

Etude et conception d'antennes imprimées sectorielles à faibles lobes arrière pour réseau Wi-Fi outdoor maillé Mohamad Hammoud

▶ To cite this version:

Mohamad Hammoud. Etude et conception d'antennes imprimées sectorielles à faibles lobes arrière pour réseau Wi-Fi outdoor maillé. Electronique. Université Montpellier, 2020. Français. NNT : 2020MONTS032 . tel-03191773

HAL Id: tel-03191773 https://theses.hal.science/tel-03191773

Submitted on 7 Apr 2021

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.

THÈSE POUR OBTENIR LE GRADE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE MONTPELLIER

En Electronique ED I2S

École doctorale : Information, Structures, Systèmes

Unité de recherche Institut d'Electronique et des

Systèmes

Etude et conception d'antennes imprimées sectorielles à faibles lobes arrière pour réseau Wi-Fi outdoor maillé

Présentée par Hammoud Mohamad

Soutenue le 19/06/2020

Sous la direction de Sylvie JARRIX

Devant le jury composé de

Mme Françoise Paladian M. Tan Phu Vuong Mme Sonia Ben Dhia M. Gilles Despaux Mme Sylvie Jarrix Mme Annick Pénarier M. Philippe Nouvel M. Rémi Soulage

Professeure, Université Clermont-Ferrand Auvergne- Institut Pascal Professeur, Grenoble INP - IMEP - LAHC Professeure, INSA Toulouse Professeur, Université Montpellier - IES Maître de Conférences, Montpellier - IES Maître de Conférences, Montpellier - IES Ingénieur d'études, Montpellier, IES Responsable technique, Osmozis Rapporteur Rapporteur Examinateur Président du jury Directrice de thèse Co-encadrante Co-encadrant /invité Invité



Remerciements

Ces travaux de thèse sont le fruit d'une collaboration entre la société d'Osmozis (financeur de ses travaux) et le laboratoire de recherche IES (institut d'électronique et des systèmes). Je tiens à remercier le directeur d'Osmozis M. G. Trembley et le directeur des opérations M. R. Soulage pour la confiance, le soutien, et le suivi qu'ils ont apporté tout au long de ses travaux.

Mme. S. Jarrix, ma directrice de thèse, un simple remerciement ne suffira pas pour exprimer ma gratitude envers tout ce que tu m'as apporté, scientifiquement et humainement. Je te suis énormément reconnaissant pour toutes les leçons qu'on a vécu ensemble et tout ce que tu m'as transmis.

L'encadrement de cette thèse a été assuré également par deux encadrants, Mme. A. Plagellat et M. P. Nouvel. Votre investissement est ce qui a permis à ses travaux de se développer. Je vous remercie pour toute la logistique et l'aide que vous m'avez apporté.

Je tiens également à remercier chaleureusement les membres du jury de ma soutenance présidé par M. G. Despaux, Mme F. Paladian et M T.P. Vuong en rapporteurs, et Mme S. Ben Dhia examinatrice de ses travaux. Votre engagement durant cette période de crise pandémique est remarquable, et je vous remercie énormément pour les échanges et le plus que vous avez apporté à ces travaux.

Pour mes amis et collègues, chacun d'entre vous a contribué à ma motivation et ma persévérance, votre soutien est une dette que je vous repayerai à chaque besoin. Vous êtes au top !

Je ne remercie pas ma famille au Liban, cette réussite est la nôtre ! ces travaux sont le fruit de votre éducation, ma mère, mon père, et mes fous de frères.

A mon grand-père qui nous a quitté avant de voir nos réalisations, sois fière de tes petitsfils ...

RÉSUMÉ

Dans le cadre du réseau maillé Wi-Fi sur la bande 2,4 GHz en environnement outdoor, nous concevons des antennes sectorielles à très faible rapport de rayonnement avant - arrière. Ceci permet de limiter les interférences co-canales. Nous étudions tout d'abord des éléments rayonnants associés à un plan réflecteur en métamatériau. Ce dernier est basé sur une structure de Sievenpiper dite structure « champignon ». Cette structure est constituée de motifs périodiques imprimés sur un substrat. A l'aide de simulations des diagrammes de dispersion, et de la phase du coefficient de réflexion sur ces structures, avec de nombreux résultats issus de la littérature, nous caractérisons ces plans réflecteurs. Nous sommes alors en mesure de proposer des critères sur la géométrie des motifs pour que le comportement haute impédance de la structure coïncide avec la bande électromagnétique interdite. Le comportement des antennes, élément rayonnant et réflecteur, présente des performances de rayonnement et de bandes passantes très intéressantes. Pour des raisons budgétaires cette structure n'est pas retenue. Une partie de cette thèse explore alors l'effet de la géométrie des éléments rayonnants imprimés associés aux réflecteurs sur les performances en gain et sur le rapport avant/arrière. Le choix se porte sur une géométrie de type boucle. Ce travail est mené tant grâce à des simulations électromagnétiques 3D ainsi qu'à des expérimentations. Des mesures sur terrain d'un prototype d'un système constitué de trois antennes tri-sectorielles munis d'un radôme valide et clôt l'étude.

Mots-clefs : *Antenne sectorielle ; diagramme de dispersion ; métamatériaux, dipôle replié ; lobe arrière ; plan réflecteur ; réseau Wi-Fi maillé ; simulation électromagnétique.*

ABSTRACT

In the frame of outdoor meshed Wi-Fi network operating in the 2.4 GHz frequency band, we conceive sectoral antennas with very low front to back radiation ratio. This should limit co-channel interferences between neighboring base stations. We first study radiating elements in microstrip technology associated with a reflector based on metamaterials. The latter is based on the structure of Sievenpiper, the so-called "mushroom" structure. This structure comprises periodic pattern sprinted on a substrate. Simulations of the dispersion diagram and of the phase of the reflection coefficient, linked to numerous results from the literature, allow us to perform a full-through characterization of these reflectors. We can therefore propose a criterion on the geometry of the patterns bringing the high-impedance frequency band within the forbidden electromagnetic bandgap. The behavior of the overall antenna, radiant element and reflector, exhibits very interesting performances considering bandwidth and radiation lobes. For economic reasons, this structure is not retained and we switch to a simple perfect electric conductor plane. A part of this thesis explores the impact of printed antenna geometry and its associated reflector on the gain and front to back ratio characteristics. We finally choose a loop geometry. This work is achieved with 3D electromagnetic simulations and with outdoor measurements. On-field experiments on a prototype comprising 3 tri-sectoral antennas assembled under a Radome validate and concludes the study.

Key words : *Sectoral antenna ; dispersion diagram ; metamaterials ; folded dipole ; back-lobe ; reflector ; Wi-Fi network ; electromagnetic simulation.*

Table des matières

RÉSUN	٨É	3	
Abstract			
Introduction générale1			
Chapit	re 1. Le Wifi : Architecture, Sectorisation et Interférences	6	
I. L	ES RESEAUX MAILLES ET LES NORMES WI-FI	7	
i)	Architecture topologique des réseaux maillés	7	
ii)	Les Normes Wi-Fi	8	
II.	PRINCIPE DE LA SECTORISATION	11	
i)	Les bandes fréquentielles	11	
ii)	La tri-sectorisation	13	
III.	INTERFERENCES DANS LES COMMUNICATIONS STATION BASE - UTILISATEUR	14	
i)	Les atténuations en propagation	14	
ii)	Les interférences dans les canaux	16	
IV.	PROBLEMATIQUE DE LA THESE	17	
i)	Implantation de la tri-sectorisation	17	
ii)	Propagation et mise en évidence du problème des lobes arrière	18	
iii)	Etat de l'art des antennes de station base et problématique des lobes arrière	22	
Chapit	re 2. Etude d'une antenne a réflecteur en métamatériaux	27	
I. L	ES ANTENNES ET LEURS CARACTERISTIQUES FONDAMENTALES	28	
i)	Système de coordonnées pour l'étude électromagnétique d'antennes	28	
ii)	Zones de propagation, diagramme de rayonnement et angle d'ouverture	28	
iii)	Gain, directivité et efficacité	30	
iv)	Polarisation	31	
v)	L'outil d'étude des paramètres d'antennes : le logiciel de simulation CST	32	
vi)	Choix du type d'antenne unitaire sectorielle	34	
II.	PHENOMENES A L'ORIGINE DE LOBES ARRIERES DE RAYONNEMENT	35	
i)	Impact des réflecteurs sur les lobes arrière de rayonnement d'antennes	35	
ii)	Mise en application de l'étude du plan réflecteur avec une antenne	37	
III.	Les surfaces haute impedance : la structure de Sievenpiper	41	
i)	Introduction aux métamatériaux	41	
ii)	Structure périodique - Modèle de Sievenpiper	42	

iii) ructure d	Etude de l'impact de la géométrie et du substrat sur les caractéristiques d'une e Sievenpiper
iv)	Etude des caractéristiques d'une structure de Sievenpiper sur un substrat FR-452
v)	Application d'un plan réflecteur de type champignon à associé à un dipôle63
IV.	CONCLUSION
Chapit	re 3. Système d'antennes tri-sectorisées70
I. D	PIPOLE ET PLAN REFLECTEUR POUR ANTENNE UNITAIRE SECTORIELLE
i)	Effet de la distance élément rayonnant – réflecteur : les zones d'ombre71
ii)	Adaptation et impédance d'entrée du dipôle muni de son réflecteur72
iii)	Elément rayonnant de type dipôle à impédance élevée73
iv)	Dipôle replié avec réflecteur : amélioration du rapport F/B77
II.	BOUCLE ET PLAN REFLECTEUR POUR ANTENNE UNITAIRE SECTORIELLE
i)	Géométrie et impédance
ii)	Antenne rectangulaire fine devant un plan de masse
iii)	Effet de la géométrie du plan réflecteur82
iv)	Etude du rapport longueur /largeur du plan réflecteur84
III.	PARTIE EXPERIMENTALE DE L'ANTENNE ET DE SON ASSEMBLAGE
i)	Outils expérimentaux
ii)	Antenne unitaire boucle imprimée sectorisée munie de son réflecteur91
iii)	Système tri-sectorisé
iv)	Antenne tri-sectorisée avec radôme95
IV.	Mesures avec le prototype industriel
i)	Mesures des caractéristiques principales
ii)	Tests du système tri-sectorisé en environnement réel103
iii)	Mesures sur terrain de loisirs
iv)	Interférences et réflexions110
v)	Niveaux de signal détectés chez les clients
V.	Conclusion112
Conclu	sion Générale114
Perspec	ctives116
Bibliog	raphie117
Table d	es figures124
Liste de	es tableaux
Annexe	

INTRODUCTION GENERALE

L'essor des réseaux sans fil est phénoménal depuis ces vingt dernières années. Selon les estimations de l'Union Internationale des Télécommunications [1] 7,7 milliards d'abonnements de téléphones mobiles étaient souscrits à la fin de l'année 2017, soit un taux d'abonnement global de 103,5% parmi la population mondiale. L'âge moyen d'obtention de son premier smartphone est désormais de 10 ans seulement. Un âge en baisse constante est le signe que nous vivons dans une société complètement hyper connectée. En témoigne également le nombre d'appareils connectés, outre le téléphone, en énorme croissance depuis le début du 21^{ème} siècle qui devrait atteindre les 50 milliards selon l'IDATE (Institut De l'audiovisuel et des Télécommunications en Europe) en fin de l'année 2020.

