagramme de rayonnement simulé en gain est détaillé par la figure 2.37.

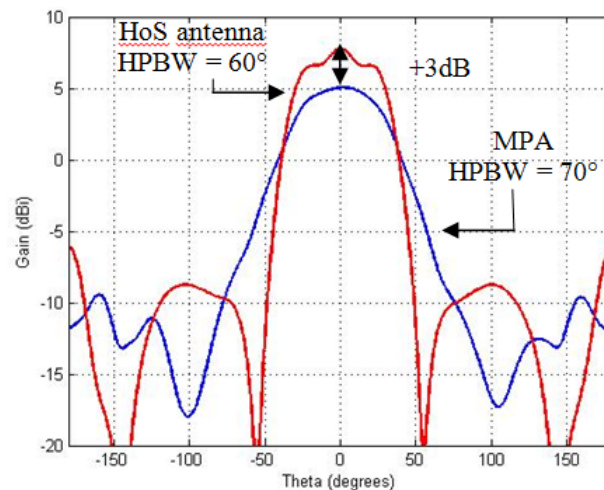


FIGURE 2.37 : Diagramme de rayonnement avec superstrat homogène avec un gain supérieur de 3 dB comparé à l'antenne patch

L'inconvénient de cette solution est l'épaisseur du diélectrique à envisager puisque, dans le dernier cas, elle vaut 9.4 mm. Travailler en bande 4G avec cette solution nécessiterait une épaisseur de 18.8 mm. Aujourd'hui, les fabricants ont en général une limite à 12 mm et le prix augmente alors de manière assez importante puisqu'il ne s'agit pas des diélectriques les plus couramment vendus.

Il convient dès lors de réduire l'épaisseur du diélectrique en essayant de garder les mêmes performances obtenues grâce au diélectrique homogène.

Superstrat hétérogène (HeS)

Il est donc possible de modifier la valeur du gain de l'antenne tout en conservant une ouverture dans le plan horizontal correct par rapport aux stations de base. Cependant, l'épaisseur du diélectrique est importante (12 mm) et des impacts non négligeables, tels qu'une forte augmentation du

poids, limitent son utilisation.

De plus, l'état de l'art présente seulement des superstrats dont l'intégration est faite en volume [73, 74]. Ces solutions sont intéressantes dans le cas d'une montée en fréquence car le volume total est réduit. Cependant, l'utilisation de plusieurs couches de superstrats n'est pas envisageable dans cette étude car encore plus volumineux. Afin de contrôler l'épaisseur du superstrat et l'ouverture de l'antenne, il est plutôt proposé d'intégrer dans le même plan d'autres diélectriques de valeurs différentes.

L'idée est de modifier l'impact du diélectrique sur la distribution du champ électrique et ainsi changer l'ouverture de l'antenne en essayant de toujours d'augmenter le gain. Le superstrat utilisé ici sera appelé superstrat hétérogène. Ce principe ainsi que la disposition des éléments sont fournis par la figure 2.38.

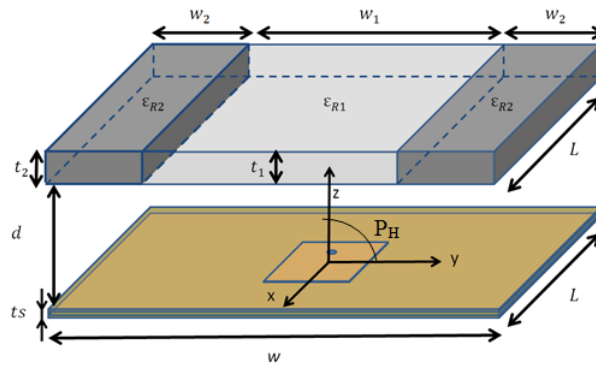


FIGURE 2.38 : Schéma de l'antenne patch avec superstrat hétérogène

Une étude paramétrique met en évidence les modifications possibles des performances de l'antenne en fonction des dimensions de l'antenne. Les autres paramètres de l'antenne ne subissent pas de modifications. Le tableau 2.5 donne les valeurs minimales, maximales et la configuration optimale obtenue par simulation. Trois paramètres sont étudiés. Il s'agit de la permittivité des bandes latérales ϵ_{r2} , de leur épaisseur t_2 et de leur largeur w_2 . Chaque paramètre est étudié en tenant compte des variations des deux autres.

	Valeur minimale	Valeur maximale	Valeur optimale
Permittivité ϵ_{r2} (w_2)	6	12	9.8
Largeur (w_2)	5 mm	55 mm	35 mm
Épaisseur (t_2)	4 mm	7.5 mm	5.9 mm

TABLE 2.5 : Etude paramétrique de l'antenne à superstrat hétérogène

La première étude paramétrique concerne la variation de la permittivité des bandes latérales ϵ_{r2} lorsque la permittivité de la bande centrale ϵ_{r1} est gardée constante à 3. Dans cette configuration, les bandes latérale et centrale ont la même épaisseur. La figure 2.39 montre que lorsque ϵ_{r2} augmente, le gain décroît jusqu'à une permittivité de 10,5 environ puis remonte légèrement. Une permittivité supérieure à 12 apporte une réduction très importante du gain mais permet de créer deux lobes à environ $\pm 20^\circ$ dans le plan horizontal. Le gain initial de l'antenne est de 5 dBi. D'après les résultats de cette figure, il est possible d'augmenter le gain de 3 dB en conservant une ouverture satisfaisante autour de 60° .

Le deuxième paramètre étudié est l'épaisseur du superstrat. La variation est faite de manière simultanée sur la bande centrale et sur les bandes latérales et est comprise entre 4 et 13 mm, soit environ $\lambda_{g2}/4$ et $10\lambda_{g2}/4$. La figure 2.40 montre le résultat sur le gain et l'ouverture pour cette variation. Lorsque l'épaisseur de bandes latérales croît jusqu'à $\lambda_{g1}/4$, le gain diminue puis

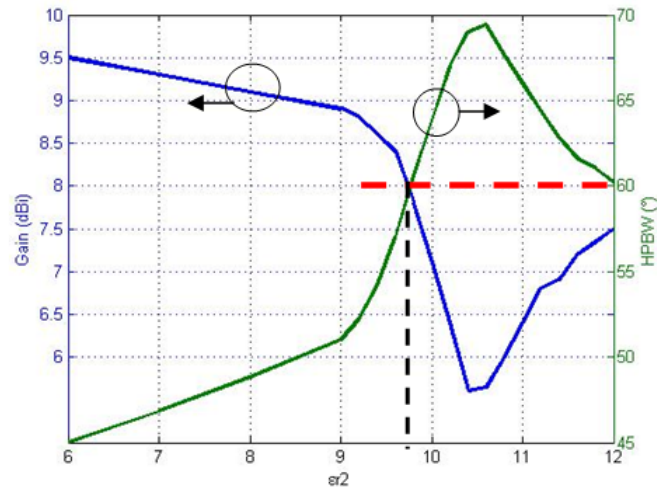


FIGURE 2.39 : Variation du gain et de l'ouverture dans le plan horizontal pour ϵ_{r2} variant de 6 à 12

augmente entre $\lambda_{g1}/4$ et $\lambda_{g2}/2$. On peut penser qu'une périodicité dans la réponse en gain apparaît pour des épaisseurs plus importantes (et par conséquent en ouverture également).

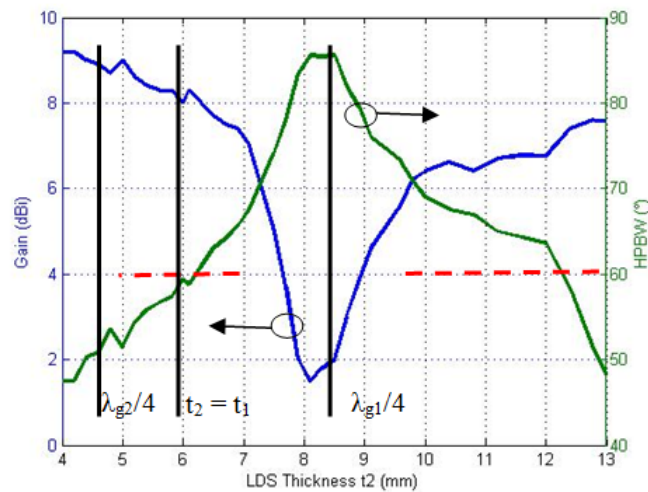


FIGURE 2.40 : Variation du gain et de l'ouverture dans le plan horizontal pour t_2 variant de 4 à 13 mm

L'objectif est de modifier la valeur de l'ouverture dans le plan horizontal. La figure 2.41 présente la modification de l'ouverture en fonction de l'épaisseur des diélectriques variant simultanément entre 5.5 et 7.5 mm et pour différentes valeurs de largeur des bandes latérales. La variation est proposée en étudiant la largeur des bandes latérales w_2 de 25 à 55 mm. La permittivité est gardée fixe pendant cet essai ainsi que la largeur de la bande centrale w_1 . En augmentant l'épaisseur t_1 (en prenant l'hypothèse $t_1 = t_2$), la valeur de l'ouverture tend à croître. A épaisseur t_1 constante, l'ouverture a également tendance à augmenter quand la largeur des bandes extérieures w_2 augmente.

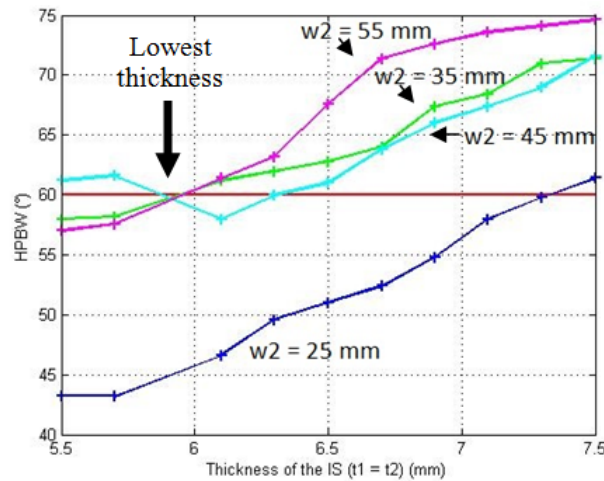


FIGURE 2.41 : Variation de l'ouverture dans le plan horizontal pour t_1 et t_2 variant simultanément de 5.5 à 7.5 mm pour différentes largeurs des bandes latérales

Les paramètres finaux résultant de l'étude paramétrique de cette nouvelle configuration sont résumés dans le tableau 2.6.

Paramètres	Valeurs
Taille du plan de masse	150*150 mm ²
Épaisseur du substrat (t_s)	1.52 mm
Distance du superstrat (d)	30 mm (0.5λ)
Épaisseur du superstrat (t_1 et t_2)	5.9 mm ($0.18\lambda_g$)
Superstrat central	150 x 90 mm ²
Permittivité superstrat central	3
Superstrats latéraux	150 x 30 mm ²
Permittivité superstrats latéraux	9.8

TABLE 2.6 : Paramètres de l'antenne à superstrat hétérogène

Le diagramme de rayonnement optimal obtenu avec le superstrat hétérogène est présenté à la figure 2.42.

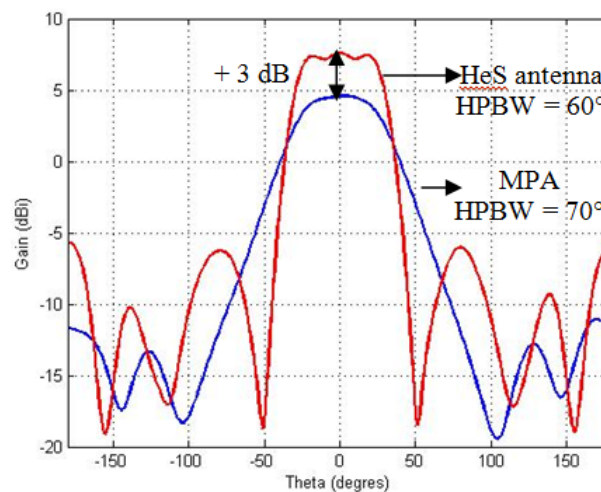


FIGURE 2.42 : Configuration optimale obtenue en simulation pour la configuration hétérogène

L'augmentation du gain est plus stable dans l'ouverture des 60°. Ceci est intéressant dans l'optique d'une utilisation pour antenne de station de base afin d'assurer une meilleure couverture

dans le secteur. Les lobes secondaires sont à un niveau assez faible par rapport au gain maximal (12 dB en dessous). De plus l'augmentation est de 3 dB par rapport à une antenne patch. L'avantage de cette solution par rapport à un superstrat hétérogène est l'épaisseur de la structure puisque dans le cas optimal, elle n'est que de 5,9 mm au lieu de 9,4 mm initialement. Une réduction de 37% a donc été réalisée.

Les performances du gain dans l'axe sont présentées sur la figure 2.43. La bande passante de l'antenne patch étant faible, il n'est pas possible de connaître le comportement du superstrat sur une largeur de bande d'environ 45%. Cependant l'augmentation du gain est présente à la fréquence de résonance de l'antenne. Les solutions à base de superstrats permettent de deviner une réduction de la largeur de bande de l'antenne en gain suivant la technologie utilisée.

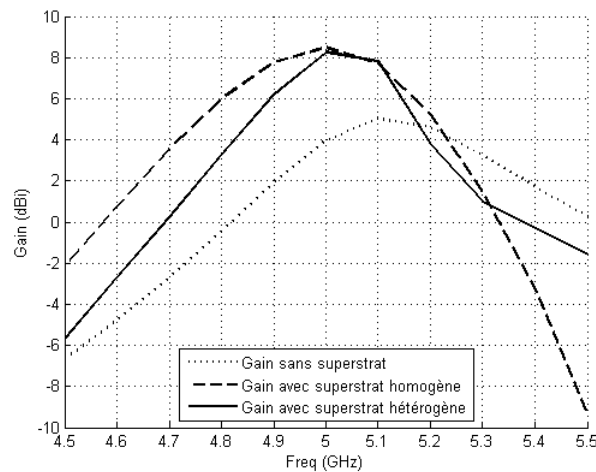


FIGURE 2.43 : Comparaison du gain des antennes patch sans superstrat, avec superstrat homogène puis avec superstrat hétérogène

Le tableau 2.7 résume les performances en gain obtenues sur une antenne patch.

	patch seul	avec superstrat homogène	avec superstrat hétérogène
Gain maximal	5	8.5	8.2
Largeur de bande à -3 dB	9%	6.8%	8.7%
Largeur de bande à -10 dB	3.1%	3.5%	3.3%

TABLE 2.7 : Performances des antennes patches avec et sans les superstrats

Le principe étant valide, la solution est appliquée aux antennes industrielles. Deux topologies d'antenne différentes sont utilisées. La première est basée sur des patches multicouches du constructeur Powerwave et la deuxième sur un dipôle du fabricant Kathrein.

5.3 Superstrat diélectrique sur antenne Powerwave

Cette partie s'intéresse aux performances obtenues lorsqu'un superstrat homogène ou hétérogène est ajouté sur l'antenne Powerwave. Afin de s'approcher le plus possible de l'état de l'art, le plan de masse est aplati au niveau des pièges quart d'onde. Il est considéré plat tout au long des simulations. La figure 2.44 présente cette antenne et l'ajout du superstrat au-dessus. Le superstrat a les mêmes dimensions que le plan de masse et est placé à une distance D du deuxième patch. Son épaisseur est notée h et sa permittivité relative ϵ_r .

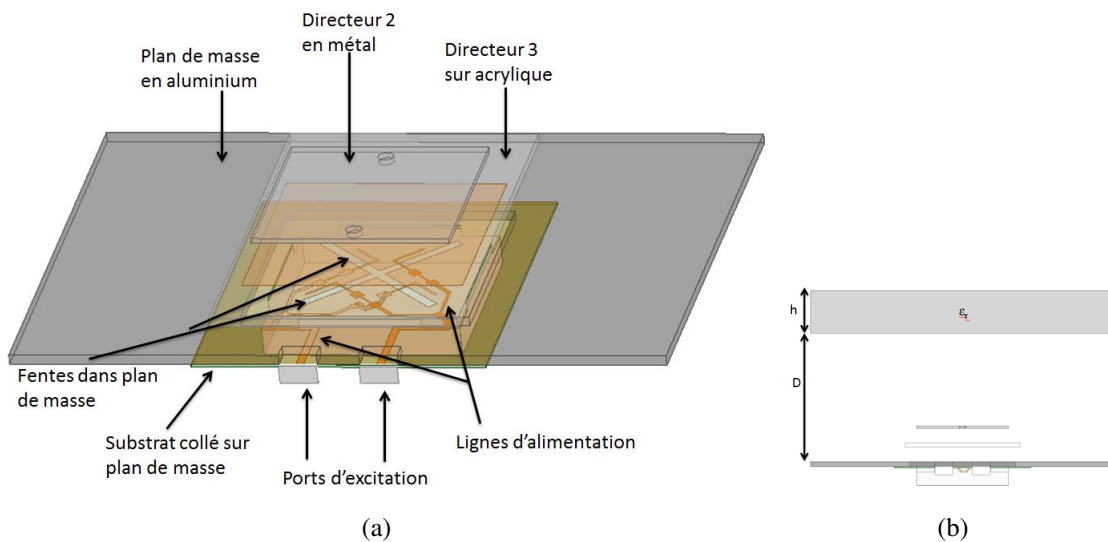


FIGURE 2.44 : Antenne Powerwave sans (a) et avec (b) le superstrat diélectrique

Les performances en gain sont présentées par la figure 2.45. Ces courbes servent donc de base pour l'analyse des performances du superstrat sur l'antenne Powerwave. Le gain dans la bande entre 1700 et 2100 MHz est supérieur à 7 dBi. A 2,2 GHz, il chute à 3 dBi. Les performances de l'antenne sont donc toujours légèrement décalées par rapport à la documentation technique mais sont tout de même exploitables pour cette étude.

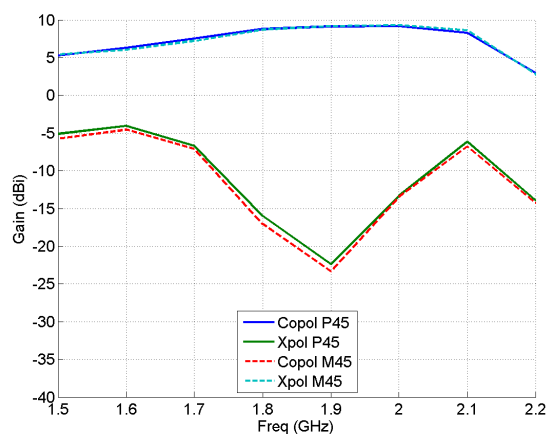


FIGURE 2.45 : Gains simulés sur les deux polarisations de l'antenne Powerwave sans les pièges quart d'onde

La permittivité du superstrat est de $\epsilon_r = 3$, avec une épaisseur et une hauteur dimensionnées par étude paramétrique. La première étape est de calculer les conditions de gain maximal tel que l'état de l'art le propose. La distance $D = \lambda/2$ pour la fréquence centrale de 1,9 GHz vaut $\lambda/2 = 77$ mm. L'épaisseur $h = \lambda_g/4$ pour cette constante diélectrique est de 22 mm. La comparaison avec et sans superstrat du gain avec ce superstrat est faite à l'antenne Powerwave nue par la figure 2.46.a. Le différentiel entre l'antenne avec et sans le superstrat est présenté sur la figure 2.46.b. Contre toute attente, le superstrat n'ajoute absolument pas de gain à cette fréquence et au contraire détruit le rayonnement. Dans le reste de la bande, l'amélioration du gain est insuffisante (amélioration inférieure à 2 dB).

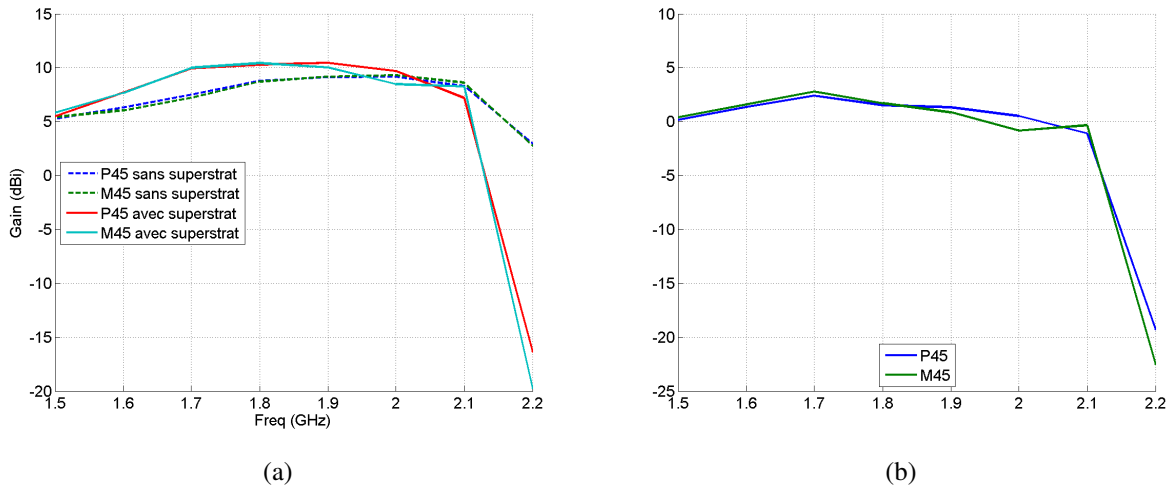


FIGURE 2.46 : Gains simulés sur les deux polarisations de Powerwave avec et sans le superstrat homogène (a) et différence de gain entre les deux configurations sur les deux polarisations (b)

Une étude paramétrique est alors nécessaire afin de mieux caractériser le phénomène. Le tableau 2.8 donne les valeurs minimales et maximales simulées.

Variable	Valeur minimale (mm)	Valeur maximale (mm)
D	64 (0.4λ)	85 (0.55λ)
h	15 ($0.17\lambda_g$)	30 ($0.34\lambda_g$)

TABLE 2.8 : Variables de l'étude paramétrique de l'antenne Powerwave avec superstrat homogène

Comme les résultats sur les deux polarisations sont similaires, l'étude paramétrique est simplifiée à une polarisation. Les résultats sont apportés par la figure 2.47.

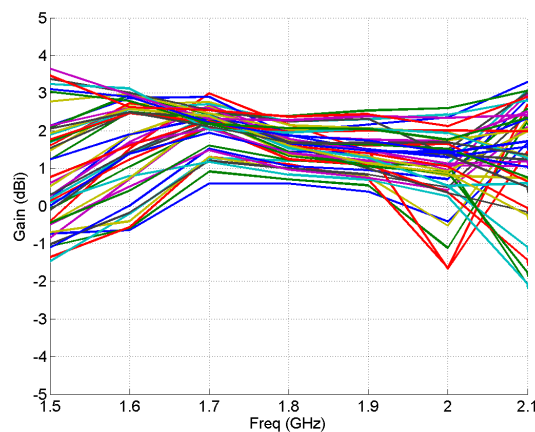


FIGURE 2.47 : Différences de gains entre Powerwave avec le superstrat homogène et Powerwave d'origine pour des distances variant de 65 et 85 mm et pour des épaisseurs de 15 à 30 mm

L'impact de chaque élément est étudié afin de déterminer lequel ou lesquels ne provoquent pas d'augmentation importante du gain. Le tableau 2.9 résume toutes ces configurations. Les éléments sont retirés un à un de l'étude. La configuration 1 représente l'antenne avec le patch 1, l'acrylique et le patch 2. Le superstrat n'y est pas présent.

La figure 2.48 présente les différentes études des configurations résumées dans le tableau 2.9. La figure 2.48.a présente l'étude en gain absolu. La figure 2.48.b présente les différences entre

Configurations	Patch 1	Acrylique	Patch 2	Superstrat	
1	avec	avec	avec	sans	
2				avec	
3			sans	sans	sans
4				avec	avec
5		sans	avec	sans	sans
6				avec	avec
7			sans	sans	sans
8				avec	avec
9	sans	avec	avec	sans	
10				avec	avec
11			sans	sans	sans
12				avec	avec
13		sans	avec	sans	sans
14				avec	avec
15			sans	sans	sans
16				avec	avec

TABLE 2.9 : Liste des configurations possibles de l'antenne Powerwave avec ou sans le superstrat

les cas étudiés avec et sans superstrat. Il est possible de constater qu'un seul cas permet une augmentation importante du gain. Il s'agit de celle où les deux patches et l'acrylique sont retirés de la simulation.

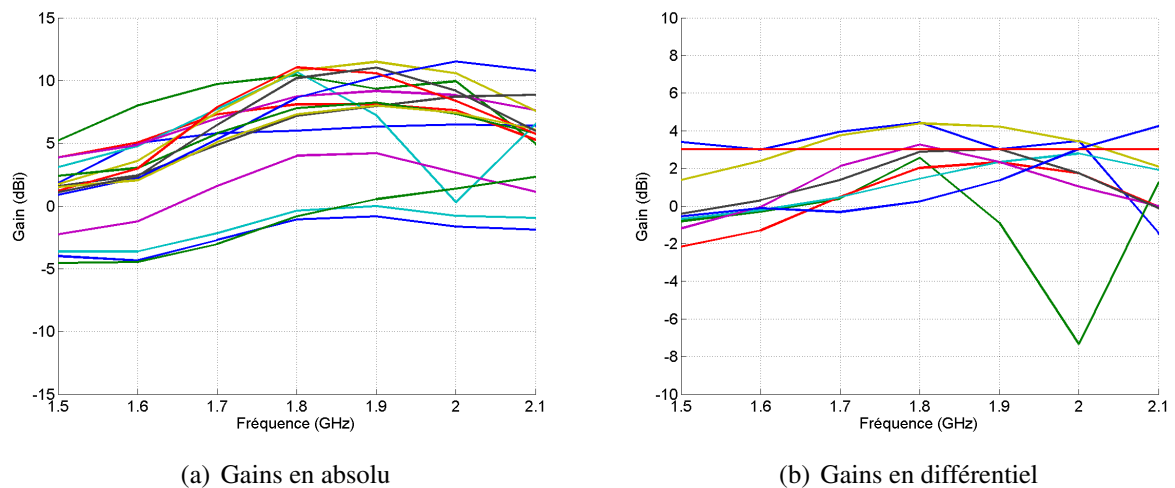


FIGURE 2.48 : Résultats de l'étude des différents cas résumés dans le tableau 2.9 en absolu (a) et en différentiel par rapport à l'antenne Powerwave complète (b)

L'étude montre qu'aucune configuration ne permet une augmentation stable du gain d'environ 3 dB sur toute la bande. Il est même, des fois, difficile de dépasser 2 dB.

Bilan : Les seules configurations permettant une augmentation aussi importante que sur l'antenne patch sont celles où les patches et l'acrylique sont retirés de l'étude. Augmenter le gain de l'antenne n'est donc pas possible sur une antenne volumineuse. L'utilisation d'un superstrat au-dessus de cette antenne n'est pas possible car elle n'est pas localisée comme une antenne patch simple. En effet, sa disposition volumique ajoute des interactions entre les différents éléments et empêchent le champ électrique d'avoir les conditions d'augmentation de gain optimales.

5.4 Superstrat diélectrique sur antenne Kathrein

La figure 2.49 montre l'architecture de l'antenne Kathrein avec le superstrat placé au dessus, comme ce qui a été fait avec l'antenne Powerwave. La hauteur entre le dipôle et le plan de masse est de 36 mm, soit $\lambda/4$ à la fréquence centrale de 2,1 GHz. Il mesure 15 cm de large.

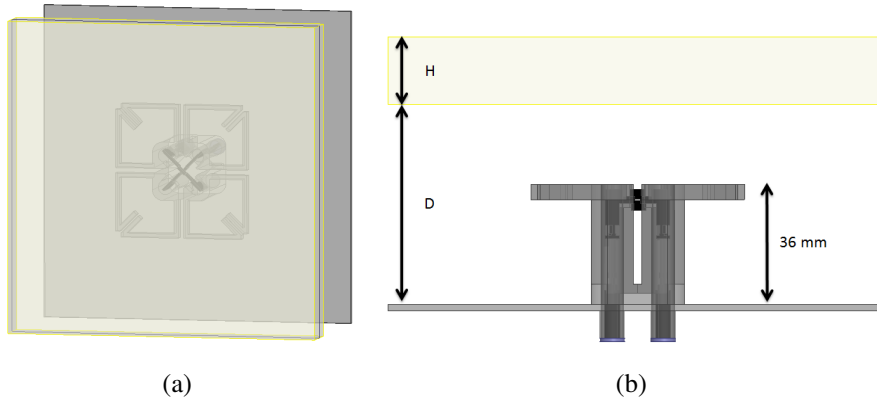


FIGURE 2.49 : Antenne Kathrein avec superstrat homogène

Comme proposé avec l'antenne Powerwave, l'étude se porte sur une seule polarisation afin de simplifier la présentation des résultats. Le diélectrique utilisé en tant que superstrat a toujours une permittivité relative de 3. Son épaisseur $\lambda_g/4$ vaut 22 mm. L'étude paramétrique se porte dans un premier temps sur la distance à respecter entre le plan de masse et le superstrat. La figure 2.50 montre les courbes de gain obtenues lorsque le superstrat est à une distance inférieure à $\lambda/2$.

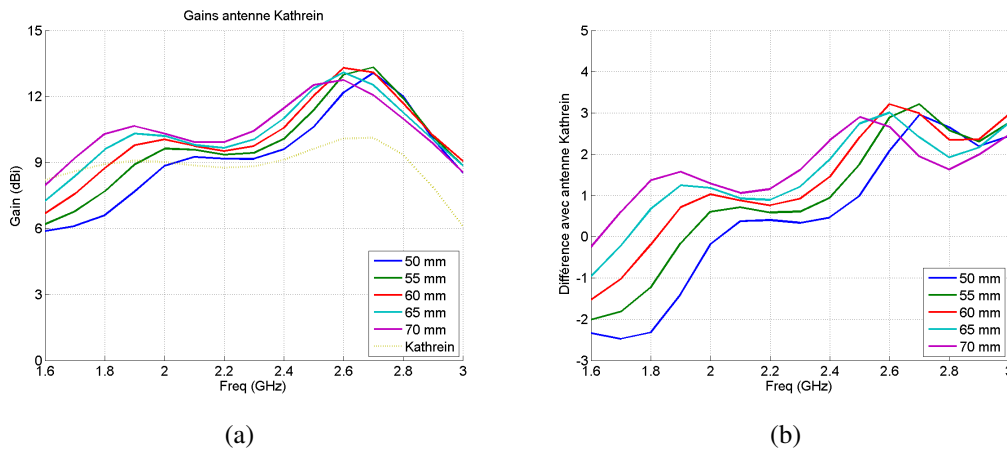


FIGURE 2.50 : Gain de l'antenne Kathrein avec superstrat homogène placée à une distance inférieure à $\lambda/2$ du plan de masse (a) en absolu (b) en différentiel par rapport à l'antenne Kathrein d'origine (distances variant de 50 à 70 mm)

La figure 2.51 montre les courbes de gain lorsque le superstrat est à une distance supérieure à $\lambda/2$.

L'exemple de la figure 2.50 avec un superstrat jusqu'à 70 mm montre une augmentation du gain variable entre 0 et 3 dB. Un décalage en fréquence est à observer puisque le maximum de gain est à 2.5 GHz. En prenant en compte le décalage de 400 MHz, la distance entre le superstrat et l'antenne passe de 70 mm à 60 mm et l'épaisseur du superstrat de 20 mm à 17 mm.

La figure 2.51 où le superstrat varie entre 75 mm et 95 mm montre une augmentation variable du gain entre 1 et 2,5 dBi dans la bande. La figure 2.52 montre que l'augmentation du gain est toujours

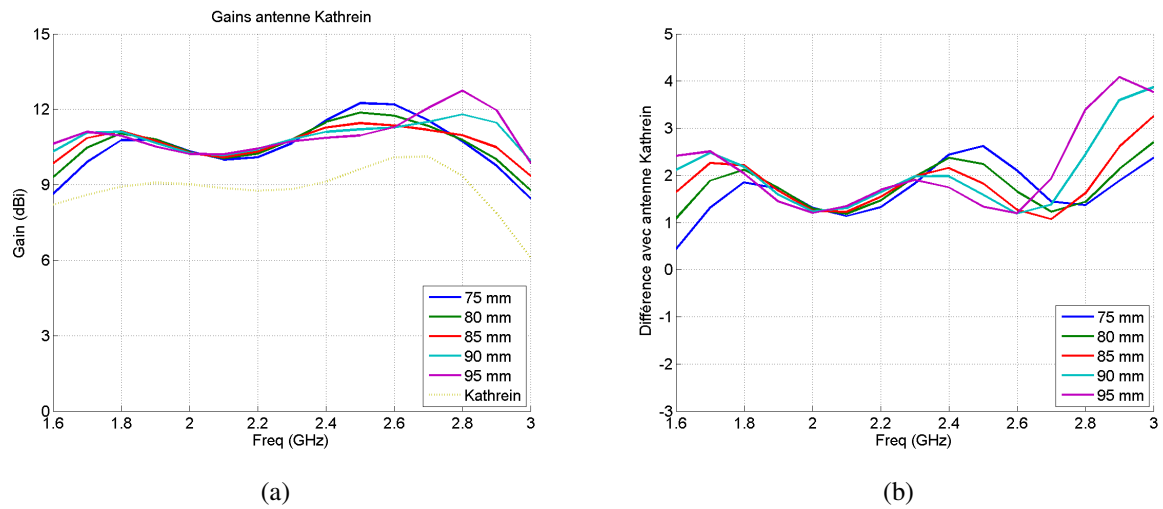


FIGURE 2.51 : Gain de l'antenne Kathrein avec superstrat homogène placée à une distance supérieure à $\lambda/2$ du plan de masse (a) en absolu (b) en différentiel par rapport à l'antenne Kathrein d'origine (distances variant de 75 à 95 mm)

limitée. Comme pour l'antenne Powerwave, l'augmentation du gain est insuffisante quelque soit la position du superstrat par rapport au plan de masse.

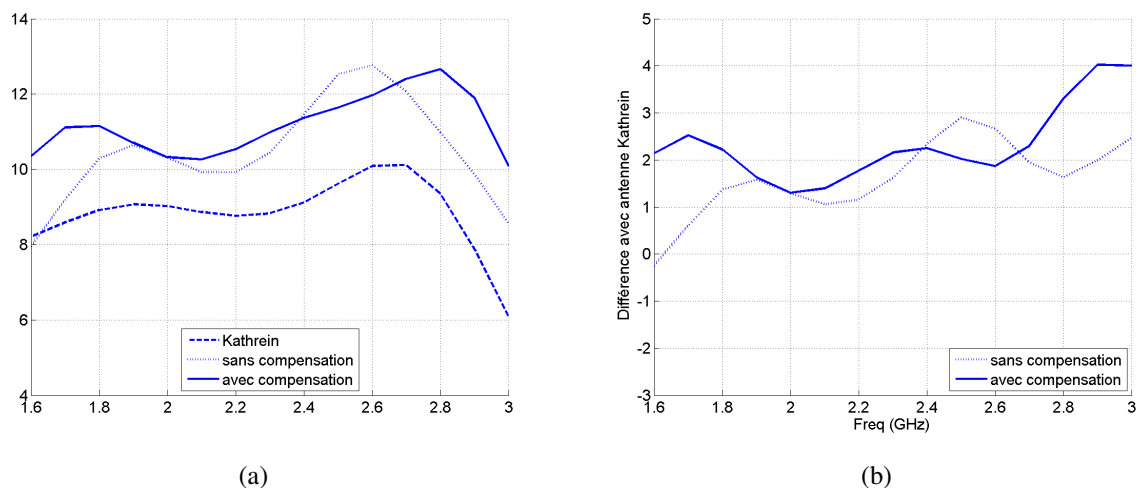


FIGURE 2.52 : Comparaison du gain dans la bande (a) et la différence par rapport à l'antenne Kathrein (b) avec et sans compensation

Des mesures ont été faites pour valider l'étude théorique. Des diélectriques commandés chez Rogers Corporation ont permis de maquetter ces différentes antennes. La référence utilisée est le TMM10. Sa permittivité relative est de 9,2. La modification des épaisseurs est obtenue par l'ajout de différentes couches de diélectriques. Plusieurs cas peuvent ainsi être mesurés : 10 mm, 15 mm. Le cas à 5 mm n'est pas mesuré puisque cette épaisseur convertie en distance électrique est trop éloignée des fréquences étudiées. La figure 2.53 présente les résultats de la campagne de mesure effectuée sur l'antenne Kathrein. A partir de 2,1 GHz les résultats sont fiables. Un problème d'étalement a été identifié après les mesures montrant un manque de gain jusqu'à 2 GHz empêchant d'avoir une bonne corrélation avec la simulation. Ce problème est dû à l'utilisation de cornet mal adapté au fonctionnement sous les 2 GHz. Il est possible de constater un décalage du maximum de gain entre les trois figures. La première figure représente un dimensionnement à 1,7 GHz, la deuxième à 2,2 GHz et la dernière à 2,5 GHz. La compensation du superstrat permet d'améliorer

le gain en bas de bande jusqu'à 2 dBi environ mais est cependant toujours limité et perturbé par le volume de l'antenne initiale.

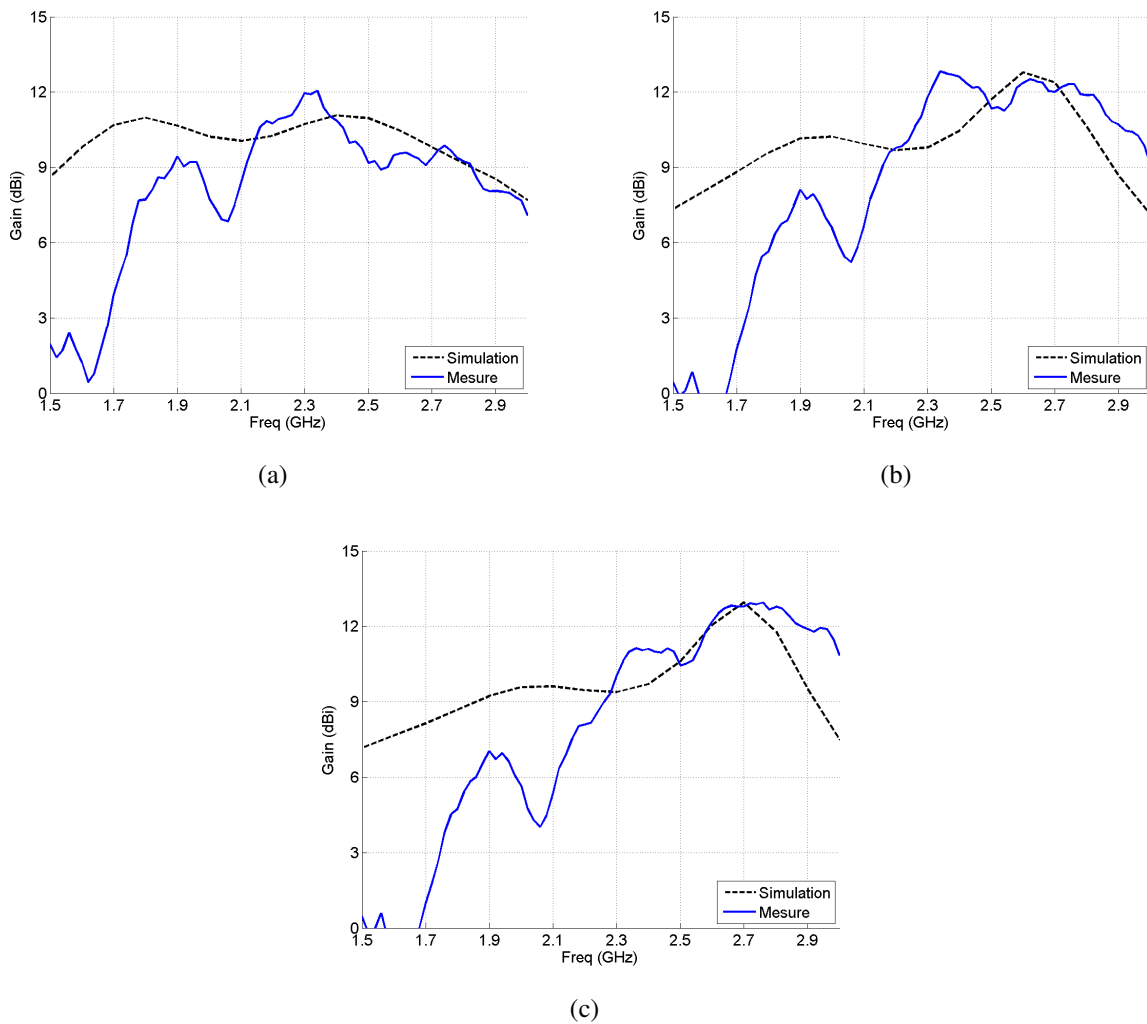


FIGURE 2.53 : Comparaison du gain avec superstrat dimensionné à 1,7 GHz (a), 2,2 GHz (b) et 2,5 GHz (c)

6 Bilan du chapitre

L'ajout d'un superstrat permet une amélioration du gain mais le volume de l'antenne initiale engendre une perturbation non négligeable sur le dimensionnement du diélectrique. Une compensation est possible mais limite toujours l'apport en terme de gain.