Dans cet environnement de monde connecté sans fil, la certification Wi-Fi (Wireless Fidelity) assure le respect de la norme de réseau sans fil ratifié par l'IEEE sous la référence 802.11. Le Wi-Fi est un réseau local qui permet de relier les utilisateurs entre eux et au réseau internet. Il s'est introduit dans la vie sociale et professionnelle au point de devenir une nécessité pour la plus vaste majorité d'entre nous. Le fait de pouvoir se connecter partout et à toute heure répond à une demande croissante. La période actuelle de confinement servant à lutter contre la propagation du virus Covid-19 montre bien l'importance de ce réseau pour remplir divers aspects de la vie quotidienne, ce qui le rend indispensable à notre époque. En période de non confinement, en France, l'hôtellerie de plein air comportant des lieux de vacances (campings, ports de vacances...) se doivent ainsi de proposer un service Wi-Fi. En termes de parc mondial de campings, la France arrive en deuxième position après les Etats-Unis avec 7937 campings aménagés en 2019. La Fédération Française des Campeurs, Caravaniers et Camping-caristes (FCCC) estime l'évolution de l'offre de service Wi-Fi de 40 % à 60 % de 2017 à 2019. Ce marché important pousse les opérateurs comme Osmozis [2] à se spécialiser dans l'implémentation du service Wi-Fi en plein-air afin d'assurer la couverture de ces endroits touristiques. Parmi les applications à temps critique comme la vidéo ou la téléphonie, une qualité de service doit être assurée. Ainsi une annexe au standard, la norme 802.11e, a été ajoutée en 2005, amenant une meilleure efficacité en termes de débit et de nombre d'utilisateurs connectés. Néanmoins cette forte croissance dans l'installation du réseau Wi-Fi outdoor n'est pas exempte de problèmes. Tout d'abord une grande concentration de vacanciers dans des zones géographiques petites amène une très forte densité d'utilisateurs. L'accès au réseau est partagé, et il se doit de l'être de façon équitable. Or les clients se connectent avec de plus en plus d'équipements différents avec des applications consommant de plus en plus de bande passante, donc nécessitant de hauts débits. Cela résulte en la congestion des communications. On peut noter également que cette forte densité de clients sur le réseau Wi-Fi pose le problème de la saturation d'une ressource naturelle limitée, en l'occurrence la fréquence. D'autre part, le fait que le réseau soit installé en plein air, sur des terrains parfois vallonnés, muni d'obstacles vis à vis de l'onde électromagnétique (arbres, mobil-homes, voitures) s'accompagne à la fois de fortes atténuations, de réflexions et de multi-trajets créant des interférences. L'ensemble entraine des difficultés de réception. Ces divers problèmes se traduisent par une réduction de la qualité de service du réseau et pénalise les clients au niveau du débit de leur connexion. Un débit distribué qui peut dépasser le Gbit/s de nos jours grâce à l'installation de la fibre optique, peut se voir réduit au quart à cause de ces interférences [3].

Des études expérimentales pour quantifier dans une zone donnée la qualité du signal sont difficiles à implémenter. En effet elles nécessitent l'enregistrement et l'analyse de transmissions en chaque point du réseau. De plus, ces enregistrements doivent être synchronisés temporellement. Enfin l'environnement peut varier d'un nœud du réseau à l'autre, et comparer des résultats à des moments différents peuvent laisser planer un doute sur le changement d'état réel mesuré par ces expériences. Cette difficulté d'expérimentation laisse une place importante à la simulation. Différents modèles associés à des simulations des communications dans le Wi-Fi maillé [4] ainsi que le choix de modulations adaptées à l'application, ont permis d'améliorer certaines criticités, comme par exemple la gestion des collisions de trames. Néanmoins ces progrès amenés souvent par voie logicielle ne sont pas entièrement satisfaisants. Ainsi il convient non seulement d'étudier les communications dans leur ensemble mais également le comportement des éléments de base constituant le réseau.

Ainsi, une amélioration des performances peut également être amenée par le principe d'antennes sectorielles pour couvrir un territoire, technique qui sera au cœur de notre problématique de thèse. En effet pour contrer une partie des problèmes d'interférences dues à la multiplication des canaux de transmission, la tri-sectorisation des zones de couverture, comme ce que l'on peut trouver en téléphonie, est particulièrement efficace. Le territoire est découpé en cellules. Chaque cellule est elle-même découpée en trois zones, chacune travaillant sur un canal fréquentiel distinct. Chaque zone est reliée à une antenne de station base. Les antennes sectorielles ont comme particularité de focaliser le rayonnement de l'onde émise ou reçue dans un angle précis. Cela permet en outre une augmentation du gain de chacune des antennes dans chaque secteur, comparé à celui d'une antenne omnidirectionnelle. Globalement ceci amène une amélioration du bilan de liaison. Ensuite la trisectorisation résout en partie le problème de brouillage des zones adjacentes dans une même cellule en réduisant la pollution électromagnétique, vu que le rayonnement n'est pas diffusé dans toutes les directions. Ceci a pour conséquence d'augmenter la capacité des canaux de communication, ce qui se traduit par une augmentation du débit chez les utilisateurs connectés à internet à travers le réseau. Un autre avantage de la sectorisation est de permettre la réutilisation de fréquences dans les cellules, ce qui répond en partie au problème de la ressource fréquentielle limitée.

Cependant, pour bien fonctionner, chaque cellule doit être bien isolée fréquentiellement et spatialement. Ce travail de thèse s'inscrit dans cette problématique. En effet, un point crucial pour ce qui est du débit offert aux clients est l'occupation du canal, sensible à l'accès au médium. Dans le principe de la sectorisation, deux antennes de station base posées chacune sur une cellule différente, positionnées de la même manière dans la même direction et travaillant sur un même canal, peuvent potentiellement interférer l'une avec l'autre via le rayonnement arrière de la première. Si le signal émis par l'une à destination d'un utilisateur est malencontreusement détecté via le lobe arrière de rayonnement de la station voisine, le canal est considéré, à tort, occupé. Il n'est plus disponible pour toute autre communication. Ceci réduit considérablement le débit qui peut baisser d'environ 25 % par rapport à sa valeur maximale [3]. Il s'agira ainsi dans ce travail de thèse de réduire au maximum le gain des lobes de rayonnement arrière d'une antenne tri-sectorisée, sans dégrader ni l'angle d'ouverture ni le gain maximal dans le lobe de rayonnement avant, et ce tout en restant dans de faibles coûts de réalisation. Il faut donc concevoir une antenne qui présente tout d'abord un rayonnement sur une zone délimitée par un angle de 120° dans un plan horizontal par rapport au sol. Ceci permettra déjà de focaliser le faisceau et d'augmenter le gain. L'antenne devant satisfaire des critères de faible

encombrement et faible coût, nous nous sommes orientés vers un élément rayonnant en technologie circuit imprimé. Pour ce qui est du type de réflecteur nous avons poursuivi deux voies. La première concerne l'utilisation d'une structure relevant des métamatériaux. En effet, d'après l'état de l'art des antennes imprimées munies d'un réflecteur, les métamatériaux ou matériaux artificiels semblent très prometteurs, en particulier pour bloquer la création de lobes arrière de rayonnement. La deuxième voie explorée est la conception d'une antenne munie d'un réflecteur en conducteur électrique parfait classique. Ceci impose un travail de design de l'élément rayonnant centré sur la réduction des lobes arrière par des considérations géométriques spécifiques.

Le manuscrit se présente avec la répartition suivante.

Le chapitre 1 présente l'architecture des réseaux Wi-Fi, ainsi que les normes associées. Cela permet de positionner ce travail de thèse dans une bande fréquentielle fixe, et ce pour une utilisation outdoor. L'implémentation de la sectorisation, c'est à dire la répartition géographique des stations de base, les zones spécifiques de rayonnement avec la distribution des différents canaux de communication qui en découlent, est décrite. Nous mettons ensuite en exergue les problèmes d'atténuation et d'interférences présents dans le cas de communications outdoor et multi-trajets. Ces interférences entraînent une dégradation des débits lors des communications sans fil. Nous détaillerons en particulier la problématique adressée dans cette thèse, à savoir la baisse du débit due à des interférences co-canal entre deux stations bases voisines, et ce par l'intermédiaire de leur lobe de rayonnement arrière. Un calcul rapide basé sur un modèle simplifié permet d'établir une estimation de la valeur du rapport avant-arrière F/B des lobes de rayonnement à atteindre sur chaque antenne du système tri-sectorisé. Cette valeur est un élément important pour le design du système d'antenne que nous proposons. Un état de l'art permet de poser les bases du type d'antenne que nous allons concevoir, à savoir un élément rayonnant en technologie imprimée muni d'un réflecteur.

Le chapitre 2 représente le cœur du travail de thèse. Nous commençons par lister les facteurs de mérite d'antennes comme le gain ou le diagramme de rayonnement permettant de les caractériser d'un point de vue général. Nous établissons ensuite un design simple d'élément rayonnant qui nous servira de référence pour la suite de l'étude. Nous entrons ensuite au centre de la problématique de thèse, à savoir l'amélioration du rapport de rayonnement avant-arrière d'une antenne sectorielle imprimée munie d'un réflecteur. Afin de réduire les lobes arrière de rayonnement d'une antenne, plusieurs techniques sont à disposition. Suite à un état de l'art exposé au chapitre 1, nous nous orientons notamment vers la pose d'un réflecteur en structure à bandgap électromagnétique (EBG). Nous nous intéresserons aux propriétés spécifiques de ces structures, en particulier la présence de bandes fréquentielles interdites ainsi que leur impact sur les coefficients de réflexion vis à vis d'ondes planes incidentes. Nous détaillerons le rôle d'une telle structure dans le blocage des lobes arrière d'antenne en étudiant les ondes de surface. Nous proposerons enfin un protocole de simulation permettant de concevoir un tel plan réflecteur avec les propriétés adéquates et dans une gamme de fréquence donnée pour un blocage optimum des lobes arrière.

Ces plans réflecteurs en métamatériaux, bien que satisfaisant notre application, ne remplissent pas le cahier des charges donné en termes de coût de fabrication. Nous proposons donc une alternative via une antenne imprimée repliée associée à un plan réflecteur conducteur simple. Le 3^{ème} chapitre est consacré pour partie aux simulations de comportement de cette antenne en fonction de paramètres tels que la géométrie de l'élément rayonnant, et pour partie à l'assemblage de trois antennes unitaires, pour couvrir une cellule complète. Les outils de caractérisation de ces antennes sont détaillés et les conditions de manipulation exposées. En effet la validation des résultats concernant le gain avant, le

rayonnement arrière et l'adaptation obtenus par simulation du système rayonnant complet a permis de passer à la phase de prototypage pour validation expérimentale. Un radôme est ajouté à l'ensemble des trois antennes assemblées. Les résultats expérimentaux sont alors confrontés à ceux obtenus par simulation. L'implémentation de cette antenne sur terrain a permis également de montrer l'amélioration qu'elle apporte par rapport à l'ancienne configuration d'antennes omnidirectionnelles utilisée par l'opérateur Osmozis.

Enfin une conclusion générale reprendra les points clés de ces études. Des perspectives pour améliorer encore le débit des communications sur terrains de loisirs clôtureront le manuscrit.

Le Wi-Fi est un protocole de communications sans fils régi par la norme IEEE 802.11. Ce réseau d'accès à internet peut couvrir une zone de quelques mètres à quelques centaines de mètres, suivant la densité d'utilisateurs. Il peut être implémenté dans des bâtiments ou maisons, sous la dénomination "indoor", et en extérieur, sous la dénomination "outdoor" que nous utiliserons dans ce manuscrit. Ce protocole comporte un certain nombre de règles et de conditions que la communication sans fils devra respecter pour se voir attribuer la certification Wi-Fi délivrée par la Wi-Fi Alliance [5], anciennement WECA (Wireless Ethernet Compatibility Alliance). Ces règles regroupent notamment des bandes de fréquence spécifiques, avec des canaux de bande passante fixée, et des possibilités de débits particuliers. L'implémentation du système Wi-Fi requiert des opérateurs tels que le groupe Osmozis, financeur de ce travail. Depuis 2005 la société s'est surtout spécialisée dans le Wi-Fi outdoor dans les campings et résidences de vacances. Elle propose un réseau de bornes Wi-Fi maillé embarquant une technologie logicielle (firmware) brevetée. Avec l'augmentation de la densité des utilisateurs elle se voit obliger de mailler les terrains de loisirs plus finement. Les terrains ont donc été découpés en cellules. Au départ les stations base associées aux cellules comportaient des antennes omnidirectionnelles. Il s'est avéré au cours du temps qu'une baisse de débit drastique a imposé des solutions logicielles, amenées par Ozmosis, ainsi qu'une tri-sectorisation des cellules. Néanmoins ceci n'a pas suffi à assurer une qualité suffisante des communications, notamment lors d'une occupation fictive des canaux de communication par les antennes de station base. Ainsi nous avons été sollicités pour retravailler le design des antennes de station base, avec comme but une diminution du rayonnement du lobe arrière tout en conservant un gain suffisant sur l'avant. L'implémentation du réseau Wi-Fi initial ne devait pas être retouchée. La technologie implémentée par la société est basée sur une architecture standard, que nous présentons donc ci-après.

I. LES RESEAUX MAILLES ET LES NORMES WI-FI

i) Architecture topologique des réseaux maillés

L'architecture d'un réseau maillé, dite topologie mesh [6], [7], fait appel d'abord à la notion de cellule. Le territoire global à couvrir pour les communications est divisé en cellules, chacune d'elle régie par une station base. C'est une topologie de réseau où les clients sont connectés sans hiérarchie centrale. Chaque nœud du réseau doit recevoir, envoyer et relayer des données au travers d'un point d'accès nommé "hot spot". Chaque point d'accès devient alors un relais pour les autres points d'accès. La couverture d'un hotspot est donc étendue à travers ces différents relais pour couvrir tout un territoire, en conservant autant que possible une puissance de signal élevée.

L'architecture proprement dite se compose de deux entités : le backbone et le réseau utilisateur. Le "backbone", ou épine dorsale, regroupe un ensemble de routeurs sans fil interconnectés par lien radio [8]. Chacune des stations voisines peut remailler d'autres stations voisines, afin d'élargir la zone de couverture. Une représentation d'un tel maillage est donnée Figure 1. Les utilisateurs terminaux ne s'y connectent pas directement. La topologie du réseau maillé est surtout avantageuse au niveau de la flexibilité qu'elle propose du fait qu'elle n'est pas centralisée, ce qui le rend dynamique et robuste. La solution en maille permet un déploiement facile, simple, sécurisé et très évolutif, permettant de s'adapter à la topologie de la zone à couvrir.



Figure 1 : Schéma général de l'entité backbone d'un réseau Wi-Fi maillé, avec liaison sur f = 5 GHz d'une station base à une autre. Architecture telle qu'utilisée par le groupe Osmozis, à travers différents canaux (différentes couleurs de liaisons).

La deuxième entité du réseau maillé est constituée des communications par les clients – utilisateurs, mobiles ou fixes, qui se connectent via les points d'accès. Ces communications peuvent se faire sur des bandes de fréquences différentes. Dans le cas du groupe Osmozis, et qui nous intéresse dans ce travail, la stratégie mise en place consiste à utiliser la bande de fréquence de 2,4 GHz pour cette communication entre le point d'accès et les utilisateurs. Ceci est schématisé dans la Figure 2. Un serveur à la sortie du boitier qui fournit l'accès à internet, accès se faisant aujourd'hui à travers la fibre optique, se relie à une première station. Ce premier point d'accès assure également le maillage avec une ou plusieurs stations voisines à travers la liaison point à point. Le maillage backbone établi par la bande de fréquence 5 GHz se fait à travers différents canaux isolés fréquentiellement afin de réduire les interférences entre les points d'accès. L'existence de plusieurs canaux isolés, permet la réutilisation d'une fréquence dans une zone éloignée.



Figure 2 : Schéma des communications avec les clients sur la fréquence f = 2,44 GHz d'une part et avec les autres stations base sur f = 5 GHz d'autre part dans le cadre d'un réseau maillé Wi-Fi.

Maintenant que l'architecture du réseau maillé est présentée, nous allons voir quelles sont les normes Wi-Fi applicables avec leurs caractéristiques associées.

ii) Les Normes Wi-Fi

Les normes donnant accès à la certification Wi-Fi comportent différents aspects [9]. Elles s'étalent sur les deux dernières couches, soit la couche physique et la couche de liaison, du modèle de référence OSI (Open Systems Interconnection), établi par l'Organisation Internationale de Normalisation. Les différentes couches du système OSI sont représentées Figure 3.



Figure 3 : Illustration du modèle OSI de transmission de données.

La couche physique est responsable des opérations suivantes :

- La modulation, l'encodage et la transmission des données dans une chaîne.
- L'écoute du support ou du canal pour signaler à la couche de liaison (MAC Media Access Control) une éventuelle communication en cours.
- La couche liaison de données est divisée en deux sous-couches listées ci-dessous :
 - MAC : Media Access Control, qui comme son nom l'indique contrôle l'accès au support ou au réseau.

 LLC : Logical Link Control, sous couche qui gère la liaison des données entre la souscouche MAC et la couche supérieure réseau.

Pour obtenir la certification Wi-Fi, les conditions à respecter sur la partie physique sont multiples et données ci-après :

Les bandes de fréquence utilisées.

Les bandes autour des fréquences 2,4 GHz (UHF : 2402 MHz à 2482 MHz) et 5 GHz (SHF : 5170 à 5710 MHz). Ces bandes sont découpées en sous-bandes. Celles-ci seront détaillées dans la suite. La bande autour de la fréquence 60 GHz sera bientôt exploitée sous la norme 802.11ad, mais n'entre pas dans notre problématique de thèse. La limitation de fréquence à travers ces bandes est nécessaire pour réduire les interférences avec les équipements qui utilisent des fréquences voisines à la bande attribuée, comme le réseau téléphonique 4G.

✤ La largeur des canaux :

La bande de fréquence dite de "2,4 GHz" est partagée en canaux de 20 MHz. Nous nous intéresserons en particulier à ces sous-bandes. La bande dite de "5 GHz" est partagée en canaux de 20, 40, 80 et 160 MHz selon l'application ciblée.

Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente :

La puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) correspond à la puissance maximale autorisée en sortie d'antenne d'émission. Elle ne doit pas dépasser $20 \, dBm$ pour la bande fréquentielle 2,4 GHz, et varie entre $20 \, dBm$ et $30 \, dBm$, en fonction des canaux choisis, de la bande fréquentielle $5 \, GHz$.

Le multiplexage appliqué :

Comme déjà mentionné, la ressource naturelle fréquentielle est une ressource limitée. Dans ce cadre, et pour pallier en partie au problème des interférences et atténuations affectant une communication sans fil, le multiplexage OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) pour les normes récentes, et DSSS (modulation à spectre étalé à séquence directe) et FHSS (modulation à spectre étalé à sauts de fréquence) pour les normes plus anciennes, sont implémentées. De façon générale le multiplexage permet la réutilisation des fréquences. D'autre part le spectre étalé consiste à répartir l'énergie d'un signal de télécommunication sur une largeur de bande beaucoup plus importante que celle nécessaire au débit. La plupart du temps l'étalement est implémenté à l'aide de codes pseudo-aléatoires. Ces techniques permettent un meilleur recouvrement du message utile même en présence d'interférences.

Par ailleurs l'évolution des normes a permis d'augmenter les débits de manière importante, comme on peut le voir dans le Tableau 1. Ces normes permettent aujourd'hui d'atteindre un débit dépassant les 2 *Gbit/s* avec la norme la plus récente 802.11 ac (wave 2) sortie en 2016.

802.11	Bande de fréquence	Débit théorique maximal/canal (Mbps)	Largeur des canaux (MHz)	Multiplexage
a (1999)	5 GHz	54	20	OFDM
b (1999)	2,4 GHz	11	20	DSSS
g (2003)	2,4 GHz	54	20	OFDM
n (2009)	2,4 GHz	De 72 à 288	20	OFDM + MIMO
n (2009)	5 GHz	De 72 à 600	20 ou 40	OFDM + MIMO
ac (2013)	5 GHz	De 433 à 1300	20, 40, 80	OFDM + MIMO
ac wave 2 (2016)	5 GHz	De 433 à 2600	20, 40, 80, 160	OFDM + MIMO

Tableau 1 : Evolution des caractéristiques des communications 'Wi-Fi' selon les normes au cours du temps. La partie grisée correspond à la norme utilisée par le groupe Osmozis.

Dans les techniques de multiplexage apparaît le terme MIMO (Multiple Input Multiple Output). Le MIMO fait appel à des réseaux d'antennes, tant en émission qu'en réception. Nous ne le considérerons pas dans ce travail de thèse car non implémenté par le groupe Osmozis. On remarque dans le Tableau 1 qu'à partir des normes 802.11 n, une palette de valeurs pour les débits coexistent. En effet ces débits dépendent du type d'implémentation. Par exemple si on travaille avec une implémentation tri-sectorisée, le débit théorique sera de 72 Mbits/s sur un canal, donc sur l'une des zones couvertes de la cellule. Cependant si la technique MIMO était utilisée, on pourrait avoir 4 voies différentes sur un même canal, permettant d'augmenter le débit jusqu'à 288 Mbit/s sur chaque canal.

Méthodes d'accès au réseau :

Au niveau de la couche Liaison De Données, la norme 802.11 définit deux méthodes d'accès au réseau. La première, dite DCF, est le point d'entrée de la problématique de cette thèse.

> DCF : Distributed Coordination Function.

Cette méthode est obligatoirement implémentée par les points d'accès. Elle repose sur le CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) qui oblige les stations utilisateurs à se partager l'accès au medium. Chaque station dans le réseau se met en 'écoute' pour vérifier que le medium est libre pour pouvoir ensuite lancer une transmission de données avec la station de base. Ceci nécessite des accusés de réception entre la station base et le point d'accès. Si la station utilisée capte une communication provenant d'une autre station sur le même médium, elle en déduit que cette station communique avec le point d'accès. Pour éviter les collisions de données elle laisse un certain temps s'écouler avant de revérifier la disponibilité du médium pour lancer sa transmission. Ce délai d'attente est aléatoire et connu sous le terme Backoff ou durée de période de contention [4]. Cette durée est aléatoirement tirée dans l'intervalle [0, *CWmax*]. La valeur de *CWmax* est définie dans la norme 802.11e. Si deux stations utilisateurs testent la disponibilité du médium et le trouvent occupé, le chiffre *CW* aléatoire les empêche d'établir la connexion au même instant ce qui permet d'éviter les collisions des paquets envoyés. On remarque déjà ici l'importance de l'accès au médium et son impact sur les débits. Il faut éviter que le médium soit artificiellement occupé par des transmissions qui ne sont pas destinées à l'utilisateur.

> PCF : Point Coordination Function.