Bilan du chapitre : un état de l'art a été effectué sur les éléments rayonnants situés dans les antennes de station de base. Plusieurs types de structures ont été présentées montrant leurs avantages et inconvénients. Deux structures ont été ou sont largement répandues parmi les fabricants d'antennes. Il s'agit de patches stackés pour la première solution et de dipôles pour la deuxième. Ensuite, des techniques d'augmentation du gain ont été présentées et l'une d'entre elle a été étudiée sur deux éléments rayonnants industriels. Des limitations ont été identifiées empêchant de les utiliser à l'avenir dans les stations de base déjà existantes. L'augmentation du gain n'est pas possible sur des antennes volumineuses. De plus, le choix d'un superstrat montre une limitation sur la bande. La technologie dipôle permet d'obtenir une bande passante suffisante pour le cahier

des charges avec des performances satisfaisantes. Cependant, les dimensions sont importantes et la réduction de la taille du réseau est impossible en se basant sur ces configurations. Le prochain chapitre se concentre sur l'élaboration d'antennes compactes pour réduire l'encombrement des réseaux sur l'antenne panneau.

Dipôle compact

Sommaire

1	Principe de réduction d'une antenne	86
1.1	Antenne dipôle initiale	86
1.2	Modélisation d'une antenne gravée sur un substrat et entourée d'air	87
1.3	Modélisation d'une antenne gravée sur un substrat et entourée d'un superstrat	89
1.4	Choix de la configuration de l'antenne en fonction du Facteur de compression C_f	91
2	Antenne dipôle compacte microruban en monopolarisation	92
2.1	Conception et performances de l'antenne dipôle	93
2.2	Ajout d'un directeur sur l'antenne dipôle compacte	96
2.3	Conception et performances de l'antenne avec deux directeurs	98
2.4	Conception et performances de l'antenne avec trois directeurs	100
3	Antenne dipôle compacte microruban en double polarisation	103
3.1	Performances de l'antenne compacte à deux polarisations	103
3.2	Conception et performances de l'antenne avec un directeur	104
4	Antenne dipôle compacte avec alimentation stripline	106
4.1	Antenne dipôle compacte stripline en monopolarisation	107
4.2	Amélioration de l'ouverture de l'antenne compacte	109
4.3	Antenne dipôle compacte stripline en double polarisation	110
5	Bilan du chapitre	112
5.1	Bilan de l'antenne avec alimentation microruban	112
5.2	Bilan de l'antenne avec alimentation stripline	113

Le chapitre précédent a montré qu'il était difficile d'améliorer les performances des antennes de station de base déjà existantes. Une autre piste envisagée dans le cadre de la thèse est d'augmenter le nombre de fonctions sur une antenne de station de base tout en limitant sa surface. Ce troisième chapitre traite de la réduction de la taille d'une antenne dipôle puisqu'il a été vu dans le chapitre précédent qu'une bande suffisante par rapport aux spécifications demandées étaient envisageables avec des performances tout à fait intéressantes. La mise en place d'une théorie simple est proposée dans un premier temps et est ensuite appliquée à l'étude d'une antenne dipôle en monopolarisation dans un premier temps et à une antenne en double polarisation. Le changement de technologie de l'antenne dipôle est ensuite abordée.

1 Principe de réduction d'une antenne

L'état de l'art traite généralement de la réduction de la taille d'antennes à faible bande à gain constant ou large bande mais avec dégradation des performances comme le gain [75]. D'autres références traitent de l'élément rayonnant unitaire avec de nouvelles antennes mais sont encore trop volumineuses [76, 77].

La réduction de la taille d'une antenne par l'encapsulation dans un diélectrique a été proposé [78, 79] mais sans proposition de modèle simple à utiliser. Des caractérisations d'antennes sont présentées avec des évolutions de la permittivité relative entre 2 et 10 [80, 81]. Les travaux de ce chapitre porte sur la réduction de la taille des antennes dipôles utilisées dans les stations de base grâce à leur largeur de bande (45%).

Dans un milieu homogène, la formule 3.1 est utilisée pour estimer la longueur de l'antenne L_r en partant de la longueur d'origine L_0 à fréquence de résonance constante.

$$L_r = \frac{L_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.1)$$

Dans un milieu non homogène constitué de deux diélectriques différents, généralement un premier de céramique et un deuxième d'air, cette formule présente une précision très limitée. Un modèle doit être défini pour déterminer ce paramètre de manière plus précise. On définit alors un Facteur de Compression C_f dépendant cette fois-ci d'une permittivité effective et non plus d'une permittivité relative. La formule 3.2 prend en compte ce nouveau milieu.

$$C_f = \frac{L_0}{L_r} = \sqrt{\epsilon_e f f} \quad (3.2)$$

Un Facteur de Compression de 2 signifie que la longueur de l'antenne L_r est divisée par deux. Il est possible de rendre l'antenne compacte en maîtrisant les coûts des matériaux et l'encombrement en gravant l'antenne sur un substrat à plus ou moins forte permittivité ou, de manière plus importante, en plongeant complètement l'antenne dans un environnement diélectrique. Une modélisation d'un dipôle encapsulé est abordée dans la suite du chapitre. L'objectif est de déterminer les caractéristiques nécessaires du matériau à obtenir le facteur de compression souhaité.

1.1 Antenne dipôle initiale

La théorie mise en place est donc associée à cette structure antennaire seule. La modélisation a été faite à partir d'une antenne dipôle classique plate excitée en symétrique [82]. La figure 3.1.a présente la structure et la figure 3.1.b son coefficient de réflexion.

La résonance de l'antenne est déterminée lorsque la partie imaginaire du coefficient de réflexion est nulle. Elle est ici de 3 GHz.

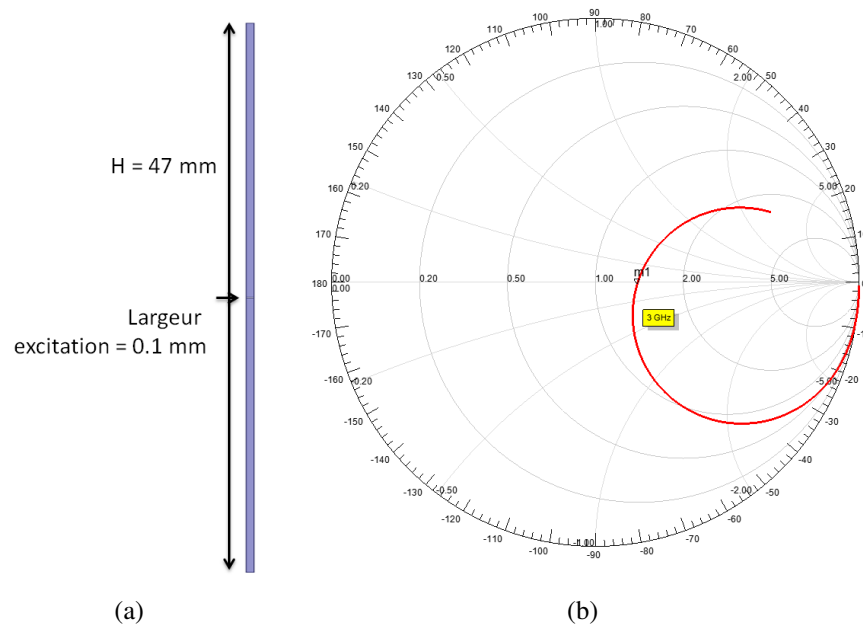


FIGURE 3.1 : Antenne dipôle simulée (a) et sa réponse en coefficient de réflexion sur l'abaque de Smith (b)

1.2 Modélisation d'une antenne gravée sur un substrat et entourée d'air

Un diélectrique de permittivité relative ϵ_s et d'épaisseur t est plaqué contre le dipôle. La fréquence de résonance permet d'évaluer la permittivité effective en fonction du matériau utilisé. L'antenne utilisée est une antenne dipôle plate d'une hauteur H . Le milieu entourant l'antenne est de l'air. La figure 3.2 présente la configuration étudiée.

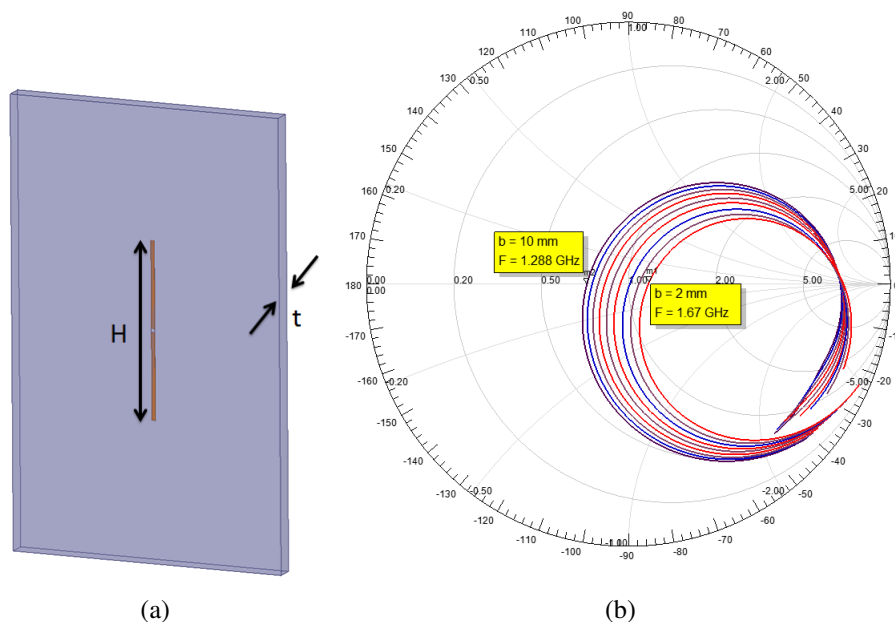


FIGURE 3.2 : Schéma de l'antenne dipôle plaquée sur un substrat de permittivité ϵ_s (a) et le coefficient de réflexion pour une épaisseur t variant de 2 à 10 mm (b)

En faisant l'analogie avec la formule 3.2, une estimation de la permittivité effective de l'antenne en simulation en se basant sur la modification de la fréquence de résonance f_r en fonction de l'épaisseur du substrat par rapport à la fréquence de résonance initiale f_0 est proposée par la

formule 3.3.

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{f_0}{f_r}\right)^2 \quad (3.3)$$

La courbe de permittivité effective extraite de la simulation EM et des différentes modélisations analytiques telles que présentées par [83] montrent une allure en $(1/\sqrt{1+x})$. En se basant sur cette donnée, nous proposons la modélisation de la configuration homogène par la formule 3.4. Elle permet l'obtention d'une bonne corrélation avec la simulation. Le modèle est conçu de manière à respecter les conditions initiale et finale, en prenant en compte la permittivité relative du substrat ϵ_s et son épaisseur t , H la hauteur et α le facteur de forme.

$$\epsilon_{eff} = 1 + \frac{\epsilon_s - 1}{\sqrt{1 + \frac{\alpha H}{t}}} \quad (3.4)$$

Lorsqu'il n'y a pas de substrat on trouve $\epsilon_{eff} = 1$ ce qui correspond à la permittivité de l'air. Lorsque l'épaisseur du substrat tend vers l'infini, la permittivité effective tend vers ϵ_s . L'évolution est traduite par la courbe de la figure 3.3. Une bonne corrélation est à noter entre le modèle proposé et la simulation réalisée sur HFSS lorsque $\alpha = 0.8$.

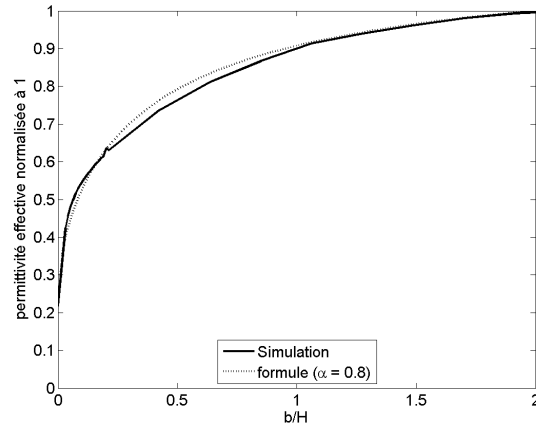


FIGURE 3.3 : Evolution de la permittivité effective représentée par la formule 3.3 normalisée et comparée par la simulation HFSS

Dans l'équation 3.4, il est possible d'extraire la permittivité relative du matériau et de l'exprimer en fonction du Facteur de Compression C_f . La formule 3.5 présente cette configuration. Un jeu de courbes peut alors être obtenu pour déterminer la configuration idéale.

$$\epsilon_s = 1 + (C_f^2 - 1) \sqrt{1 + \frac{\alpha H}{t}} \quad (3.5)$$

La figure 3.4 traduit le comportement de la formule 3.5 pour $C_f = 1,6$, $C_f = 2$ et $C_f = 2,4$. La permittivité requise décroît bien lorsque l'épaisseur du substrat augmente à C_f constant. Un C_f plus grand implique également une permittivité plus importante à épaisseur constante. Une mise en application concrète est faite en prenant une longueur d'antenne de 88 mm correspondant à une antenne dipôle dimensionnée à 1,7 GHz.

D'après les résultats du jeu de courbes, il faut que le substrat ait une permittivité de 7,4 avec une épaisseur de 10 mm pour atteindre un $C_f = 2$. De manière générale, les antennes utilisent des substrats dont la permittivité relative maximale est de 10. Au-delà, il est considéré que la permittivité est trop importante et les coûts vont devenir très importants. De plus le poids de ce système va également être plus contraignant sachant que les antennes multibandes peuvent déjà peser plus de 30 kg.

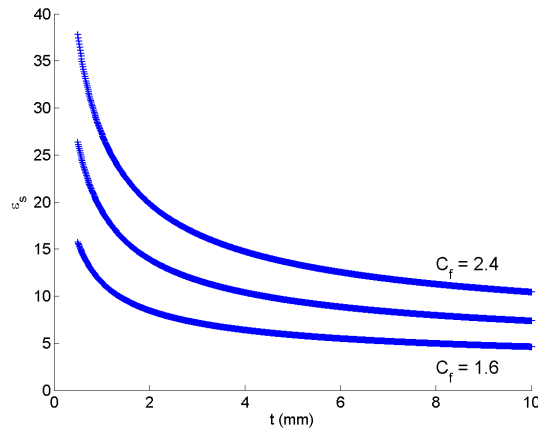


FIGURE 3.4 : Evolution de la permittivité relative du matériau ϵ_s en fonction de son épaisseur pour différents Facteur de Compression C_f

1.3 Modélisation d'une antenne gravée sur un substrat et entourée d'un superstrat

La partie précédente a permis de mettre en place une théorie utilisable dans le cas où un seul substrat est utilisé. Cependant, plusieurs inconvénients apparaissent pour cette solution :

- Le coût du matériau. Plus la permittivité est importante plus le prix sera élevé. Ceci est en contradiction avec un but de réduction ou de maîtrise des coûts.
- Les tolérances de fabrication seront proportionnelles à la permittivité choisie et le moindre écart apportera des modifications importantes sur les performances radioélectriques.
- Les tolérances limitées des matériaux elles-mêmes puisque l'impact sur ces performances peut ne pas être négligeable.

Pour pallier à une partie de ces inconvénients, une solution est de ne pas graver ou imprimer l'antenne directement sur le diélectrique à permittivité élevée. On peut imprimer l'antenne sur un substrat classique (type Epoxy) avec des procédés connus et bas coût avant de lui superposer le diélectrique à permittivité élevée. La fabrication devient plus simple mais la structure devient hétérogène.

La figure 3.5.a présente la configuration étudiée. L'antenne est imprimée sur un substrat de permittivité ϵ_s et d'épaisseur t , le tout placé entre deux couches de diélectrique de permittivité ϵ_r et d'épaisseur $b/2$ par couche. La configuration antennaire est entièrement entourée d'air.

L'équation 3.8 présente l'évolution à apporter à l'équation 3.4 permettant de prendre en compte l'impact du substrat. La permittivité initiale correspond à ϵ_{eff0} et la permittivité finale est $\epsilon_{eff\infty}$.

Les deux valeurs ϵ_{eff0} et $\epsilon_{eff\infty}$ sont estimées en considérant l'antenne imprimée sur un substrat entourée d'air pour la valeur initiale par la figure 3.5.b et par la formule 3.6 et l'antenne plongée dans le superstrat d'épaisseur infinie pour la valeur finale par la figure 3.5.c et par la formule 3.7.

$$\epsilon_{eff0} = 1 + \frac{\epsilon_s - 1}{\sqrt{1 + \frac{\alpha * H}{t}}} \quad (3.6)$$

$$\epsilon_{eff\infty} = \epsilon_r + \frac{\epsilon_s - \epsilon_r}{\sqrt{1 + \frac{\alpha * H}{t}}} \quad (3.7)$$

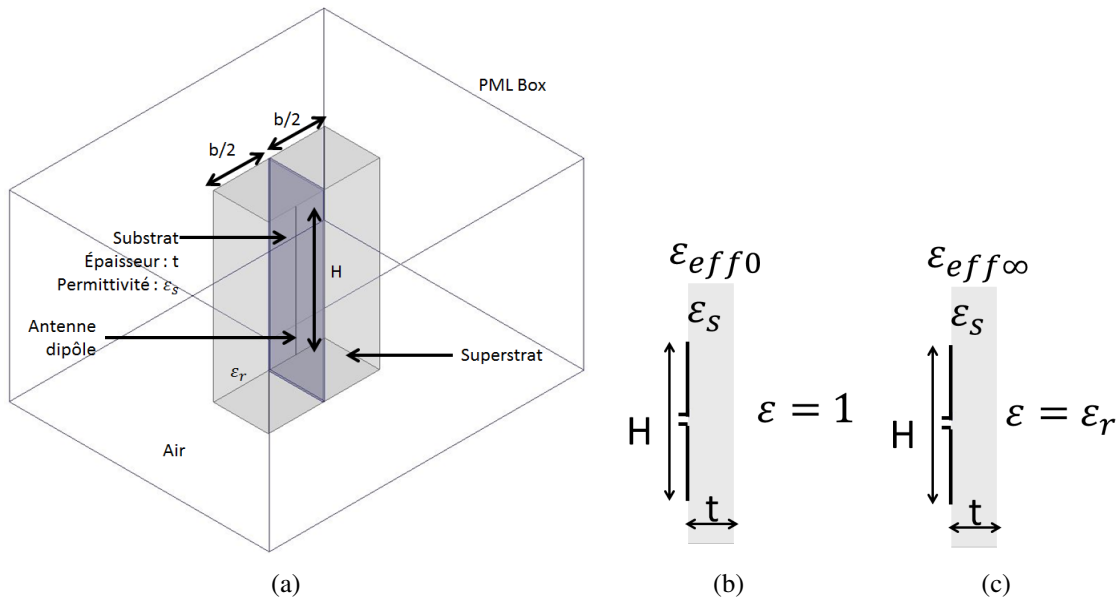


FIGURE 3.5 : Schéma de l'antenne de longueur H gravée sur un substrat et encapsulée dans un diélectrique d'épaisseur b et de permittivité relative ϵ_r (a), schémas des configurations initiale (b) et finale (c)

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_{eff0} + \frac{\epsilon_{eff\infty} - \epsilon_{eff0}}{\sqrt{1 + \frac{\alpha H}{b}}} \quad (3.8)$$

ϵ_{eff0} vaut 1,38 et $\epsilon_{eff\infty}$ vaut 7 en considérant $\epsilon_s = 2,55$ et $t = 0,635$ mm.

La comparaison du modèle et de la simulation est présentée par la figure 3.6. Il est possible de constater que la corrélation entre les deux courbes est très bonne.

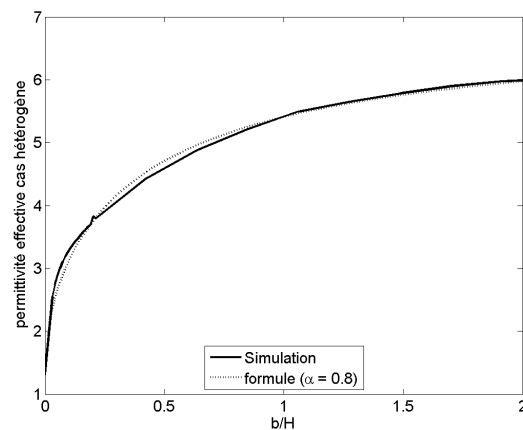


FIGURE 3.6 : Evolution de la permittivité effective exprimée en fonction de l'épaisseur du matériau

Grâce aux formules précédentes, la permittivité relative ϵ_r et l'épaisseur $b/2$ sont déterminées par 3.9 en fonction du facteur de compression désiré C_f et du substrat de permittivité relative ϵ_s

et de son épaisseur t .

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_{eff0} + (C_f^2 - \epsilon_{eff0})\sqrt{1 + \frac{\alpha H}{b}} - \frac{\epsilon_s}{\sqrt{1 + \frac{\alpha H}{t}}}}{1 - \sqrt{1 + \frac{\alpha H}{t}}} \quad (3.9)$$

Le choix du superstrat est présenté par la figure 3.7. En effet, pour un C_f de 2, un superstrat d'environ $\epsilon_r = 10$ avec une épaisseur de 5.1 mm est envisageable puisque ceci correspond à un standard de certains fabricants. Si un facteur de compression supérieur est requis, pour une même épaisseur il faut utiliser un diélectrique avec une permittivité supérieure. Le tableau indique plusieurs valeurs standards qu'il est possible de trouver chez les fabricants. Trois épaisseurs standards de 5.08, 10.8 et 12.8 mm sont identifiées (le tableau indique l'épaisseur cumulée des deux couches de diélectrique). Trois valeurs de permittivité sont retenues : 4.5, 6 et 9.

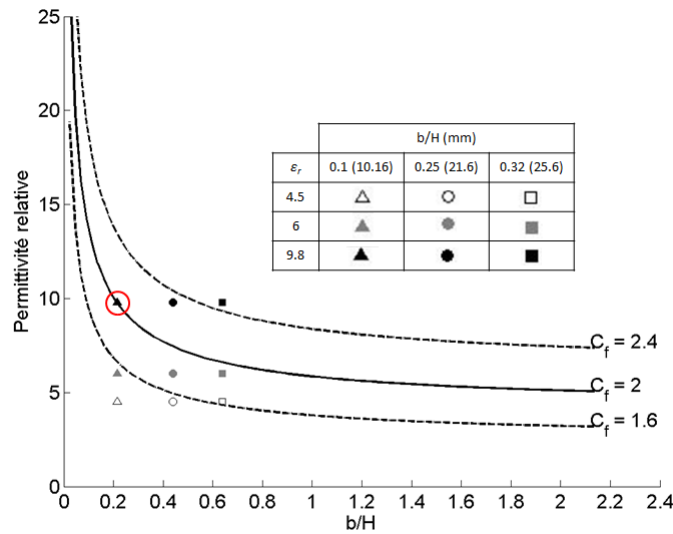


FIGURE 3.7 : Evolution de la permittivité relative du superstrat exprimée en fonction de l'épaisseur d'une des deux tranches du superstrat normalisée par rapport à la longueur du dipôle compact et en fonction du facteur de compression C_f pour l'alimentation microruban

La mise en place de la théorie permet désormais de connaître les caractéristiques du substrat et du superstrat à utiliser en fonction du facteur de compression.

1.4 Choix de la configuration de l'antenne en fonction du Facteur de compression C_f

Il est donc possible de concevoir l'antenne compacte de deux façons :

- En gravant l'antenne sur un diélectrique de très forte permittivité et de très forte épaisseur afin d'atteindre un C_f de deux. Un cas où une permittivité relative de 10 est obtenue correspond à une épaisseur de substrat de 8 mm.
- Soit en gravant l'antenne sur un substrat de permittivité plus faible et en l'encapsulant dans un diélectrique de plus forte permittivité et d'épaisseur plus importante.

Le tableau 3.1 résume les configurations vues dans la sous-section précédente et la modélisation associée. La configuration homogène est intéressante si le Facteur de Compression C_f reste faible. Une valeur plus importante engendrera un épaissement du diélectrique et/ou de la permittivité relative. Le coût de ce matériau va alors automatiquement augmenter. Afin d'obtenir un

Facteur de Compression C_f de deux, un substrat avec une permittivité ϵ_r de 15 et une épaisseur t de 2 mm peut convenir. Une autre configuration peut être obtenue pour une permittivité de 10 et une épaisseur de 8 mm. L'inconvénient sera aussi l'utilisation de connecteurs appropriés pour des épaisseurs de plus en plus importantes. Le coût de tels connecteurs est plus important et impose des contraintes de réalisation supplémentaires par rapport au matériel disponible.

Pour des questions de coûts, de facilités de réalisation et de maîtrise de l'adaptation, l'étude s'est portée sur la configuration hétérogène puisqu'il est possible de réaliser les gravures sur le substrat au sein du laboratoire.

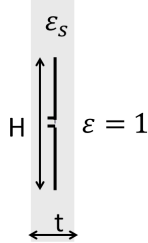
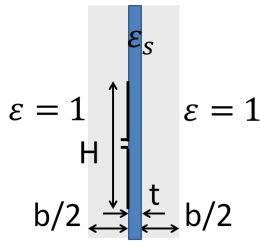
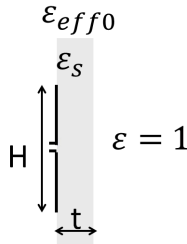
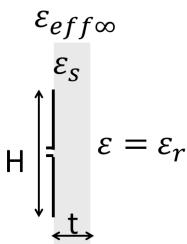
Configurations	Schéma	Formule
Homogène		$\epsilon_{eff} = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{\sqrt{1 + \frac{\alpha H}{t}}}$
hétérogène complète		$\epsilon_{eff} = \epsilon_{eff0} + \frac{\epsilon_{eff\infty} - \epsilon_{eff0}}{\sqrt{1 + \frac{\alpha H}{b}}}$
hétérogène initiale		$\epsilon_{eff0} = 1 + \frac{\epsilon_s - 1}{\sqrt{1 + \frac{\alpha H}{t}}}$
hétérogène finale		$\epsilon_{eff\infty} = \epsilon_r + \frac{\epsilon_s - \epsilon_r}{\sqrt{1 + \frac{\alpha H}{t}}}$

TABLE 3.1 : Résumé des configurations et formules permettant de calculer la permittivité effective du milieu

2 Antenne dipôle compacte microruban en monopolarisation

Pour respecter le cahier des charges un plan de masse sera nécessaire. Il faut donc que l'antenne en soit écartée pour la réalisation comme présenté dans le chapitre 2. Une antenne dipôle est

alimentée en symétrique. Il est alors nécessaire d'adapter les signaux entre le côté du connecteur et le côté du dipôle.

Dans le cas d'une alimentation microruban, il est possible d'utiliser un balun pour répondre à ce besoin. L'avantage d'un balun est la résolution de problèmes tels qu'une dissymétrie des courants entre une ligne symétrique et un ligne non symétrique [84, 85]. Cependant, la perturbation peut engendrer une dégradation du diagramme de rayonnement [86]. Cela signifie qu'une compensation lors de la conception doit être prévue pour diminuer cet impact et complique ainsi la mise au point de l'antenne.

Dans un premier temps, afin de valider le principe de l'antenne compacte, une seule polarisation est étudiée. L'antenne sera analysée avec un alimentation microruban d'abord, puis avec une technologie triplaqué afin d'améliorer les performances radio-électriques.

Les spécifications ont été présentées dans le chapitre précédent. Les principales d'entre elles pour l'antenne en monopolarisation sont les suivantes :

- La bande passante de l'antenne est comprise entre [1,7-2,7] GHz.
- Le gain doit être de 8 dBi.
- L'ouverture dans le plan horizontal doit être de 65°.

2.1 Conception et performances de l'antenne dipôle

La structure de l'antenne choisie est donc celle d'un dipôle classique. Ce choix est justifié par la possibilité de réaliser les éléments rayonnants au sein du laboratoire. Le substrat choisi est un Arlon Diclad 527 de permittivité $\epsilon_s = 2,55$ et d'épaisseur 0.787 mm. La figure 3.8 présente l'architecture de l'antenne.

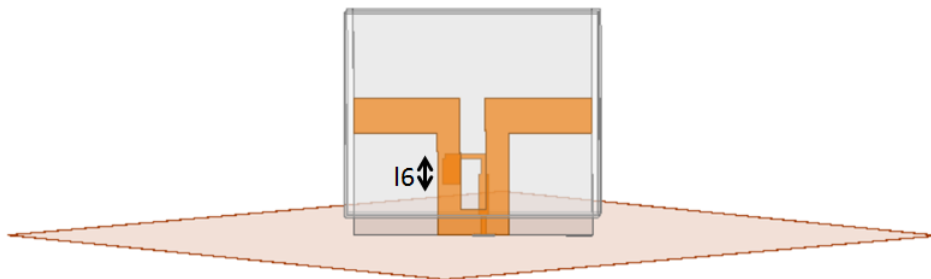


FIGURE 3.8 : Antenne dipôle compacte en monopolarisation

Le balun est placé d'un côté du substrat et le dipôle est placé de l'autre côté. Le superstrat est un Rogers TMM10i de permittivité $\epsilon_r = 9.8$. L'épaisseur est de 5 mm par tranche. Les dimensions du superstrat sont de 54x40 mm². L'épaisseur totale de l'empilement des diélectriques est donc de 10.787 mm. Le plan de masse mesure 12 cm de côté et 35 μm d'épaisseur. Le dipôle mesure 47 mm de long, obtenu par optimisation en simulation. Les dimensions du balun sont optimisées par simulation pour couvrir la bande [1,7-2,7] GHz. Tout le cuivre a une épaisseur de 35 μm . Le milieu considéré au-delà des substrats et du cuivre est entièrement constitué d'air.

Afin de prévoir l'installation d'un connecteur, les superstrats sont décalés verticalement de l'excitation de 4 mm qui est prévue par un port d'accès dans le plan de masse via un connecteur SMA.

Une étude paramétrique sur l'extrémité du balun permet d'obtenir un niveau d'adaptation suffisant sur toute la largeur de la bande. La figure 3.9 montre que la longueur de l'extrémité du balun permet de déplacer une résonance. La largeur de l'extrémité permet d'ajuster légèrement le niveau.

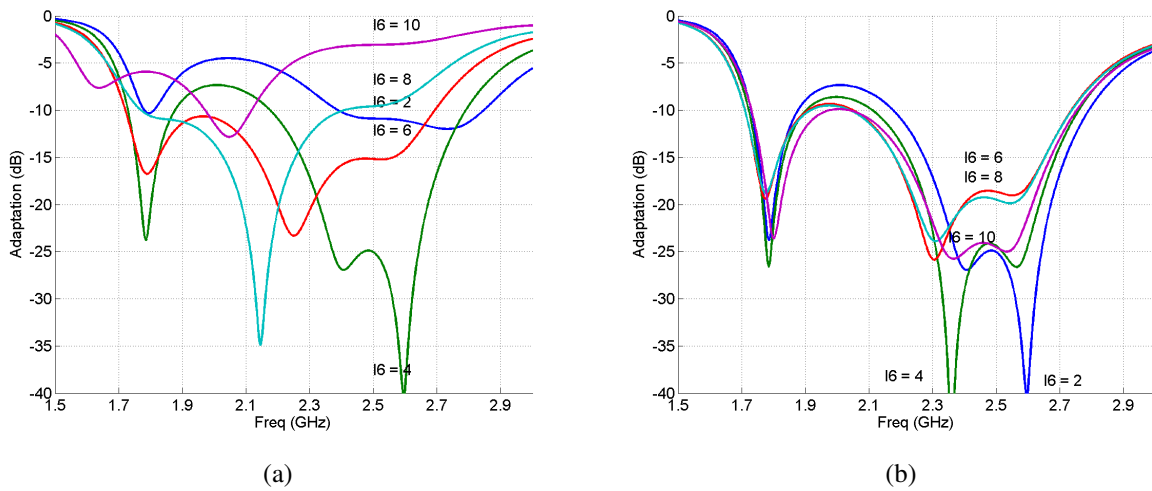


FIGURE 3.9 : Etude paramétrique sur l'extrémité résonante du balun l_6 3.8

Le cas optimal obtenu en simulation de l'adaptation de l'antenne est fourni par la figure 3.10. Le niveau dans la bande [1,7-2,7] GHz est correct puisqu'il est situé sous les -10 dB.

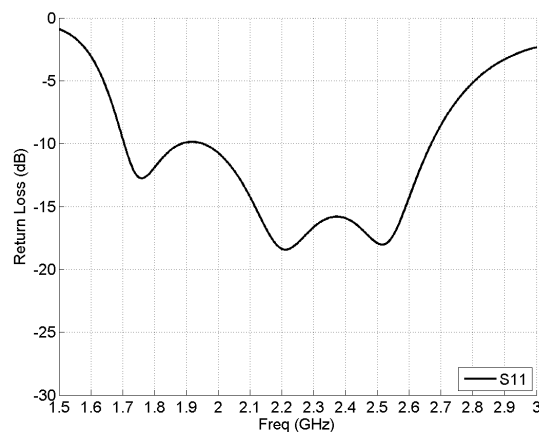


FIGURE 3.10 : Simulation de l'adaptation de l'antenne dipôle compacte en monopolarisation

Les gains et ouverture dans le plan horizontal sont présentés par la figure 3.11. Le gain est de 7 dBi en bande basse mais décroît rapidement en bande haute vers 1 dBi. Le niveau de la polarisation croisée est excellent puisqu'il est inférieur à -25 dB. L'ouverture est plus importante que prévue par manque de gain même en bande basse.

Il est donc primordial d'améliorer le gain de l'antenne sur toute la bande et surtout en bande haute. Mais tout d'abord, afin de diminuer l'impact du balun sur les performances en adaptation suite à la difficulté à obtenir un bon niveau d'adaptation sur les différentes maquettes réalisées, une fente est ajoutée dans le superstrat pour dégager l'alimentation. L'avantage de cette structure est une variation beaucoup moins importante de la longueur électrique effective et donc un relâchement des contraintes de réalisation et d'optimisation. La figure 3.12 présente la modification apportée au superstrat.

L'adaptation de l'antenne est présentée par la figure 3.13.a. Le niveau d'adaptation obtenu n'est pas optimal mais est suffisant pour poursuivre l'étude ($RL < -7$ dB en bande haute). Le niveau maximum de gain est obtenu pour les fréquences basses. Pour les fréquences hautes, le gain diminue entre 2 et 4 dBi. Les performances sont donc similaires avec la fente.

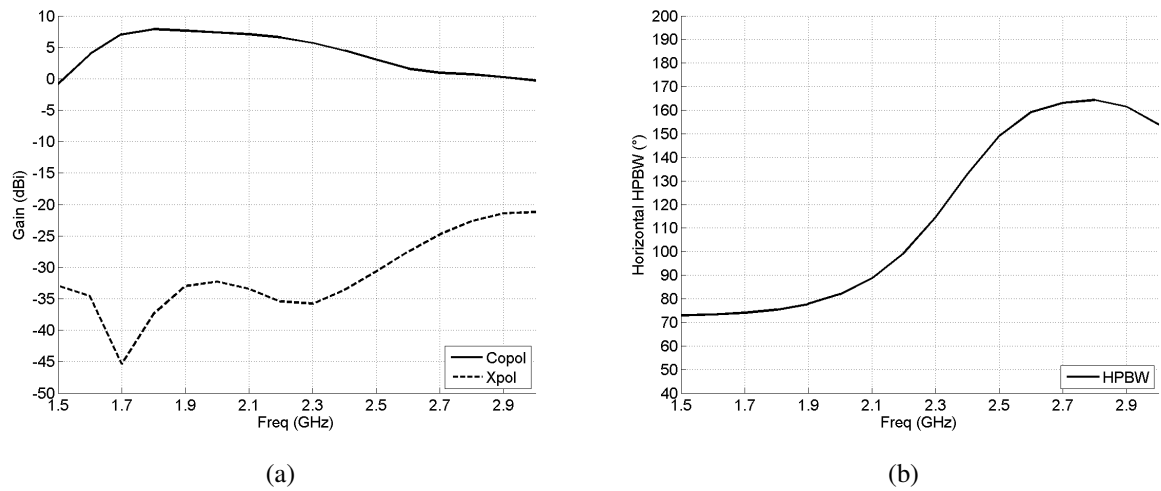


FIGURE 3.11 : Gains simulés en copolarisation, polarisation croisée (a) et ouverture dans le plan horizontal (b) de l'antenne dipôle compacte en monopolarisation

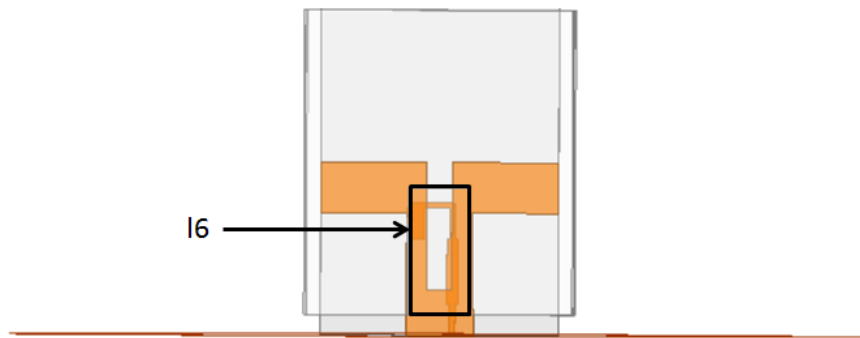


FIGURE 3.12 : Antenne dipôle compacte en monopolarisation incluant un dégagement autour du balun et de la fente du dipôle

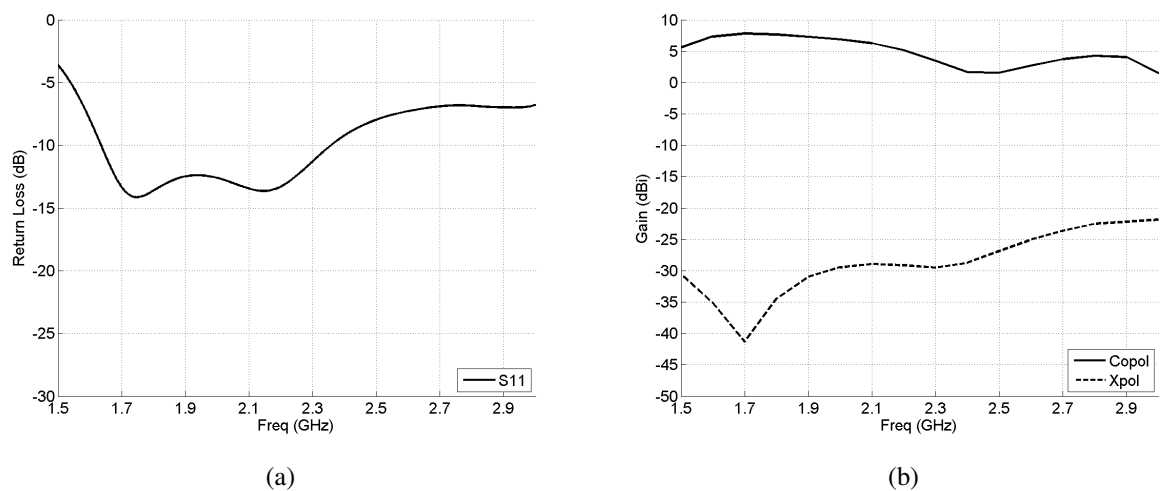


FIGURE 3.13 : Adaptation (a) et Gain (b) en simulation de l'antenne dipôle en monopolarisation avec dégagement dans le superstrat

2.2 Ajout d'un directeur sur l'antenne dipôle compacte

Cette antenne compacte ne permet pas de répondre à toutes les spécifications notamment en terme de gain même si les résultats commencent à répondre aux besoins des opérateurs. Il faut donc l'améliorer. Pour cela il est possible de conserver l'architecture de l'antenne et de la compléter par une structure d'antenne Yagi. Cette antenne a été proposée dans un brevet par Uda dans un premier temps en 1926 [87]. Plusieurs structures antennaires ont été réalisées pour répondre à cette problématique. Le gain augmente en fonction du nombre de directeurs [51]. Le dimensionnement des antennes Yagi est abordé également dans l'ouvrage [82]. Le nombre d'éléments directeurs placés au-dessus du dipôle permet de déterminer le gain de l'antenne : plus celui-ci est important, plus le gain est important [88]. Un extrait de cette publication montre qu'une augmentation du gain de 3 dB est théoriquement possible par l'ajout d'un ou deux directeurs comme l'indique la figure 3.14. Jusqu'à cinq directeurs, le gain évolue de manière classique (gain doublé si nombre de directeurs doublé). Au-delà de cinq directeurs, l'augmentation du gain n'est plus de 3 dB mais plutôt de 2 dB puisque l'impact d'un directeur est d'autant plus faible qu'il y en a déjà d'autres.

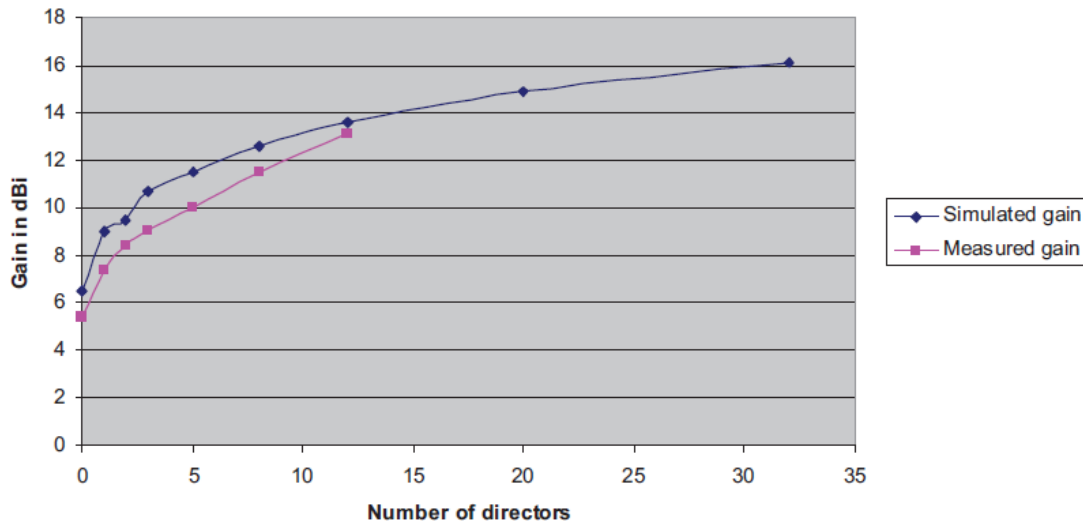


FIGURE 3.14 : Détermination du gain en fonction du nombre de directeurs sur une antenne Yagi [88]

Le dimensionnement d'une antenne Yagi est défini comme suit [89] :

- Le premier radiateur est l'élément le plus long. Il fait environ $\lambda/2$.
- Les éléments directeurs mesurent entre $0,4\lambda$ à $0,45\lambda$.
- La distance entre chaque directeur est de $0,3\lambda$.