Cette technique se présente en option avec la méthode DCF. Dans cette configuration un point d'accès prend le contrôle du réseau et donne autorisation aux stations connectées de communiquer ou pas. Ceci est pénalisant au niveau du débit vu qu'une part importante de ce dernier sera consacré à gérer les transmissions. Il assure l'accès multiple des stations utilisateurs connectées au point d'accès avec une surveillance du medium. Cette surveillance contrôle l'établissement des transmissions et empêche deux participants de démarrer leur transmission en même temps ; ce qui permet d'éviter les collisions des données.

Les bases de l'architecture du réseau Wi-Fi ont donc été passées en revues. Nous avons pu positionner notre travail au sein de la norme 802.11 n, et déjà mettre en exergue un point important du fonctionnement du réseau qui est l'accès au médium, avec des conséquences éventuelles sur le débit. Dans la section suivante nous détaillons la répartition des différents canaux selon les deux bandes de fréquences autorisées, l'une centrée autour de 2,4 GHz et l'autre autour de 5 GHz. La répartition des sous-bandes autour de 2,4 GHz est importante du point de vue de la sectorisation du territoire.

II. PRINCIPE DE LA SECTORISATION

Avant d'aborder l'implantation de la sectorisation proprement dite, nous allons détailler les différents canaux fréquentiels à disposition dans la norme choisie pour mieux comprendre la répartition dans les zones sectorisées.

i) Les bandes fréquentielles

a) La bande 2,4 GHz

La bande fréquentielle comprise entre 2402 MHz et 2482 MHz propose au total 80 MHz de bande fréquentielle utilisable. Cette bande est divisée selon les normes 802.11 en 14 canaux de 20 MHz numérotés de 1 à 14. Le canal 14 n'est autorisé qu'au Japon. Le fait d'être connecté à un routeur, nommé également hotspot ou station de base, se fait donc à travers le canal fourni par ce routeur. Théoriquement il est possible d'avoir jusqu'à quatre canaux isolés en fréquence, les canaux numérotés 1, 5, 9 et 13. Néanmoins le canal 13, autorisé en Europe, ne l'est pas en Amérique du Nord. Or la majorité des composants électroniques sont fabriqués par des compagnies américaines. Ainsi le canal 13 n'est pas compatible avec la plupart des terminaux présents sur le marché européen, ce qui le rend très rarement présent et utilisé. Ainsi on préfère une autre répartition ; pour diminuer les interférences, on privilégie classiquement les canaux qui ne se chevauchent pas [10]–[12], soit les canaux 1, 6 et 11.

La norme 802.11n, qui nous intéresse dans ce travail, prévoit donc des canaux de bande passante de 20 *MHz* sur la bande de fréquence 2,4 *GHz* avec un débit théorique de 72 *Mbit/s*. La répartition de ces différents canaux est représentée sur la Figure 4.



Figure 4 : Distribution des canaux Wi-fi sur la bande fréquentielle autour de 2,4 GHz et mise en exergue des canaux utilisés dans notre application.

Nous regardons ensuite la distribution des canaux pour la bande fréquentielle autour de 5 GHz.

b) Bande fréquentielle 5 GHz

La bande fréquentielle autour de 5 *GHz* est divisée en deux parties. Une première est comprise entre 5,17 *GHz* et 5,33 *GHz*, ce qui correspond à 160 *MHz* de bande passante. La deuxième partie va de 5,49 *GHz* à 5,71 *GHz*, soit 220 *MHz* de bande passante. Globalement, ceci permet d'avoir 19 canaux de 20 *MHz* qui ne se chevauchent pas, distribués sur une bande passante totale de 380 *MHz*. Ces canaux peuvent être combinés en canaux de 40 *MHz* dans la norme 802.11 n et en canaux de 80 *MHz* et 160 *MHz* dans la norme 802.11 ac, comme montré sur la Figure 5. Ceci a comme conséquence la multiplication du débit des communications par 2, 4 et 8 comparé aux canaux de 20 *MHz*.



Figure 5 : Distribution des canaux Wifi sur la bande de fréquence autour de 5 GHz.

La bande Wi-Fi 5 *GHz* présente des avantages par rapport à la bande fréquentielle centrée sur 2,4 *GHz*. Elle présente beaucoup plus de canaux isolés en fréquence, de ce fait elle permet via la combinaison des canaux d'obtenir des débits beaucoup plus élevés. Ils atteignant par exemple les *1300 Mbit/s* à travers les canaux de *160 MHz* de largeur. Néanmoins elle présente un inconvénient en ce qui concerne l'affaiblissement par propagation de l'onde en espace libre et à travers la rencontre des obstacles, comme nous le verrons dans l'une des sections suivantes. Maintenant que les normes et les différents canaux ont été présentés, nous nous intéressons à la tri-sectorisation proprement dite.

ii) La tri-sectorisation

Pour implémenter la tri-sectorisation, chaque cellule est divisée en trois zones équitablement réparties. Chaque zone travaille sur un canal de bande de fréquence différente. La zone couverte est comprise dans un angle de 120° environ par rapport à l'horizontal. Les zones directement voisines l'une de l'autre, qu'elles appartiennent à la même cellule ou à une cellule voisine, ne communiquent pas sur les mêmes canaux. Ceci garantit une première isolation fréquentielle entre zones d'une part et entre cellules d'autre part. Nous avons vu précédemment que dans la répartition des sous-bandes fréquentielles, trois canaux ne se chevauchent pas, les canaux 1, 6 et 11. Ceci permet de mettre en place des groupements ou motifs de trois cellules voisines isolées en fréquence comme le montre la Figure 6.





Nous constatons sur la Figure 6 effectivement que les zones voisines d'une même cellule sont couvertes à 120° théoriquement par des fréquences différentes et que d'une zone à l'autre, les motifs se répètent. Il existe néanmoins en pratique une petite superposition des couvertures d'une zone à une autre pour assurer le "handover" ou le transfert cellulaire lors d'une communication avec un utilisateur qui se déplace entre les deux zones.

On peut d'ores et déjà remarquer que le rayonnement émis en avant de la zone couverte peut éventuellement être capté par le lobe arrière de l'antenne fonctionnant sur le même canal. Ceci est représenté par le rayon A dans la Figure 6. Le canal paraît alors occupé, baissant drastiquement le débit, alors que la zone voisine n'est pas concernée par cette communication. Le travail de thèse présenté ici s'attachera donc à minimiser le lobe arrière de rayonnement des antennes pour diminuer l'impact de cette occupation fictive de canal.

Maintenant que l'architecture du réseau maillé et la sectorisation associée sont posés, nous allons nous intéresser brièvement aux limites des communications Wi-Fi dues aux différentes atténuations ou distorsions présentes dans un environnement multi-trajet.

III. INTERFERENCES DANS LES COMMUNICATIONS STATION BASE - UTILISATEUR

Pour une bonne qualité de service avec un système sans fil, il faut minimiser les interférences et assurer un rapport signal à bruit le plus grand qui soit. La propagation en mode rayonné, associé à la multiplication des canaux fréquentiels, ne va pas en ce sens. De nombreux phénomènes physiques, on peut citer par exemple la réflexion, la diffraction, la distorsion, etc, dégradent le rapport signal à bruit et par conséquence le BER (Bit Error Rate). Nous décrivons ainsi ci-dessous quelques problèmes susceptibles d'apparaître dans une communication. Tout d'abord à savoir qu'en propagation radio trois modèles emboités sont utilisés pour donner une estimation de la puissance reçue d'un récepteur : l'atténuation en espace libre, l'effet de masque et l'évanouissement rapide.

i) Les atténuations en propagation

Atténuation en espace libre :

La puissance reçue en espace libre, sans aucun obstacle ou autre phénomène que l'élargissement du faisceau lors de sa propagation, est donnée par la relation des télécommunications de Friis, soit l'Équation 1 :

$$P_{RX} = P_{TX} G_{RX} G_{TX} \left(\frac{\lambda}{4 * \pi * R}\right)^2$$
 Équation 1

Avec *P_{RX}* : puissance reçue derrière l'antenne de réception,

*P*_{TX} : puissance transmise en sortie d'émetteur,

 G_{TX} , G_{RX} : gain des antennes en émission et en réception dans la direction de rayonnement maximal,

 λ : longueur d'onde de propagation dans le vide,

R : distance entre l'émetteur et le point de réception mesuré.

Cette relation fait appel à l'atténuation en espace libre. L'atténuation en espace libre en trajet direct a_{tt} d'une onde électromagnétique est inversement proportionnelle à sa fréquence porteuse, comme l'indique l'équation d'affaiblissement des ondes électromagnétiques en espace libre donnée Équation 2.

$$a_{tt} = \left(\frac{\lambda}{4 * \pi * R}\right)^2 \qquad \text{Équation 2}$$

Atténuation dues aux obstacles ou masquage :

On peut considérer qu'un obstacle absorbe un certain pourcentage de la puissance. Ainsi, la puissance reçue ne représente qu'un certain pourcentage de la puissance incidente. C'est l'effet de masquage ou shadowing. En présence d'obstacles ou de masques, le signal est affaibli suivant l'Équation 3.

$$P_{RX} = \frac{P_{TX}G_{RX}G_{TX}}{L} \left(\frac{\lambda}{4*\pi*R}\right)^2 \qquad \text{Équation 3}$$

avec L un facteur de pertes tel que $L \ge 1$.

Cet effet peut prendre de l'importance dans les communications outdoor, avec la présence d'arbres, de camping-cars, d'immeubles. Ainsi, et plus spécifiquement, l'atténuation de masquage L est la somme des N contributions des différents obstacles dans un environnement donné comme le montre l'Équation 4. Ces atténuations peuvent varier en fonction de la position géographique du récepteur ou de l'émetteur, et de la fréquence de la porteuse utilisée pour la communication. C'est en général un phénomène modélisé par des variables aléatoires.

$$L(dB) = L_1 + L_2 + ... + L_N$$
 Equation 4

Nous allons nous contenter ici de donner quelques exemples de niveaux d'atténuations subies par l'onde à l'encontre d'obstacles fréquemment rencontrés, entre une station de base et un client. Ces valeurs sont reportées dans le Tableau 2.

Fréquence Obstacles	2,4 GHz	5 GHz
Mur en briques	6 -18 dB	10 - 30 dB
Porte en bois	3 - 4 dB	6 - 7 dB
Vitre	2 - 3 dB	6 - 8 dB
Double vitrage	13 dB	20 dB

Tableau 2 : Exemples de niveaux d'atténuations subies par les ondes électromagnétiques aux fréquences f = 2,4 GHz et f = 5 GHz.

Dans le tableau ci-dessus, nous pouvons voir que les atténuations subies par les ondes à la fréquence f = 5 GHz sont considérablement supérieures à celles subies pour la fréquence f = 2,4 GHz. Pour ces raisons les opérateurs de réseau Wi-Fi ont plutôt tendance à utiliser la bande autour de f = 2,4 GHz pour la distribution d'accès à internet dans les zones outdoor, là où les obstacles sont fréquents avec des utilisateurs qui ne sont pas toujours proches du point d'accès.

Dans le cas qui nous préoccupe, une grande partie des clients cherche à se connecter au réseau Wi-Fi depuis leur mobil-home. Ces logements, généralement métallisés, atténuent considérablement le niveau de signal. De plus la végétation autour atténue elle aussi les ondes radio sur la bande autour de f = 2,4 GHz d'une moyenne de 2 dB/m [13], [14]. Pour cela une densification des points d'accès est nécessaire afin d'assurer une bonne réception du signal de couverture par les clients. Dans le cas de zones de loisirs, la société Osmozis justifie son installation d'en moyenne un point d'accès tous les 80 mètres. Ainsi chaque station couvre une cellule de 40 mètres de rayon, ce qui rend le réseau très dense par rapport à la couverture théorique prévue dans le standard Wi-Fi qui est de 250 m par cellule en extérieur. Ceci va avoir comme conséquence une multiplication des interférences entre zones.

La propagation multi trajet ou fading

Enfin, une autre contribution, majeure, à la dégradation du signal est due à la propagation multi-trajets. A cause de la diffusion et des réflexions, le signal obtenu est une combinaison de signaux provenant de divers chemins. Différentes copies d'un même signal ont des temps d'arrivée et des atténuations de puissances différentes. Au niveau de l'antenne réceptrice, les signaux peuvent s'additionner ou se soustraire. Dans ce dernier cas, la puissance reçue est beaucoup plus faible, on parle alors de trou d'évanouissement (fading hole). Les techniques de traitement du signal via des algorithmes et des codages appropriés permettent de minimiser en partie ces problèmes [15].

En plus de ces problèmes d'affaiblissements de la puissance reçue, une dégradation du signal peut survenir suite à des interférences co-canales et de canal adjacent en particulier. Nous examinons cela ci-après.

ii) Les interférences dans les canaux

D'un point de vue radiofréquence, une interférence se produit quand le récepteur entend deux signaux différents sur la même fréquence ou sur deux fréquences proches. Le signal reçu est déformé, ce qui peut avoir un impact sévère lors du recouvrement du message utile. Cette déformation va engendrer une baisse du débit. On peut citer deux types d'interférences principales dans le système Wi-Fi, les interférences de canal adjacent et les interférences co-canal. Nous les détaillons ci-dessous.

Interférences de canal adjacent

Les interférences de canal adjacent apparaissent quand des signaux de fréquences proches, comme celles utilisées entre deux zones voisines d'une même cellule, se chevauchent. Ce type d'interférence de chevauchement ou "overlapping interference" est généré par deux équipements, comme des points d'accès, réglés sur des bandes de fréquences qui se recouvrent, tels que les canaux 4 et 6 par exemple. Pour le high-Rate DSSS et l'Extended Rate DSS dans la bande autour de f = 2,4 GHz, une telle interférence ne se produit pas pour des fréquences séparées d'au moins 25 *MHz*, tels que les canaux 1 et 6. La présence de ces interférence et bruit). Cela a pour effet d'augmenter le nombre d'erreurs en réception [16]. Il est à noter qu'une transmission sans fil, correctement architecturée, possède toujours des cellules qui se recouvrent pour fournir une continuité de couverture quand les clients sont mobiles. Néanmoins pour minimiser les interférences du canal adjacent, un design préalable à l'implantation doit être fait en tenant compte de la localisation possible des points d'accès, des canaux à disposition, des puissances transmises, et du niveau de recouvrement possible.

Interférences co-canal

L'interférence co-canal apparaît lorsque des émissions se produisent sur une même fréquence porteuse entre deux cellules ou deux zones par exemple. Le résultat est le même que celui produit par une collision engendrant des retransmissions de données. Comme exposé auparavant, le réseau Wi-Fi maillé comporte un contrôle d'accès au medium. A chaque nœud l'interface air est testée avant d'émettre une trame. Si le canal est occupé, le réseau attendra que le médium se libère pour émettre. Ceci rend l'étude des interférences dans les réseaux IEEE 802.11 différente de ce qui se fait dans les autres réseaux radio. Si lors d'une communication station-utilisateur sur une fréquence donnée, dans une zone donnée, une partie du signal est captée dans le lobe arrière d'une antenne d'une cellule voisine, cette dernière détectera une transmission, même si celle-ci ne lui est pas destinée. Le canal sera alors considéré comme occupé et ladite cellule temporisera ses émissions [17]. C'est dans un but de minimisation de ce type d'interférence qu'est menée l'étude dans ce manuscrit.

Nous avons jusqu'ici passé en revue la structure du système Wi-Fi, son implantation, ses bandes fréquentielles autorisées, et leur répartition dans le cas d'un réseau tri-sectorisé. Nous avons détaillé les différentes interférences qui peuvent découler de l'implantation de zones tri sectorisées et du fait de se trouver en extérieur. Nous allons donc dans la prochaine section affiner le type d'interférences adressé dans ce manuscrit qui dépend en partie du type d'antennes. Ainsi nous présentons notamment un état de l'art des antennes de station base, sur lequel nous nous appuierons par la suite pour concevoir un système d'antennes tri-sectorisé.

IV. PROBLEMATIQUE DE LA THESE.

Nous avons mis en exergue la problématique d'interférences lors de la propagation de l'onde issue d'une station base. L'interférence co-canal est au cœur de notre travail. En effet, ces interférences conduisent à des occupations fictives du canal via la capture des signaux par les lobes arrière d'antenne. Ceci explique pourquoi le travail de thèse s'est concentré sur l'amélioration du rapport avant / arrière de rayonnement d'une antenne sectorielle.

i) Implantation de la tri-sectorisation

L'isolation entre les secteurs d'une même cellule est assurée par l'utilisation de canaux différents. Les trois antennes associées à chacune des zones de la cellule sont identiques. Par conséquent, elles doivent pouvoir fonctionner sur toute la bande de fréquence associée à la cellule entière, soit la bande allant de f = 2,402 GHz à f = 2,482 GHz. Elles sont donc susceptibles de capter les signaux de zones voisines. Nous verrons ainsi dans la section suivante les problèmes qui peuvent survenir à cause de cette isolation spatiale et fréquentielle imparfaite.

Le schéma d'implantation proposé par le groupe Osmozis, et que nous prendrons en compte dans ce manuscrit, est tel que montré sur la Figure 7.



Figure 7 : Schématisation de la sectorisation du territoire avec les canaux fréquentiels associés proposée par Osmozis. Raies blanches : direction et distance entre stations bases de cellules voisines.

Le signal d'une cellule à la fréquence f = 2,4 GHz émis par une station de base est censé être reçu uniquement par les clients présents dans ladite cellule. Néanmoins on se pose la question de l'impact sur le débit que pourrait avoir ce même signal s'il était reçu par une station base voisine par le lobe arrière de son antenne, créant une interférence co-canal. Ce problème d'occupation du médium par les interférences co-canal a été défini dans la section précédente. L'accès au médium entre les deux stations dans un tel cas se partage temporellement, et devient de ce fait artificiellement occupé. Prenons l'exemple de deux cellules voisines A et B, telles que définies sur la Figure 7. En régime idéal, sans interférences, chacune des deux stations peut distribuer à ses clients propres un débit de 72 Mbit/s sur chaque canal. Ce débit se partage en fonction du nombre de clients présents dans chaque cellule. En présence des interférences co-canal entre les deux stations, l'accès au medium de communication se partage entre les deux cellules. Le débit se partage alors entre les utilisateurs de chaque cellule et entre les interférences occupant le canal ce qui engendre une baisse importante du débit chez les clients.

Nous allons dans ce qui suit estimer la probabilité de présence de cette interférence co-canal, ce qui amènera à un dimensionnement de la valeur du rapport de rayonnement des lobes avant / lobes arrière F/B. Il nous faut pour cela comparer la puissance du signal capté par une antenne base sur son lobe arrière et le comparer à la sensibilité donnée des cartes Wi-Fi en réception.

ii) Propagation et mise en évidence du problème des lobes arrière

Nous avons déjà vu dans la section III que la propagation des ondes électromagnétiques peut être affectée par des phénomènes de réflexion, de réfraction, de diffusion, et de diffraction. Nous allons les reconsidérer ici, avec les modèles qui peuvent leur être associés.

Phénomènes affectant une propagation en espace libre

Le phénomène de réflexion est dû à l'incidence d'une onde sur n'importe quelle surface, même le sol. La réfraction implique un changement de direction de l'onde, qui dépend à la fois de sa fréquence et de la variation de l'indice de réfraction du médium traversé. La diffraction a lieu lorsqu'une onde rencontre un obstacle de grande dimension par rapport à sa longueur d'onde, et où, dans une certaine mesure, l'onde contourne l'obstacle et se propage derrière celui-ci. Ce franchissement d'obstacle se fait avec une atténuation importante. La diffraction sera plus importante pour les fréquences basses. Enfin le phénomène de diffusion se produit quand une onde rencontre un obstacle dont la surface n'est pas parfaitement plane et lisse. La diffusion dépend du rapport entre la longueur d'onde et les dimensions des irrégularités à la surface des obstacles réfléchissants.

Propagation en visualisation directe

Nous avions déjà vu la relation de Friis pour une propagation en espace libre sans obstacle en ligne directe. Cette relation est beaucoup trop optimiste et ne prend pas compte de la courbure de la terre, ou de la présence réflexion éventuelle sur le sol. Nous allons donc considérer d'autres modèles. Une formulation de la distance *R* atteignable en propagation en ligne directe (LOS Line Of Sight) est souvent mentionnée dans les modèles de propagation, comme on peut la retrouver chez Longley – Rice [18], [19]. Cette formulation, donnée en Équation 5, dépend de la hauteur de positionnement de l'émetteur h_{TX} et du récepteur h_{RX} .

$$R = 4,18 \left(\sqrt{h_{TX}} + \sqrt{h_{RX}} \right)$$
 Équation 5

Dans notre cas d'implémentation des antennes dans un camping, les antennes sont installées typiquement à une hauteur $h_{TX} = h_{Rx} = 4 m$, ce qui entraîne R = 15 km. Les stations de base étant séparées de R = 80 m seulement, on peut penser que la propagation en ligne directe est tout à fait possible. Une antenne pourrait donc capter un signal qui ne lui est pas destiné via son lobe arrière. Nous devons moduler cette conclusion néanmoins, en considérant dans un premier temps l'ellipsoïde de Fresnel.

Définition de l'Ellipsoïde de Fresnel [20]

L'ellipsoïde de Fresnel constitue un volume dans lequel il faut prendre en compte les obstacles pour la propagation des ondes. En théorie, il existe un nombre infini de zones de Fresnel concentriques autour d'un point donné, mais c'est la première zone de Fresnel (la plus intérieure) qui définit la zone de de conservation critique pour une LOS dégagée. Celle-ci permet d'évaluer l'atténuation apportée par un obstacle (immeuble, colline...) à la propagation d'une onde électromagnétique. De façon générale, lorsque la zone de Fresnel est obstruée à plus de 20%, il en résulte une baisse du débit de la liaison radio et un risque de perte de la communication de façon intermittente, uniquement dû à ses obstacles. Un schéma de la première zone de Fresnel est donné Figure 8. La taille du faisceau de l'onde émise n'a pas d'influence sur la taille de l'ellipsoïde. La première zone de Fresnel correspond à la zone dans laquelle les ondes sont en phase avec le signal source.



Figure 8: Illustration de la première zone de Fresnel avec ses paramètres géométriques clés.