L'ajout des éléments directeurs sur l'antenne compacte va obligatoirement augmenter le volume. Il est donc important de regarder ce critère sur l'antenne finale. L'étude des directeurs est faite en ajoutant élément par élément jusqu'à ce que les spécifications soient atteintes.

Un premier directeur est ajouté au dessus du dipôle. Il est dimensionné pour augmenter le gain dans la bande où il est le plus faible, c'est-à-dire dans la bande haute. La figure 3.15 montre la configuration de l'antenne dipôle avec un élément directeur. Dans l'optique où cette antenne peut être maquetée, le directeur est prévu pour être gravé sur le substrat en téflon de l'antenne.

Les dimensions du diélectrique sont conservées identiques. L'élément directeur est paramétré suivant trois cotes. La première concerne sa longueur $L_{directeur}$, la deuxième est sa distance par rapport à l'élément rayonnant (le dipôle) $h_{directeur}$ et la troisième, son épaisseur $epaisseur_{directeur}$.

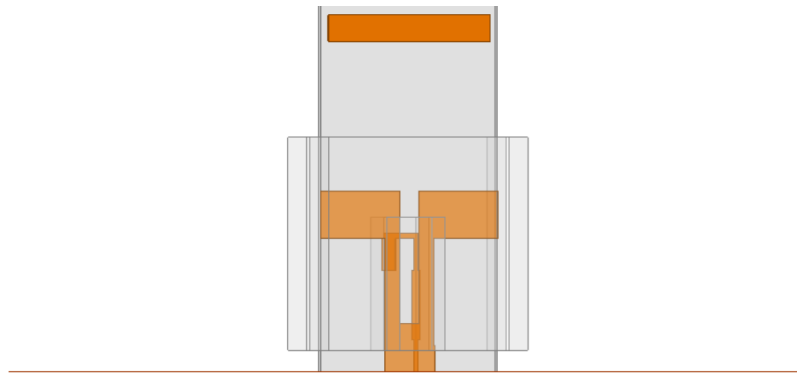


FIGURE 3.15 : Antenne dipôle monopolarisation avec un élément directeur

Une étude paramétrique est utilisée afin de déterminer les dimensions permettant une augmentation du gain sur la fin de bande autour de 2,7 GHz. Cette étude est faite sur la distance entre le dipôle et le directeur. Le tableau 3.2 résume les valeurs minimales et maximales.

	Valeur minimale	Valeur maximale	Valeur optimale
Distance (mm / λ)	26 / 0.24	36 / 0.33	32 / 0.29
Longueur (mm / λ)	35 / 0.33	47 / 0.43	41 / 0.37

TABLE 3.2 : Etude paramétrique de l'antenne dipôle en monopolarisation avec un élément directeur

La figure 3.16 montre les résultats obtenus par simulation.

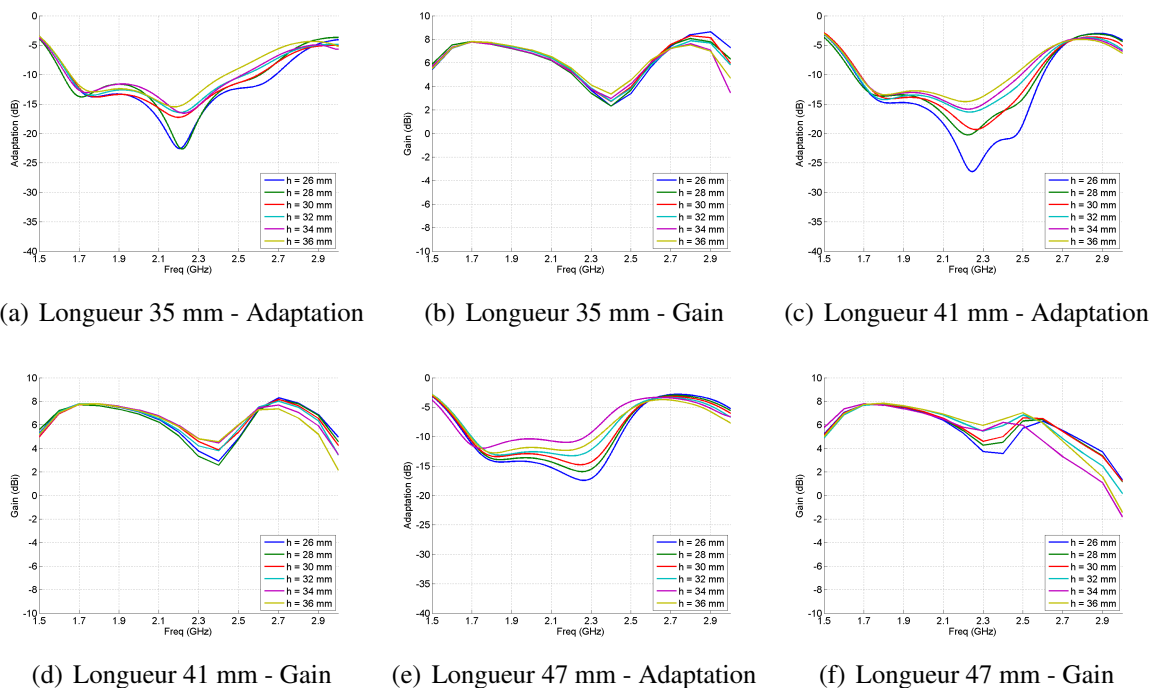


FIGURE 3.16 : Résultats de l'étude paramétrique sur l'élément directeur de l'antenne dipôle en monopolarisation pour des longueurs de 35 mm (a,b), 41 mm (c,d) et 47 mm (e,f) pour une épaisseur du directeur de 5 mm

Le directeur permet d'ajouter du gain sur la bande haute de l'antenne. Un dimensionnement à 35 mm ajoute ce pic autour de 2,9 GHz soit $0,35\lambda$. En augmentant la longueur du directeur il

est possible de le ramener autour de 2,7 GHz. Le gain atteint alors 8 dBi. Cependant la largeur de bande est un peu faible pour linéariser au maximum le gain dans la bande. Une chute d'environ 4 dB est à constater entre 2,3 et 2,5 GHz.

La meilleure configuration pour l'adaptation est celle où le directeur mesure 35 mm et placé à une distance de 26 mm alors que celle du gain est pour 41 mm de longueur et 26 mm de distance. Lorsque la longueur du dipôle est de 47 mm, soit $0,38\lambda$ à 2,4 GHz, le creux n'existe plus et un gain de 6 dBi est constaté jusqu'à 2,5 GHz. Cependant le gain à 2,7 GHz est autour de 4-5 dBi. Une augmentation du gain est donc nécessaire sur la partie de bande non couverte.

Les performances en adaptation, gain et ouverture dans le plan horizontal de cette antenne en simulation sont présentées par la figure 3.17. L'adaptation n'a pas changé par rapport à la configuration sans directeur. Le gain est cependant amélioré en haute fréquence et vaut plus de 5 dBi jusqu'à 2,6 GHz. Le niveau de polarisation croisée présente un niveau très bon et est situé sous les 24 dB. L'ouverture dans le plan horizontal est meilleure que dans le cas précédent mais ne répond toujours pas au besoin puisqu'elle est comprise entre 46° et 110° . La hauteur de l'antenne est de 67 mm.

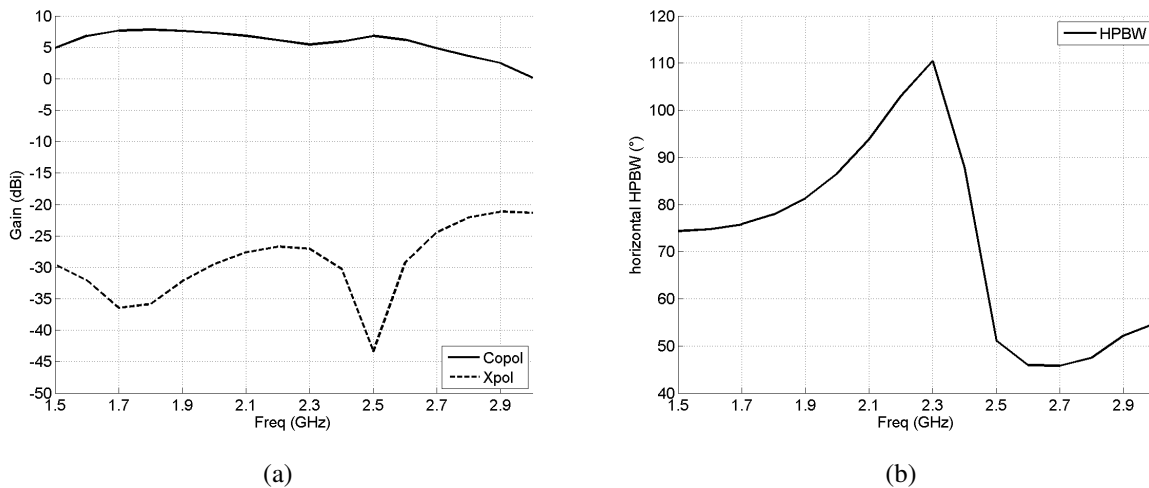


FIGURE 3.17 : Antenne dipôle monopolarisation avec un élément directeur

Les résultats montrent qu'un élément directeur n'est pas suffisant mais permet d'améliorer les résultats de l'antenne.

L'étape suivante est alors d'ajouter un second élément directeur au dessus du premier pour continuer à améliorer les performances sur la partie de bande non couverte.

2.3 Conception et performances de l'antenne avec deux directeurs

La figure 3.18 montre la configuration de la nouvelle antenne. La distance entre le plan de masse et l'extérieur du deuxième directeur est de 80 mm. Les dimensions de l'antenne dipôle et du balun restent inchangées.

Une étude paramétrique avec les deux éléments directeurs est nécessaire pour couvrir la partie de bande manquante. Cette étude est faite sur la distance entre les deux directeurs et entre le dipôle et le premier directeur. Le tableau 3.3 résume les valeurs minimales et maximales. La théorie de l'antenne Yagi est utilisée pour réaliser cette nouvelle étude. La variation de la longueur du directeur 2 est faite entre 33 et 36 mm. La variation de la distance est faite entre 26 et 36 mm.

Les résultats de l'étude paramétrique sont présentés sur la figure 3.19. La configuration où le directeur est placé à 33 mm du premier directeur soit $0,3\lambda$ à 2,7 GHz est présentée en trait plein

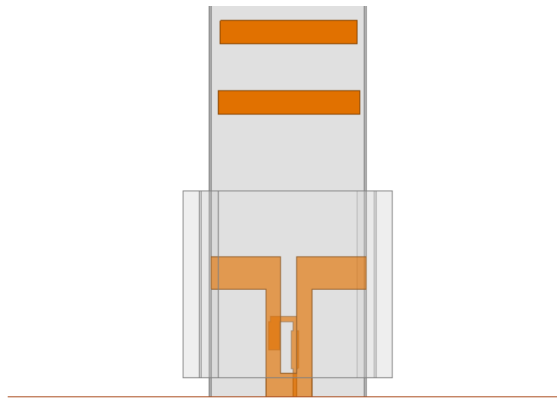


FIGURE 3.18 : Antenne dipôle monopolarisation avec deux éléments directeurs

	Valeur minimale	Valeur maximale	Valeur optimale
Distance dipôle-directeur 1 (mm/ λ)	26 / 0.24	36 / 0.33	32 / 0.29
Longueur directeur 1 (mm/ λ)	35 / 0.33	47 / 0.43	41 / 0.37
Distance directeur 1-directeur 2 (mm/ λ)	26 / 0.24	36 / 0.33	32 / 0.29
Longueur directeur 2 (mm/ λ)	35 / 0.33	47 / 0.43	41 / 0.37

TABLE 3.3 : Etude paramétrique de l'antenne dipôle en monopolarisation avec deux éléments directeurs

et en trait pointillé pour une distance de 36 mm. La variation de la position du maximum de gain dépend en partie de la longueur des directeurs. En dimensionnant correctement la longueur du directeur il est possible d'intégrer la résonance dans la bande utile de l'antenne. Sur les courbes de gain, un creux est toujours présent si la longueur du directeur est trop faible. L'ajout du deuxième directeur permet cependant d'élargir la bande et de stabiliser le gain.

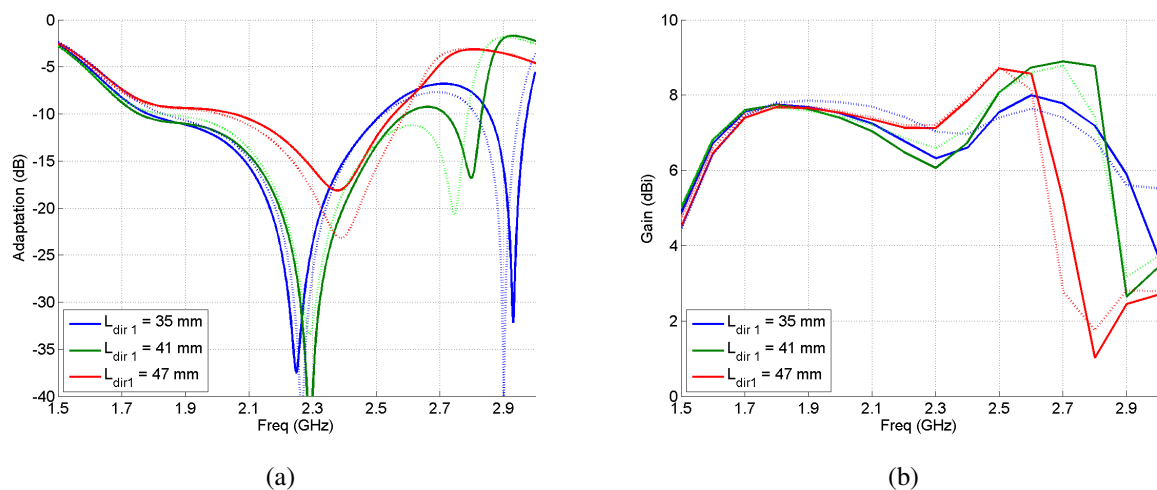


FIGURE 3.19 : Résultats de l'étude paramétrique de l'antenne dipôle monopolarisation avec deux éléments directeurs en adaptation (a) et en gain (b) pour une distance de directeur de 25.5 mm,

Le cas jugé optimal obtenu en simulation est présenté sur la figure 3.20. Ce cas est obtenu avec les valeurs optimales du tableau. Le gain est situé autour des 7 dBi sur toute la bande. Le niveau de polarisation croisée est très bon (situé sous les -25 dB). L'ouverture se rapproche du cahier des charges mais n'atteint pas encore la bonne valeur puisqu'elle atteint 90° pour 65° .

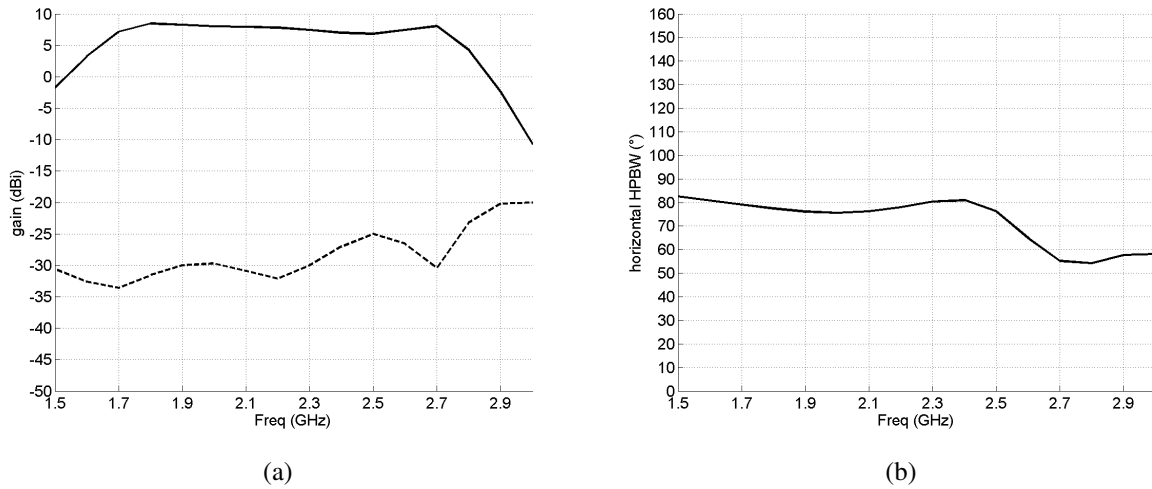


FIGURE 3.20 : Antenne dipôle monopolarisation avec deux éléments directeurs

Le gain est amélioré mais l'ouverture de l'antenne n'est pas encore suffisante mais quand même meilleure que la solution à un directeur.

2.4 Conception et performances de l'antenne avec trois directeurs

Un troisième directeur est ajouté. La figure 3.21 montre cette dernière configuration en simulation.

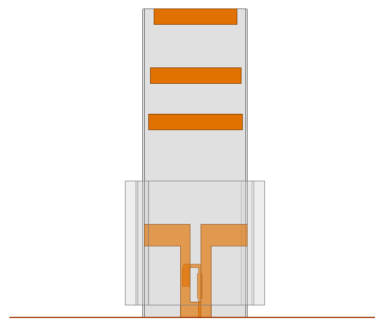


FIGURE 3.21 : Antenne dipôle monopolarisation avec trois éléments directeurs

L'évidement du superstrat est toujours présent et permet d'obtenir un bon niveau d'adaptation.

Une étude paramétrique est réalisée afin d'étudier les dimensions nécessaires à la stabilisation du gain dans la bande utile.

Le tableau 3.4 résume les conditions des variables étudiées.

	Valeur minimale	Valeur maximale	Valeur optimale
Distance dipôle-directeur 1 (mm/λ)	26 / 0.24	36 / 0.33	27,5 / 0.23
Longueur directeur 1 (mm/λ)	35 / 0.33	47 / 0.43	41.5 / 0.374
Distance directeur 1-directeur 2 (mm/λ)	26 / 0.24	36 / 0.33	14 / 0.18
Longueur directeur 2 (mm/λ)	35 / 0.33	47 / 0.43	41 / 0.37
Distance directeur 2-directeur 3 (mm/λ)	26 / 0.24	36 / 0.33	28 / 0.25
Longueur directeur 3 (mm/λ)	35 / 0.33	47 / 0.43	35 / 0.315

TABLE 3.4 : Etude paramétrique de l'antenne dipôle en monopolarisation avec trois éléments directeurs

La variation est effectuée suivant plusieurs paramètres : les longueurs des directeurs 1, 2 et 3 et les distances entre les directeurs et le dipôle. Les dimensions du dipôle, du balun et du superstrat sont conservées identiques.

Un résumé de l'étude paramétrique est présenté sur la figure 3.22. La variation est présentée sur l'ajout du troisième directeur. La figure 3.22.a indique le niveau d'adaptation obtenu sur la simulation. L'adaptation à -10 dB peut être obtenue en choisissant une bonne valeur de directeur cohérente par rapport aux valeurs des deux premiers. La figure 3.22.b montre les résultats du gain en copolarisation. Le troisième directeur ajoute un pôle dans la bande. Un bon dimensionnement permet de décaler l'effet dans la bande et de linéariser la courbe de gain au maximum. La figure 3.22.c montre le niveau de la polarisation croisée. Le niveau de polarisation orthogonale reste sous les -20 dB. L'ouverture horizontale, figure 3.22.d présente une courbe décroissante intéressante dans l'allure et dans les valeurs car il est possible d'obtenir 65° à 2,7 GHz.

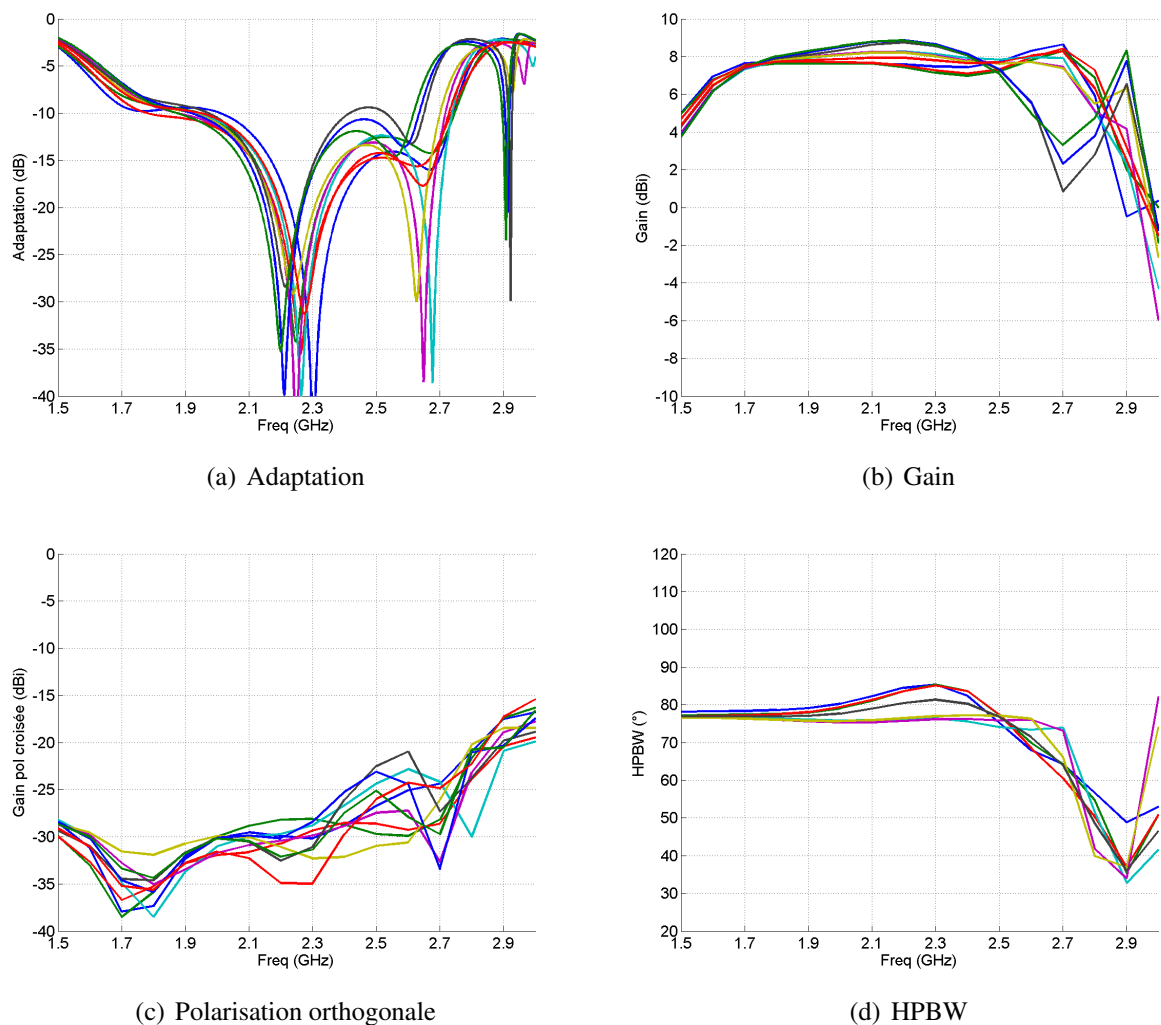


FIGURE 3.22 : Antenne dipôle en monopolarisation avec trois directeurs, directeur un à 33 mm et directeur deux à 36 mm, variation des longueurs des trois directeurs et de la longueur du troisième directeur

La figure 3.23 montre la maquette réalisée au sein du laboratoire. Elle a été mesurée dans la chambre anéchoïde de l'IETR Nantes.

La comparaison entre la simulation et la mesure dans ce dernier cas est faite par l'intermédiaire de la figure 3.24. La bande passante de l'antenne est respectée. Un écart est toutefois à noter sur le niveau de polarisation croisée mais reste respectable. Cette différence a pu être introduite par un léger décalage des polarisations des antennes lors de la mesure. Le gain dans la bande est

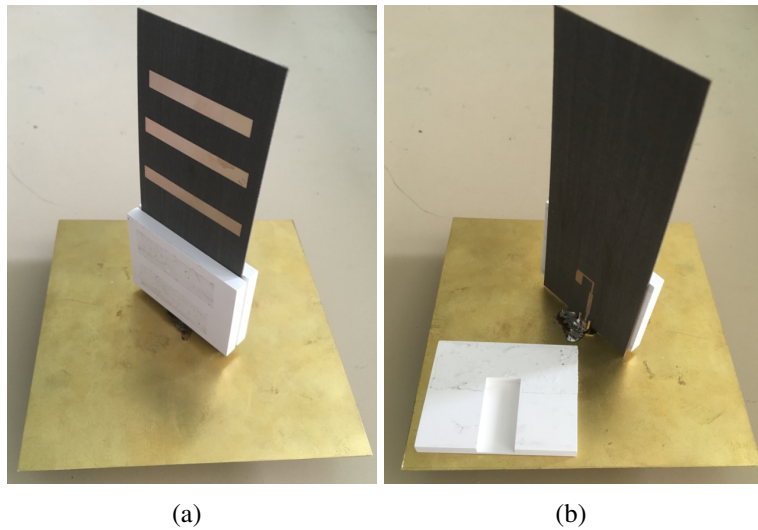


FIGURE 3.23 : Antenne dipôle monopolarisation avec trois éléments directeurs en réalisation

conforme au besoin des opérateurs. L'ouverture est encore supérieure au cahier des charges mais peut être améliorée par un plan de masse légèrement plus grand.

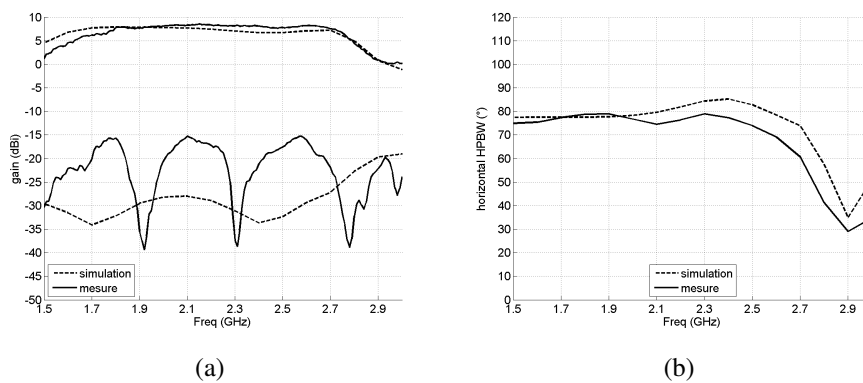


FIGURE 3.24 : Performances de l'antenne dipôle en monopolarisation en gain (a) et en ouverture dans le plan horizontal (b)

Les diagrammes de rayonnement en gain normalisé sont présentés par la figure 3.25.

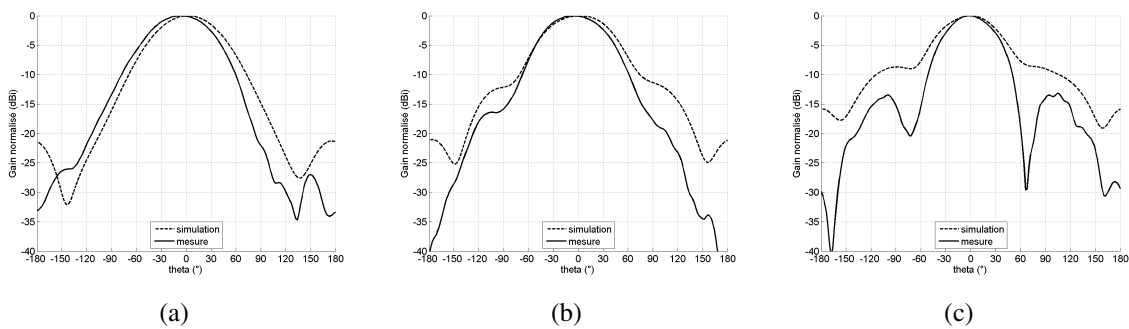


FIGURE 3.25 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne dipôle en monopolarisation à 1,7 GHz (a), 2,2 GHz (b) et 2,7 GHz (c)

Un décalage entre la simulation et la mesure est à noter à partir de 2,2 GHz pouvant être dû à un mauvais réglage du centre de phase de l'antenne sur le mât puisque l'impact apparait pour un

balayage angulaire supérieur à 120° . La différence du rapport Avant-Arrière est expliquée par la configuration de mesure. En effet, l'antenne est placée au bord du mât couvert d'absorbants.

Bilan : Les simulations et mesures de l'antenne en monopolarisation montrent qu'un dipôle compact complété par des éléments directeurs permet d'obtenir les spécifications en termes de gains en copolarisation et d'adaptation dans la bande pour une utilisation en antennes de station de base. La hauteur de l'antenne est de 10 cm. Ce volume reste encore envisageable mais ne doit plus être revu à la hausse. Les antennes industrialisées présentent en général des volumes plus compacts pour ces fréquences.

Cependant, cela n'est pas encore suffisant puisque seulement une seule polarisation a été mise au point. Il convient alors d'ajouter la seconde polarisation en simulation et en mesure pour finaliser l'étude de cette antenne.

3 Antenne dipôle compacte microruban en double polarisation

La mise en double polarisation est faite en croisant les deux antennes par les fentes situées entre les bras des dipôles. La longueur des deux alimentations est différente pour pouvoir réaliser l'antenne et empêcher un contact électrique direct. Les dipôles se croisent par leur centre et sont reliés au niveau du plan de masse. Le dipôle ajouté pour la seconde polarisation est identique au premier. La figure 3.26 présente les deux polarisations séparées. Il est possible de distinguer la fente permettant de croiser les deux antennes. Sur la figure 3.26.a, la fente est présente entre l'entrée et le haut du balun. Sur la figure 3.26.(b) elle est située au-dessus du balun.

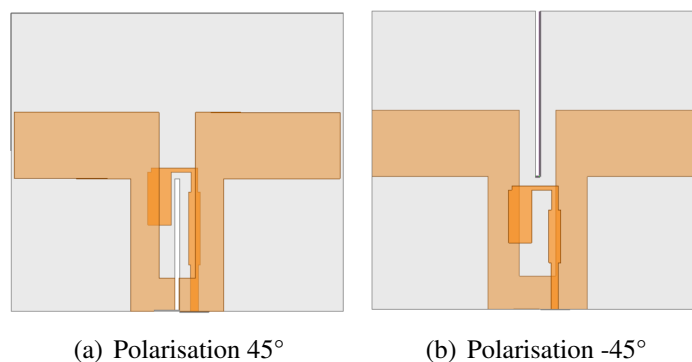


FIGURE 3.26 : Décomposition des deux polarisations de l'antenne dipôle avec alimentation microruban

3.1 Performances de l'antenne compacte à deux polarisations

Afin de simplifier l'étude de l'antenne en double polarisation, les éléments directeurs sont dans un premier temps retirés. Ils seront à nouveau ajoutés une fois l'étude du dipôle compact en double polarisation effectuée si besoin. Une fente est toujours présente autour du balun. Le plan de masse a été agrandi à 15 cm au lieu de 12 cm pour l'antenne en monopolarisation afin de contribuer à une amélioration du gain. La figure 3.27 montre le résultat du design réalisé sur HFSS.

Les performances radio-électriques de l'antenne sont présentées en simulation par la figure 3.28. L'adaptation de l'antenne sur les deux accès est bonne (inférieure à -10 dB) sur toute la bande sauf un léger décalage en bas de bande (-8,5 dB). L'isolation entre les deux accès est supérieure à 20 dB. Le gain dans la bande est inférieur à ce qui est demandé avec un gain d'environ 7 dBi en début de bande et 5 dBi en fin de bande. Le niveau de polarisation croisée est inférieur à -10 dB

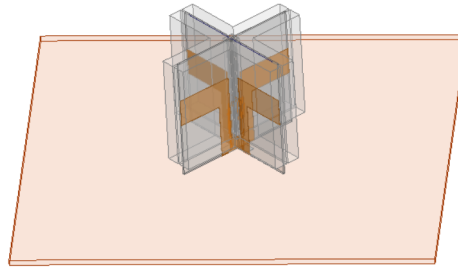


FIGURE 3.27 : Schéma de l'antenne dipôle en double polarisation avec alimentation microruban

sur toute la bande. Ce niveau est un peu juste puisqu'un niveau de -15 dB est en général obtenu. L'ouverture dans le plan horizontal n'est pas suffisamment contrôlée puisqu'elle varie entre 70° et 160° lorsque la fréquence augmente. Ceci est dû au manque de gain en fin de bande.

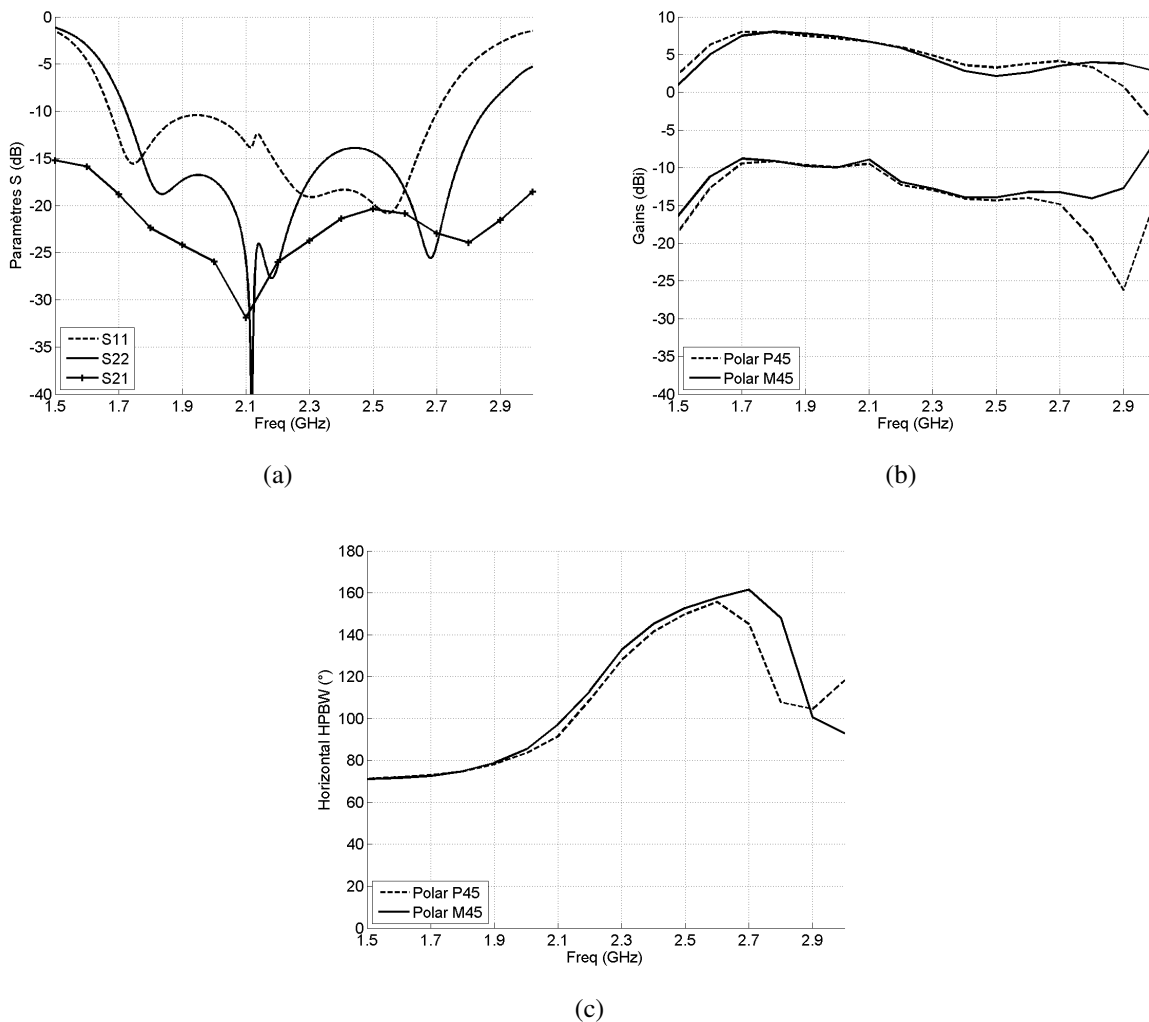


FIGURE 3.28 : Schéma de l'antenne dipôle en double polarisation

3.2 Conception et performances de l'antenne avec un directeur

Comme pour la configuration monopolarisation, il convient d'ajouter un directeur pour améliorer le gain de l'antenne comme le présente la figure 3.29. Il est placé pour fonctionner en milieu de

bande. Les dimensions du superstrat sont conservées par rapport à l'antenne dipôle en monopolarisation. Les dimensions du directeur sont optimisées en simulation pour permettre d'améliorer et stabiliser le gain en fin de bande et ainsi diminuer l'ouverture dans le plan horizontal.

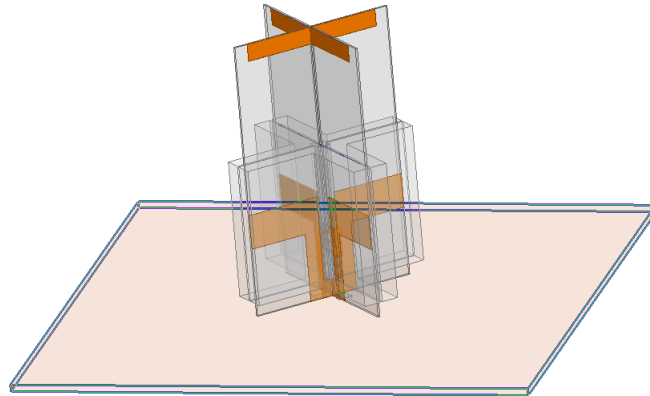


FIGURE 3.29 : Schéma de l'antenne dipôle avec un directeur en double polarisation

Les performances radio-électriques sont mises en avant par la figure 3.30.

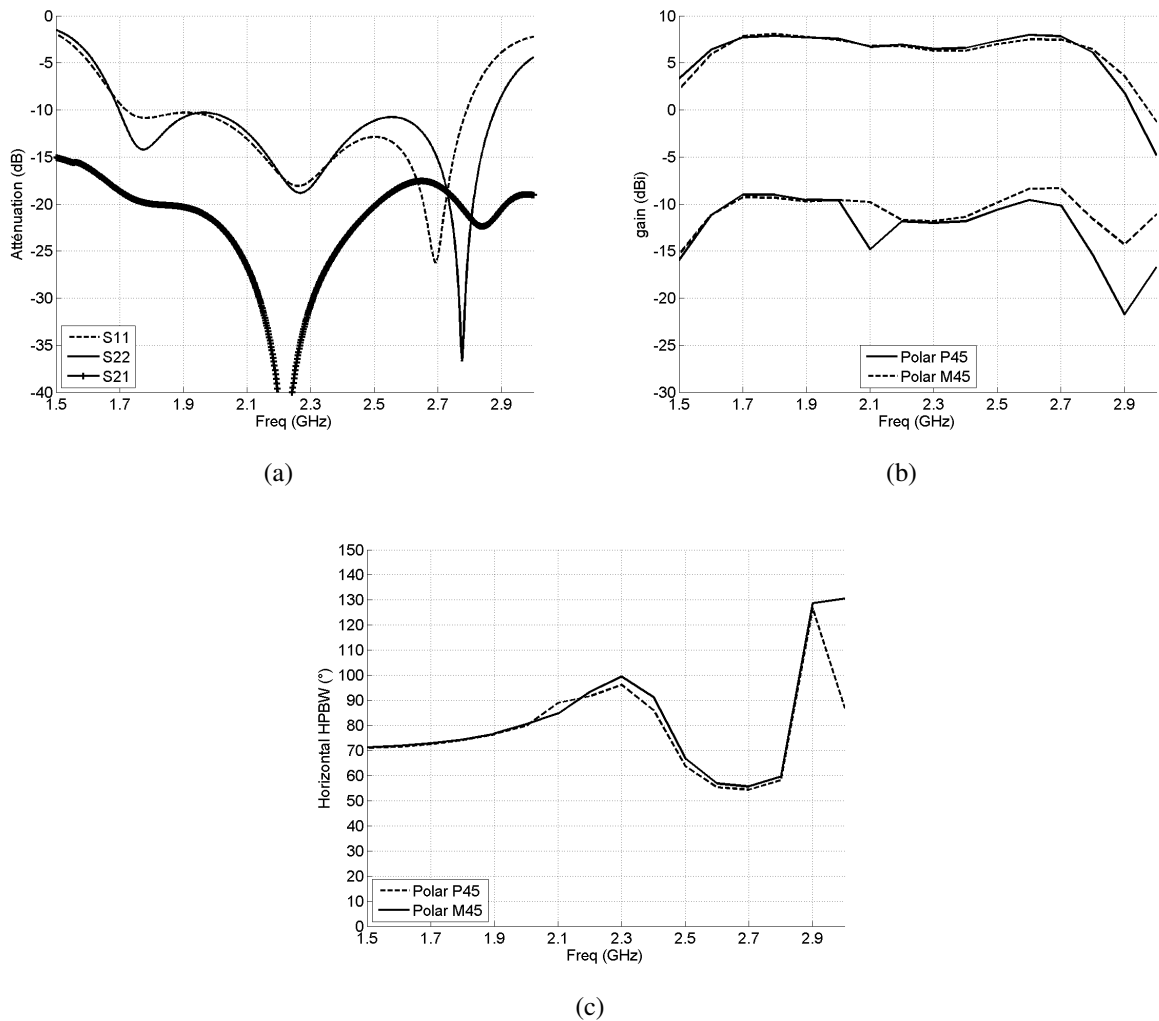


FIGURE 3.30 : Performances de l'antenne dipôle en double polarisation avec un directeur en paramètres S (a), en gain (b) et en ouverture dans le plan horizontal (c)

L'adaptation de l'antenne est bonne sur toute la bande. Le décalage dans les résonances s'explique par des dimensions différentes des baluns. L'isolation est correcte mais insuffisante pour une antenne de station de base (17 dB). Le gain dans la bande est supérieur à 7 dBi. L'ouverture associée monte à 90°. En fin de bande, l'ouverture atteint cependant une valeur respectable d'environ 55°.