Le rayon *r* de la première zone de Fresnel (n=1), à son point le plus grand, est donné ci-dessous par l'Équation 6. (Pour n=1 ; $d_1 = d_2 = \frac{R}{2}$)

$$r = \sqrt{\frac{n\lambda \, d_1 \, d_2}{R}} = \sqrt{\frac{\lambda \left(\frac{R}{2}\right)^2}{R}} \text{ avec } d_1, d_2 >> \lambda$$
 Équation 6

Avec r : rayon (m) de la zone de Fresnel

- n : l'indice de la zone de Fresnel
- d_1 , d_2 (*m*) les distances de l'obstacle
- R(m) la distance totale entre l'émetteur et le récepteur
- λ (*m*) la longueur d'onde en espace libre

Une règle tacite est qu'il ne faut aucun obstacle dans 60% de la zone de Fresnel par rapport à la ligne médiane directe entre l'émetteur et le récepteur. Pour un trajet de propagation, où plus de 60% du rayon de la première zone de Fresnel est obstrué, mais la visée directe n'est pas obstruée, la perte de signal due à des réflexions peut aller jusqu'à 6 dB. Considérons par exemple le cas des antennes de station base. Dans le projet du groupe Osmozis les antennes de station base de deux cellules voisines sont installées à une distance R = 80 m et une hauteur h = 4 m. Ceci donne un rayon de l'ellipsoïde de r = 1,58 m. Il faut que l'espace situé à D = h - 60% r = 4 - 0.6 r = 3 m soit dégagé. On peut donc déjà supposer la présence d'obstacles tels que des arbres qui sont présents sur le terrain. De même en ce qui concerne les caravanes, cette hauteur de 3 m est à la limite entre les véhicules de classe 2 et classe 3, donc ils sont largement susceptibles d'être présents.

Le calcul précédent montre qu'il est tout à fait possible d'avoir une propagation directe entre deux antennes base, avec toutefois une atténuation à prendre en compte. Pour mieux estimer cette atténuation nous allons considérer différents modèles de propagation.

Les modèles de propagation

Plusieurs modèles de propagation pour des communications outdoor ont été établis dans la littérature. Le modèle d'Okumura et al. [21] est le modèle de choix pour l'analyse de la propagation en téléphonie mobile. Le modèle Rice-Longley-Norton-Barsis [18], [19] s'est avéré utile pour prédire la perte de transmission pour la propagation radio longue distance, mais est limitée dans son application à la propagation radio mobile. Longley a publié par la suite un modèle modifié [22] qui reconnaît les différences entre la propagation lors d'une liaison fixe et une liaison avec des mobiles. Toutefois, cette approche modifiée n'est pas aussi simple que celle d'Okumura [21]. Bullington a publié une méthode simplifiée qui décrit la propagation radio pour les communications des véhicules [23] mais ne fait aucune distinction entre les zones urbaines et suburbaines, c'est à dire denses ou non. Finalement W. C. Y Lee [24] a proposé une relation permettant de calculer la puissance reçue P_{RX} par une station base. Cette relation peut être formulée par l'Équation 7.

$$P_{RX} = P_{TX} G_{RX} G_{TX} \left(\frac{\lambda}{4 * \pi}\right)^2 \frac{1}{R^{\gamma}}$$
 Équation 7

Pour des environnements urbains denses le paramètre γ peut être pris comme allant de $\gamma = 3$ à 5. Nous allons nous baser sur ce dernier modèle pour estimer la puissance reçue. Notons toutefois que tous les modèles présentés font appel à des simulations mais surtout à des expérimentations poussées et de longue durée. Nous avons souligné lors de l'introduction de cette thèse la difficulté de procéder à des expérimentations suffisantes et fiables ; qui de plus ne nous sont pas accessibles par manque de moyens. Nous allons toutefois nous baser sur ce dernier modèle de Lee pour ébaucher un calcul d'atténuation qui pourrait être applicable à la situation considéré ici.

Il est difficile d'estimer dans la zone de Fresnel la présence de voitures, d'arbres, la réflexion du sol, qui interviendraient dans la propagation d'une onde de station à station. Nous allons cependant utiliser l'Équation 7 pour estimer la puissance reçue au niveau d'un lobe de rayonnement arrière. Pour cela nous considérons la PIRE ou Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente. La PIRE maximale autorisée par la certification Wi-Fi dans la bande de fréquence autour de f = 2,4 GHz est fixée à PIRE $= 20 \, dBm$, soit 100 mW. Une discussion s'ensuit sur la valeur à prendre pour le gain G_{RX} de l'antenne de réception. Nous nous intéressons à une propagation d'onde de station base à station base via le lobe arrière de l'antenne sur la liaison à f = 2,44 GHz. Les antennes commerciales présentent souvent un gain de rayonnement maximal supérieur à 15 dBi et un rapport avant / arrière F/B proche de F/B =30 dB. Nous avons choisi deux antennes bien répandues comme exemples : l'antenne Airmax d'Ubiquity qui présente 15 dBi de gain maximal et un rapport avant arrière de F/B = 30 dB [25], et l'antenne concurrente de KP Performance qui présente 19 dBi de gain maximal avec un rapport F/B = 35 dB [26]. En estimant que le gain arrière peut être déduit de celui du gain avant et du rapport avant / arrière tout simplement par $G_{RX}(dBi) = G_{TX}(dBi) - F/B(dB)$, on peut estimer le gain arrière de l'antenne de réception et par la même, l'ordre de grandeur de la puissance reçue par l'arrière d'une antenne voisine. Les valeurs dans différents cas de figure sont données dans le Tableau 3, en se basant sur des rapports F/B de ces deux antennes commerciales.

	$\gamma = 3$	$\gamma = 4$
$F/B = 30 \ dB$	$P_{RX} = -92 \ dBm$	$P_{RX} = -111 \ dBm$
$F/B = 35 \ dB$	$P_{RX} = -93 \ dBm$	$P_{RX} = -112 \ dBm$

Tableau 3: Valeurs calculées de la puissance reçue P_{RX} sur un lobe arrière d'antenne pour deux valeurs du paramètre γ dans le modèle de propagation d'onde de Lee.

Un facteur $\gamma = 4$ correspond à un pire cas d'encombrement dans notre situation, un facteur de $\gamma = 3$ est une valeur plus réaliste compte tenu de la faible distance inter-antennes et de la disposition du terrain. Ces valeurs de puissance reçue P_{RX} sont à comparer à la sensibilité de réception *S* des cartes utilisées par Osmozis soit S = -96 dBm. Tout signal ayant une puissance supérieure à cette valeur est reçu et interprété par la carte comme un signal qui lui est destiné. Mais ce qu'il ne faut pas perdre de vue c'est que toute puissance du même ordre de grandeur, même inférieure, sera reçue, non interprétée, mais à même d'occuper le médium, ce qui entraine la baisse du débit distribué.

Donc dans une configuration de réseau maillé, les deux types d'antennes présentées dans le Tableau 3 peuvent établir des liens entre les différentes station base engendrant l'apparition des interférences co-canales. Pour cette raison, nous visons la conception d'antennes avec un rapport F/B > 35 dB.

Les puissances reçues précédentes sont calculées par rapport à un seul point de réception par l'antenne, soit le lobe arrière à 180° . Or la puissance totale reçue par une antenne réceptrice équivaut à l'intégrale des puissances captées de toutes les directions ; incluant la zone arrière de l'antenne allant de 90° à 270° . Cette intégration implique une modification de la puissance totale reçue. Cette puissance dépend de la phase des ondes, qui deviennent constructives ou destructives. Ceci rend l'estimation du niveau de puissance difficile, mais rend le problème d'occupation fictive du medium certainement plus probable.

Vis-à-vis de l'agencement du système Wi-Fi présenté ci-dessus, notamment en ce qui concerne les contraintes en termes de débit et d'occupation des canaux, nous allons terminer par passer en revue les différents types d'antennes utilisées par les stations base. Il en existe globalement trois types, associés à la nature des communications à assurer [27]. Cet état de l'art nous orientera en conclusion vers un type d'antenne particulier muni d'un réflecteur, qui sera étudié de façon exhaustive par la suite.

iii) Etat de l'art des antennes de station base et problématique des lobes arrière

Le choix d'une antenne de station base s'effectue tout d'abord en fonction de la forme et de la taille de la cellule à couvrir, afin en tout premier lieu d'en optimiser sa couverture. Ces paramètres vont entraîner le choix de l'angle d'ouverture en azimut. L'intégrité d'une communication sans fil en fonction de l'équipement disponible et des puissances autorisées par la norme imposera le gain de l'antenne. On verra ensuite que la géométrie d'un type d'antenne sectorielle imposera un certain diagramme de rayonnement, lui-même étant susceptible de jouer un rôle important dans les interférences. On peut classer les antennes pour station base en trois catégories, listées ci-dessous.

a) Catégories d'antennes pour station base

Antennes quasi omnidirectionnelles

On trouve dans cette catégorie des antennes unitaires de type dipôle ou monopôle, ou des réseaux colinéaires. Les antennes ou réseaux quasi-omnidirectionnels sont caractérisés par un diagramme de rayonnement constant sur le plan horizontal. L'énergie rayonnée est équi-répartie dans l'espace, il n'y a pas de direction privilégiée de rayonnement. Ce type d'antenne ou de réseau était le plus utilisé par les stations de base mobile de 3^{eme} génération et antérieures. Le gain est généralement faible, il est difficile d'atteindre $G = 10 \ dB$. L'avantage de ces systèmes est de pouvoir couvrir une zone de 360° dans le plan horizontal. Ces antennes ou réseaux sont placés en général au centre de la cellule à couvrir.

Antennes agiles

Ce type d'antennes, dite "agiles" [28] ou "reconfigurable", voient l'un de ses paramètres, soit la fréquence, la polarisation ou le diagramme de rayonnement, changer de façon dynamique en fonction de l'environnement. Elles présentent l'avantage de pouvoir, en appliquant une technique de commutation de nature électrique, mécanique, optique ou autre, étendre les capacités du réseau et améliorer le fonctionnement et les performances des terminaux sans fils. En revanche ces antennes sont beaucoup plus complexes à implémenter. Elles ont un prix de production élevé, et sont largement associées à une électronique adaptée.

Antennes directives

Cette catégorie recouvre des antennes avec des angles de rayonnement petits, avec une direction privilégiée de rayonnement. Elles sont utilisées pour couvrir des zones étroites. On peut citer parmi ces antennes les antennes paraboliques, les antennes cornets, les antennes Yagi et les réseaux bidimensionnels d'antennes imprimées. Ce type d'antenne est plutôt utilisé pour établir des communications dites "point à point" comme dans le "backbone" des réseaux mobiles ou encore entre un satellite et une station de base terrestre. Cela consiste à focaliser le rayonnement émis dans une

direction précise pointée sur la ligne droite entre les deux objets communicants. Elles ont comme avantage de proposer un gain élevé dans la direction maximale de rayonnement. En revanche, seules, elles ne peuvent pas couvrir toute une zone à 360°.

Les antennes sectorielles font partie des antennes directives et font l'objet de l'étude présentée ici. Les secteurs couverts possèdent des angles variables en fonction de l'application, classiquement de 60° ou 90° . Le gain obtenu par ce type d'antenne est évidemment plus important que celui d'une antenne omnidirectionnelle et dépend toujours de l'ouverture choisie. L'antenne seule, elle-même, peut être considérée directive. L'utilisation de quatre antennes avec un angle d'ouverture de 90° ou encore six antennes avec un angle d'ouverture de 60° permet de retrouver une couverture omnidirectionnelle. On trouve parmi les antennes sectorielles les antennes à réflecteur, ou les antennes en technologie imprimée. La sectorisation déjà utilisée dans les relais GSM (Global Système Mobile communication) et dans les réseaux 4G de la téléphonie mobile fait largement appel à la trisectorisation. Celle-ci sera appliquée au territoire à couvrir dans le cadre de cette thèse.