Bilan de l'antenne microruban en double polarisation : les performances obtenues montrent qu'il est possible d'obtenir une antenne compacte immergée dans un diélectrique avec de bonnes performances en adaptation et en rayonnement. Un gain d'environ 8 dBi est obtenu sur la bande [1,7-2,7] GHz sur l'antenne en monopolarisation avec les trois directeurs en simulation et en mesure. L'inconvénient principal réside dans les dimensions importantes (10 cm de hauteur). La double polarisation dans le cas de l'alimentation microruban montre un manque d'isolation entre les deux polarisations et un niveau de polarisation croisée légèrement insuffisant. Ces performances ne sont pas jugées suffisantes pour être utilisées en tant qu'élément rayonnant d'antenne de station de base. Le volume de l'antenne est également étudié afin d'être plus proche des antennes traditionnelles (environ 5 cm).

4 Antenne dipôle compacte avec alimentation stripline

L'antenne dipôle en monopolarisation et en double polarisation avec une alimentation microruban a montré qu'il était possible d'obtenir une antenne compacte avec des performances correctes rendant envisageable son utilisation dans les stations de base. Cependant des améliorations sont nécessaires. Cette partie s'attache à présenter une amélioration de l'antenne dipôle compacte vu précédemment pour essayer de tenir l'ensemble des spécifications demandées.

L'état de l'art du chapitre 2 a montré qu'il était possible d'améliorer l'isolation en changeant l'alimentation microruban par une alimentation triplaque (ou stripline). Un meilleur confinement du champ électrique permet donc de mieux découpler les deux voies d'accès de l'antenne en double polarisation. L'amélioration des performances ne sera donc pas visible dans le cas de l'antenne en monopolarisation.

Le substrat utilisé pour la réalisation de l'antenne en alimentation stripline est le même que pour l'antenne en alimentation microruban. Cela signifie qu'une alimentation stripline possèdera une épaisseur de substrat double par rapport à l'antenne en alimentation microruban. Il convient alors de recalculer les valeurs de ϵ_{eff0} et $\epsilon_{eff\infty}$ en considérant dans un premier temps que le second dipôle a les mêmes dimensions que le premier. La figure 3.31 rappelle les cas initial et final permettant d'estimer les valeurs avec une configuration stripline.

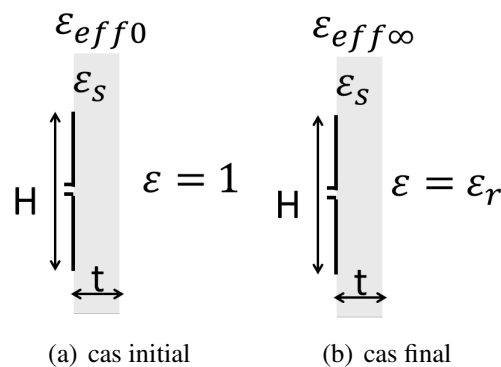


FIGURE 3.31 : Rappel des configurations initiale et finale pour l'alimentation stripline

En envisageant cette solution, l'aspect théorique doit être retravaillé puisque l'épaisseur du substrat a doublé. En considérant la formule 3.9, une épaisseur un peu plus importante du substrat

entraîne une légère augmentation de la valeur initiale ϵ_{eff0} .

En se référant au schéma et en utilisant la formule 3.6, ϵ_{eff0} peut être recalculé en se basant sur une épaisseur de 0,787 mm

$$\epsilon_{eff0} = 1 + \frac{\epsilon_s - 1}{\sqrt{1 + \frac{\alpha H}{t}}} = 1,4$$

La permittivité effective initiale est plus importante que dans le cas dans l'antenne microruban ($\epsilon_{eff0} = 1,2$).

Il est facilement compréhensible que dans cette configuration, l'épaisseur du substrat étant plus importante, la permittivité effective sera également plus importante. En se référant au schéma de la figure 3.31 et en utilisant la formule 3.7 avec la même épaisseur,

$$\epsilon_{eff\infty} = \epsilon_r + \frac{\epsilon_s - \epsilon_r}{\sqrt{1 + \frac{\alpha H}{t}}} = 8,3$$

La permittivité effective finale est plus faible que dans le cas de l'antenne microruban ($\epsilon_{eff\infty} = 8,8$).

Dans ce cas, la nouvelle valeur sera plus faible puisque plus de substrat est présent ($\epsilon_s < \epsilon_r$). Les caractéristiques du substrat seront donc différentes avec cette nouvelle alimentation.

Un nouveau calcul est alors nécessaire pour obtenir l'épaisseur et la permittivité du superstrat avec l'alimentation stripline. La formule 3.9 est à nouveau utilisée et la figure 3.32.

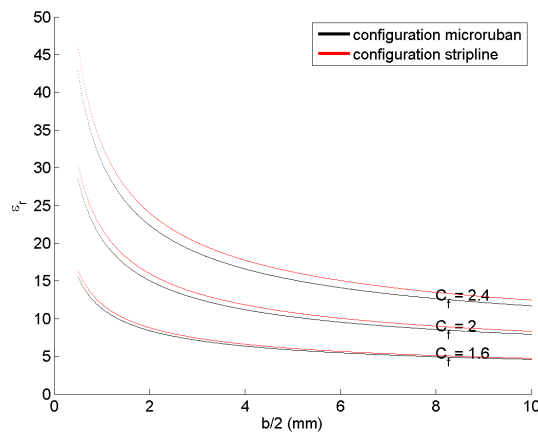


FIGURE 3.32 : Evolution de la permittivité relative du superstrat exprimée en fonction de l'épaisseur du superstrat et du facteur de compression C_f pour les alimentations microruban et stripline

La configuration stripline impose l'utilisation d'un superstrat diélectrique à plus forte épaisseur à permittivité constante ou une permittivité plus importante pour une même épaisseur. En envisageant un Facteur de Compression C_f de deux, l'épaisseur passe à 6,1 mm par bloc, soit 12,2 mm au total.

4.1 Antenne dipôle compacte stripline en monopolarisation

La sous-section précédente a montré que l'alimentation microruban avait des limitations par rapport aux spécifications des antennes de station de base. Le circuit du dipôle est donc dupliqué pour placer le balun au centre de l'antenne comme le présente la figure 3.33. Le dégagement dans le

superstrat est conservé autour du centre du dipôle pour diminuer les effets de tolérance sur l'antenne. Il est optimisé par simulation pour minimiser l'effet sur les performances mais en gardant une épaisseur minimale pour la réalisation de deux blocs.

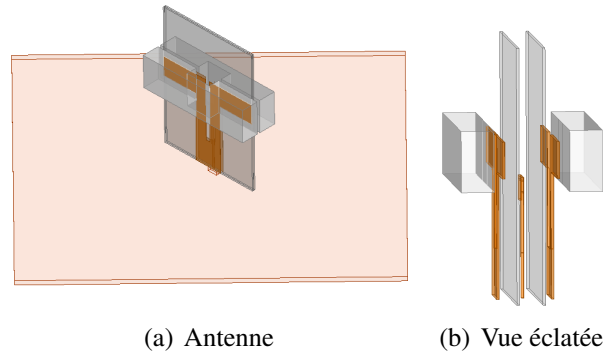


FIGURE 3.33 : Schéma de l'antenne dipôle en double polarisation avec alimentation stripline en vue 3D (a) et en vue éclatée partielle (sans plan de masse) (b)

Les deux dipôles sont identiques. L'alimentation est symétrique. La longueur des dipôles est conservée à 47 mm.

La figure 3.34 montre les performances de cette antenne.

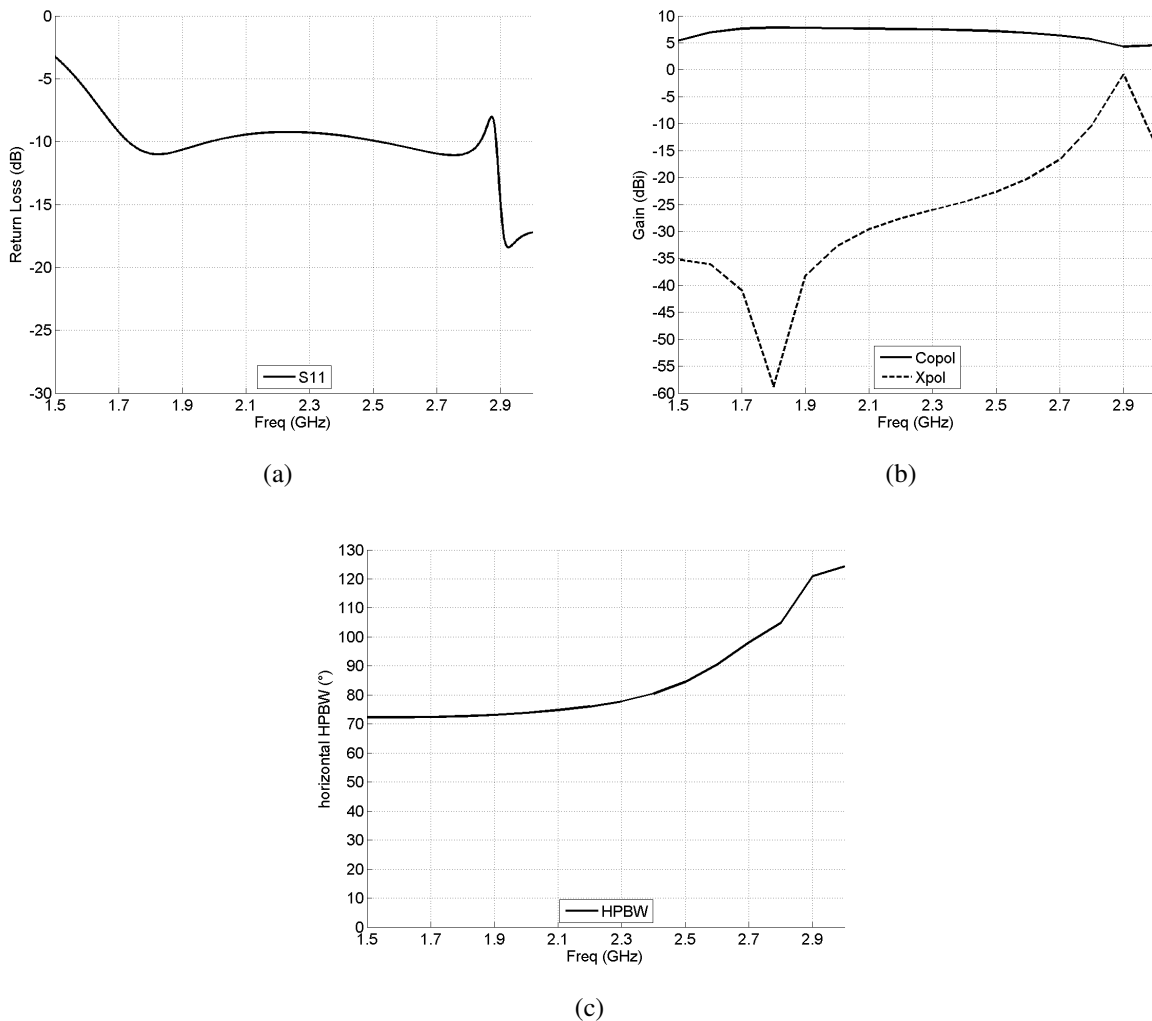


FIGURE 3.34 : Performances de l'antenne stripline en monopolarisation

L'adaptation de l'antenne est intéressante mais demande à être améliorée légèrement car le niveau est en moyenne autour des -10 dB. Le gain de l'antenne est très intéressant et situé entre 7,5 dBi en basses fréquences et 6,3 dBi en hautes fréquences. Le niveau de polarisation croisée est très bon jusqu'à 2,3 GHz et remonte jusqu'à -15 dB à 2,7 GHz. L'ouverture de l'antenne est mieux contrôlée mais n'est pas encore correcte pour les hautes fréquences (100°). L'impact du manque de gain est cette fois-ci encore visible sur la fin de bande.

4.2 Amélioration de l'ouverture de l'antenne compacte

Comme pour l'antenne en alimentation microruban, le dipôle seul ne permet pas de respecter les performances envisagées, surtout sur l'ouverture dans le plan horizontal, même si les résultats sont nettement meilleurs en terme de gain. Un élément directeur est alors ajouté au-dessus des dipôles et l'écart entre les deux est d'environ $\lambda/3$. Les dimensions de la partie dipôle restent identiques.

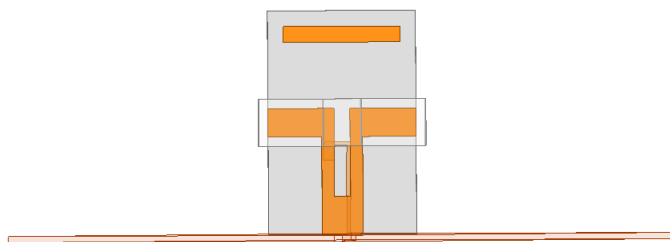


FIGURE 3.35 : Schéma de l'antenne dipôle en double polarisation avec alimentation stripline et un élément directeur

L'optimisation est cette fois-ci faite sur l'ouverture dans le plan horizontal puisque ce critère ne donnait pas entière satisfaction avec l'antenne précédente. La figure 3.36 montre l'évolution de l'ouverture pour différentes longueurs de directeurs et écarts dipôle-directeur.

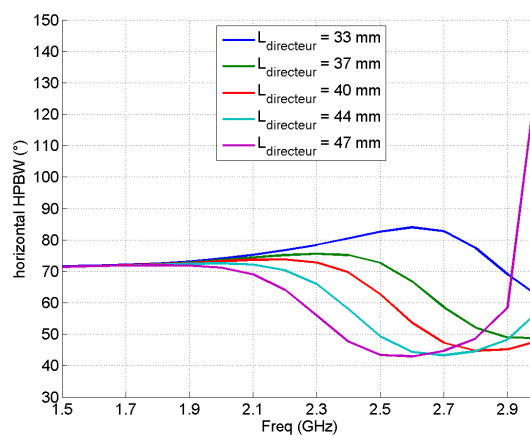


FIGURE 3.36 : Etude paramétrique sur la longueur du directeur montrant l'évolution de l'ouverture en fonction de la fréquence

Une longueur de 37 mm permet d'obtenir une ouverture comprise en 60 et 75° sur toute la bande.

Les autres performances de l'antenne sont présentées par la figure 3.37. L'adaptation de l'antenne n'est pas suffisante mais le gain obtenu est très bon puisque supérieur à 7 dBi sur toute la bande et même jusqu'à 3 GHz. Le niveau de polarisation croisée est amélioré par rapport au cas de l'antenne microruban.

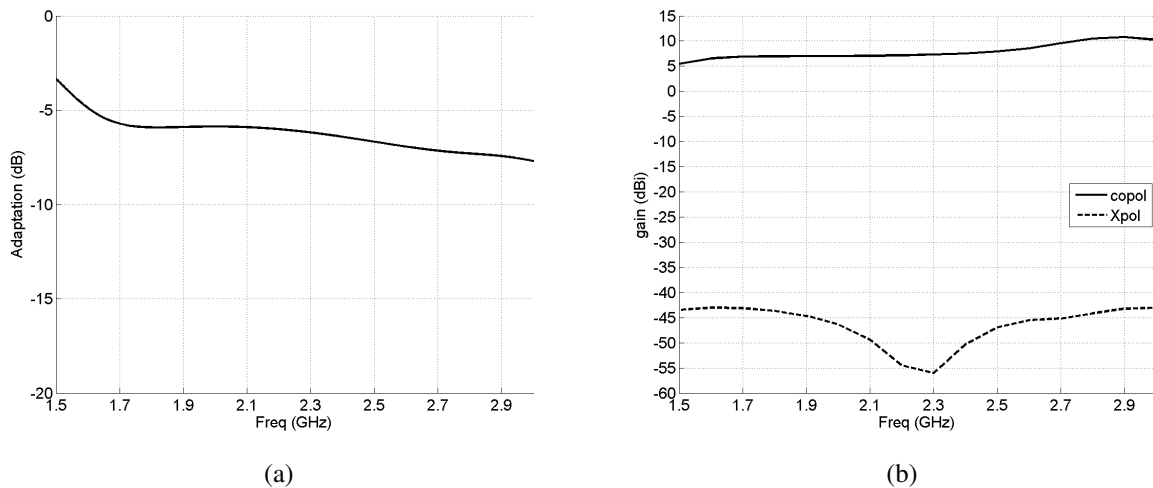


FIGURE 3.37 : Performances de l'antenne dipôle à alimentation stripline avec un directeur en adaptation (a) et gain dans la bande (b)

4.3 Antenne dipôle compacte stripline en double polarisation

La passage à la double polarisation doit permettre d'apporter des réponses supplémentaires quant au respect d'autres spécifications tels que le niveau de polarisation croisée et l'isolation de l'antenne. Il a été vu précédemment que le niveau d'isolation de l'antenne double polarisation à alimentation microruban n'était pas suffisant pour répondre au besoin des opérateurs. Aucune modification n'est apportée sur les dimensions des dipôles ou du superstrat lors du passage à la double polarisation. Seul un des deux baluns est modifié pour éviter le croisement des alimentations comme présenté par la figure 3.38. Deux fentes de largeur légèrement plus grandes que $2h_{sub}$ sont également prévues pour emboîter les deux circuits antennaires. Les deux circuits sont simplement plaqués l'un contre l'autre pour chaque polarisation.

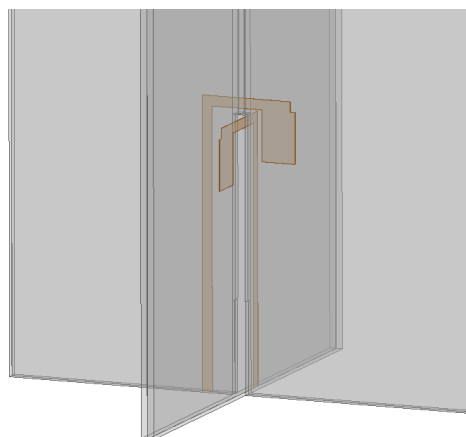


FIGURE 3.38 : Zoom sur le croisement des baluns

Le diélectrique utilisé a été conçu en partie par PremixGroup (Finlande) et dimensionné à la bonne hauteur au sein du laboratoire par imprimante 3D. La figure 3.39 met en avant le résultat sur une pièce (a) et le placement avant maquettage pour deux pièces (b). L'ajout de la deuxième polarisation complique la réalisation du décroché initial. Le décroché est modifié dans le coin extérieur pour une forme en "L".

Le plan de masse est réalisé par une feuille en laiton de 0,3 mm d'épaisseur. L'excitation est faite par un connecteur SMA placé à l'arrière du plan de masse. Le passage des substrats à travers

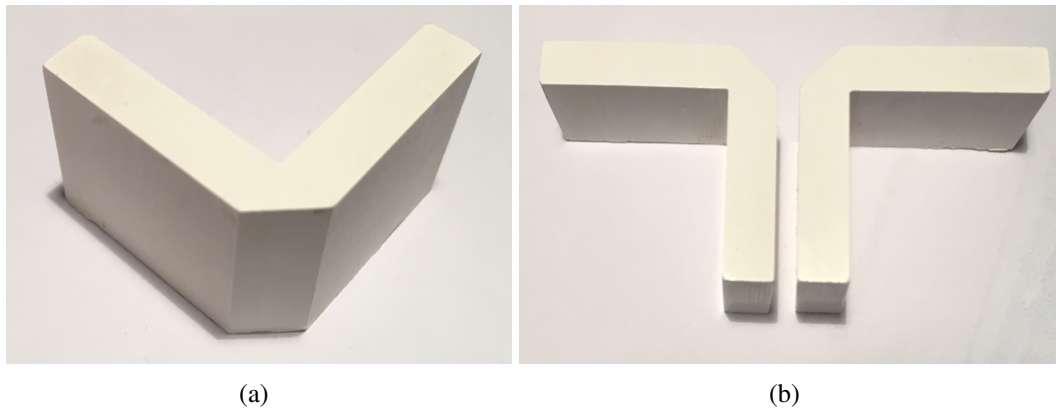


FIGURE 3.39 : Superstrats réalisés pour le maquetage avec une permittivité relative de 9.5

le plan de masse est réalisé par fraiseuse 2D à l'aide de fraises en acier. Les connecteurs SMA sont donc positionnés à l'arrière du plan de masse. Le positionnement à 90° des substrats est assuré à la fois par la fente de passage dans les substrats mais également par les fentes dans le plan de masse. L'élément rayonnant est centré sur le plan de masse. Le substrat a été volontairement agrandi au-dessus de l'antenne afin de régler le gain après la réalisation du prototype. Cette configuration n'en présente donc pas. Les blocs de diélectriques ont été usinés par imprimante 2D et positionnés sur les substrats à l'aide de scotch double face. La distance entre le plan de masse et les blocs de superstrat doit être soigneusement contrôlée afin qu'ils couvrent les dipôles correctement. La figure 3.40 présente la maquette réalisée au laboratoire et mesurée ensuite. Une vue éclatée en 3D est présentée ensuite. Le plan de masse et une polarisation (substrat, balun et dipôles) ont été retirée de cette vue afin dans un souci de compréhension.

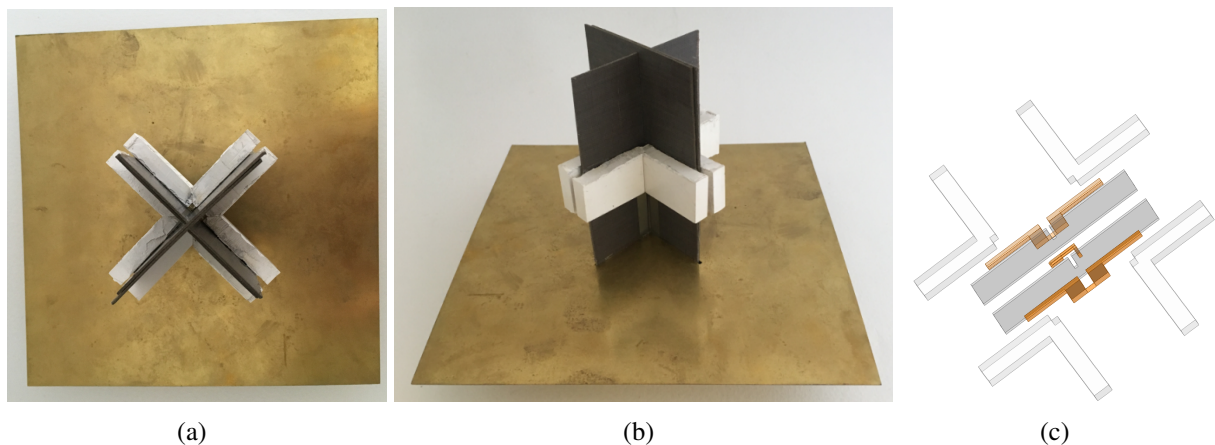


FIGURE 3.40 : Présentation de l'antenne stripline maquetée sans élément directeur, vue de dessus (a), vue 3D (b) et vue éclatée partielle (une polarisation et sans plan de masse) (c)

La figure 3.41 montre la comparaison de la simulation et des mesures en chambre anéchoïde de l'antenne stripline en double polarisation pour le gain dans l'axe. Les résultats mettent en évidence une bonne corrélation entre les niveaux mesurés et la simulation pour les deux voies aussi bien en copolarisation qu'en polarisation croisée. A 1,7 GHz, le gain est au moins de 7 dBi sur les deux polarisations et reste au minimum à ce niveau jusqu'à 2,7 GHz. Le niveau de polarisation croisée est inférieur à - 15 dB. La discrimination est suffisante pour une application d'antenne de station de base. L'ouverture dans le plan horizontal a une bonne corrélation en début de bande et un décalage en fin de bande est présent à 2,5 GHz pouvant s'expliquer par la configuration de mesure.

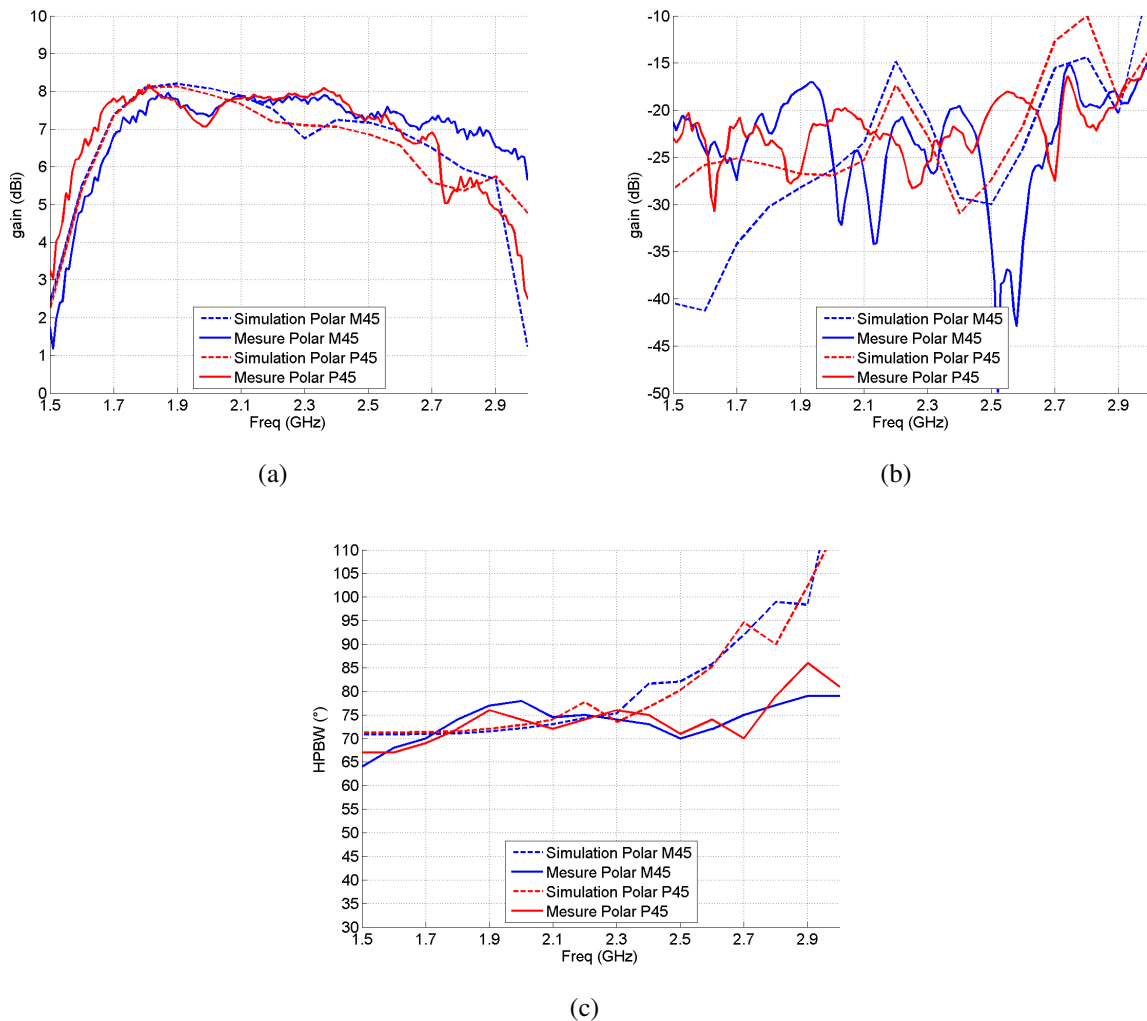


FIGURE 3.41 : Performances en gain (a) et polarisation croisée (b) et ouverture dans le plan horizontal (c) de l'antenne stripline en simulations et mesures pour les deux polarisations

La figure 3.42 présente les diagrammes de rayonnement normalisés en début de bande (a), milieu de bande (b) et haut de bande (c) en copolarisation pour les deux polarisations. Une très bonne corrélation est à noter sur le début de bande à 1,7 GHz et en milieu de bande à 2,2 GHz. Le décalage sur la valeur de l'ouverture à 2,7 GHz est visible sur les diagrammes de rayonnement (c) et (f).

Il semblerait cependant que l'antenne était légèrement décentrée du cornet de référence lors de cette mesure (décalage non présent sur les mesures précédentes puisqu'elles ont été faites lors avec un autre étalonnage). L'allure de la courbe en simulation sur la partie droite (pour θ positif) suit néanmoins très bien la tendance de la mesure. Une diminution importante du rapport Avant/Arrière est à noter en mesure par rapport à la simulation. La présence du moteur de rotation sur le mât de la chambre et la proximité d'absorbants expliquent cet écart.

5 Bilan du chapitre

5.1 Bilan de l'antenne avec alimentation microruban

Les performances en simulation et mesures montrent qu'il est possible de compacter une antenne dipôle d'un facteur deux. Une dégradation du gain en haut de bande est à noter mais il est possible

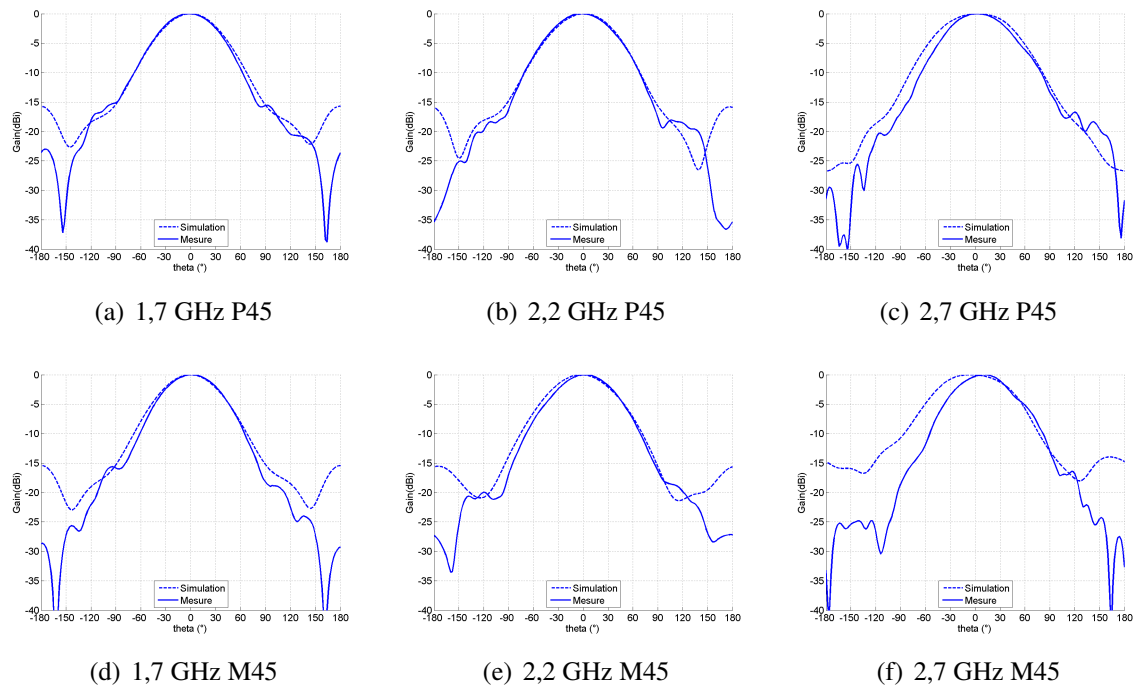


FIGURE 3.42 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne stripline en simulations (traits pointillés) et mesures (traits pleins) en polarisation P45 à 1,7 GHz (a), 2,2 GHz (b) et 2,7 GHz (c) et en polarisation M45 à 1,7 GHz (d), 2,2 GHz (e) et 2,7 GHz (f)

de l'améliorer par l'ajout de directeurs pour constituer une antenne type Yagi-Uda. La hauteur totale de l'antenne reste cohérente à 10 cm mais une nouvelle augmentation n'a pas été souhaitée afin de minimiser l'encombrement total de l'antenne et les contraintes mécaniques (tenue au vent par exemple).

Le passage à la double polarisation a montré des limitations à la fois en terme de gain puisque des directeurs ont été nécessaires mais également sur l'adaptation et l'isolation. De plus le niveau de polarisation croisée est au minimum de 15 dB dans l'axe alors que les antennes actuelles présentent un niveau meilleur à 18 dB. Cette antenne a donc des limitations mais a permis de réduire la surface de l'antenne d'un facteur 2.

5.2 Bilan de l'antenne avec alimentation stripline

Les performances en simulations et en mesures de l'antenne double polarisation avec alimentation stripline montrent des résultats intéressants. Une mise à jour du superstrat a été nécessaire puisque la configuration triplaque a un volume de substrat plus important. Le gain de l'antenne sans élément directeur est relativement stable dans la bande et peut être envisagé pour une utilisation en antenne de station de base. Les discriminations de la polarisation croisée sont meilleures que l'antenne microruban (-20 dB pour -15 dB) et permettent elles aussi une utilisation pour les stations de base. L'utilisation d'un directeur permet de stabiliser l'ouverture dans le plan horizontal et de respecter une ouverture sectorielle d'environ 65-70° à mi-puissance.

Sans élément directeur, l'ouverture dans le plan horizontal est encore un peu élevée mais une solution est apportée dans le chapitre suivant. Cette dernière antenne sert d'élément unitaire pour la mise en réseau dans le dernier chapitre.

L'antenne compacte permet de libérer de l'espace sur le même plan de masse. Cette configuration n'est pas existante dans les antennes industrielles. L'espace dégagé peut être utilisé pour intégrer de nouvelles fonctions. Cette étude est également abordée dans le chapitre suivant.

Mise en réseau : Caractéristiques et performances

Sommaire

1	Théorie des réseaux d'antennes	116
1.1	Création d'un réseau	116
1.2	Technique de dépointage simple d'un diagramme de rayonnement . . .	118
1.3	Synthèses de réseaux	120
2	Antennes de station de base	123
2.1	Antennes de stations de base industrielles monobandes	123
2.2	Antennes de station de base industrielles multibandes	126
2.3	Antenne avec alignement droit : Réseau en double polarisation avec alimentation stripline	129
3	Impact du décentrage sur les antennes	130
3.1	Impact sur l'élément unitaire seul	130
3.2	Impact sur la mise en réseau	133
3.3	Performances de l'antenne unitaire en présence d'une autre antenne . .	133
4	Réseaux entrelacés	135
4.1	Réseau alterné	136
4.2	Réseau croisé	138
5	Perspectives	142
6	Bilan du chapitre	145

Le chapitre précédent a montré qu'il était possible de réaliser une antenne compacte en double polarisation avec une alimentation stripline. Cette antenne a permis d'obtenir un gain stable sur toute la bande. Cependant, l'ouverture dans le plan horizontal doit être réglée puisque la spécification est à 65° alors que la mesure oscille entre 70 et 75° .

Les travaux présentés dans ce chapitre sont orientés sur la mise en réseau d'éléments unitaires compacts. La validation du fonctionnement d'un réseau d'antennes sera présentée avec l'antenne réalisée en monopolarisation puis en double polarisation. Ensuite, les réseaux entrelacés seront abordés. Il s'agira alors de trouver les configurations permettant d'obtenir les dernières spécifications demandées en termes d'encombrement et d'ouverture dans le plan vertical par les opérateurs pour obtenir une antenne de station de base.

1 Théorie des réseaux d'antennes

Une présentation succincte de la théorie de la mise en réseau est réalisée afin d'illustrer les principaux mécanismes dans les antennes panneaux. Quelques synthèses de réseau sont présentées. Les principes mis en place sont ensuite détaillés en prenant pour exemple l'antenne Kathrein.

1.1 Création d'un réseau

Deux types de mises en réseau sont possibles via une alimentation série ou une alimentation parallèle. Une alimentation série présente l'inconvénient de n'avoir qu'un accès dédié pour plusieurs antennes. Une absence de contrôle est à noter pour les éléments rayonnants distants de l'excitation. En effet, le choix d'une alimentation série limite très fortement les possibilités de dépointage du diagramme et impacte les performances des éléments rayonnants situés sur le réseau. Une alimentation parallèle propose un accès direct sur chaque élément rayonnant qui permet des possibilités de contrôle du diagramme de rayonnement plus importantes. Les fabricants d'antennes panneaux privilégient donc l'alimentation parallèle pour sa facilité à obtenir un contrôle du diagramme de rayonnement, une bande passante plus large et la mise en oeuvre facilitée comparées à une alimentation série. [90, 91].

La mise en réseau d'un élément unitaire permet d'obtenir certaines spécifications telles qu'une directivité (ou un gain) importante et/ou une ouverture spécifique. Elle peut également être envisagée suivant un ou deux axes. Dans le cas des antennes de station de base, il s'agit de réseaux verticaux d'éléments unitaires placés au centre du plan horizontal du plan de masse [52]. Ce principe est illustré par la figure 4.1.



(a) Powerwave



(b) Kathrein

FIGURE 4.1 : Antennes panneaux Powerwave (a) et Kathrein (b)

L'obtention d'un diagramme de rayonnement dans le plan du réseau fait intervenir la notion de facteur de réseau. Il est défini par la formule 4.1 en considérant N comme le nombre d'antennes dans le réseau, k le vecteur d'onde, d la distance inter-éléments et θ l'angle d'incidence par rapport à la normale.

$$FA = \frac{\sin(Nkd(\sin \theta)/2)}{\sin(kd(\sin \theta)/2)} \quad (4.1)$$

Le gain du réseau est le produit du gain de l'antenne unitaire et du facteur de réseau. Plus la distance inter-éléments sera importante plus le gain augmente, l'ouverture dans le plan du réseau diminue mais des lobes de réseau apparaissent et auront un niveau de puissance similaire au lobe principal comme le représente la figure 4.2. Le gain de l'antenne augmente également lorsque le nombre d'éléments est plus important. Le cas où les lobes de réseau deviennent prépondérants sur le lobe principal est visible dès lors que la $d = \lambda$. La réduction de l'ouverture est également à noter puisqu'il est facile de constater un pincement sur le lobe principal. La difficulté est donc de choisir la meilleure distance inter-éléments optimisant le niveau des lobes de réseau et maîtrisant l'ouverture dans le plan du réseau.

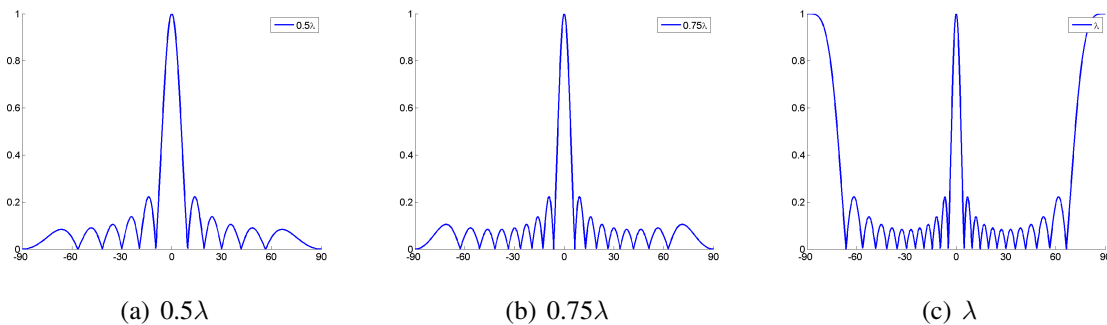


FIGURE 4.2 : Evolution du Facteur de Réseau pour trois différentes distances inter-éléments (a) 0.5λ , (b) 0.75λ et (c) λ

Le maximum de directivité d'une antenne réseau a été démontré pour une valeur d'environ 0.7λ à deux éléments et 0.92λ pour douze éléments comme le démontre la figure 4.3 extraite de [92].

Pour un réseau linéaire vertical, les performances dans le plan horizontal ne changent pas par la mise en réseau des éléments unitaires d'un point de vue purement théorique. Cependant, du couplage réactif peut apparaître entre eux et modifier leurs performances radio-électriques (modification de l'adaptation, du niveau de polarisation croisée, de l'ouverture...). Une attention particulière est requise pour compenser cet effet lors de la réalisation d'un réseau sous peine de dégrader les performances globales du système.

L'étude des différents éléments constitutifs de la formule 4.1 permet de mettre en évidence certains paramètres importants. Par exemple, l'évolution du Facteur de Réseau en fonction du nombre d'éléments à distance inter-éléments (0.9λ) constante est présentée par la figure 4.4.