Nous allons donc concevoir une antenne sectorielle sur un angle de 120° que nous pourrons ensuite combiner à deux autres pour couvrir l'angle total de 360° d'une cellule. Pour assurer cette sectorisation nous partons sur une structure comprenant un élément rayonnant et un plan réflecteur. Pour minimiser les coûts et simplifier le design, une technologie en circuit imprimé est envisagée pour l'élément rayonnant. Sachant que les lobes arrière de rayonnement d'une antenne peuvent être à l'origine d'une baisse importante du débit de communication de par l'occupation fictive d'un canal, nous avons souhaité faire un état des lieux des antennes disponibles en technologie imprimée et de leurs caractéristiques point de vue lobe arrière. Cette étude est donnée dans la section suivante.

b) Les lobes arrière des antennes imprimées

Les antennes en technologie imprimée, dites encore antennes plaque microruban [29], [30] sont largement utilisées en télécommunications pour leurs avantages en terme de compacité, faible coût et mise en réseau facile. En revanche les principaux inconvénients sont une bande passante étroite [31]–[33]. Elles nous intéressent néanmoins particulièrement dans le cadre de notre application qui impose un encombrement réduit. La bande passante nécessaire dans notre application devrait pouvoir être couverte (2,4 GHz à 2,48 GHz).

Bien que ces antennes imprimées puissent prendre toute forme géométrique imaginable, l'élément rayonnant de forme carrée reste la configuration la plus utilisée et étudiée [34], [35], [36]. On parle alors "d'antenne plaque". Elles se composent d'un substrat, le plus souvent diélectrique, d'épaisseur h très faible devant la longueur d'onde dans le vide λ . L'élément rayonnant métallique mince est imprimé sur la face avant. Le tout est placé au-dessus d'un plan de masse conducteur, se situant donc sur la face arrière, et souvent de dimensions supérieures à celle de l'élément rayonnant. La structure d'une telle antenne est schématisée Figure 9. Le substrat est caractérisé par la tangente de l'angle des pertes dans le diélectrique, noté "*tan* δ ", et par sa permittivité relative ε_r . Les lignes de champ se propagent à la fois dans le substrat et dans l'air, ce qui amène à définir une permittivité effective, dont la formulation est généralement basée sur les relations de Wheeler [37].



Figure 9 : Schéma de la structure d'une antenne plaque rectangulaire a) vue de dessus b) vue de profil. Les paramètres "W", "L" et "h" représentent respectivement la largeur et la longueur de l'élément rayonnant et l'épaisseur du substrat.

Les dimensions finies du plan de masse d'une antenne plaque impliquent la présence d'un effet de bord indésirable qui vient perturber le rayonnement de l'antenne. Cet effet est bien étudié afin de prévoir son influence sur le comportement global de l'antenne à travers la théorie géométrique de la diffraction [38]. En particulier les diffractions sur le bord du plan de masse impactent le rayonnement arrière de l'antenne [39], et qui nous intéresse en tout premier lieu. Ce phénomène a été étudié et traité dans la littérature par différentes méthodes. L'une des méthodes appliquées pour augmenter l'isolation avant-arrière repose sur l'emploi de structures périodiques ou métamatériaux. Les structures à bande interdite électromagnétique BIE [40], [41] et les surfaces dites sélectives en fréquence ou SSF [42], [43] ou encore les structures DGS (Defected Ground Structure) [44], [45] sont fréquemment utilisées à ce niveau. Dans le dernier cas, il s'agit de modifier la géométrie du plan de masse de l'antenne plaque. L'utilisation d'un plan de masse de dimensions légèrement inférieures à celles du substrat en augmentant le rapport de rayonnement avant/arrière F/B est possible. Dans les deux premiers types il s'agit de l'application de structures qui viennent s'imprimer aux alentours de l'élément rayonnant, et sont reliées au plan de masse au travers de vias métalliques. Ceci représente une étape supplémentaire à prendre en compte dans la procédure de fabrication de ces antennes. L'utilisation de ces structures permet d'attribuer au plan de masse une impédance élevée à travers les effets inductifs et capacitifs qu'elles apportent. Ceci a pour effet de bloquer la circulation des courants surfaciques, les empêcher d'atteindre les bords et de diffuser leur rayonnement parasite [46]. L'utilisation des structures périodiques a été étudiée ensuite sur une antenne plaque avec une géométrie de plan de masse modifiée comme montré dans [47]. Ces méthodes permettent d'atteindre un rapport de rayonnement *F/B* aux alentours de *F/B* = 24 *dB*, soit une valeur de 10 *dB* supérieure à celle de l'antenne plaque classique.

Un récapitulatif du gain et du rapport de rayonnement avant / arrière F/B avec ces diverses techniques, est reporté dans le Tableau 4.

Propriétés	Plaque classique	Plaque+FSS	Plaque + EBG	Plaque + DGS	Plaque+EBG+DGS
Gain max	3,2 dBi	3,2 dBi	3,2 dBi	2,3 dBi	2,3 dBi
Rapport F/B	13,7 dBi	21 dB	21 dB	20 dB	24 dB

Tableau 4 : Récapitulatif des valeurs de gain et du rapport de rayonnement avant / arrière F/B dans différentes configurations de plans réflecteurs destinés à réduire le rayonnement arrière des antennes plaques [41], [42], [45], [47].

Ces métamatériaux apportent bien l'effet de réduction des lobes arrière, qui se voient diminués d'une dizaine de *dB*. Ces résultats semblent donc tout à fait prometteurs pour l'application visée ici. Nous nous intéresserons donc par la suite à ce type de réflecteur en BIE associé à un élément rayonnant en technologie imprimée en chapitre 2. Auparavant, nous allons expliciter l'implantation de la tri-sectorisation et les problèmes d'interférences qui en découlent avec justement des antennes tri-sectorisées à faible rapport F/B dans le cas de notre cahier des charges.

Pour répondre à cette problématique, une solution est de renforcer l'isolation des cellules, en essayant de baisser le gain des lobes arrière d'antenne tri-sectorisées sur la bande fréquentielle centrée à f = 2,44 GHz. Ceci doit se faire en conservant les contraintes imposées de trois antennes sectorielles pour une cellule donnée groupées en un système compact, chacune ayant un gain maximal autour de $G = 9 \ dBi$ et en restant bas coût. Le fait de vouloir réduire les rayonnements du côté arrière de l'antenne nous pousse ainsi à envisager une antenne à un seul élément rayonnant, et non pas une mise en réseau d'éléments qui a comme conséquence l'augmentation des niveaux des lobes secondaires et arrière.

Un autre point à prendre en compte repose sur le fait de proposer une antenne fonctionnelle quelle que soient les zones à couvrir. Que le terrain soit plat ou vallonné, l'antenne devrait garantir une bonne couverture sans zone d'ombre sur la totalité de la cellule. Pour cela, Osmozis souhaite avoir une antenne à large ouverture verticale comparée aux antennes commerciales qui tendent à utiliser des réseaux colinéaires d'antennes ayant des ouvertures verticales de 10° à 15° , et donc imposent de mettre en place un tilt sur le diagramme afin de diriger son lobe principal en direction des utilisateurs. Par commodité d'installation dans notre cas il est préconisé de ne pas tilter l'antenne et de mettre en place une large ouverture. Cette large ouverture verticale de l'antenne sectorielle justifie le gain maximal souhaité autour de $G = 9 \ dBi$, qui peut être considéré faible en comparaison des gains des antennes sectorielles commerciales.

Nous allons donc procéder dans le chapitre suivant à designer une telle antenne, c'est-à-dire une antenne unitaire de gain maximal $G = 9 \ dBi$, couvrant une zone d'angle de 120° grâce à un réflecteur en BIE, et présentant un rapport de rayonnement avant / arrière supérieur à 35 dB. Cette antenne pourra par la suite être assemblée avec d'autres du même type pour couvrir tout le territoire sur un angle de 360° .

Pour pouvoir concevoir une telle antenne nous devons gagner en compréhension sur l'origine des lobes arrière de rayonnement. C'est ce par quoi nous allons commencer dans le chapitre suivant, en nous basant sur des principes physiques simples de propagation d'onde et de réflexion, après avoir toute fois exposé les figures de mérite fondamentales des antennes.

REFLECTEUR EN METAMATERIAUX.

Le chapitre 1 nous a permis de choisir le type d'antenne sectorielle à concevoir, une antenne en technologie imprimée munie d'un réflecteur, et de poser les bases pour les valeurs fondamentales de gain et de rapport de rayonnement avant/arrière. Ce deuxième chapitre est consacré essentiellement à l'étude par simulation d'un plan réflecteur en métamatériaux associé à un élément rayonnant de type antenne imprimée.

Dans une première section nous présentons les propriétés fondamentales caractérisant une antenne. Ces paramètres font état en particulier du diagramme de rayonnement, d'importance pour notre étude, ainsi que le gain maximal et le rapport avant/arrière des lobes d'éclairement, qui sont définis dans notre cas par un cahier des charges strict. Nous en profiterons pour présenter de façon succincte l'outil qui nous a permis dans ce travail d'étudier le comportement des antennes et leurs caractéristiques fondamentales, le logiciel de simulation CST Microwave Studio. Nous enchainons dans une seconde partie avec l'étude d'un réflecteur idéal permettant d'amener la sectorisation et d'augmenter le gain avant. Ce réflecteur ne pouvant être réaliste, nous analysons ensuite l'effet d'un réflecteur de dimensions finies et ce que cela implique sur la création de lobes arrière. Nous gagnerons ainsi de la compréhension physique sur l'origine des lobes arrière. En particulier nous verrons l'importance d'une part des courants de surface sur le réflecteur et d'autre part de l'effet de diffraction de l'onde incidente sur les bords du même réflecteur.

Une troisième section est consacrée à l'étude par simulation d'un plan de masse en métamatériau. Nous partons du modèle proposé par Sievenpiper [46]. Cette structure est intéressante car elle permet, sous certaines conditions géométriques, de bloquer les courants de surface. Ce comportement est étudié par l'intermédiaire de la phase du coefficient de réflexion incidente sur le plan et par le diagramme de dispersion de la structure. L'étude se termine par l'adjonction d'un élément rayonnant.
I. LES ANTENNES ET LEURS CARACTERISTIQUES FONDAMENTALES.

D'après le standard IEEE [48], une antenne est définie comme un dispositif qui permet de convertir un courant présent dans un circuit en ondes électromagnétiques, et inversement. Les antennes permettent ainsi de passer d'une propagation guidée à une propagation en espace libre et inversement. En effet les antennes pourront être utilisées indifféremment en émission ou en réception, les paramètres fondamentaux seront les mêmes quelle que soit la fonction, et ce en vertu du théorème de réciprocité de Lorentz. Nous allons donc commencer par donner un référentiel pour le champ électromagnétique rayonné avant de passer en revue rapidement les quantités que nous pouvons mesurer et simuler pour concevoir une antenne et la caractériser.

i) Système de coordonnées pour l'étude électromagnétique d'antennes

Le repère choisi pour positionner une antenne dans l'espace et calculer le champ rayonné est présenté Figure 10.



Figure 10 : Système de coordonnées cartésiennes et polaires généralement utilisé pour l'analyse du rayonnement d'une antenne. Le point "a" représente par exemple un récepteur dans le cas d'une antenne en émission placée au centre du repère.