Les fabricants d'antennes utilisent en général une distance inter-éléments de 0.95λ de la fréquence la plus haute pour assurer un gain minimum en bande basse puisque cette même distance ne permet pas d'assurer un gain stable sur toute la bande. Le facteur de réseau présente des lobes secondaires importants comme l'illustre la figure 4.5 (cas simulé avec douze éléments rayonnants). Une attention particulière est donc nécessaire en fin de bande afin de limiter la remontée des lobes.

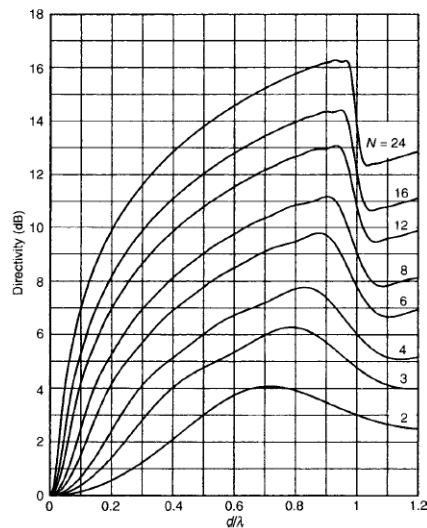


FIGURE 4.3 : Evolution de la directivité en fonction du nombre d'éléments rayonnants et de la distance inter-éléments dans le cas d'une antenne unitaire isotrope [92]

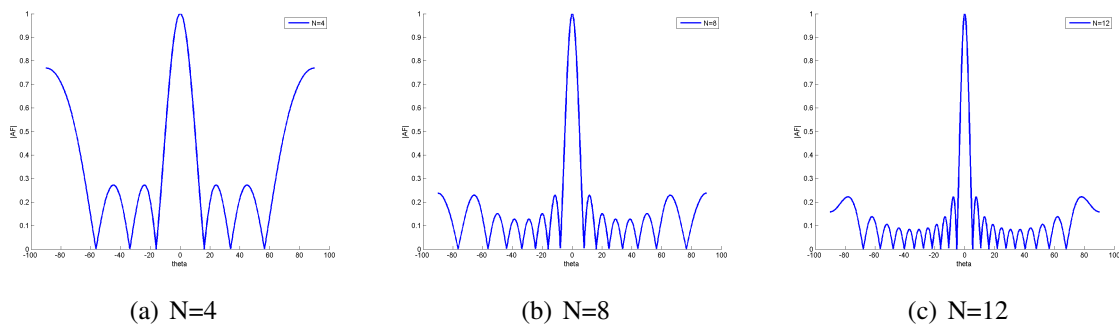


FIGURE 4.4 : Evolution du Facteur de Réseau en fonction du nombre d'éléments dans le réseau

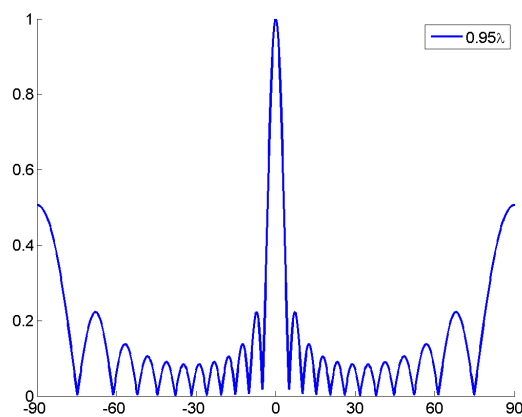


FIGURE 4.5 : Calcul du Facteur de Réseau pour une distance de $0,95\lambda$

1.2 Technique de dépointage simple d'un diagramme de rayonnement

Comme évoqué au chapitre 1 et repris ici, les antennes de stations de base doivent présenter un niveau de performances dans le plan vertical important afin d'assurer une couverture radio optimale entre les différentes stations sous peine d'éblouir les stations environnantes. Si un éblouissement apparaît, la qualité de la réception peut être nettement diminuée et une perte de signal pour l'utili-

sateur peut exister. Pour éviter cela, l'architecture physique de la mise en réseau permet d'obtenir certaines caractéristiques sur le diagramme de rayonnement dans le plan vertical grâce à des distances inter-éléments variables ou du dépointage. Elles sont ensuite complétées par des techniques de synthèse de réseau pour finaliser l'optimisation des diagrammes de rayonnement dans le plan vertical. Le schéma de la figure 4.6 reprend l'allure générale de ces diagrammes et qui sont proposés par les fabricants d'antennes. Il est possible de constater que les lobes supérieurs sont plus faibles que les lobes inférieurs. La présence de dépointage apparaît à chaque fois avec les valeurs de l'ouverture et du gain associés.

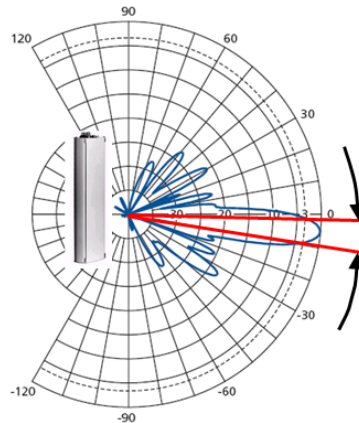


FIGURE 4.6 : Diagramme de rayonnement dans le plan vertical de l'antenne de station de base avec présence de dépointage et optimisation des lobes secondaires

Pour contrôler le dépointage, les opérateurs peuvent utiliser des lois d'alimentation pour personnaliser le diagramme de rayonnement de leurs antennes. Il s'agit d'une approche simple puisque le calcul des coefficients peut être très rapide. La figure 4.7 illustre ce principe.

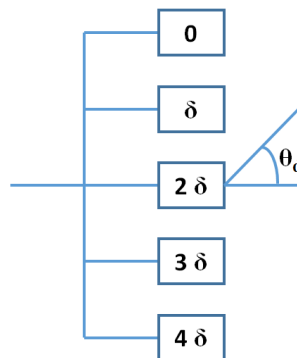


FIGURE 4.7 : Principe de fonctionnement du réseau avec méthode des phases

Prenons pour exemple le cas d'un réseau de cinq antennes isotropes pour un dépointage de $\theta_d = 45^\circ$. Le poids à appliquer se calcule par la formule 4.2 avec n l'indice de l'antenne considérée (variant de zéro à quatre dans l'exemple) [93, 94].

$$\delta_n = \frac{2n\pi d \sin \theta_d}{\lambda}. \quad (4.2)$$

Puisque seule la phase est modifiée, cette méthode présente l'inconvénient de ne pas pondérer en amplitude. Par conséquent, cela restreint ses possibilités d'utilisation. D'autres réseaux plus complexes existent s'appuyant sur des synthèses de réseaux plus élaborées, possédant des bandes passantes plus importantes et des performances plus poussées telles que du multi beamforming

comme par exemple l'AESA : Active Electronically Scanned Array), mais ces solutions coûtent également plus cher. Ils ne seront pas abordés dans cette étude. Des méthodes de synthèse existent et permettent de dépointer le faisceau d'une antenne. Elles permettent d'optimiser le rayonnement sur plusieurs paramètres tels que le tilt de l'antenne, le niveau des lobes secondaires ou des directions à discriminer.

1.3 Synthèses de réseaux

Aujourd'hui, plusieurs méthodes existent pour dépointer le faisceau ayant chacune ses avantages et ses inconvénients. Elles se basent sur la modification des excitations des éléments rayonnants [95]. Les principales méthodes connues sont les suivantes :

- Réseau à excitation uniforme. La même amplitude d'excitation est transmise à tous les éléments du réseau.
- Réseau à excitation binômiale. Cette méthode permet de ne pas générer de lobes secondaires pour des distances inter-éléments inférieure à $\lambda/2$.
- Réseau de Chebychev. Cette méthode permet de rendre égaux la puissance des lobes secondaires [89]. Les amplitudes d'excitation sont proportionnelles aux coefficients de Chebychev. Ceci est le cas intermédiaire entre le réseau uniforme et le réseau binomial.
- Réseau de Schelkunoff, elle privilégie une ou des direction(s) à discriminer [89].
- Réseau Woodward-Lawson, méthode utilisée pour générer des diagrammes de rayonnement ne possédant pas de discrimination de directions (nuls) et très adaptée pour les systèmes à large bande [96, 97].

La première méthode est la réalisation d'un réseau à excitation uniforme. Il s'agit de l'approche la plus simple possible puisque toutes les excitations possèdent la même amplitude et la même phase. L'avantage principal est l'obtention d'une ouverture dans le plan du réseau faible par rapport aux autres méthodes. L'inconvénient principal est l'absence de modification des amplitudes pour personnaliser le diagramme de rayonnement.

La deuxième solution couramment utilisée est la méthode binomiale. La formule 4.3 permet d'évaluer les coefficients w_m à appliquer pour cette technique d'alimentation pour un réseau aussi bien pair qu'impair de N éléments et avec m , l'indice de position de chaque élément rayonnant (m est compris entre 0 et $N-1$).

$$w_m = \frac{(N-1)!}{m!(N-1-m)!} \quad (4.3)$$

Le tableau de la figure 4.8 s'appelle le triangle de Pascal et résume les pondérations de la formule 4.3. Par exemple, pour un réseau à 4 éléments, les amplitudes à appliquer sont [1,3,3,1].

L'avantage de cette solution est l'absence de lobes secondaires, aspect pouvant être critique sur beaucoup d'applications comme les stations de base. L'inconvénient principal et non négligeable est la différence de pondération entre les éléments centraux et latéraux.

La troisième méthode présente celle de Chebychev. Les amplitudes d'excitation sont proportionnelles aux coefficients de Tchebychev. Ils présentent une symétrie par rapport au milieu du réseau, c'est-à-dire, que les deux éléments extérieurs auront la même excitation et les deux éléments les plus proches du centre du réseau auront la même excitation. Le facteur de réseau de cette méthode est exprimé par la formule 4.4.

1								← 1
1	1						← 2	
1	2	1					← 4	
1	3	3	1				← 8	
1	4	6	4	1			← 16	
1	5	10	10	5	1		← 32	
1	6	15	20	15	6	1	← 64	
1	7	21	35	35	21	7	1	← 128

FIGURE 4.8 : Tableau de Pascal issu de la formule 4.3 calculant les pondérations à appliquer pour un réseau binomial

$$AF(\theta) = 2I_1 \cos(\pi/2 \sin \theta) + 2I_2 \cos\left(3\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) + \dots + 2I_N \cos((2N - 1)\pi/2 \sin \theta) \quad (4.4)$$

L'avantage de cette solution est la possibilité de fixer les lobes secondaires à un certain niveau par rapport au lobe principal. Les inconvénients principaux sont la différence d'excitation entre les éléments centraux et latéraux (comme pour le réseau binomial) et une augmentation de la largeur du lobe principal. Cette méthode est un cas intermédiaire entre le réseau uniforme et le réseau binomial. Des tables existent pour différents niveaux ce qui rend facile son utilisation et des méthodes d'intégration ont été réalisées en combinant des réseaux d'antennes à une commande numérique [98].

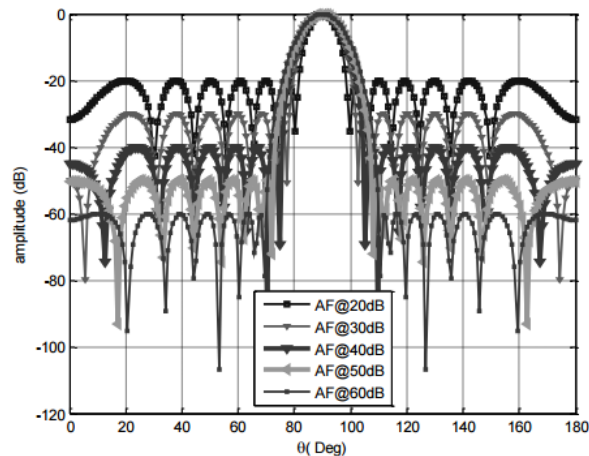


FIGURE 4.9 : Résultat de la synthèse de Tchebychev pour différentes valeurs d'uniformisation [98]

La méthode suivante est la méthode polynomiale de Schelkunoff qui permet la discrimination d'une ou de plusieurs directions en plaçant des zéros de transmissions dans ces directions. L'idée est de considérer un réseau de N éléments. Il est donc possible d'insérer $(N - 1)$ zéros de transmission dans le diagramme de rayonnement. Considérons un réseau linéaire de N antennes dont les éléments possèdent la même distance inter-élément avec des amplitudes a_n et des phases β différentes en posant également $\psi = kd \cos(\theta) + \beta$, la formule 4.5 représente le facteur de réseau associé à ce réseau.

$$AF = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(n-1)(kd \cos(\theta) + \beta)} = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(n-1)\psi} \quad (4.5)$$

En posant $z = e^{j(n-1)\psi}$ il est possible de simplifier l'écriture du facteur de réseau par la formule 4.6.

$$AF = \sum_{n=1}^N a_n z^{n-1} = a_1 + a_2 z + \dots + a_n z^{n-1} \quad (4.6)$$

La résolution du polynôme, et donc le calcul des racines, de la formule 4.6 peut se faire par l'écriture de la formule 4.7.

$$AF = a_n (z - z_1)(z - z_2)(z - z_3) \dots (z - z_{n-1}) \quad (4.7)$$

Il existe donc bien N-1 racines à un système de N antennes. Cette approche est relativement simple à utiliser. Pour savoir si le zéro est utilisé lors de la mise en réseau, il faut se reporter au cercle unité. Si le point tombe dans le cercle, il sera effectivement visible sur le diagramme de rayonnement. S'il ne l'est pas, son effet sera très limité [92].

Les avantages de cette solution sont la possibilité de diminuer le niveau d'interférence existant venant de certaines directions et de diminuer le niveau de puissance des lobes secondaires. L'inconvénient est une réduction de la largeur du lobe principal.

La dernière méthode est celle de Woodward-Lawson. Il s'agit d'une méthode très largement répandue dans les mises en réseau existantes [53]. Le principe réside sur la superposition de fonctions élémentaires qui sont additionnées pour permettre la création de la source équivalente réseau. La mise en réseau de ces fonctions se fait orthogonalement. Les lobes secondaires sont situés à un niveau de 13,5 dB sous le lobe principal.

La figure 4.10 montre comment créer le diagramme de rayonnement du réseau à partir des diagrammes de rayonnement des antennes élémentaires. Ce réseau est constitué de sept éléments rayonnants. Le maximal d'une excitation est bien obtenu lorsque toutes les autres sources passent par zéro. L'enveloppe de toutes les sources fournit le diagramme de rayonnement du réseau.

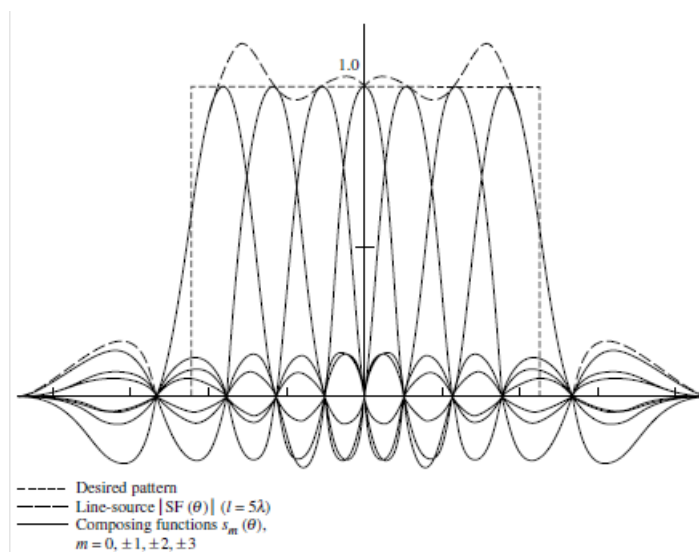


FIGURE 4.10 : Résultat de la synthèse de Woodward pour constitution d'un diagramme en réseau [53]

L'avantage de cette solution est la possibilité de synthétiser n'importe quelle forme de diagramme de rayonnement mais l'inconvénient est une limitation de l'optimisation du diagramme de rayonnement. Expliqué plus simplement, il est possible d'obtenir un rayonnement spécifique mais les autres méthodes peuvent permettre l'obtention de meilleurs résultats.

Le tableau 4.1 synthétise les avantages et inconvénients des principales fonctions existantes et appliquées aux antennes de station de base.

Méthode	Avantage	Inconvénient
Réseau à excitation uniforme	simplicité	Lobes secondaires de l'ordre de 20% du lobe principal
Schelkunoff	discrimination de direction	possibilité d'absence de contribution des zéros choisis, imposition sur la configuration du réseau
Binômiale	Pas de lobes secondaires	lobe principal plus large que la méthode uniforme
Dolph-Tchebychev	Uniformisation des lobes secondaires, lobe principal plus faible	lobe principal plus large, cas intermédiaire entre les méthodes uniforme et binômiale
Woodward-Lawson	facilité de mise en oeuvre	performances pas forcément optimales

TABLE 4.1 : Synthèse des méthodes de mise en réseau

La synthèse de réseau la plus couramment utilisée est la méthode de Woodward-Lawson pour sa facilité d'utilisation par rapport aux performances demandées. La maîtrise du diagramme de rayonnement dans le plan vertical est obligatoire pour optimiser les performances dans la cellule. Un mauvais choix de la synthèse de fréquence peut donc impacter les performances du réseau. Les opérateurs disposent en général des tables de réseau déjà établies qui sont ensuite implantées dans les RETs (Remote Electrical Tilt). Les opérateurs fournissent alors la valeur du tilt désirée par leur outil de contrôle centralisé et ensuite le dépointage est géré par le RET (comme ce qui a été vu dans le chapitre 1). Chaque fabricant développe des topologies d'antennes différentes et les réseaux d'alimentation sont également différents.

2 Antennes de station de base

Les antennes de stations de base ont subi plusieurs évolutions. Les premières versions étaient de simples antennes monobandes. Le déploiement de nouveaux standards s'est accompagné de nouvelles bandes de fréquences. Les antennes sont depuis ce moment multibandes.

2.1 Antennes de stations de base industrielles monobandes

Cette partie présente les performances obtenues sur la mise en réseau de deux technologies présentées au chapitre 2 : antenne à base de patch et antenne dipôle. Une antenne panneau correspond à un ou plusieurs réseaux d'antennes placées dans le plan vertical. En toute logique, les réseaux fréquences basses auront une taille plus importante, de l'ordre de 2,4m. La taille des dipôles peut alors atteindre 16 à 18 cm. La distance inter-éléments est optimisée afin d'obtenir le maximum de gain en contrôlant l'augmentation des lobes secondaires. Il est courant de trouver des distances inter-éléments de l'ordre de $0,8\lambda$ à $0,95\lambda$. De plus en plus d'antennes panneaux possèdent également un voire des déphaseurs dans le cas d'antennes multibandes afin de modifier l'inclinaison du diagramme de rayonnement dans le plan vertical. Ceci a l'avantage d'avoir un contrôle direct

des performances de l'antenne sur le réseau depuis le centre de contrôle des opérateurs. L'intervention d'un technicien reste néanmoins nécessaire lors de l'installation d'un nouveau site et lors du renouvellement du matériel déjà installé ou de nouveaux équipements mais leur déplacement n'intervient quasiment plus pour l'optimisation de la couverture radio des antennes. Les coupures radio sont donc évitées et ceci contribue à la qualité de service fournie aux utilisateurs. Les alimentations sont pondérées afin d'annuler les lobes supérieurs dans le plan vertical. Ceci permet de ne pas éblouir les antennes de station situées à proximité et pointant vers l'antenne initiale. Cette partie s'attache à présenter les solutions identifiées et implantées par les fabricants pour répondre aux besoins des opérateurs.

De manière générale, les antennes de station de base sont placées dans un radôme pour les protéger des conditions climatiques (pluie, vent...). L'architecture extérieure de l'antenne (le radôme) est décrite par la figure 4.11.

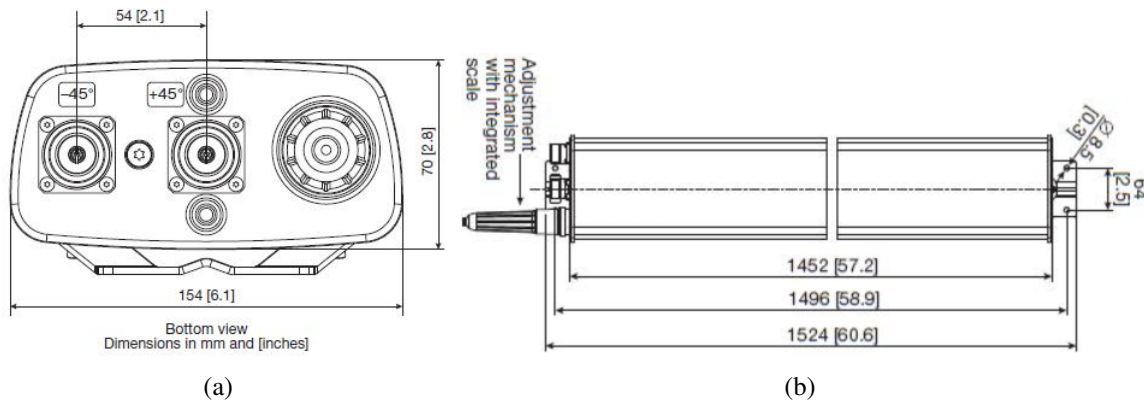


FIGURE 4.11 : Architecture de l'antenne panneau

Les connecteurs utilisés sont des connecteurs type DIN 7/16 (Deutsches Institut für Normung : Institut allemand des normes) permettant de diminuer le niveau d'Inter-Modulation Passive par rapport aux connecteurs N et assurant une solidité mécanique nettement plus importante qu'un simple connecteur SMA. Le 7/16 provient des dimensions du connecteur : le diamètre de l'âme est de 7 mm et le diamètre intérieur de la fixation est de 16 mm. Les performances électriques de ce type de connecteur conviennent très bien aux antennes de station de base puisque le coefficient de réflexion est très bas (< -30 dB) et la fréquence maximale est de l'ordre de 8 GHz. De plus, une puissance de 20W environ est requise sur la station de base ce qui permet d'utiliser ce connecteur sans problème.

Les sorties vers les baies numériques du site sont situées sur l'extérieur, soit sous, au milieu ou au-dessus de l'antenne panneau. Ici, tous les accès sont situés sous l'antenne.

Sur des antennes monobandes, comme présenté au-dessus, deux accès sont présents (un par polarisation) et un troisième pour le réglage du tilt. L'antenne est cachée dans un boîtier en plastique appelé radôme.

Sur le site, l'antenne doit être placée directement sur le bon azimuth. Pour cela, le réseau est centré sur le plan de masse. L'obtention des performances passent en grande partie par le dimensionnement de l'élément unitaire (respect de l'ouverture horizontale, adaptation de l'antenne, bande passante...). Les performances dépendent de l'élément rayonnant unitaire.

Dans le chapitre 2, il a été vu que les fabricants avaient identifié deux solutions. La première est basée sur des patches couplés alimentés par une fente en H. La deuxième possibilité est basée sur les dipôles. Après cette étude, le dipôle a été retenu par sa facilité de conception et ses performances assez larges bandes pour l'application visée. La mise en réseau de ces deux solutions est présentée ici.

La figure 4.12 présente deux antennes panneaux basées sur deux structures rayonnantes différentes. L'antenne Powerwave est présentée à gauche et l'antenne Kathrein à droite. Le poids de

l'antenne Powerwave est de 10 kg et celui de l'antenne Kathrein est de 8,5 kg. L'antenne Powerwave a une hauteur de 1,3 m et une largeur de 16,7 cm (avec le radôme). Son épaisseur est de 8,95 cm. L'antenne Kathrein mesure 1,41 m de haut, 17,2 cm de large et a une épaisseur de 9,2 cm (avec le radôme également).

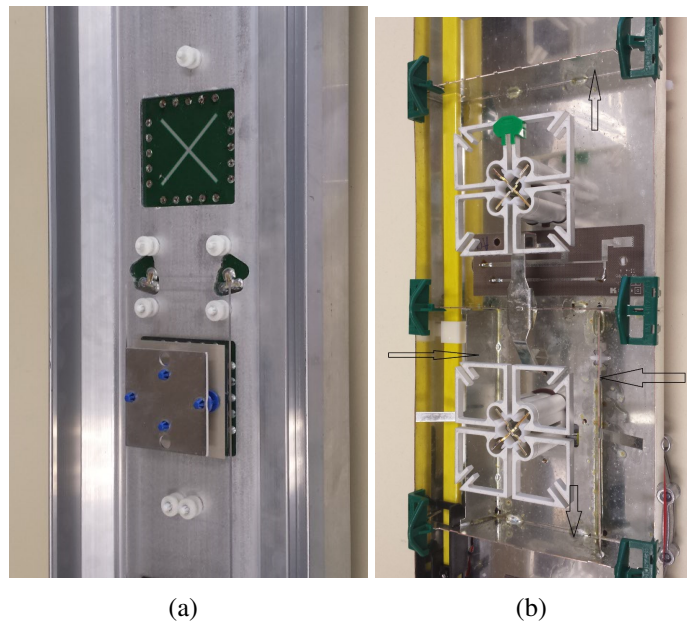


FIGURE 4.12 : Photos d'antenne Powerwave (a) et Kathrein (b) monobandes avec éléments rayonnants centrés sur le plan de masse

Le réseau d'alimentation de l'antenne Kathrein est présenté sur la figure 4.13. Un code couleur a été instauré par le fabricant pour dissocier les deux polarisations (blanc et rouge). Chaque polarisation utilise un diviseur-déphaseur. La valeur du déphasage est commune aux deux polarisations puisqu'elle est réglée par le même accès.

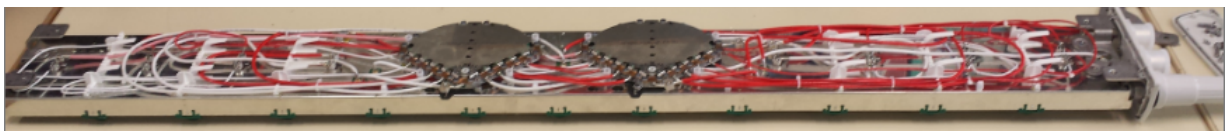


FIGURE 4.13 : Présentation du réseau d'alimentation de l'antenne Kathrein

La mise en réseau de ces deux antennes est faite de manière différente : l'antenne Powerwave est constituée d'un diviseur de puissance 1 vers 6 alimentant six sous-réseaux de deux éléments unitaires par polarisation. L'avantage est donc la réalisation simple d'un déphaseur puisque l'antenne panneau de douze antennes est équivalente à un réseau de six antennes. L'inconvénient est le manque de combinaison possible sur les lois de phase pour obtenir des variations plus importantes du tilt (8° maximum d'après la documentation technique). L'antenne Kathrein possède également un diviseur, présenté sur la figure 4.14, mais alimente seulement les éléments extérieurs de l'antenne. Les deux éléments centraux ne sont pas impactés par la modification de la mise en réseau et le réglage du tilt. L'avantage est une plus grande marge de réglage du tilt (12° maximum d'après la documentation technique) puisque plus d'éléments sont quand même utilisés (huit pour la Kathrein (éléments au centre non alimentés) contre cinq pour la Powerwave (rappel : dix éléments rayonnants alimentés réunis deux par deux)). L'inconvénient est la non-utilisation des éléments centraux puisqu'ils limitent forcément les possibilités des lois de phase et la complexité de celles-ci par rapport à Powerwave. Par ailleurs, la section des câbles change en fonction de sa position sur l'antenne (avant ou après diviseur). Plus le câble est proche de l'accès de l'antenne, plus la

section est importante, de l'ordre de 6 mm^2 et $2,5 \text{ mm}^2$ sur l'antenne). La puissance maximale de l'antenne Kathrein est de 250 W à l'entrée de l'antenne panneau pour une température ambiante de 50°C .

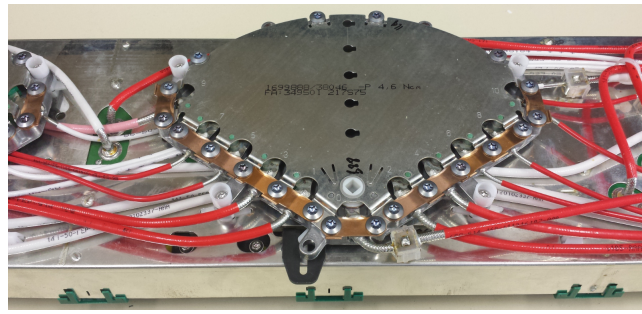


FIGURE 4.14 : Présentation du diviseur de l'antenne Kathrein avec les connexions des câbles

Plusieurs travaux ont été entrepris pour rendre plus compacts les antennes déjà existantes où l'élément rayonnant occupe la majeure partie de la surface du plan de masse comme le montre la figure 4.15. L'étude se concentre sur des modifications du profilé de plan de masse en ajoutant, en général, des pièges. L'inconvénient principal de cette solution est la faiblesse de la bande.

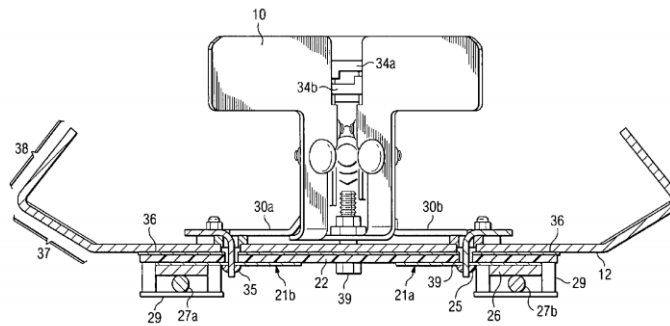


FIGURE 4.15 : Extrait d'un brevet montrant la surface occupée par un dipôle sur un plan de masse [99]

Le travail du plan de masse peut permettre un contrôle du diagramme de rayonnement et une réduction de la surface occupée. Cependant, cette proposition comporte des limitations importantes telles qu'une bande passante réduite comme présentées sur l'antenne Powerwave ou sur [99].

Les antennes monobandes ne sont plus utilisées aujourd'hui car elles ne sont plus adaptées aux besoins multibandes des opérateurs. Elles servent cependant de base de travail puisqu'elles ont été retravaillées pour inclure d'autres bandes de fréquences et répondre à nouveau à leur besoin de performances radioélectriques.

2.2 Antennes de station de base industrielles multibandes

La réalisation d'antenne multibande peut être réalisée par l'ajout de sous-réseaux placés sur le même axe vertical [100]. La contrainte principale de cette solution est alors de réussir à placer tous les éléments sans ajouter d'interférences. La figure 4.16 montre l'intégration possible de différents sous-réseaux pour la réalisation d'une antenne multibande. Ce type d'antenne permet de limiter la prolifération des antennes monobandes dans un premier temps et tend au fur et à mesure à les remplacer et est apparu dans les années 1990 avec l'arrivée du GSM.

Plusieurs entrelacements de réseaux sont proposés par [101]. Chaque élément rayonnant possède une bande de fréquence et ajouter des bandes de fréquences oblige à densifier le réseau. Pour

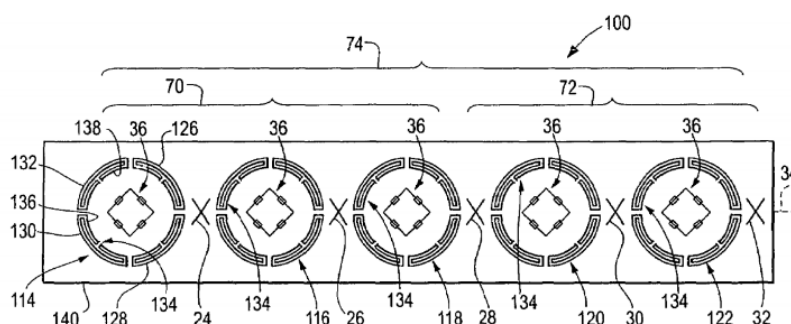


FIGURE 4.16 : Extrait d'un brevet montrant l'intégration de différents sous-réseaux pour la réalisation d'une antenne multibande [100]

cela, l'espace libre entre les distances inter-éléments est utilisé pour des réseaux à fréquences plus hautes. Cette solution est très largement répandue dans les antennes de station de base existantes aujourd'hui. L'ajout de nouveaux standards, surtout en basses fréquences, impose l'élargissement du plan de masse et donc du radôme. A partir de ce moment, les antennes de station de base deviennent plus volumineuses. Il est courant de trouver dans les documentations constructeurs des antennes ayant une largeur de 30 à 40 cm de large. Le schéma de la figure 4.17 illustre ce principe.

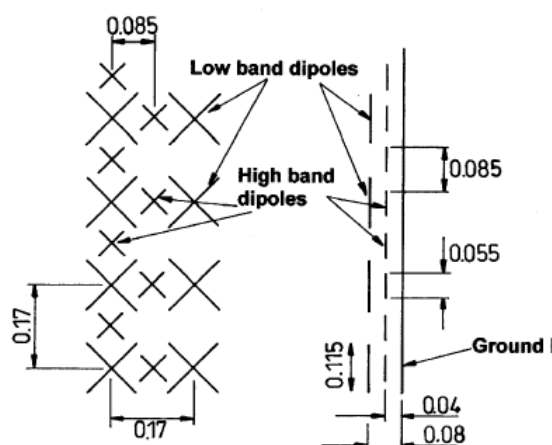


FIGURE 4.17 : Schéma de principe des antennes de station de base multibandes déployées aujourd'hui [101]

Ce principe a été utilisé par [102] pour la réalisation d'une antenne panneau constituée de quatre sous-réseaux. Son prototype est repris par la figure 4.18 cependant la bande LTE 2600 MHz n'est pas traitée. Le sous-réseau 1 traite des basses fréquences (bande 800 MHz). Le sous-réseau 2 fonctionne dans la bande [1,9-2,2] GHz. Le sous-réseau 3 est dimensionné pour la bande [2,3-2,4] GHz tandis que le sous-réseau 4 fonctionne entre 5,1 et 5,8 GHz.

Un gain de 16-17 dBi est obtenu entre 800 et 2700 MHz avec des ouvertures entre 47,5° et 64,7 dans le plan horizontal et 4,9° et 7,8° dans le plan vertical. L'isolation entre ports est correcte (inférieure à -20 dB minimum) et le niveau d'adaptation très bon sauf sur la bande haute où il est un peu juste (inférieure à -10 dB). Puisque [102] a réalisé la bande 800 MHz, l'antenne a des dimensions importantes : 2,5m de hauteur, une largeur de 220 mm et une épaisseur de 100 mm. Le poids total est de 28,5 kg, dans la norme de ce qui existe aujourd'hui. Depuis plusieurs décennies, les opérateurs achètent les antennes à plusieurs fabricants : Powerwave (USA), Kathrein (Allemagne), RFS (France), Commscope (USA), Jaybeam (GB) nouvellement Amphenol (USA), Allgon (Suède), Huawei (Chine)... Chaque fabricant met en avant une technologie qu'il juge soit

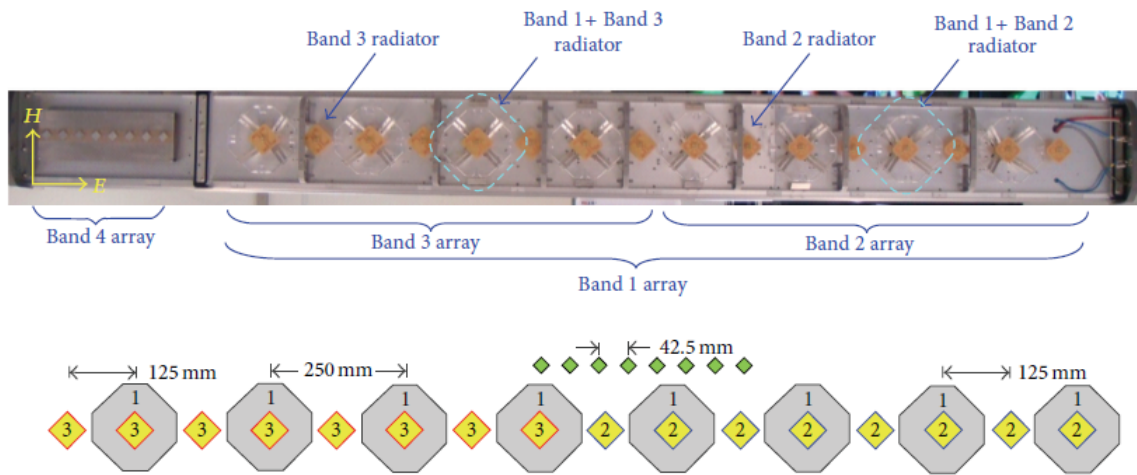


FIGURE 4.18 : Antenne de station de base multibande [102]

la plus adaptée au besoin d'un opérateur ou une technologie bon marché à produire. Ainsi Powerwave (qui n'existe plus aujourd'hui) a conçu des antennes basées sur des patchs alimentés par des fentes dont la largeur de bande n'est plus suffisante pour les besoins d'aujourd'hui et futurs. RFS et Kathrein (existants encore aujourd'hui) et plus tard Huawei ont plutôt opté pour des dipôles, antennes naturellement larges bandes, faciles à concevoir, et adaptées à la production de masse.

D'autres types d'antennes multibandes existent. Dans le cadre de ces travaux, une antenne du fabricant chinois Huawei a pu être étudiée. L'antenne est la AQU4518R0, comme présentée sur la figure 4.19. L'antenne mesure 2m de haut et 35 cm de large. Elle pèse 28 kg. L'intérêt principal de cette antenne réside dans la possibilité d'utiliser plusieurs standards simultanément. La découpe des bandes couvre les bandes 800, 1800, 2100 et 2600. Cependant, il n'y a que trois réseaux implantés dans l'antenne. Un choix est possible sur le réseau gauche puisqu'il couvre les bandes [1800-2100] et [2500-2700] MHz. L'intérêt de cette antenne peut suffire suivant la cellule à couvrir mais ne conviendra pas forcément à toutes.

Il s'agit d'une antenne fonctionnant entre 700 et 2700 MHz. Elle dispose de huit accès, donc quatre réseaux (présence de la double polarisation). Un contrôle électronique du tilt est présent. Chaque RET (Remote Electrical Tilt), permettant de gérer le dépointage dans le plan vertical, prend en charge deux réseaux et est contrôlable par l' AISG (Antenna Interface Standards Group). Le déphasage possible sur cette antenne est compris entre 0 et 10°. Les ouvertures dans le plan horizontal sont situées entre 60° à 2,7 GHz et 65° à 800 MHz. Les ouvertures dans le plan vertical sont comprises entre 4.3° à 2,7 GHz et 10.1° à 800 MHz. Les photos de la figure 4.20 détaillent sa constitution. Plusieurs éléments rayonnants sont identifiables :

- Une antenne dipôle est présente et a une forme carrée. Chaque côté mesure 16 cm environ. Cette longueur permet d'estimer une fréquence de travail de l'ordre 900 MHz. La bande utile de cette antenne est donc celle de 800-900 MHz.
- Une antenne boucle d'environ 65 mm de long. Sa fréquence de fonctionnement permet de déterminer la bande de 1.7-2,7 GHz.

L'optimisation des performances a requis l'installation d'éléments supplémentaires tels que des éléments parasites autour des antennes boucles ainsi que des cloisons de hauteurs différentes pour limiter le dépointage de l'antenne généré par le décentrage des éléments sur le plan de masse. Il est possible de constater qu'ajouter de nouveaux éléments rayonnants sur le même plan de masse est un enjeu conséquent et est problématique avec l'encombrement des éléments rayonnants.

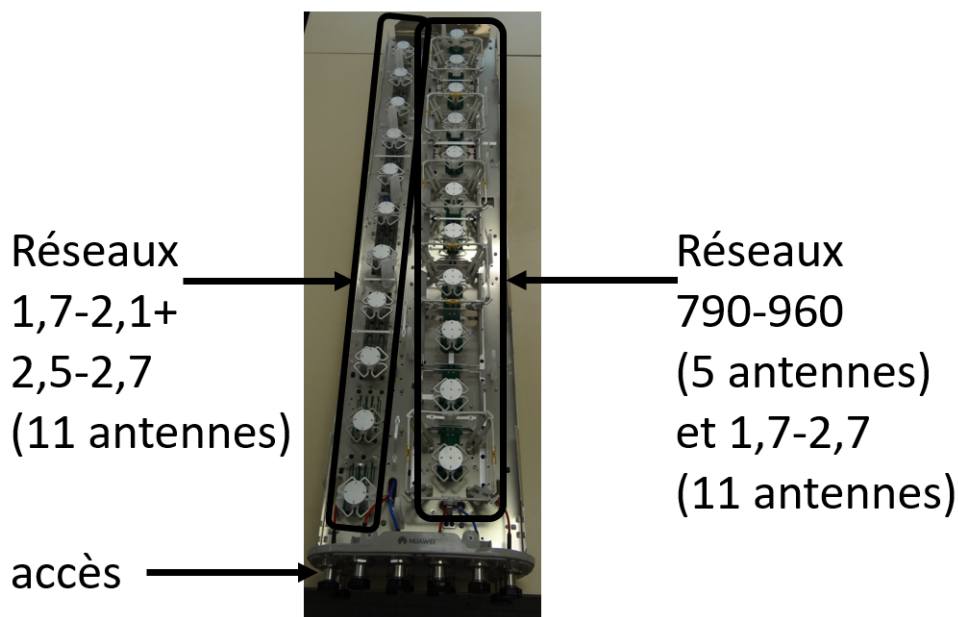


FIGURE 4.19 : Antenne de station de base multibande Huawei AQU4518R0

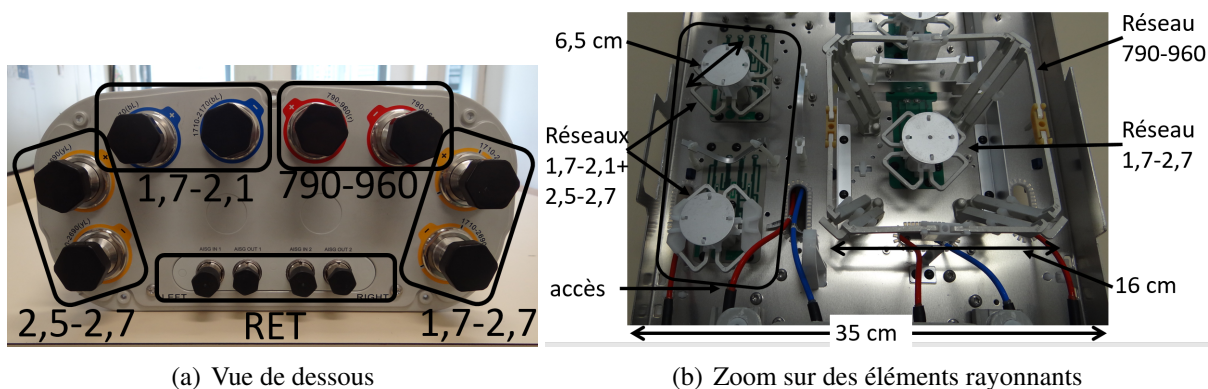


FIGURE 4.20 : Zoom sur l'antenne Huawei AQU4518R0, accès (a) et éléments rayonnants (b)

2.3 Antenne avec alignement droit : Réseau en double polarisation avec alimentation stripline

Dans un premier temps, il est important de valider l'utilisation des éléments unitaires compacts dans la réalisation d'un réseau. même si toutes les spécifications ne sont pas encore respectées. Pour cela, plusieurs réseaux sont simulés et un est réalisé validant la possibilité d'utiliser ces nouveaux éléments compacts.

Le premier cas étudié concerne l'antenne en double polarisation avec alimentation stripline.

L'élément en double polarisation utilisé est celui présenté dans le chapitre précédent. Dans cette partie de l'étude, il est centré horizontalement sur le plan de masse. La distance inter-éléments est de 111 mm, soit λ à fréquence haute. Une possible diminution du gain peut être présente si on se base sur la théorie montrée sur la figure 4.3. En effet, l'antenne réseau simulée comporte 6 éléments rayonnants à une distance de λ . Or la directivité maximale est obtenue pour 0.9λ pour une différence de 1,5 dBi. La figure 4.21 présente l'antenne simulée. Le plan de masse mesure 65 cm de long et 15 cm de large. Les six antennes ont la même excitation en amplitude et en phase. Le gain maximal de l'antenne est donc obtenu.

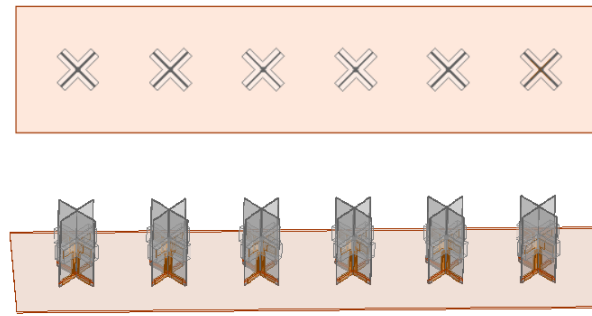


FIGURE 4.21 : Réseau de 6 éléments rayonnants stripline centrés sur le plan de masse

Le gain de cette antenne est comparé à l'élément rayonnant seul sur la figure 4.22.a. La mise en réseau de quatre éléments rayonnants doit amener une augmentation du gain de 6 dB lorsque la distance inter-éléments est de 0.5λ . En bas de bande (1,7 GHz), l'amélioration du gain est de 6 dB environ. En milieu de bande, elle est de 8 dB et en fin de bande, le gain de l'élément unitaire chute légèrement et le gain du réseau est de 13 dBi soit, tout de même, une augmentation de 7 dB. L'adaptation de l'antenne montre des résultats intéressants en terme de bande passante même si la voie 1 manque légèrement suite à la modification de la longueur du balun. Le niveau d'isolation est bon puisqu'il est inférieur à -20 dB. Le diagramme de rayonnement à 2,7 GHz en 3D illustre le résultat obtenu pour ce réseau. Son allure met en évidence l'apparition de lobes secondaires au-dessous et au-dessus du lobe principal. Les performances en réseau sont intéressantes par rapport au gain mais l'ouverture dans le plan horizontal est trop importante. En effet, la mise en réseau n'a pas pour but de diminuer l'ouverture dans ce plan. Déplacer l'antenne sur le plan de masse ne résoudra pas non plus ce problème.

Les performances en réseau sont donc validées en prenant en compte un élément rayonnant unitaire compact. La figure 4.21 montre son encombrement sur le plan de masse du réseau. Il est possible de constater qu'une place non négligeable est disponible. L'ajout d'autres sous-réseaux peut alors être envisagé. Avant d'étudier cet aspect, il est proposé de déplacer dans le plan horizontal l'élément rayonnant afin d'évaluer l'impact d'un dépointage sur les performances radio-électriques.

3 Impact du décentrage sur les antennes

La diminution de la surface occupée par un élément rayonnant permet physiquement d'inclure de nouvelles antennes sans augmenter la surface du plan de masse. Cependant, des problèmes de performances radio-électriques peuvent apparaître. Il convient de les résoudre.

3.1 Impact sur l'élément unitaire seul

La conception de l'élément rayonnant compact du chapitre précédent autorise des mises en réseau originales puisque de la place a été libérée autour. Pour cela, il est d'abord nécessaire d'évaluer les performances de cette antenne lorsqu'elle est décentrée d'un plan de masse afin de valider le fonctionnement de l'antenne sans la symétrie axiale verticale. Un nouveau paramètre est alors introduit à partir de cette étude. Il s'agit du décentrage suivant l'axe X . Cette valeur, identifiée par $Ecart_X$, est déterminée entre le centre du plan de masse et le centre de l'antenne, au niveau du croisement des deux substrats des deux polarisations. $Ecart_X$ vaut un quart de la longueur du plan de masse.

La figure 4.23 introduit cette variable. Le plan de masse mesure 15 cm et les paramètres physiques

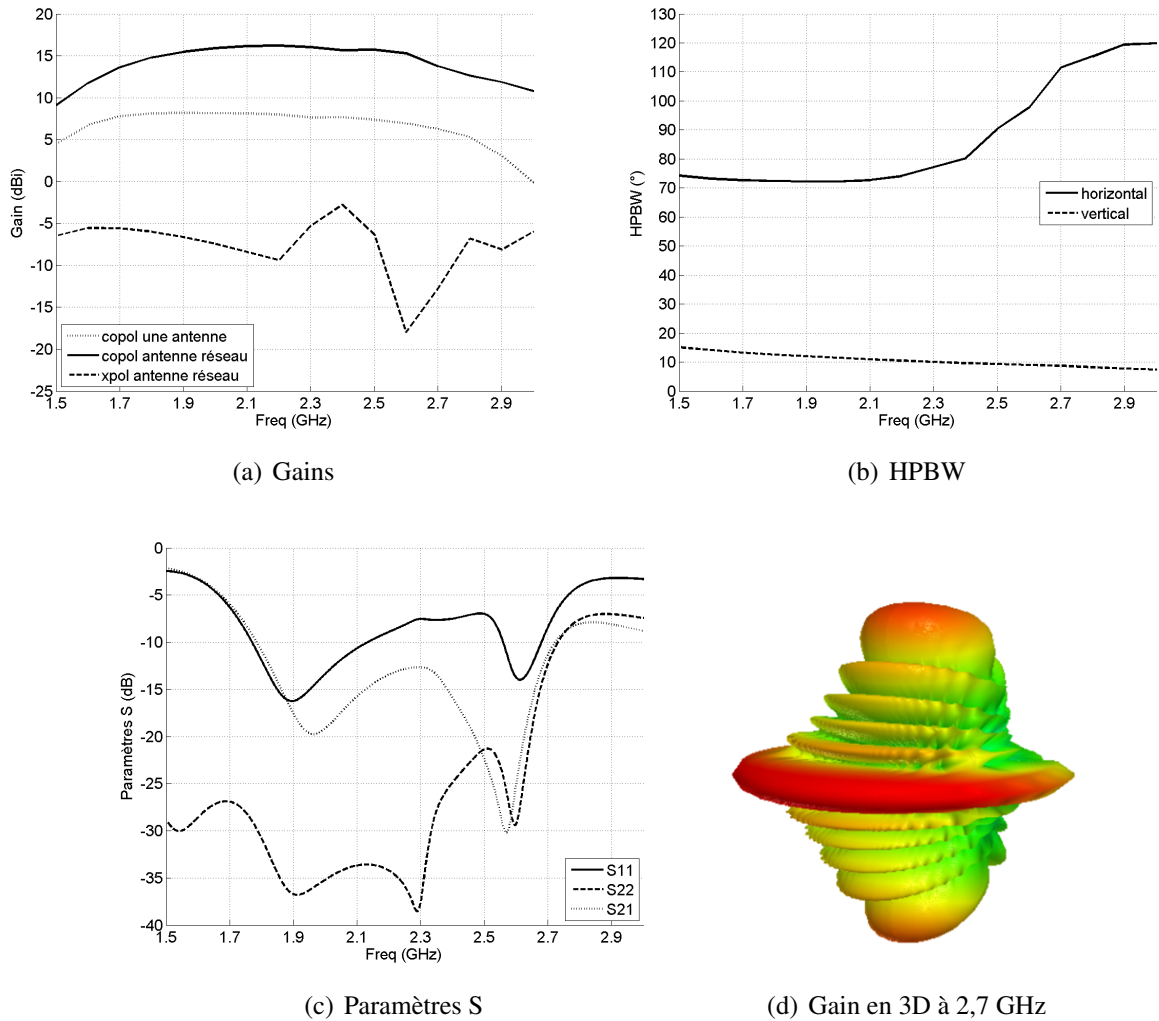


FIGURE 4.22 : (a) Gains simulés en copolarisation et polarisation croisée, (b) ouvertures dans les plans horizontal et vertical et (c) Adaptation et isolation de l'antenne réseau double polarisation avec alimentation stripline avec une distance inter-éléments de λ

de l'antenne restent identiques. La variation de $Ecart_X$ se réalise seulement sur le plan horizontal. Le reste du plan de masse reste libre durant l'étude.

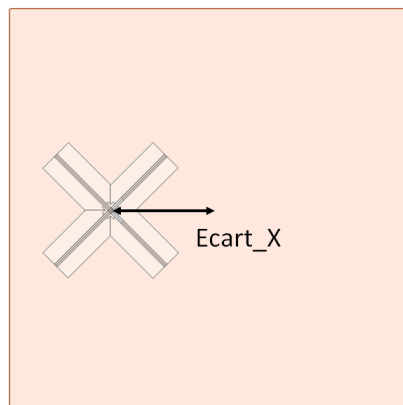


FIGURE 4.23 : Introduction du paramètre de décentrage de l'antenne $Ecart_X$ sur le plan de masse

La figure 4.24 affiche les résultats de simulation sous HFSS en termes de gain en polarisation

principale et en polarisation croisée, d'ouvertures dans les plan horizontal, de paramètres S et de dépointage dans le plan horizontal. En effet, déplacer l'antenne sur le plan de masse engendre l'apparition de dépointage qu'il est nécessaire de connaître.

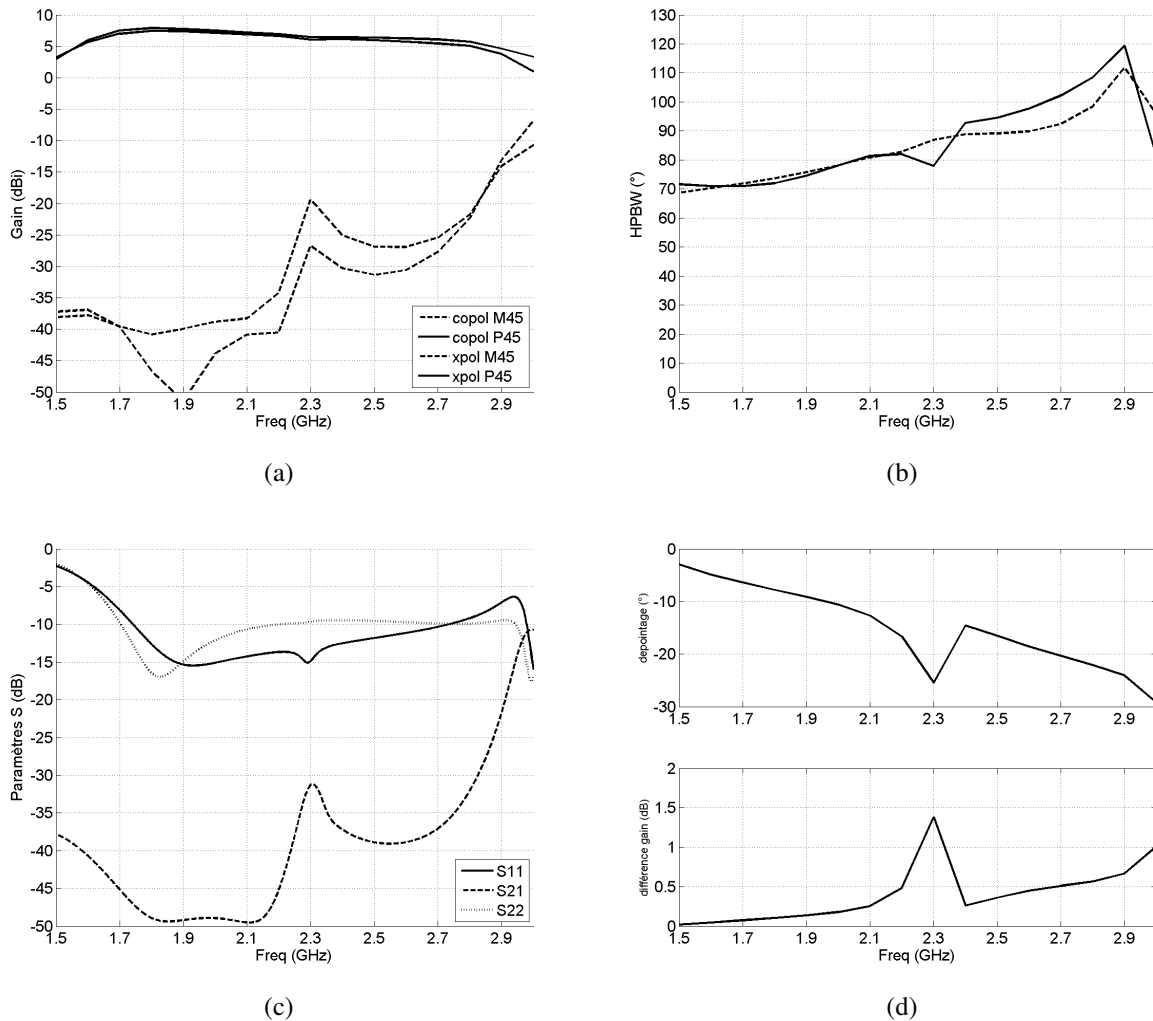


FIGURE 4.24 : Performances simulées en gain (a), ouvertures plans horizontal et vertical (b), (c) dépointage et (d) dépointage et différence de gain associé au dépointage

Ils mettent en évidence des performances similaires à l'antenne centrée en terme d'allure des courbes mais pas pour les valeurs. Le gain dans la bande a diminué autour des 5,2 dBi pour la fin de bande, soit une chute de 1 dB par rapport à l'élément centré. La valeur du gain affichée correspond au gain dans l'axe. Le dépointage est compris entre 7 et 27°. Cependant la différence de gain reste faible puisque dans les bandes utiles, elle reste inférieure à 1 dB.

Les courbes d'ouvertures ont les mêmes allures et les valeurs divergent toujours lorsque la fréquence augmente.

La partie sensible concerne le dépointage de l'antenne. En effet, celui-ci semble être important pour les fréquences élevées mais la différence entre le gain dans l'axe et le gain maximal (obtenu pour la valeur du dépointage) reste faible (inférieure à 1 dB) seulement parce que l'ouverture de l'antenne dans le plan horizontal est suffisamment importante. Si ce dépointage avait été effectué dans le plan vertical, les fabricants auraient du prendre en compte cet effet dans le calcul des pondérations à appliquer au réseau pour tilter le faisceau. Afin d'assurer une bonne zone de couverture de l'antenne, une valeur arbitraire de dépointage de 5° (+/-2,5°) est choisie, soit un écart maximal de 7% par rapport à l'angle d'ouverture à mi-puissance spécifié traditionnellement.

Une mise en réseau est effectuée ensuite pour valider les performances de l'antenne unitaire décentrée.

3.2 Impact sur la mise en réseau

Une fois l'antenne unitaire décentrée connue, il est important de valider la mise en réseau. Les paramètres les plus importants concernent la valeur du dépointage et la différence de gain entre la direction principale et l'angle de dépointage. La distance inter-éléments est de 105 mm, soit 0.95λ . Le plan de masse mesure 66 cm de long et 15 cm de large. La figure 4.25 illustre la simulation effectuée.



FIGURE 4.25 : Schéma de l'antenne décentrée sur la droite du plan de masse

Les performances de cette antenne sont présentées par la figure 4.26. Le gain est toujours intéressant et situé autour des 15 dBi sur toute la bande. Cependant, la différence de gain entre le gain maximal et le gain dans l'axe reste faible (inférieur à 1 dB pour 25° de dépointage).

L'ouverture dans le plan horizontal n'est pas suffisamment contrôlée puisque la valeur en fin de bande, comme pour l'antenne élémentaire, monte trop haut et est de l'ordre de 85° à 2,7 GHz.

Comme pour l'antenne élémentaire décentrée sur le plan de masse, le dépointage de l'antenne est important et monte jusqu'à 30° . L'allure de cette courbe est en tout point similaire à l'étude de l'élément unitaire décentré.

La vue 3D du diagramme de rayonnement de l'antenne réseau apporte quelques éléments de réponse pour comprendre le décalage de performances. Les lobes secondaires aux extrémités ont tendance également à être dépointés horizontalement vers le côté où se trouvent les éléments rayonnants. Le lobe principal subit également une légère inclinaison pouvant modifier l'ouverture dans le plan horizontal.

En déplaçant l'antenne élémentaire sur le côté du plan de masse, de la place a été libérée pour ajouter un second sous-réseau. Afin de qualifier la nouvelle antenne avec la présence des deux sous-réseaux, il est nécessaire de simuler l'élément rayonnant avec la présence d'un autre sur la même ligne horizontale. Il est envisagé d'utiliser ce deuxième réseau pour modifier les éléments rayonnants alimentés du réseau afin de compenser l'ouverture dans le plan horizontal.

3.3 Performances de l'antenne unitaire en présence d'une autre antenne

En modifiant le décentrage horizontal et en prenant en compte l'antenne à proximité, il est possible de travailler sur une nouvelle antenne unitaire basée maintenant sur ces deux éléments rayonnants. La figure 4.27 illustre ce principe. Dans la configuration présentée sur la figure, $Ecart_X$ vaut 0.25λ . La distance entre les deux antennes est donc de 0.5λ . Les dimensions du plan de masse sont conservées ainsi que les paramètres physiques de l'antenne. Afin d'optimiser au mieux les résultats sans tenir compte de la disposition des éléments, il est nécessaire d'effectuer une étude paramétrique sur $Ecart_X$. La variation est faite de 0.5λ à 0.8λ à 2,7 GHz, soit 55 mm à 88 mm. Des valeurs plus petites de $Ecart_X$ ne peuvent pas être choisies sous peine de superposition des éléments constitutifs des antennes avec en premier les superstrats entourant les dipôles. Les deux baluns de chaque polarisation sont orientés dans le même sens (il s'agit donc simplement d'une symétrie de l'antenne dans le plan horizontal).

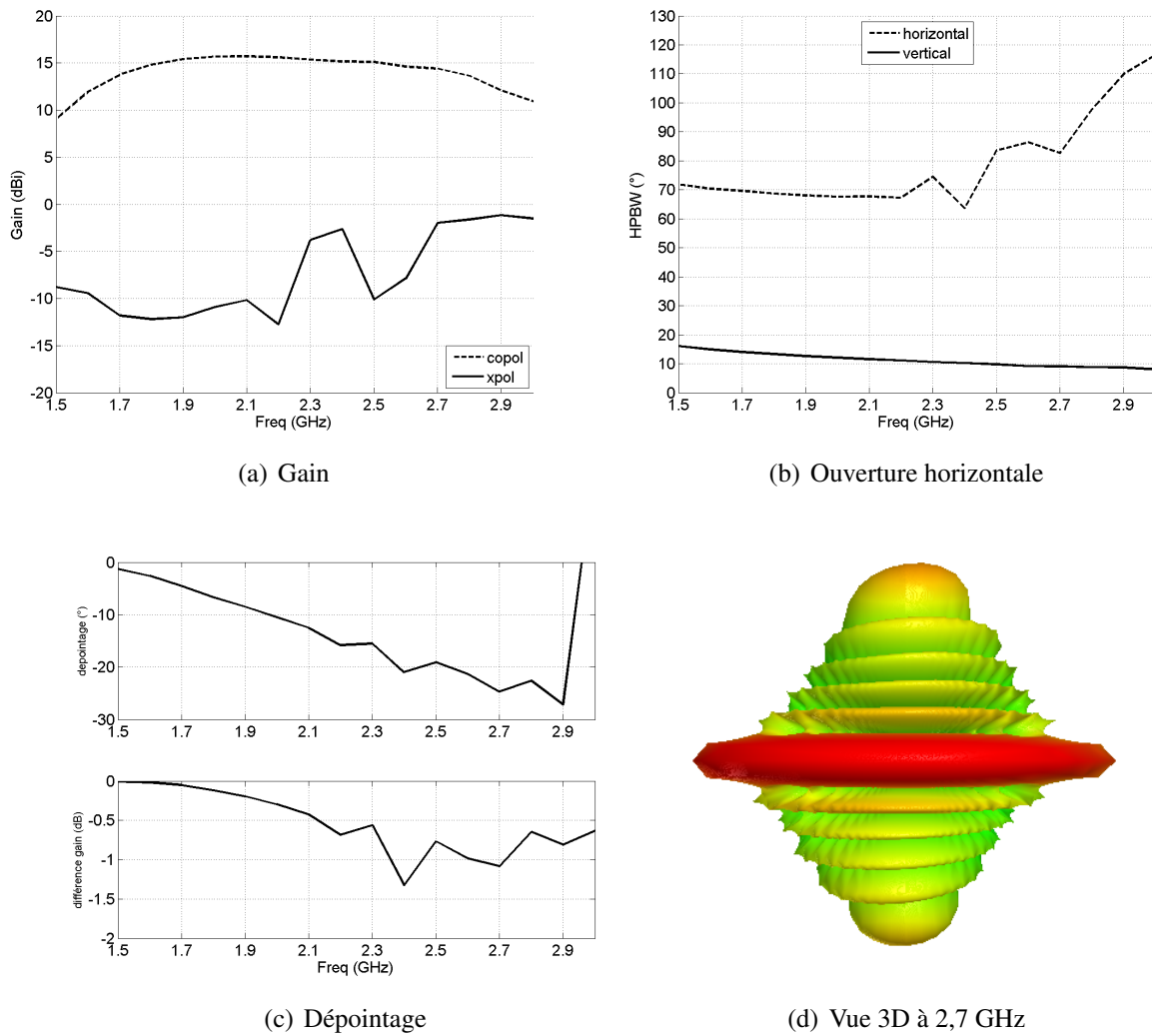


FIGURE 4.26 : Performances de l'antenne réseau entièrement décentrée du même côté du plan de masse

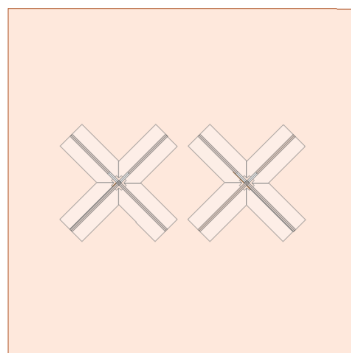


FIGURE 4.27 : Schéma de l'étude : impact du décentrage de l'antenne unitaire avec présence d'une autre antenne

Les résultats de la figure 4.28 montrent l'impact de $Ecart_X$ sur les performances en rayonnement. Le gain a tendance à chuter lorsque les deux éléments sont proches (7 dBi pour l'écart le plus important et 5,5 dBi en moyenne pour $Ecart_X$ le plus faible). L'ouverture et le dépointage subissent également des modifications importantes mais restent un point secondaire puisque la différence de gain reste faible (inférieur à 1,2 dBi).

Une distance de $0,8\lambda$ permet de conserver les meilleures performances possibles. Il est possible

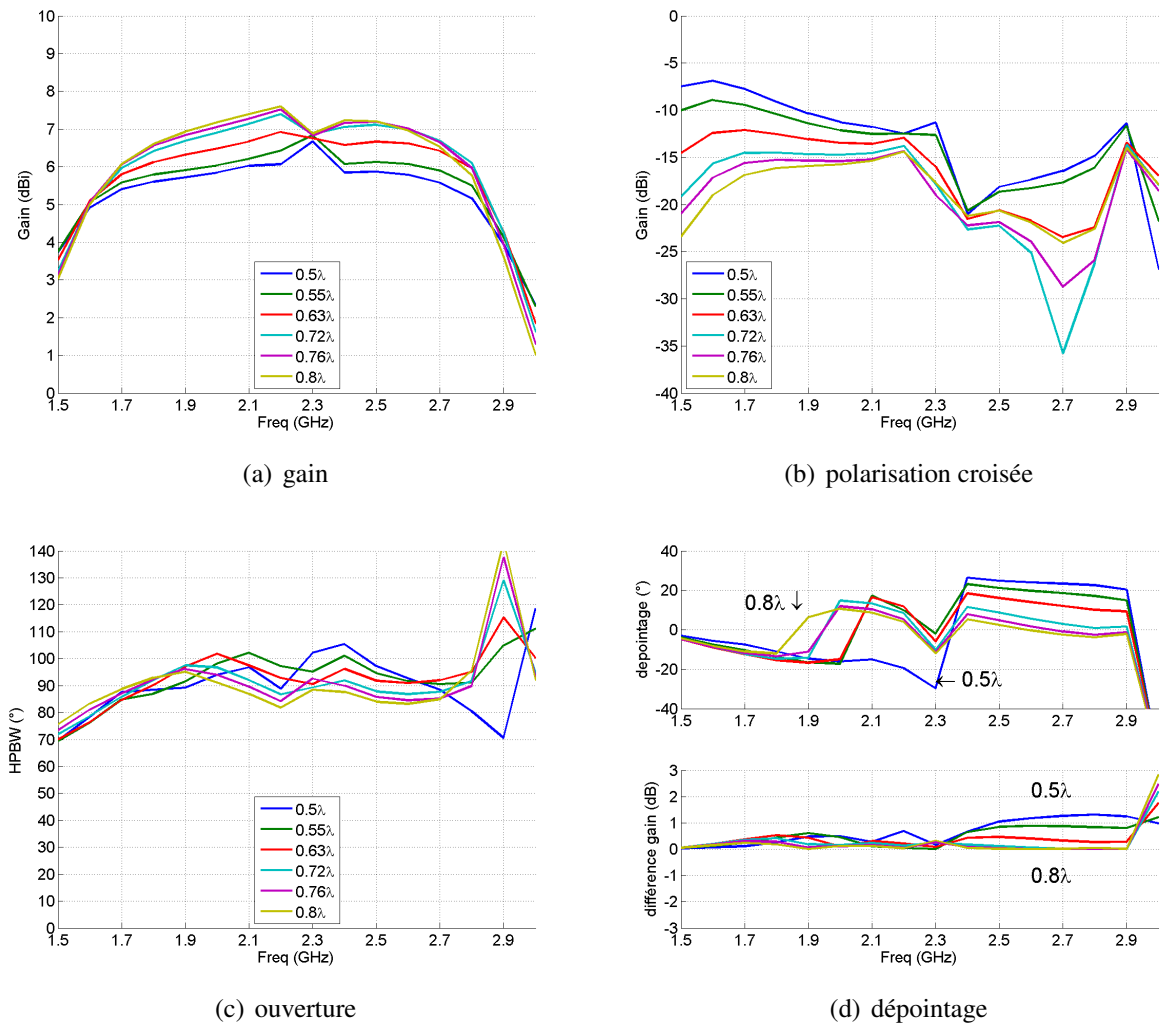


FIGURE 4.28 : Performances de l'antenne en rayonnement avec présence d'une autre antenne

de les rapprocher à $0,7 \lambda$ tout en maintenant des résultats satisfaisants. Sous cette valeur, des dégradations importantes sont à noter et donc ces cas-là doivent être écartés. L'effet de couplage est donc vraiment présent. Le même résultat est visible sur le niveau de la polarisation croisée puisqu'une remontée significative est à constater entre le cas à $0,5\lambda$ et le cas à $0,8\lambda$ (-15 dBi à -5 dBi).

Maintenant que l'étude d'une base unitaire constituée de deux éléments rayonnants a montré qu'il était possible d'envisager cette configuration, la prochaine étape concerne la mise en réseau. L'entrelacement des sous-réseaux doit permettre de compenser les performances limitées obtenues précédemment si le dipôle stripline sans directeur est utilisé.

4 Réseaux entrelacés

Les performances de l'antenne centrée puis décentrée seule et ensuite accompagnée d'une autre antenne sont connues et peuvent permettre une intégration dans une antenne de station de base. Plusieurs possibilités existent et sont détaillées dans les sous-sections suivantes.

4.1 Réseau alterné

Les performances de l'élément unitaire décentré sont maintenant connues dans les configurations où une antenne est présente dans le plan horizontal. Il est constaté une légère dégradation du gain (et donc de l'ouverture) mais aussi l'apparition de dépointage dans le plan horizontal. Cet aspect pose un problème puisque cela signifie que l'antenne ne pointe pas dans le même axe pour toutes les fréquences. Pour rappel, les risques principaux sont une perte de couverture sur un utilisateur et un recouvrement de zones couvertes par d'autres stations de base. Il est alors absolument nécessaire de rectifier ce point. Pour cela, il est proposé l'instauration d'une symétrie sur certains éléments afin de compenser le dépointage d'un élément unitaire décentré. Un élément sur deux sera donc placé à gauche sur le plan et l'autre élément sur la droite comme illustré sur la figure 4.29. Deux cas sont simulés. Le premier avec une distance inter-éléments de $0,45\lambda$ (a) et le second à $0,9\lambda$ (b).

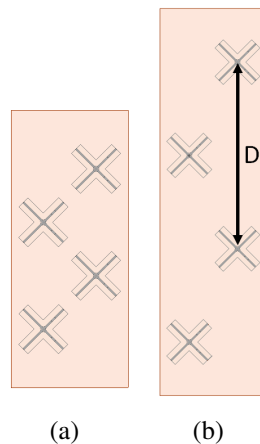


FIGURE 4.29 : Réseau de 4 éléments rayonnants stripline décentrés et alternés sur le plan de masse

La configuration du sous-réseau étudiée est donc un réseau à deux dimensions, le premier dans le plan vertical alors que second est introduit par l'écartement des éléments par rapport à l'axe central. La distance inter-éléments est donc partagée sur l'élément placé au-dessus et/ou en-dessous de lui mais également sur l'élément placé sur la diagonale. Ceci introduit une augmentation de la distance électrique. Les performances en rayonnement montrent par la figure 4.30 deux courbes de gain stable entre 13 et 16 dBi. La discrimination de la polarisation croisée est supérieure à 18 dB.

L'alternance des sources provoque des modifications de l'allure du diagramme de rayonnements, notamment sur les lobes secondaires. Le lobe principal est légèrement incliné mais se rapproche désormais du cahier des charges demandé. Une dégradation des lobes secondaires apparaît puisque la distance inter-éléments D est supérieure à $0,95\lambda_0$. La figure 4.31 illustre la représentation du gain en 3D. Les lobes secondaires sont nettement visibles sur ces deux figures. Il est possible de voir leur dépointage et un lien entre la direction des lobes et la position de l'antenne élémentaire sur le plan de masse.

Bilan : L'antenne à deux sous-réseaux alternés gauche-droite (distance inter-éléments de $0,45\lambda$) présente des performances intéressantes puisqu'il est possible de densifier une antenne de station de base en conservant la même largeur de plan de masse.

Lorsque la distance inter-éléments augmente à $0,9\lambda$, les lobes secondaires sont trop élevés. Ceci est dû à l'alternance non directe entre les éléments. Il n'est pas envisageable de concevoir une antenne panneau avec un nombre élevé de sous-réseaux basée sur cette architecture d'entrelacement. Il est compliqué de travailler à la fois avec ces antennes élémentaires et une distance inter-éléments

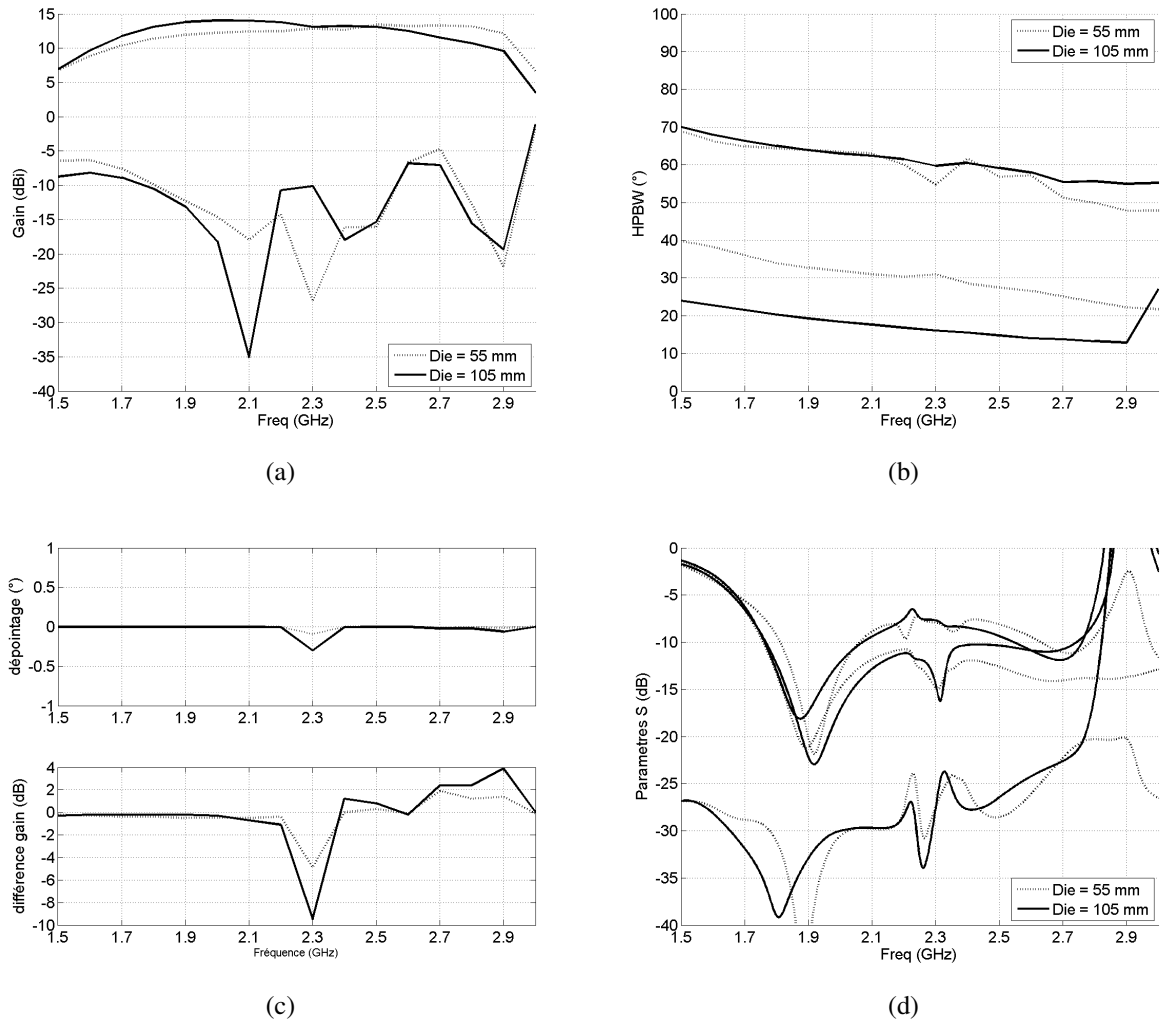


FIGURE 4.30 : Performances en gain (a), ouvertures plans horizontal et vertical (b), (c) dépointage et (d) dépointages et différences de gain pour les deux réseaux d'antennes alternés

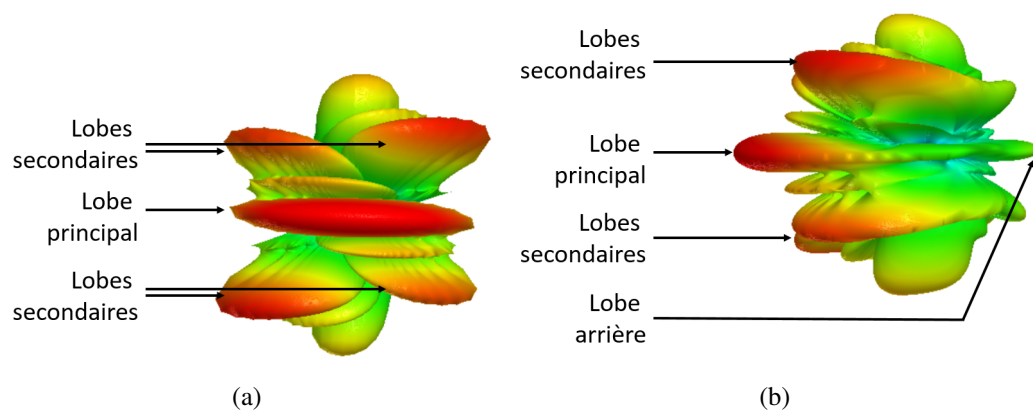


FIGURE 4.31 : Diagramme de rayonnement vu de face (a) et de profil (b) de l'antenne réseau alternée à six éléments unitaires

plus faible puisqu'il risque d'y avoir une superposition des éléments rayonnants.

Pour trouver une densification plus importante, il est donc nécessaire de trouver un autre moyen d'entrelacer les éléments rayonnants.

4.2 Réseau croisé

Pour rappel, les configurations existantes aujourd'hui pour deux bandes de fréquence sont schématisées par la figure 4.32.a. La configuration de la figure 4.32.b est la première mise en réseau envisagée. Les éléments rayonnants sont positionnés verticalement mais le manque de stabilité de l'ouverture dans le plan horizontal ne permet pas d'envisager cette solution avec l'élément rayonnant compact sélectionné. La présence d'un léger dépointage doit être également compensée. Afin de trouver une solution aux problèmes de maîtrise du lobe principal dans le plan horizontal et de dépointage La configuration de la figure 4.32.c est celle qui est maintenant proposée. Pour cela, une modification est apportée sur la symétrie horizontale. Celle-ci n'est plus axiale mais centrale. Par exemple, les éléments de la partie haute du réseau sont placés sur la gauche du plan de masse et les éléments de la partie basse du réseau sont placés sur la droite du plan de masse.

L'entrelacement à quatre sous-réseaux est physiquement possible dès lors que la distance inter-éléments est maîtrisée autour des 0.95λ . La distance inter-éléments est identique sur tous les éléments sauf les deux éléments centraux où elle est un peu plus importante dû à la diagonale pour passer sur l'autre côté du plan de masse. Ceci doit permettre la diminution de l'angle d'ouverture dans le plan horizontal.

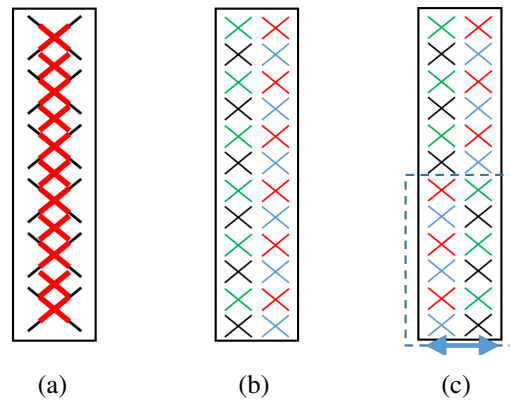
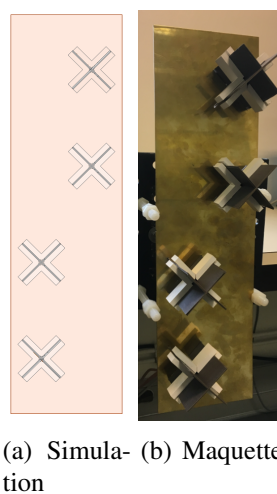


FIGURE 4.32 : Entrelacement classique pour une antenne multibande industrielle (a) et proposition initiale pour l'antenne panneau à quatre sous-réseaux (b) et nouvelle proposition (c)

L'antenne simulée est introduite par la figure 4.33.a et la maquette réalisée par la figure 4.33.b.

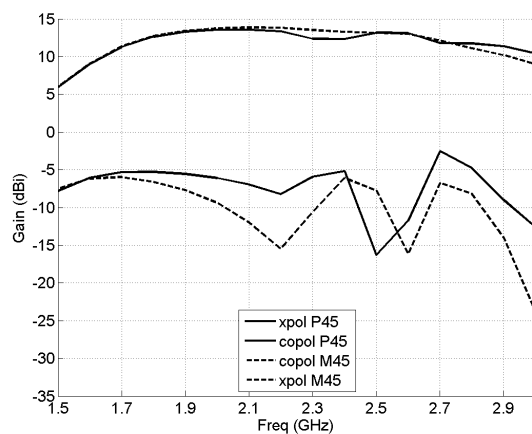


(a) Simulation (b) Maquette

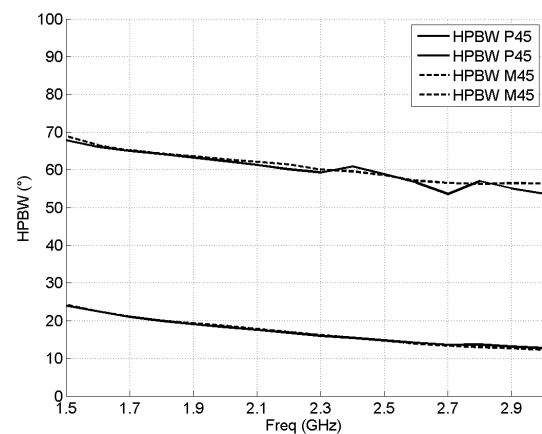
FIGURE 4.33 : Principe de l'antenne réseau avec symétrie centrale des éléments rayonnants unitaires en simulation (a) et en maquette (b)

La distance inter-éléments vertical est de 0.9λ . Les éléments périphériques ne sont pas simulés dans le but de valider le contrôle de l'ouverture horizontale et des lobes secondaires par la modification de la mise en réseau. Le plan de masse mesure 435 mm de long et 120 mm de large. L'antenne utilisée est l'antenne stripline gravée sur un substrat téflon et encapsulée dans un diélectrique de permittivité relative 10.

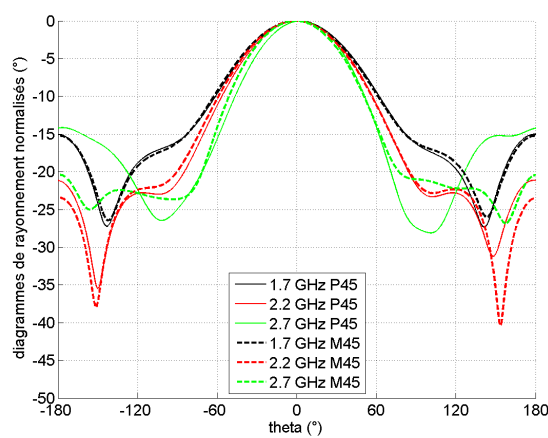
Les performances de l'antenne en rayonnement sont présentées par la figure 4.34 en simulation. Une très bonne similitude entre les ouvertures dans les plans horizontal et vertical est un point important à noter avec des valeurs comprises entre 65° en début de bande et 55° en fin de bande. A 2,7 GHz, ils sont situés sous les 12 dB par rapport à la direction principale. Les diagrammes de rayonnement dans les plans horizontal (c) et vertical (d) montrent des résultats intéressants puisque la sectorisation est bien présente. La distance inter-éléments de 0.9λ permet de maîtriser les lobes secondaires. Une bonne stabilité est à noter dans le plan horizontal. Le plan vertical montre une ouverture beaucoup plus faible dû à la mise en réseau. De plus, que ce soit pour l'ouverture horizontale ou verticale, les rayonnements des deux polarisations sont similaires. Une application de station de base semble donc envisageable avec ces performances. Enfin, une très bonne stabilité en gain est à noter entre les deux polarisations. Les niveaux des polarisations croisées sont plutôt corrects.



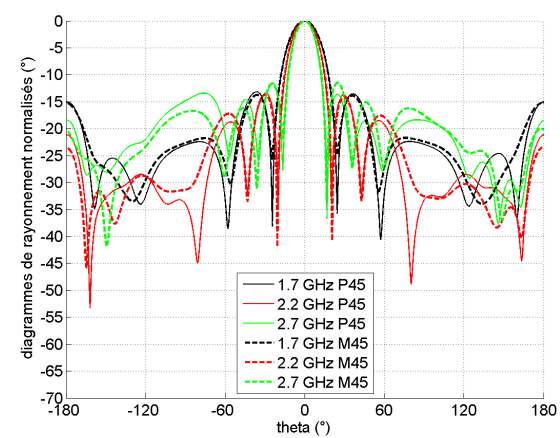
(a) Gains



(b) ouvertures



(c) rayonnement plan horizontal



(d) rayonnement plan vertical

FIGURE 4.34 : Performances en simulation de l'antenne en gain (a) et en ouvertures dans les plans horizontal et vertical (b), diagrammes de rayonnement dans les plans horizontal (c) et vertical (d) sur les deux polarisations

La figure 4.35 illustre la mesure de l'antenne panneau maquetée à quatre éléments rayonnants sur le mât de la chambre anéchoïde. Le plan de masse utilisé est une plaque de laiton d'épaisseur 0.3 mm. Le choix de l'épaisseur a été contraint par la possibilité d'y réaliser des fentes à l'aide d'une fraiseuse 2D et d'une fraise en acier. Les câbles utilisés sont de marque ATEM et de référence 208-0303-1000A. L'atténuation à 3 GHz est de 0,8 dB/m. Ils sont tous coupés en 2 pour être soudés sur l'antenne. Les pertes sont donc également divisées par deux (0,4 dB pour 50 cm). Un diviseur 1 vers 4 est utilisé pour alimenter chaque élément rayonnant. L'excitation a la même amplitude et la même phase partout.

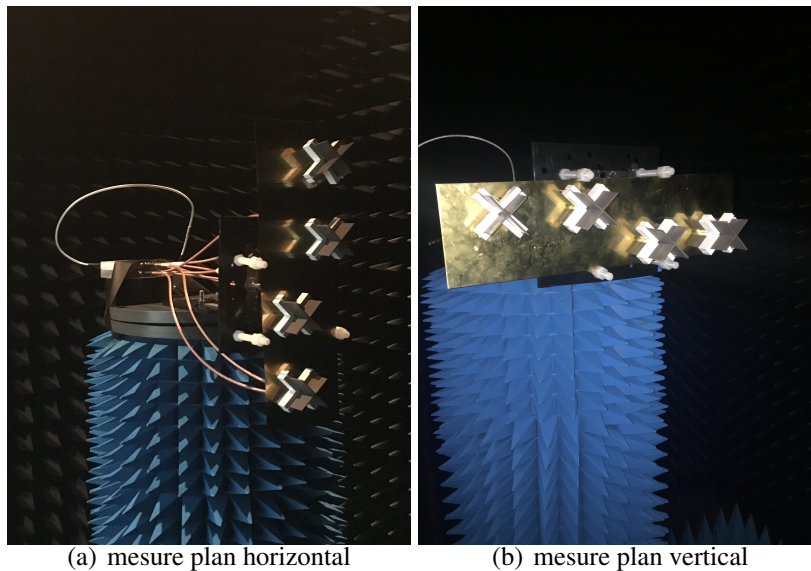


FIGURE 4.35 : Photos de l'antenne réseau dissymétrique à quatre éléments rayonnants. Mesures en plan horizontal (a) et en plan vertical (b)

La comparaison simulation-mesure en gain est présentée sur la figure 4.36. Une très bonne corrélation est à noter sur les deux polarisations. Le gain est stable sur l'ensemble de la bande. Ceci est un avantage pour assurer une couverture sectorielle stable sur une bande de fréquence large. La polarisation croisée présente un niveau également stable et inférieur de plus de 15 dB sur l'ensemble de la bande.

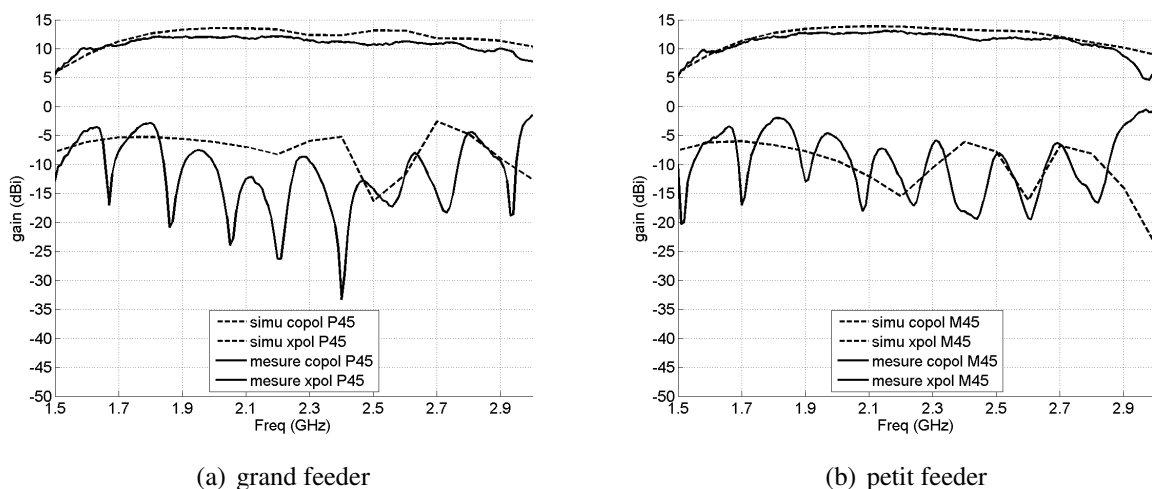


FIGURE 4.36 : Performances en gain dans l'axe de l'antenne réseau quatre éléments rayonnants pour le grand feeder (a) et le petit feeder (b)

Les ouvertures dans les plans horizontal et vertical pour les deux polarisations sont proposées par la figure 4.37. Une bonne corrélation est à noter entre la simulation et la mesure. L'ouverture dans le plan horizontal des deux polarisations permet une utilisation pour station de base. L'ouverture dans le plan vertical pour les deux polarisations montrent des performances très intéressantes également pour envisager une plus grande mise en réseau.

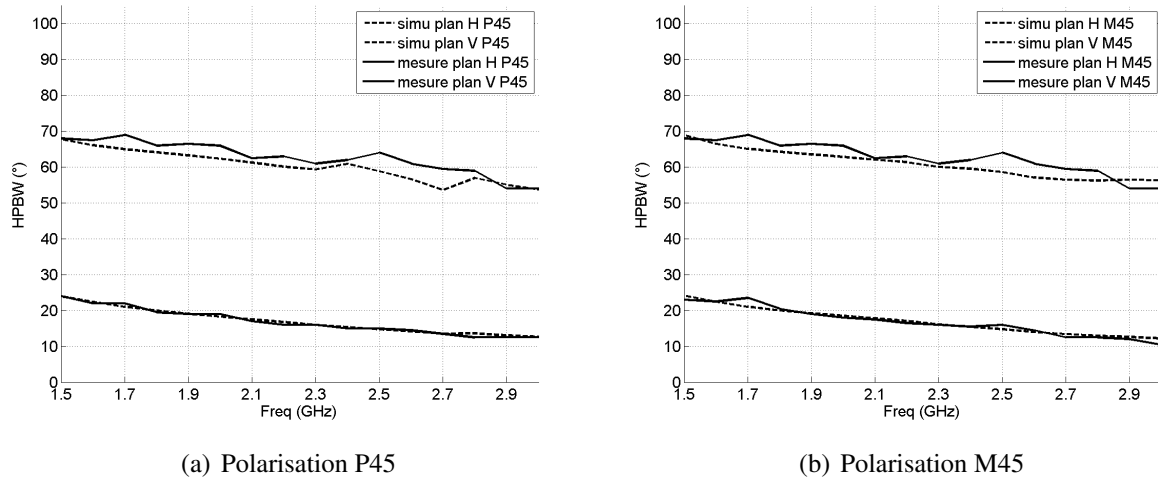


FIGURE 4.37 : Performances en ouvertures dans les plans horizontal et vertical de l'antenne réseau quatre éléments rayonnants pour les polarisations P45 (a) et M45 (b)

Les performances en rayonnement dans le plan vertical sont introduites par la figure 4.38.

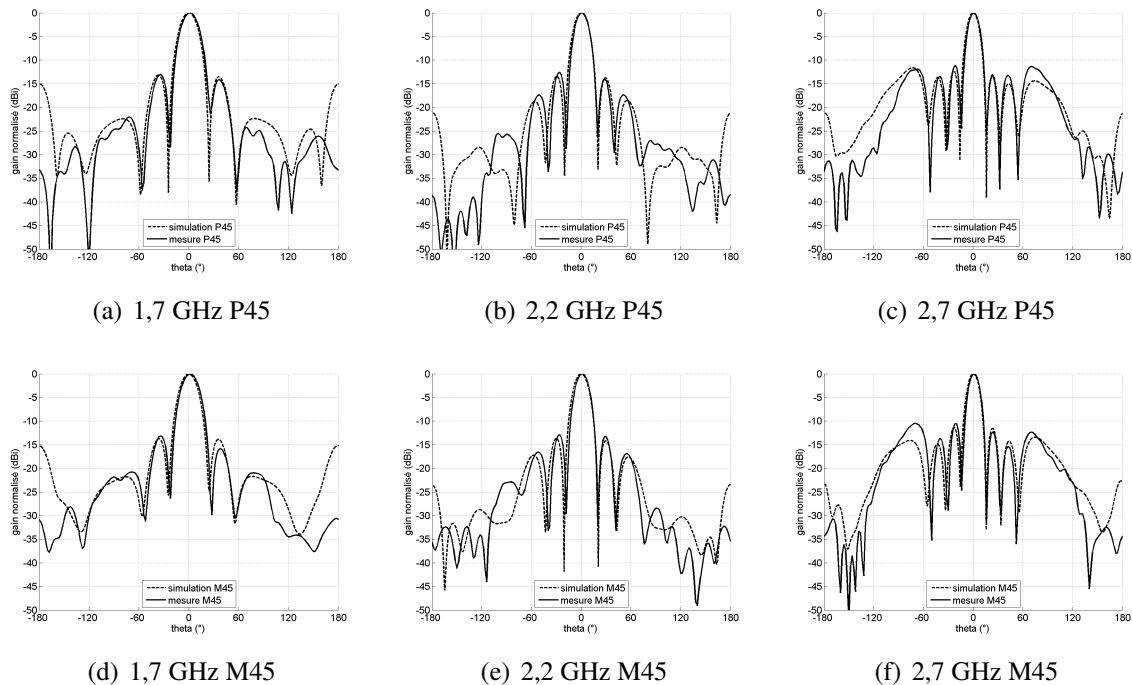


FIGURE 4.38 : Performances en rayonnement dans le plan vertical de l'antenne réseau quatre éléments rayonnants pour la polarisation P45 à 1,7 GHz (a), 2,2 GHz (b) et 2,7 GHz (c) et pour la polarisation M45 à 1,7 GHz (d), 2,2 GHz (e) et 2,7 GHz (f)

Une très bonne corrélation est à noter entre la simulation et la mesure. Les courbes de la polarisation P45 sont présentées par le cas (a) à 1,7 GHz, le cas (b) à 2,2 GHz et le cas (c) à

2,7 GHz et pour la polarisation M45 par le cas (d) à 1,7 GHz, le cas (e) à 2,2 GHz et le cas (f) à 2,7 GHz. Une différence est à noter entre la simulation et la mesure pour le gain arrière de l'antenne. La configuration de mesure peut expliquer cette différence puisque la figure 4.35 montre qu'une partie de l'antenne est cachée par le mât de la chambre. Cette différence est également et logiquement visible sur les diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal exposés par la figure 4.39. Une bonne corrélation est à souligner entre la simulation et la mesure. Les courbes de la polarisation P45 sont présentées par le cas (a) à 1,7 GHz, le cas (b) à 2,2 GHz et le cas (c) à 2,7 GHz et pour la polarisation M45 par le cas (d) à 1,7 GHz, le cas (e) à 2,2 GHz et le cas (f) à 2,7 GHz.

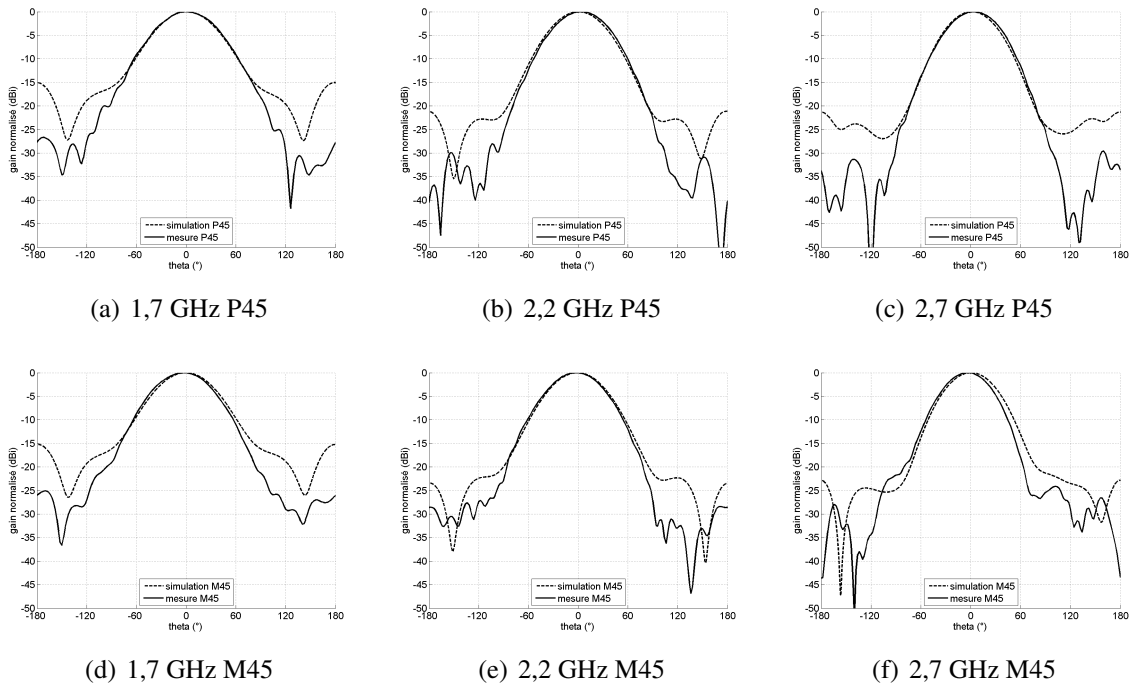


FIGURE 4.39 : Performances en rayonnement dans le plan horizontal de l'antenne réseau quatre éléments rayonnants pour la polarisation P45 à 1,7 GHz (a), 2,2 GHz (b) et 2,7 GHz (c) et pour la polarisation M45 à 1,7 GHz (d), 2,2 GHz (e) et 2,7 GHz (f)

5 Perspectives

La figure 4.40 illustre les diagrammes de rayonnement 3D obtenus en simulation sur cette antenne réseau pour les deux polarisations en fin de bande à 2,7 GHz. Les troisièmes lobes secondaires montrent des directions différentes pour chaque polarisation. Le lobe principal est incliné pour les deux polarisations. Cela est dû à l'architecture physique de l'antenne. La puissance dissipée dans les lobes secondaires est plus faible que dans le cas du réseau alterné ce qui rend cette solution plus intéressante.

Des études supplémentaires sur la distance entre les deux éléments rayonnants centraux peuvent être réalisées dans le but de diminuer la puissance des lobes secondaires. En effet, celle-ci est plus importante que dans le cas alterné présenté auparavant. Il est possible de la réduire en rapprochant les deux éléments rayonnants centraux positionnés au niveau du changement de côté comme l'illustre la figure 4.41.a. Le diagramme de rayonnement présenté en (b) montre que le gain de ces lobes est réduit par rapport au cas précédent.

De plus, l'ajout de sous-réseaux demande des alimentations supplémentaires et engendre donc des contraintes plus importantes en poids et en volume sur le reste de l'antenne. La figure 4.42

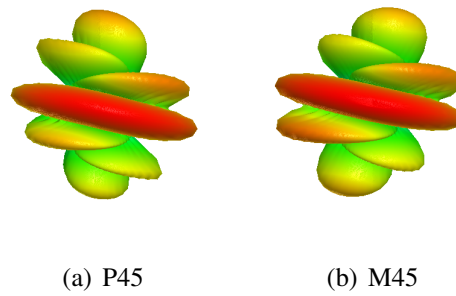


FIGURE 4.40 : Diagrammes de rayonnement 3D de l'antenne réseau à 4 éléments rayonnants pour la polarisation P45 (a) et M45 (b)

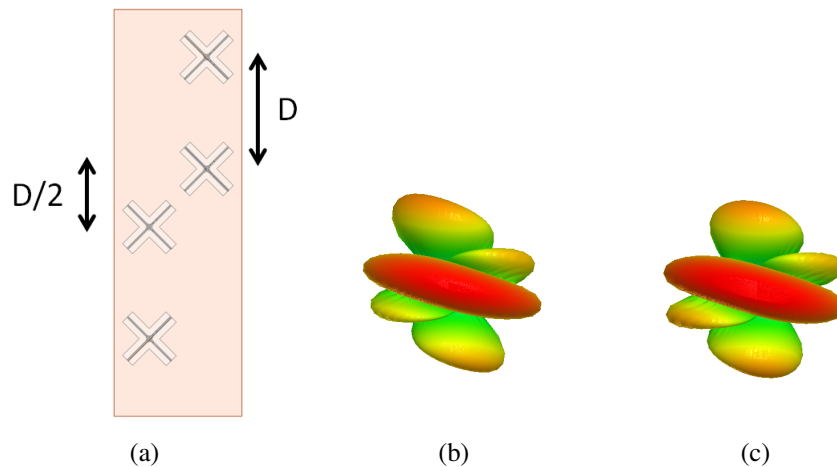


FIGURE 4.41 : Antenne réseau avec éléments centraux rapprochés, schéma sous HFSS (a) et diagrammes 3D pour la polarisation P45 (b) et pour la polarisation M45 (c)

montre le réseau d'alimentation de l'antenne Huawei présentée dans ce mémoire.

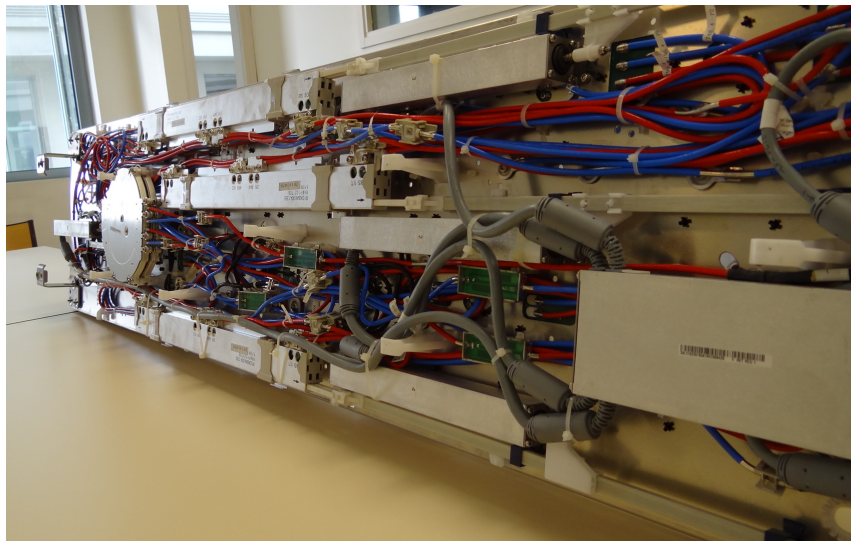


FIGURE 4.42 : Présentation du réseau d'alimentation de l'antenne Huawei

On peut constater que celui-ci est assez dense et requiert une place d'environ quatre centimètres de plus en volume. L'entrelacement est donc une solution intéressante puisque le volume total est plus maîtrisé qu'une mise en réseau linéaire avec un élément rayonnant plus directif.

L'idée d'intégrer ce prototype reste cependant intéressante si l'antenne utilisée est une antenne multibande. En reprenant l'antenne de la figure 4.43, abordée un peu plus tôt dans ce chapitre, il n'est pas possible d'intégrer une deuxième antenne de station de base pour la bande 800 puisqu'il serait nécessaire d'élargir encore la largeur du plan de masse.

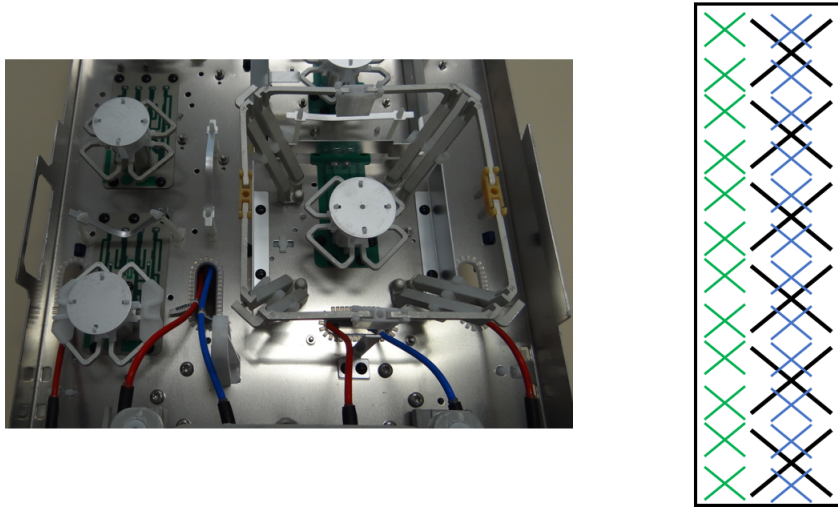
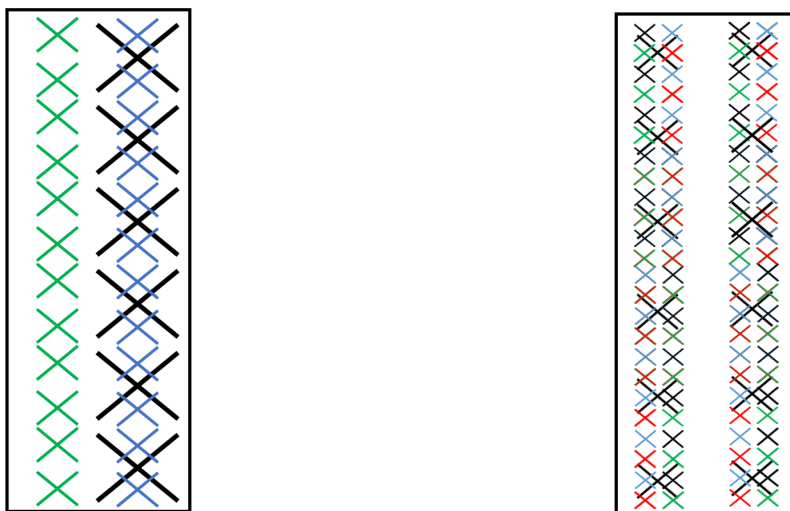


FIGURE 4.43 : Zoom sur les éléments rayonnants de l'antenne Huawei AQU4518R0 à gauche et sa reprise schématique à droite (b)

Le développement d'un élément rayonnant compact en bande 800 basé sur la théorie du chapitre 3 peut permettre l'intégration d'un deuxième sous-réseau dans la bande 800-900 ou l'ajout de sous-réseaux supplémentaires en bandes plus élevées pour préparer l'arrivée de la 5G (située autour de 3,5 GHz). Le schéma de la figure 4.44 montre qu'il est possible d'obtenir une antenne multibande entièrement basée sur des éléments rayonnants compacts. Cette solution permet une intégration plus facile des antennes de station de base dans des endroits difficiles puisque tous les standards des opérateurs pourraient être couverts par une seule antenne panneau.



(a) Antenne multibande standard Huawei

(b) Future antenne de station de base

FIGURE 4.44 : Principe d'entrelacement standard Huawei (a) et nouvelle possibilité d'entrelacement (b)

6 Bilan du chapitre

L'élément unitaire conçu dans le chapitre 3 a été étudié en plusieurs étapes. La première étape a été de décentrer l'antenne sur le plan de masse pour estimer le dépointage de l'antenne. Il a été constaté une augmentation de cette valeur quand la fréquence augmente. L'ouverture dans le plan horizontal est assez importante mais le maillage des cellules des opérateurs demande une très bonne symétrie, il est donc nécessaire d'annuler ce paramètre. Pour cela, une mise en réseau en simulation a permis de confirmer que le dépointage était toujours présent si tout le sous-réseau était décentré et avait les mêmes performances que dans le cas de l'antenne unitaire.

Afin de résoudre ce problème, il a été proposé de déplacer certains éléments unitaires sur le plan de masse. La première configuration a été l'alternance successive gauche-droite des éléments un par un. Elle a montré des limitations sur l'augmentation du gain et de contrôle des lobes secondaires mais a permis d'annuler le dépointage. Cette solution peut être envisagée si l'intégration d'un seul sous-réseau est voulu.

Dans le cas où une densification plus importante de l'antenne panneau est demandée, il est possible de positionner les éléments hauts de l'antenne sur la partie gauche (ou droite) du plan de masse et les éléments bas de l'antenne sur la partie droite (ou gauche). La symétrie est donc centrale dans ce cas précis. Ce sous-réseau a été simulé, maqueté et mesuré. Les performances ont montré des résultats performants avec la présence de quatre éléments sur le panneau. Le niveau des lobes secondaires est cependant relativement élevé et pour les diminuer, il est possible de rapprocher les deux éléments centraux. L'intérêt est donc de réussir à intégrer cette solution avec d'autres sous-réseaux compacts.

L'intégration de sous-réseaux identiques requiert une étude supplémentaire afin de diminuer le couplage entre les éléments unitaires. En effet, il a été constaté en simulation une diminution de l'isolation et du niveau de polarisation croisée qui ne respectait plus les spécifications des opérateurs même si leurs valeurs restaient encore convenables.

Conclusion et perspectives

Les réseaux cellulaires existent depuis plusieurs décennies et ont subi d'énormes évolutions depuis leur apparition par le passage à différents standards. Le 3GPP décrit les normes à respecter pour tous les standards au niveau mondial et l'ETSI les fait appliquer en Europe. L'engouement apporté par le grand public pour les services mobiles a permis aux opérateurs de créer et de proposer des nouveaux services de plus en plus gourmands en termes de débit. Les infrastructures de chaque standard ont par conséquent montré des limitations d'utilisation obligeant les opérateurs à en déployer de nouveaux.

Les travaux menés par tous les acteurs du domaine s'orientent sur tous les aspects présents dans l'architecture radio, en partant de l'antenne panneau vers le coeur du réseau.

Les travaux effectués dans le cadre de cette thèse se sont orientés sur l'antenne de station de base, maillon permettant le contact direct avec l'utilisateur. Deux axes de recherche ont été étudiés :

- Le premier s'est orienté sur l'amélioration des performances des antennes déjà existantes et notamment la recherche d'un meilleur gain tout en conservant une ouverture sectorielle dans le plan horizontal. Une technique possible améliorant le gain d'une antenne est la possibilité de positionner un diélectrique au-dessus de l'antenne. L'étude du modèle permet de comprendre le mécanisme d'augmentation du gain. Il est en effet nécessaire de le positionner à une distance spécifique et de retenir une épaisseur cohérente en fonction de la permittivité relative du diélectrique. Cependant, le gain semble ne pouvoir être augmenté de manière significative que sur des antennes de faible épaisseur. Dans le cadre des antennes de station de base, deux antennes ont été sélectionnées et étudiées : il s'agit d'une antenne à base de patchs du fabricant Powerwave et une antenne à base de dipôle du fabricant Kathrein. Leurs éléments rayonnants présentent des épaisseurs plus importantes et empêchent de retrouver des résultats similaires par rapport à l'antenne patch alimentée par une sonde coaxiale (alimentation dite classique). Ce premier axe de recherche n'a donc pas été concluant sur l'amélioration du gain des antennes de station de base.
- Le deuxième axe de recherche s'est attardé sur la densification du nombre de sous-réseaux sur une même surface d'antenne panneau. Pour cela, une théorie a été mise en place pour sélectionner correctement les substrats et superstrats (permittivité relative et épaisseur) par rapport au Facteur de Compression désiré. Des modélisations sous logiciels de simulation électromagnétique 3D ont été réalisées et des maquettes mesurées au sein du laboratoire. Les résultats ont montré des performances très intéressantes par rapport aux nouvelles dimensions obtenues sur une première configuration en monopolarisation puis en prenant en compte la double polarisation dans un second temps. Ensuite, la mise en réseau de ce nouvel élément rayonnant a été étudiée. Des modifications de rayonnement sont apparues dues au positionnement sur le plan de masse. La compensation de ces phénomènes a été abordée et une solution est proposée et permet de résoudre ces problèmes. La réalisation d'un sous-réseau a montré des résultats très encourageants et valident les travaux de simulation.

Les travaux de cette thèse ont mis en place une structure antennaire simple. Cependant, des études complémentaires sont nécessaires afin d'améliorer les performances des antennes de station de base. Pour cela, deux pistes principales d'étude sont envisageables :

- L'amélioration du découplage entre les éléments rayonnants de même fréquence par l'utilisation de solutions passives à base de métamatériaux.
- Des nouvelles structures d'entrelacement pourront être envisagées si les éléments rayonnants des bandes 700-800 et 900 MHz sont compactés.

La multiplication du nombre de sous-réseaux sur la même antenne de station de base est une opportunité voulue par les opérateurs pour réduire les problèmes actuels des loyers et sites denses mais aussi pour anticiper l'arrivée des nouveaux standards. Il s'agit ici d'un formidable challenge technologique à venir pour les constructeurs et les laboratoires de recherche, en quête de structures de plus en plus compactes, légères, à faible coût et performantes.



Annexes

1 Annexe A - Grille tarifaire Hôtel de Ville Tours

SERVICE TELEPHONE

GRILLE TARIFAIRE REDEVANCES DE TELEPHONIE MOBILE

Bouygues Télécom T12017 - campanile Hôtel de Ville

simulation tarifaire		valeur en Euros HT	site en Euros HT
1/ valeurs de base des installations			
Intégration	antennes dissimulées	0	0
	antennes intégrées	313,67	
	antennes apparentes	448,1	
Capacité de l'installation	par antenne radio supérieure à 2 m de hauteur	179,23	
	par antenne radio inférieure à 2 m de hauteur, antenne GSM ou UMTS mono-bande	89,61	
	par antenne GSM ou UMTS bi-bande	134,44	
	par antenne GSM ou UMTS tri-bande	179,23	1075,38
	par antenne hertzienne de dimension inférieure à 1 m de diamètre	53,77	
	par antenne hertzienne de dimension supérieure à 1 m de diamètre	179,23	
	par mètre de câble en chemin de câble, goulotte ou fourreau intérieur	0,46	138
	par mètre de câble en chemin de câble, goulotte ou fourreau extérieur	0,21	
	par baie installée	8,96	35,84
	local technique par m2	4,48	49,28
	emprise en m2 des baies outdoor installées	1,79	
total valeurs de base €			1298,5
2/ coefficients multiplicateurs par site			
Zone	secteur sauvegardé	4	4
	hypercentre (hors secteur sauvegardé)	3	
	habitat seul, hors hypercentre et hors secteur sauvegardé	2	
Nature du bâtiment	monument historique classé	4	4
	monument historique (inventaire supplémentaire)	3	
	château d'eau	1	
	autre bâtiment communal	2	
total coefficients multiplicateurs par site			8
Coût en € des installations par site			10388
3/ coefficients multiplicateurs utilisateurs			
Forfait d'occupation	pour les opérateurs de télécommunications	1	1
	pour les organismes exerçant une mission d'intérêt général ou une mission de service public (SEMIRAT, GIE TAXIS, etc.)	0,5	
	pour les organismes exerçant une mission de sécurité civile (Sapeur-pompiers, ADRASEC, etc.)	0	
total coefficients multiplicateurs utilisateurs			1
coût total des installations par site et par utilisateurs			10388
Indice Ville au 01/01/10		1	1
4/ coût total en € nets au 01/01/10			10388,00 €

2 Annexe B - Grille tarifaire nationale Orange

Le Bailleur s'engage à faire figurer des clauses similaires à cet article dans tout bail passé avec un nouveau Cohabitant du site.

13 LOYER, DROITS d'ENTREE et MODALITES DE PAIEMENT

13.1 Loyer

Le présent bail est accepté moyennant un loyer annuel de : **8 233,13 euros HT** (Huit mille Deux cent trente trois euros et Treize centimes).

Le loyer annuel minimum est de 4 573.47 € hors taxes.

Cette somme est déterminée par l'application de la formule suivante :

$$R = [(A \times S)] \times \frac{HMA}{35} + B = [(2972,76 \times 2,86785)] \times 33,80/35 + 0 = 8\,233,13\text{€}$$

R = Le loyer annuel en euros, hors taxes

A = Coefficient multiplicateur variable avec la population de la commune sur laquelle le pylône est implanté

HMA : Hauteur Milieu d'Antennes, exprimé en mètre. En cas d'implantation d'antennes à des HMA différentes, la formule devra être calculée antenne par antenne.

POPULATION	A
Moins de 10 000 habitants	2 972.76 €
Moins de 50 000 habitants	3 963.67 €
Moins de 100 000 habitants	4 878.37 €
Plus de 100 000 habitants	5 869.29 €

Ce calcul s'applique à toute implantation sur une superstructure (pylône, pylônet).

S = Surface de voilure des aériens et de leur accrochage en m², les câbles ne sont pas comptabilisés dans cette surface.

B = 457.35 € si une installation au sol est implantée dans l'emprise (local technique, baie outdoor).

13.2 - Droits d'entrée et franchises temporaires de loyer

13.2.1 Implantation nécessitant une rehausse, un changement ou un renforcement du pylône

Outre le loyer visé à l'article 13.1, le Preneur versera au Bailleur à la mise à disposition effective des emplacements et sur présentation d'une facture, à titre de droit d'entrée, la somme correspondant à sa quote-part de travaux de rehausse, renforcement ou changement de pylône.

Il est entendu que la quote-part financière à la charge du Preneur correspondra à 100% des coûts directement induits par l'implantation des Equipements Techniques du Preneur, telle qu'indiqués dans le devis. Le montant s'élève à **18 551 euros H.T.** (Dix huit mille Cinq cent cinquante et un euros hors taxes)

3 Annexe C - Extrait d'un document relatif au choix des antennes de station de base par les opérateurs

Choix des Antennes

Un système de radiotéléphone est prioritairement étudié pour entendre les mobiles le mieux possible. Cela permet de les entendre le plus loin possible ou de réduire leur puissance, économisant ainsi la batterie (et limitant la pollution en fréquence).

Ce besoin est aggravé pour les systèmes numériques de toute nature lorsque le mobile n'émet pas en permanence, réduisant d'autant l'énergie par bit. Le GSM est sensible à - 102 dBm/ - 104 dBm ce qui est cohérent avec les systèmes analogiques à - 114 dBm (il en existe à - 116 dBm)

Pour assurer une bonne communication , il sera toujours possible d'écraser de la puissance d'émission prélevée sur le réseau électrique EDF de façon à équilibrer ce que l'on reçoit du mobile.

Dès lors tout doit être fait pour entendre le mobile, soit dans l'ordre d'amélioration :

- Choix d'antennes à très grand gain. En GSM, la meilleurs est la Kathrein K 730376 avec 16,5 dB/dipôle (18,66 dB/ISO).

L'utilisation d'antennes à très grand gain est aussi possible en NMT où existe un panneau 13,5 dB/dipôle.

Ces antennes occupent toutes une place importante verticalement, de l'ordre de 3 m.

- Séparation émission et réception, dans des niveaux verticaux différents (suppression duplexeur).

- Diversité d'espace en réception

- Amplification faible bruit en sortie d'antenne de réception.

Il est important de souligner que plus le montage se sophistique, plus l'installation doit être soignée avec des tolérances très réduites.

Bibliographie

- [1] Roger B Colton. Army ground communication equipment. *Electrical Engineering*, 64(5) :173–179, 1945. 14
- [2] DH Ring. Mobile telephony-wide area coverage-case 20564. *Bell Telephone Laboratories Incorporated, Murray Hill, NJ, Tech. Memoranda*, 1947. 14
- [3] Claes Beckman and Björn Lindmark. The evolution of base station antennas for mobile communications. In *Electromagnetics in Advanced Applications, 2007. ICEAA 2007. International Conference on*, pages 85–92. IEEE, 2007. 14, 29, 163
- [4] William CY Lee. *Mobile cellular telecommunications : analog and digital systems*. McGraw-Hill Professional, 1995. 15
- [5] Gunnar Heine and Matt Horrер. *Gsm networks : Protocols, terminology, and implementation*, artech house. Inc., Norwood, MA, 1999. 16, 163
- [6] Marc Mathieu. *Les faisceaux hertziens analogiques et numériques*. Dunod, 1991. 17
- [7] National instruments, white paper 53051. <http://www.ni.com/white-paper/53051/en/>. 18, 163
- [8] Conditions d’implantation. <http://www.radiofrequences.gouv.fr/spip.php?article56>. 20
- [9] Ciro, cellule d’information régionale sur les ondes. <http://www.ciro-idf.fr/fr/15802-a/homeindex/file?objectId=14347&objecttypeid=0>. 12 juillet 1999. 20
- [10] Xavier Lagrange, Philippe Godlewski, and Sami Tabbane. Réseaux gsm-dcs. *Hermès*, 221, 1997. 20
- [11] Timo Halonen, Javier Romero, and Juan Melero. *GSM, GPRS and EDGE performance : evolution towards 3G/UMTS*. John Wiley & Sons, 2004. 20
- [12] Gunnar Heine and Holger Sagkob. *GPRS : gateway to third generation mobile networks*. Artech House, 2003. 20
- [13] Emmanuel Seurre, Patrick Savelli, and Pierre-Jean Pietri. *EDGE for mobile internet*. Artech House, 2003. 20
- [14] Guy Pujolle. *Les réseaux : Edition 2014*. Editions Eyrolles, 2014. 20
- [15] Stefania Sesia, Matthew Baker, and Issam Toufik. *LTE-the UMTS long term evolution : from theory to practice*. John Wiley & Sons, 2011. 20

- [16] Ian F Akyildiz, David M Gutierrez-Estevez, and Elias Chavarria Reyes. The evolution to 4g cellular systems : Lte-advanced. *Physical communication*, 3(4) :217–244, 2010. 22
- [17] Liste des solutions aux brouillages anfr. <http://www.anfr.fr/>. 26
- [18] Javier Garcia Cabezas, Francisco Javier Dominguez Romero, and Carlos Orobitg Morin. Setting the radiation pattern of an antenna, May 21 2013. US Patent 8,447,360. 27, 163
- [19] David JY Lee and Ce Xu. Mechanical antenna downtilt and its impact on system design. In *Vehicular Technology Conference, 1997, IEEE 47th*, volume 2, pages 447–451. IEEE, 1997. 27
- [20] Magne Pettersen, Lars E Braten, and Anders G Spilling. Automatic antenna tilt control for capacity enhancement in umts fdd. In *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*, volume 1, pages 280–284. IEEE, 2004. 27
- [21] Fredrik Athley and Martin N Johansson. Impact of electrical and mechanical antenna tilt on lte downlink system performance. In *Vehicular Technology Conference (VTC 2010-Spring), 2010 IEEE 71st*, pages 1–5. IEEE, 2010. 28
- [22] Commscope. <http://blog.commscopetraining.com/the-concept-of-cellular-base-station-antennas/>. 6 juillet 2016. 29, 163
- [23] Anders Derneryd and Bjorn Johannisson. Adaptive base-station antenna arrays. *ERICSSON REV(ENGL ED)*, 76(3) :132–137, 1999. 29, 31, 163
- [24] Guillaume Andrieux, J-F Diouris, and Yide Wang. A comparison between spatial and polarisation diversity for transmit beamforming techniques. In *The European Conference on Wireless Technology, 2005.*, pages 161–164. IEEE, 2005. 29
- [25] Paul Burns. *Software defined radio for 3G*. Artech house, 2006. 31
- [26] Emil Bj, Erik G Larsson, Thomas L Marzetta, et al. Massive mimo : Ten myths and one critical question. *IEEE Communications Magazine*, 54(2) :114–123, 2016. 32
- [27] Chantal Brutel, David Levy, and Jean-Michel Floch. Le nouveau zonage en aires urbaines de 2010. *INSEE Première n*, 2011. 33
- [28] Legifrance, obligations des opérateurs. <https://www.legifrance.gouv.fr/affichCodeArticle.do?cidTexte=LEGITEXT000006070987&idArticle=LEGIARTI000006464108&dateTexte=&categorieLien=cid>. mars 2006. 34
- [29] 3gpp ran sharing. <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=668>. 26 septembre 2014. 34
- [30] Anfr cartoradio. <https://www.cartoradio.fr/cartoradio/web/>. 36, 37, 163
- [31] Champ électrique en fonction de la distance de l’antenne panneau, cas de la 3g. <https://www.corporate.bouyguetelecom.fr/nos-engagements/effets-des-ondes/>. 38, 163

- [32] Karine Foucher. Sécurité sanitaire et antennes-relais de téléphonie mobile : pour une application optimisée du principe de précaution. *Cahiers Droit, Sciences & Technologies*, (3) :247–259, 2010. [38](#)
- [33] ETSI ETSI-Standard. En 302 217-4-2 v1. 4.1 (2008-8). *Fixed Radio Systems*, pages 4–2. [39](#)
- [34] Julien Hautcoeur, E Motta Cruz, J Bartholomew, J Sarrazin, Y Mahé, and Serge Toutain. Low-cost printed antenna array built with hybrid feed for urban microwave links. *IET microwaves, antennas & propagation*, 4(9) :1320–1326, 2010. [39](#)
- [35] Julien Hautcoeur. *Conception d'un matériau transparent et conducteur efficace : application aux antennes-panneaux transparentes pour les réseaux radio cellulaires mobiles*. PhD thesis, Rennes 1, 2011. [42](#), [164](#)
- [36] Pierre-Antoine GARCIA. *Conception d'antennes optiquement transparentes pour stations de base*. PhD thesis, IETR Nantes, juillet 2014. [42](#), [51](#), [56](#), [164](#)
- [37] Dipl Ing Peter Scholz and KG KATHREIN-Werke. Basic antenna principles for mobile communications. *Polarization*, 45(45) :12, 2000. [48](#)
- [38] D Orban and GJK Moernaut. The basics of patch antennas, updated. *RF Globalnet Newsletter*, 2009. [50](#), [56](#)
- [39] KC Gupta. Broadbanding techniques for microstrip patch antennas-a review. 1988. [50](#)
- [40] Myungwan Lyou and Bomson Lee. Compact size dual-polarized wll base-station antenna using aperture coupled microstrip patches. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE*, volume 4, pages 2200–2203. IEEE, 2000. [50](#), [56](#), [164](#)
- [41] Suhong Kwon, Bomson Lee, and Jongin Choi. Compact size dual-polarized diversity microstrip antenna for imt-2000 base-station. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE*, volume 2, pages 38–41. IEEE, 2001. [50](#), [51](#), [56](#), [164](#)
- [42] Soufian Lakrit, Hassan Ammor, and Jaouad Terhzaz. Design of h-slot patch antenna for ultra wideband. *European Journal of Scientific Research*, 106(2) :224–228, 2013. [50](#), [56](#)
- [43] James W Healy. Antenna here is a dipole, 1991. [51](#)
- [44] Ankit Agnihotri, Akshay Prabhu, and Dheerendra Mishra. Improvement in radiation pattern of yagi-uda antenna. *International Journal Of Engineering And Science*, 2(12) :26–35, 2013. [52](#)
- [45] YueHui Cui, RongLin Li, and Peng Wang. Novel dual-broadband planar antenna and its array for 2g/3g/lte base stations. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 61(3) :1132–1139, 2013. [52](#), [164](#)
- [46] Lei Ge and Kwai Man Luk. A magneto-electric dipole antenna with low-profile and simple structure. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12 :140–142, 2013. [52](#), [53](#), [56](#), [164](#)
- [47] Yanshan Gou, Shiwen Yang, Jinxin Li, and Zaiping Nie. A compact dual-polarized printed dipole antenna with high isolation for wideband base station applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 62(8) :4392–4395, 2014. [53](#), [56](#), [164](#)

- [48] Paul M Proudfoot. A printed circuit folded dipole with integrated balun. Technical report, DTIC Document, 1989. [53](#)
- [49] Zhanwei Zhou, Shiwen Yang, and Zaiping Nie. A novel broadband printed dipole antenna with low cross-polarization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(11) :3091–3093, 2007. [53](#), [54](#), [164](#)
- [50] Can Wang and Yuehe Ge. A novel broadband printed dipole antenna and its application for td-lte communications. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2014, 2014. [54](#), [164](#)
- [51] Junho Yeo and Jong-Ig Lee. Bandwidth enhancement of double-dipole quasi-yagi antenna using stepped slotline structure. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15 :694–697, 2016. [54](#), [55](#), [56](#), [96](#), [164](#)
- [52] Kevin Le and Louis J Meyer. Wideband dual polarized base station antenna offering optimized horizontal beam radiation patterns and variable vertical beam tilt, August 2 2005. US Patent 6,924,776. [55](#), [116](#), [164](#)
- [53] Constantine A Balanis. *Antenna theory : analysis and design*. John Wiley & Sons, 2016. [61](#), [122](#), [167](#)
- [54] Michael Grelier. *Miniaturisation des antennes large bande à l'aide de matériaux artificiels*. PhD thesis, Télécom ParisTech, 2011. [63](#)
- [55] Mélusine Pigeon. *Etude et réalisation d'antennes ultra-compactes à base de métamatériaux : Application à la réalisation d'une antenne GNSS miniature*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT, 2011. [63](#)
- [56] R Dean Straw. *The ARRL antenna book : the ultimate reference for amateur radio antennas*. Amer Radio Relay League, 2003. [63](#)
- [57] Steven R Best. The significance of ground-plane size and antenna location in establishing the performance of ground-plane-dependent antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 51(6) :29–43, 2009. [64](#)
- [58] Zhan Li and Yahya Rahmat-Samii. Pbg, pmc and pec ground planes : A case study of dipole antennas. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE*, volume 2, pages 674–677. IEEE, 2000. [64](#)
- [59] Dalia MN Elsheakh, Esmat A Abdallah, and Hala A Elsadek. *Antenna Designs with Electromagnetic Band Gap Structures*. INTECH Open Access Publisher, 2012. [64](#), [164](#)
- [60] Chetan Joshi, Anne Lepage, Julien Sarrazin, and Xavier Begaud. Enhanced broadside gain of an ultra wide band diamond dipole antenna using a hybrid reflector. 2016. [64](#)
- [61] S Knotzer, Y Zhang, J von Hagen, and W Wiesbeck. Artificial perfect magnetic conductors as planar antenna reflectors. *ITG FACHBERICHT*, pages 305–308, 2003. [64](#)
- [62] Julien Sarrazin, Anne-Claire Lepage, and Xavier Begaud. High-impedance surface design considerations. In *IEEE Antennas and Propagation Symposium*, volume 4, pages 3569–3572, 2012. [65](#)
- [63] Dan Sievenpiper, Lijun Zhang, Romulo FJ Broas, Nicholas G Alexopolous, and Eli Yablonovitch. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, 47(11) :2059–2074, 1999. [65](#), [164](#)

- [64] William E McKinzie III and Shawn D Rogers. Multiband artificial magnetic conductor, August 10 2004. US Patent 6,774,866. [65](#)
- [65] Ramona Cosmina Hotopan et al. Design of electromagnetic band-gap structures using planar technology for rfid and microwave applications. 2014. [66](#)
- [66] J Massiot and C Martel. Multi layer artificial magnetic conductors for multiband antennas. [66](#), [67](#), [165](#)
- [67] Nader Behdad. Miniaturized-element frequency selective surfaces (mefss) using sub-wavelength periodic structures. In *Radio and Wireless Symposium, 2008 IEEE*, pages 347–350. IEEE, 2008. [67](#)
- [68] Raj Mittra, Yanfei Li, and Kyungho Yoo. A comparative study of directivity enhancement of microstrip patch antennas with using three different superstrates. *Microwave and Optical Technology Letters*, 52(2) :327–331, 2010. [67](#)
- [69] G Von Trentini. Partially reflecting sheet arrays. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 4(4) :666–671, 1956. [67](#)
- [70] Muhannad A Al-Tarifi, Dimitris E Anagnostou, Anthony K Amert, and Keith W Whites. Bandwidth enhancement of the resonant cavity antenna by using two dielectric superstrates. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 61(4) :1898–1908, 2013. [67](#)
- [71] Weihua Tan, Zhongxiang Shen, and Zhenhai Shao. Radiation of high-gain cavity-backed slot antennas through a two-layer superstrate. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 50(3) :78–87, 2008. [69](#), [165](#)
- [72] Wonkyu Choi, Yong Heui Cho, Cheol-Sik Pyo, and Jae-Ick Choi. A high-gain microstrip patch array antenna using a superstrate layer. *ETRI journal*, 25(5) :407–411, 2003. [71](#)
- [73] MA Al-Tarifi, DE Anagnostou, AK Amert, and KW Whites. Multiple superstrates technique for a broadband cavity resonance antenna (cra). In *Antennas and Propagation (AP-SURSI), 2011 IEEE International Symposium on*, pages 1254–1257. IEEE, 2011. [73](#)
- [74] Raheel M Hashmi, Basit A Zeb, Karu P Esselle, and Stuart G Hay. A simple resonant cavity antenna with improved directivity-bandwidth performance for high-capacity wireless data links. In *Applied Electromagnetics and Communications (ICECom), 2013 21st International Conference on*, pages 1–4. IEEE, 2013. [73](#)
- [75] Xing Liu, Shah Nawaz Burokur, Andre De Lustrac, Guy Sabanowski, and Gerard Pascal Piau. Compact base station antennas using metamaterials. *Progress In Electromagnetics Research C*, 33 :43–53, 2012. [86](#)
- [76] Kazuya Itoh, Keisuke Konno, Qiang Chen, and Shingo Inoue. Design of compact multiband antenna for triple-band cellular base stations. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 14 :64–67, 2015. [86](#)
- [77] Jung N Lee, Jae H Jung, and Kwang C Lee. Design of dual-polarised compact base station antenna with high isolation using spiral resonator. *Electronics Letters*, 49(20) :1, 2013. [86](#)
- [78] Debatosh Guha and Jawad Y Siddiqui. Resonant frequency of circular microstrip antenna covered with dielectric superstrate. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(7) :1649–1652, 2003. [86](#)

- [79] Amin Abbosh. Accurate effective permittivity calculation of printed center-fed dipoles and its application to quasi yagi-uda antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61(4) :2297–2300, 2013. [86](#)
- [80] Anzar Khan and Rajesh Nema. Analysis of five different dielectric substrates on microstrip patch antenna. *International journal of computer applications*, 55(14), 2012. [86](#)
- [81] Damien Rialet, Ala Sharaiha, Anne-Claude Tarot, and Christophe Delaveaud. Characterization of antennas on dielectric and magnetic substrates effective medium approximation. In *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, pages 3163–3166. IEEE, 2009. [86](#)
- [82] R Dean Straw. *The ARRL antenna book : the ultimate reference for amateur radio antennas*. Amer Radio Relay League, 2003. [86](#), [96](#)
- [83] DAVIDR Jackson and NICOLAOSG Alexopoulos. Analysis of planar strip geometries in a substrate-superstrate configuration. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 34(12) :1430–1438, 1986. [88](#)
- [84] Roy W Lewallen. Baluns : What they do and how they do it. *APRL Antenna Compendium*, 1 :157–164, 1985. [93](#)
- [85] Hugh Hildreth Skilling. *Electric transmission lines*. McGraw-Hill Book Company, Incorporated, 1951. [93](#)
- [86] Richard Brooks Adler, Lan Jen Chu, and Robert M Fano. Electromagnetic energy transmission and radiation. 1960. [93](#)
- [87] G Sato. A secret story about the yagi antenna. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 33(3) :7–18, 1991. [96](#)
- [88] Jean-Marie Floc'h, Jean-Michel Denoual, and Khaled Sallem. Design of printed dipole with reflector and multi directors. In *Antennas & Propagation Conference, 2009. LAPC 2009. Loughborough*, pages 421–424. IEEE, 2009. [96](#), [166](#)
- [89] Sophocles J Orfanidis. *Electromagnetic waves and antennas*. Rutgers University New Brunswick, NJ, 2002. [96](#), [120](#)
- [90] Richard C Johnson and Henry Jasik. Antenna engineering handbook. *New York, McGraw-Hill Book Company, 1984, 1356 p. No individual items are abstracted in this volume.*, 1, 1984. [116](#)
- [91] Danial Ehyaie. *Novel Approaches to the Design of Phased Array Antennas*. PhD thesis, Citeseer, 2011. [116](#)
- [92] Robert C Hansen. *Phased array antennas*, volume 213. John Wiley & Sons, 2009. [117](#), [118](#), [122](#), [167](#)
- [93] Aris Alexopoulos. Phased array analysis using a modified chebyshev approach. 2005. [119](#)
- [94] Theodore C Cheston and Joe Frank. Phased array radar antennas. *Radar Handbook*, pages 7–1, 1990. [119](#)
- [95] Hervé Lebrete. Synthèse de diagramme de réseau d'antenne par optimisation convexe. In *15° Colloque sur le traitement du signal et des images, FRA, 1995*. GRETSI, Groupe d'Etudes du Traitement du Signal et des Images, 1995. [120](#)

- [96] PM Woodward and JD Lawson. The theoretical precision with which an arbitrary radiation-pattern may be obtained from a source of finite size. *Electrical Engineers-Part III : Radio and Communication Engineering, Journal of the Institution of*, 95(37) :363–370, 1948. [120](#)
- [97] Robert J Mailloux. *Phased array antenna handbook*, volume 2. Artech House Boston, 2005. [120](#)
- [98] N Fadlallah, L Gargouri, A Hammami, R Ghayoula, A Gharsallah, and B Granado. Antenna array synthesis with dolph-chebyshev method. *argument*, 2 :3. [121](#), [167](#)
- [99] Igor Timofeev, Xiangyang Ai, and Anthony Teillet. Dual polarized three-sector base station antenna with variable beam tilt, March 27 2007. US Patent 7,196,674. [126](#), [167](#)
- [100] Peter John Bisiules, John H Coult, Ching-Shun Yang, Joselito de la Cruz Gavilan, and Martin Zimmerman. Multiband dual polarized adjustable beamtilt base station antenna, July 29 2008. US Patent 7,405,710. [126](#), [127](#), [168](#)
- [101] Martin Smith, Dean Kitchener, and Dawn K Power. Multi-band cellular basestation antenna, April 3 2001. US Patent 6,211,841. [126](#), [127](#), [168](#)
- [102] Young-Bae Jung and Soon-Young Eom. A compact multiband and dual-polarized mobile base-station antenna using optimal array structure. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2015, 2015. [127](#), [128](#), [168](#)

Liste des tableaux

1.1	Liste des bandes de fréquences des réseaux cellulaires et les standards associés	25
1.2	Distance couverte en fonction du tilt variant entre 2 et 14° pour des distances de pylônes de 25 et 50m	27
1.3	Limites du champ électrique pour les différents standards	37
1.4	Hauteur des antennes utilisées dans les réseaux cellulaires	41
2.1	Spécifications de l'antenne unitaire	48
2.2	Spécifications de l'antenne réseau	48
2.3	Spécifications des antennes Powerwave et Kathrein	49
2.4	Résumé des performances des antennes à l'état de l'art	56
2.5	Etude paramétrique de l'antenne à superstrat hétérogène	73
2.6	Paramètres de l'antenne à superstrat hétérogène	75
2.7	Performances des antennes patchs avec et sans les superstrats	76
2.8	Variables de l'étude paramétrique de l'antenne Powerwave avec superstrat homogène	78
2.9	Liste des configurations possibles de l'antenne Powerwave avec ou sans le superstrat	79
3.1	Résumé des configurations et formules permettant de calculer la permittivité effective du milieu	92
3.2	Etude paramétrique de l'antenne dipôle en monopolarisation avec un élément directeur	97
3.3	Etude paramétrique de l'antenne dipôle en monopolarisation avec deux éléments directeurs	99
3.4	Etude paramétrique de l'antenne dipôle en monopolarisation avec trois éléments directeurs	100
4.1	Synthèse des méthodes de mise en réseau	123

Table des figures

1.1	Ingénierie cellulaire des stations de base sur une configuration omnidirectionnelle (a) et aujourd'hui sur une configuration trisectorielle (b) [3]	14
1.2	Notion d'azimuth sur la sectorisation	15
1.3	Les architectures d'accès radio selon le type de standard 2G, 3G et 4G	16
1.4	Regroupement des antennes BTS vers le BSC au sens de [5]	16
1.5	Schéma d'un site de station de base avant/après l'apparition du RRU [7]	18
1.6	Placement des baies par rapport à l'environnement du site. (a) Site urbain, (b) site rural	18
1.7	Détail de l'implantation de quatre stations de base de l'opérateur Bouygues Télécom sur Nantes	19
1.8	Débits moyens mesurés en France pour tous les opérateurs (source site Arcep)	25
1.9	Notion de tilt dans le plan vertical [18]	27
1.10	Inclinaison mécanique (a) et électrique (b) verticale sur une antenne panneau	28
1.11	Différence de couverture entre tilt mécanique (a) et tilt électrique (b)	28
1.12	Schéma d'un site omnidirectionnel au début des réseaux radio cellulaires avec une diversité spatiale [22] et présentation d'une configuration installée par un opérateur [23]	29
1.13	Diversité spatiale d'antennes à polarisation verticale (a) et diversité de polarisation d'antennes à double polarisation +/-45° (b)	30
1.14	Exemple d'antenne de station de base tribande (Powerwave 7780)	30
1.15	Couvertures radioélectriques dans le cas de la FD MIMO	31
1.16	Principe de l'alimentation de l'antenne panneau Massive MIMO	32
1.17	Antenne de test du Massive MIMO	32
1.18	Antenne ZTE adaptée au Massive MIMO	33
1.19	Localisation des différentes zones de peuplement en France - source : ARCEP avec en rouge les grands pôles, en orange les couronnes	33
1.20	Schématisation des différentes configurations de partage de réseaux	35
1.21	Zones de déploiement du projet MOCN entre SFR et Bouygues Télécom dans le cadre du projet "CROZON".	36
1.22	Valeur de la puissance du signal de réception et zone de couverture associée en fonction de la distance	36
1.23	Extrait du site web [30] des sites Bouygues Telecom implantés dans et à proximité de Nantes (Loire-Atlantique, 44)	37
1.24	Valeur maximale du champ électrique autorisée en fonction de la zone de mesure, valeurs indiquées pour la 3G [31]	38
1.25	Exemple d'un site multi-opérateurs sur la gare de Nantes	38
1.26	Pylône constitué d'antennes de station de base, d'antennes FH au centre hertzien	39
1.27	Exemple d'antenne parabolique FH	40
1.28	Gabarits de rayonnement des antennes classes 2, 3 et 4 en copolarisation (a) et polarisation croisée (b)	40

1.29	Antennes plates FH version 1 boitier (a) et circuit antennaire (c) et classe 3 boitier (b) et circuit d'alimentation (d)	41
1.30	Antennes de station de base intégrées et cachées dans leur environnement : (a) site rural, (b) site urbain	42
1.31	Résultats des travaux de J. HAUTCOEUR [35] et P.A. GARCIA [36], (a) antenne transparente en verre fabriquée par Saint Gobain , antenne en plexiglass fabriquée par RFS (b)	42
1.32	Site sur la terrasse de l'agence de Bouygues Telecom à Nantes avec deux antennes classiques à gauche et deux antennes transparentes fabriquées par RFS Lannion à droite	43
1.33	Exemples des difficultés d'intégration des câbles RF (a) et de l'humidité (b) sur l'antenne transparente	43
1.34	Présentation de l'antenne small cell transparente (a) et installée dans une rue (b)	44
2.1	Diagrammes de rayonnement dans les bandes 1800 (a), et 2500 MHz(b)	49
2.2	Structure à fente rectangulaire et un patch [40]	50
2.3	Structure à fente rectangulaire et deux patches [41]	51
2.4	Structure à fente en H et deux patches [36]	51
2.5	Principe d'utilisation d'un balun	51
2.6	Élément rayonnant à base de deux dipôles gravés (a) et mise en réseau (b) [45]	52
2.7	Antenne à double dipôle proposée par [46]	53
2.8	Structure de l'antenne dipôle initiale (a), à bande plus large (b) et la proposition d'élargissement de la largeur du dipôle (c) [47]	53
2.9	Structure de l'antenne dipôle triplaque [49]	54
2.10	Structure de l'antenne dipôle triplaque améliorée [50]	54
2.11	Antenne double dipôle complétée par deux éléments directeurs [51]	55
2.12	Schéma de principe des antennes de station de base multibandes déployées aujourd'hui [52]	55
2.13	Éléments rayonnants Powerwave (a) et Kathrein (b)	56
2.14	Antenne Powerwave vue de l'arrière, élément supérieur démonté, élément inférieur en configuration d'utilisation	57
2.15	Antenne Powerwave reprise en simulation sous HFSS	58
2.16	Coefficient de réflexion de l'antenne Powerwave en simulation et mesure	58
2.17	Gains (a) et ouvertures (b) des deux polarisations de l'antenne Powerwave en simulation	59
2.18	Diagrammes de rayonnement dans les dans les plans horizontal (a) et vertical (b)	59
2.19	Présentation de la structure Kathrein vue de dessus (a) et vue de profil (b)	60
2.20	Paramètres S (a) et gains (b) de l'antenne Kathrein en simulation	60
2.21	Ouvertures plan horizontal et vertical (a) et diagrammes de rayonnement associés (b) à l'antenne Kathrein	61
2.22	Calcul de la directivité maximale lorsque les ouvertures des plans horizontal et vertical sont identiques basé sur la formule 2.1	62
2.23	Principe d'interférences destructrices (a) ou constructives (b) en fonction de la position du réflecteur métallique	63
2.24	Gain d'une antenne dipôle seul puis avec présence d'un plan de masse positionné à $\lambda/4$ et $\lambda/2$	63
2.25	Principe de fonctionnement des métamatériaux [59]	64
2.26	Détails du fonctionnement de la structure de Sievenpiper a. Détails de la structure b. Réponse de la structure en phase c. Identification des éléments localisés du schéma équivalent [63]	65

2.27 Réponses en phase (a) et (b) et schémas équivalents (c) et (d) pour, respectivement, une AMC à deux niveaux et trois niveaux	66
2.28 Structure multicouche à base d'AMC pour antenne multibande a. Détails de la structure deux couches b. Détails de la structure trois couches	66
2.29 Structure multicouche à base d'AMC pour antenne multibande. Diagrammes de rayonnement de l'antenne a. avec un réflecteur métallique à 9,1 GHz b. avec un réflecteur HIS à 9,1 GHz c. avec un réflecteur métallique à 20 GHz d. avec un réflecteur HIS à 20 GHz [66]	67
2.30 Antenne à deux superstrats diélectriques distants	68
2.31 Antenne à deux superstrats diélectriques distants	68
2.32 Schéma de l'antenne avec les superstrats par [71]	69
2.33 Schéma simplifié du modèle proposé par [71]	69
2.34 Antenne patch sans (a) et avec (b) le superstrat homogène	71
2.35 Antenne patch sans (bleu) et avec (rouge) le superstrat homogène	71
2.36 Influence de la variation de l'épaisseur du superstrat sur le gain et l'ouverture de l'antenne patch	72
2.37 Diagramme de rayonnement avec superstrat homogène avec un gain supérieur de 3 dB comparé à l'antenne patch	72
2.38 Schéma de l'antenne patch avec superstrat hétérogène	73
2.39 Variation du gain et de l'ouverture dans le plan horizontal pour $\epsilon_r 2$ variant de 6 à 12	74
2.40 Variation du gain et de l'ouverture dans le plan horizontal pour t_2 variant de 4 à 13 mm	74
2.41 Variation de l'ouverture dans le plan horizontal pour t_1 et t_2 variant simultanément de 5.5 à 7.5 mm pour différentes largeurs des bandes latérales	75
2.42 Configuration optimale obtenue en simulation pour la configuration hétérogène	75
2.43 Comparaison du gain des antennes patch sans superstrat, avec superstrat homogène puis avec superstrat hétérogène	76
2.44 Antenne Powerwave sans (a) et avec (b) le superstrat diélectrique	77
2.45 Gains simulés sur les deux polarisations de l'antenne Powerwave sans les pièges quart d'onde	77
2.46 Gains simulés sur les deux polarisations de Powerwave avec et sans le superstrat homogène (a) et différence de gain entre les deux configurations sur les deux polarisations (b)	78
2.47 Différences de gains entre Powerwave avec le superstrat homogène et Powerwave d'origine pour des distances variant de 65 et 85 mm et pour des épaisseurs de 15 à 30 mm	78
2.48 Résultats de l'étude des différents cas résumés dans le tableau 2.9 en absolu (a) et en différentiel par rapport à l'antenne Powerwave complète (b)	79
2.49 Antenne Kathrein avec superstrat homogène	80
2.50 Gain de l'antenne Kathrein avec superstrat homogène placée à une distance inférieure à $\lambda/2$ du plan de masse (a) en absolu (b) en différentiel par rapport à l'antenne Kathrein d'origine (distances variant de 50 à 70 mm)	80
2.51 Gain de l'antenne Kathrein avec superstrat homogène placée à une distance supérieure à $\lambda/2$ du plan de masse (a) en absolu (b) en différentiel par rapport à l'antenne Kathrein d'origine (distances variant de 75 à 95 mm)	81
2.52 Comparaison du gain dans la bande (a) et la différence par rapport à l'antenne Kathrein (b) avec et sans compensation	81
2.53 Comparaison du gain avec superstrat dimensionné à 1,7 GHz (a), 2,2 GHz (b) et 2,5 GHz (c)	82

3.1	Antenne dipôle simulée (a) et sa réponse en coefficient de réflexion sur l'abaque de Smith (b)	87
3.2	Schéma de l'antenne dipôle plaquée sur un substrat de permittivité ϵ_s (a) et le coefficient de réflexion pour une épaisseur t variant de 2 à 10 mm (b)	87
3.3	Evolution de la permittivité effective représentée par la formule 3.3 normalisée et comparée par la simulation HFSS	88
3.4	Evolution de la permittivité relative du matériau ϵ_s en fonction de son épaisseur pour différents Facteur de Compression C_f	89
3.5	Schéma de l'antenne de longueur H gravée sur un substrat et encapsulée dans un diélectrique d'épaisseur b et de permittivité relative ϵ_r (a), schémas des configurations initiale (b) et finale (c)	90
3.6	Evolution de la permittivité effective exprimée en fonction de l'épaisseur du matériau	90
3.7	Evolution de la permittivité relative du superstrat exprimée en fonction de l'épaisseur d'une des deux tranches du superstrat normalisée par rapport à la longueur du dipôle compact et en fonction du facteur de compression C_f pour l'alimentation microruban	91
3.8	Antenne dipôle compacte en monopolarisation	93
3.9	Etude paramétrique sur l'extrémité résonante du balun $l/6$ 3.8	94
3.10	Simulation de l'adaptation de l'antenne dipôle compacte en monopolarisation	94
3.11	Gains simulés en copolarisation, polarisation croisée (a) et ouverture dans le plan horizontal (b) de l'antenne dipôle compacte en monopolarisation	95
3.12	Antenne dipôle compacte en monopolarisation incluant un dégagement autour du balun et de la fente du dipôle	95
3.13	Adaptation (a) et Gain (b) en simulation de l'antenne dipôle en monopolarisation avec dégagement dans le superstrat	95
3.14	Détermination du gain en fonction du nombre de directeurs sur une antenne Yagi [88]	96
3.15	Antenne dipôle monopolarisation avec un élément directeur	97
3.16	Résultats de l'étude paramétrique sur l'élément directeur de l'antenne dipôle en monopolarisation pour des longueurs de 35 mm (a,b), 41 mm (c,d) et 47 mm (e,f) pour une épaisseur du directeur de 5 mm	97
3.17	Antenne dipôle monopolarisation avec un élément directeur	98
3.18	Antenne dipôle monopolarisation avec deux éléments directeurs	99
3.19	Résultats de l'étude paramétrique de l'antenne dipôle monopolarisation avec deux éléments directeurs en adaptation (a) et en gain (b) pour une distance de directeur de 25.5 mm,	99
3.20	Antenne dipôle monopolarisation avec deux éléments directeurs	100
3.21	Antenne dipôle monopolarisation avec trois éléments directeurs	100
3.22	Antenne dipôle en monopolarisation avec trois directeurs, directeur un à 33 mm et directeur deux à 36 mm, variation des longueurs des trois directeurs et de la longueur du troisième directeur	101
3.23	Antenne dipôle monopolarisation avec trois éléments directeurs en réalisation	102
3.24	Performances de l'antenne dipôle en monopolarisation en gain (a) et en ouverture dans le plan horizontal (b)	102
3.25	Diagrammes de rayonnement de l'antenne dipôle en monopolarisation à 1,7 GHz (a), 2,2 GHz (b) et 2,7 GHz (c)	102
3.26	Décomposition des deux polarisations de l'antenne dipôle avec alimentation microruban	103
3.27	Schéma de l'antenne dipôle en double polarisation avec alimentation microruban	104
3.28	Schéma de l'antenne dipôle en double polarisation	104

3.29	Schéma de l'antenne dipôle avec un directeur en double polarisation	105
3.30	Performances de l'antenne dipôle en double polarisation avec un directeur en paramètres S (a), en gain (b) et en ouverture dans le plan horizontal (c)	105
3.31	Rappel des configurations initiale et finale pour l'alimentation stripline	106
3.32	Evolution de la permittivité relative du superstrat exprimée en fonction de l'épaisseur du superstrat et du facteur de compression C_f pour les alimentations micro-ruban et stripline	107
3.33	Schéma de l'antenne dipôle en double polarisation avec alimentation stripline en vue 3D (a) et en vue éclatée partielle (sans plan de masse) (b)	108
3.34	Performances de l'antenne stripline en monopolarisation	108
3.35	Schéma de l'antenne dipôle en double polarisation avec alimentation stripline et un élément directeur	109
3.36	Etude paramétrique sur la longueur du directeur montrant l'évolution de l'ouverture en fonction de la fréquence	109
3.37	Performances de l'antenne dipôle à alimentation stripline avec un directeur en adaptation (a) et gain dans la bande (b)	110
3.38	Zoom sur le croisement des baluns	110
3.39	Superstrats réalisés pour le maquetage avec une permittivité relative de 9.5	111
3.40	Présentation de l'antenne stripline maquetée sans élément directeur, vue de dessus (a), vue 3D (b) et vue éclatée partielle (une polarisation et sans plan de masse) (c)	111
3.41	Performances en gain (a) et polarisation croisée (b) et ouverture dans le plan horizontal (c) de l'antenne stripline en simulations et mesures pour les deux polarisations	112
3.42	Diagrammes de rayonnement de l'antenne stripline en simulations (traits pointillés) et mesures (traits pleins) en polarisation P45 à 1,7 GHz (a), 2,2 GHz (b) et 2,7 GHz (c) et en polarisation M45 à 1,7 GHz (d), 2,2 GHz (e) et 2,7 GHz (f)	113
4.1	Antennes panneaux Powerwave (a) et Kathrein (b)	116
4.2	Evolution du Facteur de Réseau pour trois différentes distances inter-éléments (a) 0.5λ , (b) 0.75λ et (c) λ	117
4.3	Evolution de la directivité en fonction du nombre d'éléments rayonnants et de la distance inter-éléments dans le cas d'une antenne unitaire isotrope [92]	118
4.4	Evolution du Facteur de Réseau en fonction du nombre d'éléments dans le réseau	118
4.5	Calcul du Facteur de Réseau pour une distance de $0,95\lambda$	118
4.6	Diagramme de rayonnement dans le plan vertical de l'antenne de station de base avec présence de dépointage et optimisation des lobes secondaires	119
4.7	Principe de fonctionnement du réseau avec méthode des phases	119
4.8	Tableau de Pascal issu de la formule 4.3 calculant les pondérations à appliquer pour un réseau binomial	121
4.9	Résultat de la synthèse de Tchebychev pour différentes valeurs d'uniformisation [98]	121
4.10	Résultat de la synthèse de Woodward pour constitution d'un diagramme en réseau [53]	122
4.11	Architecture de l'antenne panneau	124
4.12	Photos d'antenne Powerwave (a) et Kathrein (b) monobandes avec éléments rayonnants centrés sur le plan de masse	125
4.13	Présentation du réseau d'alimentation de l'antenne Kathrein	125
4.14	Présentation du diviseur de l'antenne Kathrein avec les connexions des câbles	126
4.15	Extrait d'un brevet montrant la surface occupée par un dipôle sur un plan de masse [99]	126

4.16	Extrait d'un brevet montrant l'intégration de différents sous-réseaux pour la réalisation d'une antenne multibande [100]	127
4.17	Schéma de principe des antennes de station de base multibandes déployées aujourd'hui [101]	127
4.18	Antenne de station de base multibande [102]	128
4.19	Antenne de station de base multibande Huawei AQU4518R0	129
4.20	Zoom sur l'antenne Huawei AQU4518R0, accès (a) et éléments rayonnants (b)	129
4.21	Réseau de 6 éléments rayonnants stripline centrés sur le plan de masse	130
4.22	(a) Gains simulés en copolarisation et polarisation croisée, (b) ouvertures dans les plans horizontal et vertical et (c) Adaptation et isolation de l'antenne réseau double polarisation avec alimentation stripline avec une distance inter-éléments de λ	131
4.23	Introduction du paramètre de décentrage de l'antenne $Ecart_x$ sur le plan de masse	131
4.24	Performances simulées en gain (a), ouvertures plans horizontal et vertical (b), (c) dépointage et (d) dépointage et différence de gain associé au dépointage	132
4.25	Schéma de l'antenne décentrée sur la droite du plan de masse	133
4.26	Performances de l'antenne réseau entièrement décentrée du même côté du plan de masse	134
4.27	Schéma de l'étude : impact du décentrage de l'antenne unitaire avec présence d'une autre antenne	134
4.28	Performances de l'antenne en rayonnement avec présence d'une autre antenne	135
4.29	Réseau de 4 éléments rayonnants stripline décentrés et alternés sur le plan de masse	136
4.30	Performances en gain (a), ouvertures plans horizontal et vertical (b), (c) dépointage et (d) dépointages et différences de gain pour les deux réseaux d'antennes alternés	137
4.31	Diagramme de rayonnement vu de face (a) et de profil (b) de l'antenne réseau alternée à six éléments unitaires	137
4.32	Entrelacement classique pour une antenne multibande industrielle (a) et proposition initiale pour l'antenne panneau à quatre sous-réseaux (b) et nouvelle proposition (c)	138
4.33	Principe de l'antenne réseau avec symétrie centrale des éléments rayonnants unitaires en simulation (a) et en maquette (b)	138
4.34	Performances en simulation de l'antenne en gain (a) et en ouvertures dans les plans horizontal et vertical (b), diagrammes de rayonnement dans les plans horizontal (c) et vertical (d) sur les deux polarisations	139
4.35	Photos de l'antenne réseau dissymétrique à quatre éléments rayonnants. Mesures en plan horizontal (a) et en plan vertical (b)	140
4.36	Performances en gain dans l'axe de l'antenne réseau quatre éléments rayonnants pour le grand feeder (a) et le petit feeder (b)	140
4.37	Performances en ouvertures dans les plans horizontal et vertical de l'antenne réseau quatre éléments rayonnants pour les polarisations P45 (a) et M45 (b)	141
4.38	Performances en rayonnement dans le plan vertical de l'antenne réseau quatre éléments rayonnants pour la polarisation P45 à 1,7 GHz (a), 2,2 GHz (b) et 2,7 GHz (c) et pour la polarisation M45 à 1,7 GHz (d), 2,2 GHz (e) et 2,7 GHz (f)	141
4.39	Performances en rayonnement dans le plan horizontal de l'antenne réseau quatre éléments rayonnants pour la polarisation P45 à 1,7 GHz (a), 2,2 GHz (b) et 2,7 GHz (c) et pour la polarisation M45 à 1,7 GHz (d), 2,2 GHz (e) et 2,7 GHz (f)	142
4.40	Diagrammes de rayonnement 3D de l'antenne réseau à 4 éléments rayonnants pour la polarisation P45 (a) et M45 (b)	143
4.41	Antenne réseau avec éléments centraux rapprochés, schéma sous HFSS (a) et diagrammes 3D pour la polarisation P45 (b) et pour la polarisation M45 (c)	143

4.42	Présentation du réseau d'alimentation de l'antenne Huawei	143
4.43	Zoom sur les éléments rayonnants de l'antenne Huawei AQU4518R0 à gauche et sa reprise schématique à droite (b)	144
4.44	Principe d'entrelacement standard Huawei (a) et nouvelle possibilité d'entrelacement (b)	144

Publications

Deux publications ont été réalisées dans le cadre de cette thèse :

Martin, L., Cruz, E. M., Froppier, B., Razban, T. (2015, May). New heterogeneous superstrate high gain antenna. In Antennas and Propagation (EuCAP), 2015 9th European Conference on (pp. 1-5). IEEE.

Martin, L., Froppier, B., Motta Cruz, E., Razban-Haghighi, T. (2016). New Compact High Gain Radiating Element for Base Station Antenna. Progress In Electromagnetics Research C, 65, 183-190.

Thèse de Doctorat

Loïc MARTIN

Conception d'une antenne compacte de station de base pour réseaux cellulaires

Conception of a compact antenna for base station used in cellular network

Résumé

Les réseaux cellulaires ont connu et continuent de connaître des évolutions majeures à travers le monde. Plusieurs standards ont été déployés par tous les opérateurs depuis la fin des années 1980.

L'engouement du grand public a vite fait saturer les premières générations et le nombre de services augmentent à chaque standard. Le développement d'un nouveau standard est l'occasion de simplifier l'architecture radio pour proposer une meilleure qualité de service (couverture radio ou débit).

De nos jours, toute l'architecture a subi de grandes modifications sauf les antennes panneaux classiques qui posent des problèmes croissants surtout dans les centres villes.

Ce mémoire s'oriente sur la possibilité d'améliorer les performances de deux antennes de station de base existantes. Ensuite, la conception d'éléments rayonnants compacts a été abordée afin de réduire la surface occupée par un réseau. Sa faisabilité a été validée puis présentée par la réalisation d'un réseau simplifié. Les résultats encourageants obtenus à la fin des travaux ouvrent de nouvelles perspectives pour la réalisation d'une antenne de station de base compacte multibande avec l'ajout de nouvelles antennes compactes dans d'autres bandes de fréquence.

Mots clés

réseaux cellulaires, large bande, antenne compacte, réseaux entrelacés.

Abstract

Cellular networks undergo majors changes in the world. Several standards have been deployed since 1980. The enthusiasm of the general public quickly saturated the first generations and the number of services increases for every standard. Development of a new one is the occasion to find new ways to simplify the radio architecture in order to relieve consumers high quality of service.

Today, this radio architecture has been simplified but base station antennas have become more and more critical for their size and create problems in towns specially. Moreover, constraints from the government and consumers associations contest deployment of new base station.

Works of the thesis are focused on increasing base station antenna gain based on two different technologies. Then, conception of compact radiating elements was developed and presented through a small array. Good results open new perspectives to realize a compact multiband base station antenna thanks to new compact radiating element sized in others frequency bands.

Key Words

cellular networks, wideband, compact antenna, interlaced arrays.