En général on positionne l'antenne au centre du repère. Le point "a(x, y z)" représente par exemple un récepteur ou à l'inverse, une source de rayonnement qui doit être captée par l'antenne. Les coordonnées polaires sont en général plus interprétables physiquement. Nous pouvons donc, maintenant que le repère est choisi, s'attacher à la définition des zones de rayonnement de l'antenne et des propriétés de rayonnement qui en découlent.

ii) Zones de propagation, diagramme de rayonnement et angle d'ouverture

Nous définissons d'abord les zones classiques de rayonnement avec les propriétés associées des champs.

a) Zones de propagation de l'onde

Classiquement nous pouvons découper l'espace en trois zones de propagation, en partant de la source émettrice. La première zone est une zone dite de "champ proche". Pour la plupart des antennes la limite frontalière de cette zone est définie par une distance R à la source telle qu'elle satisfasse $R << \lambda/2\pi$ avec λ la longueur d'onde en espace libre. Dans cette zone, les ondes sont évanescentes et les phénomènes de propagation sont négligeables. Une zone intermédiaire, dite zone

de Fresnel, est définie pour des distances *R* comprises entre deux limites : $\frac{\lambda}{2\pi} \le R \le \frac{2D^2}{\lambda}$ avec *D* la plus grande dimension de l'antenne participant à son rayonnement. Au-delà de cette zone intermédiaire, l'onde diverge naturellement. Cette troisième zone est dite zone de "champ lointain" ou encore zone de Fraunhoffer. La limite basse de cette troisième zone est quelquefois donnée par : $R \le 10 \lambda$. Dans cette zone les ondes sont localement planes. La plupart des paramètres définissant la propagation d'une onde électromagnétique émise ou captée par une antenne sont définies dans cette zone.

b) Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement représente la distribution spatiale de la puissance ou du champ électromagnétique reçu ou capté par une antenne. Il est le plus souvent normalisé par rapport à sa valeur maximale. C'est un diagramme en trois dimensions qui fait apparaître, dans le cas d'antennes directives, des zones de rayonnement privilégiées. Ces diagrammes de rayonnement sont accessibles soit par simulation soit par l'expérimentation. En pratique néanmoins, la mesure tridimensionnelle peut s'avérer compliquée et il est d'usage alors de représenter ce diagramme par deux graphes dans deux plans principaux distincts. Pour une polarisation linéaire il est d'usage de distinguer le plan E et le plan H. Le plan E est celui dans lequel le champ électrique est maximal. C'est également le plan colinéaire au vecteur champ électrique sur l'antenne, la composante E_{θ} est alors maximale. Le plan H est le plan perpendiculaire où le champ magnétique est maximal. Dans ce plan, le vecteur champ électrique est alors porté par sa composante E_{φ} .

Un exemple de diagramme de rayonnement en coordonnées polaires dans un plan E est donné Figure 11. On peut repérer le lobe principal de rayonnement et les lobes secondaires. Le lobe arrière qui nous intéresse ici est également reporté dans la Figure 11.



Figure 11 : Exemple de diagramme de rayonnement d'une antenne quelconque directive. Diagramme en coordonnées polaires dans un plan E. On distingue sur ce graphe un lobe de rayonnement principal, des lobes secondaires et des lobes arrière à 180° . L'angle d'ouverture $2\theta_3$ est aussi reporté.

Nous pouvons à partir du diagramme de rayonnement définir l'angle d'ouverture $2\theta_3$.

c) Angle d'ouverture

L'angle d'ouverture à mi-puissance ou à -3 dB du maximum, souvent noté $2\theta_3$, indique généralement l'angle dans lequel une antenne directive capte ou émet la moitié de sa puissance. Une illustration est donnée Figure 11. Il peut être toutefois aussi défini, suivant les applications particulières, à - 6 dB ou à -10 dB du maximum du diagramme de rayonnement.

d) Rapport avant-arrière

Ce rapport est la différence en dB entre la valeur maximale du diagramme de rayonnement avant et la valeur dans le sens directement opposé, soit à 180° .

$$F/_B = \frac{Puissance\ en\ avant}{Puissance\ en\ arrière}$$
 Équation 8

iii) Gain, directivité et efficacité

a) Directivité

La directivité D est la capacité d'une antenne sans pertes à focaliser son rayonnement vers des directions privilégiées, et ce par comparaison avec le rayonnement d'une antenne isotrope qui aurait la même puissance émise. L'antenne isotrope est une référence théorique ponctuelle qui rayonne, sans pertes, et équitablement, toute son énergie d'alimentation dans toutes les directions. Elle a ainsi une directivité de *0 dB* dans toutes les directions. Pour une direction donnée définie par les angles θ , φ et à la fréquence de résonance on établit, à une distance *R* de l'antenne, la directivité donnée par l'Équation 9:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{Piso}$$
 Équation 9

Avec P_{iso} la puissance de l'antenne isotrope de référence et $P(\theta, \varphi)$ la puissance émise ou captée idéalement par l'antenne considérée.

b) Gain de l'antenne

Dans une direction définie par les angles θ , φ le gain présente le rapport entre la puissance rayonnée d'une antenne quelconque par rapport à celle rayonnée par une antenne isotrope alimentée par la même puissance d'entrée. Son expression est donnée Équation 10. La valeur obtenue pour le gain prend en compte les différentes pertes (de désadaptation, dans les matériaux ...) susceptibles d'être présentes dans un système réel. C'est donc cette valeur que nous considérerons dans notre système.

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{alim}}$$
 Équation 10

Avec P_{alim} la puissance d'alimentation de l'antenne

Cette notion de gain est importante car en pratique elle tient compte des différentes pertes intervenant au niveau de l'antenne. De plus, si les directions ne sont pas mentionnées, la valeur associée au gain sera la valeur maximale obtenue dans la zone de rayonnement optimale.

Les définitions de gain et de directivité nous amènent à la notion d'efficacité.

c) Efficacité de l'antenne

Le gain G et la directivité D sont liés par l'efficacité η comme le montre l'Équation 11:

$$G(\theta, \varphi) = \eta * D(\theta, \varphi)$$
 Équation 11

L'efficacité de rayonnement de l'antenne représente sa capacité à rayonner l'énergie fournie à son entrée, en supposant qu'elle soit adaptée, et tenant compte des différentes pertes.

d) Résonance de l'antenne et bande passante

En hyperfréquence, nous utilisons la matrice de répartition [S] pour caractériser le phénomène de transmission et de réflexion des multipôles [49]. Le paramètre S_{11} est donc le coefficient de réflexion en entrée d'une antenne. Il est lié à son impédance d'entrée Z_a par l'Équation 12.

$$\Gamma = |S_{11}| = \left| \frac{Z_a - Z_g}{Z_a + Z_g} \right|$$
 Équation 12

avec Z_g l'impédance caractéristique du système dans lequel est insérée l'antenne. Bien évidemment il faut minimiser ce coefficient de réflexion, donc adapter l'antenne, afin d'avoir un maximum de transfert de puissance. Une antenne est considérée adaptée et résonante à une fréquence particulière si son paramètre $|S_{11}| \leq -10 \, dB$ à cette fréquence. Ainsi la bande passante est définie comme étant la plage fréquentielle pour laquelle la condition $|S_{11}| \leq -10 \, dB$ est respectée.

Pour assurer une bonne transmission entre un émetteur et un récepteur, les deux antennes associées doivent présenter une bonne adaptation à la fréquence choisie et un gain suffisant. Ceci ne suffit pas, il faut aussi que la polarisation de l'onde émise puisse être captée par l'antenne de réception. Nous introduisons donc la notion de polarisation ci-après.

iv) Polarisation

Pour une onde électromagnétique, la polarisation est définie comme étant la forme et l'orientation de la courbe que décrit la pointe du vecteur du champ électrique dans un plan orthogonal à la direction de propagation \vec{k} , en fonction du temps [48]. Elle peut être en particulier linéaire ou elliptique, la Figure 12 décrit le cas d'une polarisation linéaire verticale. Pour avoir le maximum d'énergie transféré entre un émetteur et un récepteur, il faut que les antennes d'émission et de réception aient la même polarisation.



Figure 12 : Illustration de la polarisation linéaire verticale décrite par la variation de la pointe du vecteur champ électrique, et observée dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation.

Dans ce manuscrit les antennes présenteront une polarisation linéaire verticale, avec des antennes fixes (de station à station) placées dans la même direction en émission et en réception. La

polarisation ne sera donc pas particulièrement étudiée. Nous nous assurerons simplement que la polarisation est correcte sur l'antenne conçue.

Nous allons dans la section suivante exposer l'outil d'étude et de simulation, le logiciel CST Microwave Studio, qui va nous permettre la conception de l'antenne unitaire puis du système trisectorisé complet.

v) L'outil d'étude des paramètres d'antennes : le logiciel de simulation CST

Le simulateur électromagnétique commercial 3D Computer Simulation Technology Microwave Studio (CST MWS) est l'un des principaux logiciels commerciaux pour les simulations électromagnétiques en trois dimensions. Pour commencer une simulation il s'agit de découper l'objet, donc on veut simuler le comportement en éléments unitaires, soit effectuer un maillage. Tout d'abord, le maillage réalisé est volumique. Le volume à calculer est discrétisé en de petits volumes cuboïdes de tailles variables. Chaque cuboïde représente une maille où les champs magnétique et électrique vont être calculés. Le nombre total de mailles agit sur la vitesse de calcul et la précision des résultats obtenus. Ce logiciel permet d'analyser le comportement électromagnétique des composants hyperfréquences (antennes, filtres, coupleurs...) à travers un maillage hexaédrique.

Ce simulateur comporte différents types de solvers pouvant être appliqués. Nous citons les principaux utilisés dans nos études :

• Le solver Time Domain :

Il est généralement appliqué pour l'étude des antennes classiques, il utilise la technique d'intégration finie FIT (Finite Integral Technique) pour résoudre les équations de Maxwell. Cette méthode consiste à échantillonner spatialement les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Cette technique de maillage tient compte des phénomènes de diffraction sur les bords et permet d'estimer correctement les comportements électromagnétiques des composants hyperfréquences. Pour les antennes micro-ondes la solution Time-domain génère des résultats précis au niveau des éléments macroscopique comme les paramètres S, des champs électriques/magnétiques, des courants de surface, de la directivité, du gain...Cet outil de résolution temporel remplace les dérivées partielles δt par des différentielles Δt pour résoudre les équations de Maxwell.

• Le solver Frequency-domain :

Ce solver qui s'appuie sur la méthode des éléments finis est plutôt adapté à la simulation des réseaux d'antennes à multi-ports et des circuits résonants, structures périodiques, filtres, etc... Il permet la simulation d'une structure périodique infinie par l'analyse d'une cellule élémentaire de la structure, en tenant compte du couplage entre les cellules adjacentes, et ce à travers les conditions aux limites de chaque cellule. L'approche de Floquet est une méthode incluse dans ce solver qui nous intéresse en particulier. Elle considère que chaque cellule est extraite d'un réseau infini périodique de cellules toutes identiques. Chaque cellule est étudiée séparément. La cellule est illuminée par une onde plane avec une incidence normale grâce au port de Floquet. L'élément à simuler est placé au bout d'un cube rectangulaire (Cuboïde) où la largeur et la longueur de sa section sont identiques aux dimensions de l'élément considéré. Les quatre côtés de l'élément sont reliés aux parois du cuboïde, ce qui permet de modéliser la périodicité de la structure avec les parois de Floquet (nommées "Unit Cell Condition" dans le logiciel CST MWS). Un ou plusieurs ports dits ports de Floquet peuvent être

utilisés comme source de rayonnement. Le port de Floquet excite un ensemble de modes, qui sont fondamentalement des ondes planes avec une direction de propagation dépendant de la fréquence et de la géométrie de la structure. Ces ports permettent de simuler les taux de transmissions à travers une cellule, ainsi que ses niveaux et ses phases de coefficients de réflexion.

L'élément à simuler, en l'occurrence dans notre cas, un motif d'une structure périodique, est placé au bout du cuboïde comme présenté dans la Figure 13. Le port de Floquet est situé sur la face supérieure du cuboïde. Au-delà du port de Floquet on prend en compte le rayonnement de la cellule par une condition aux limites de type "Open Space". Aucune réflexion peut provenir de cette direction, et donc permet d'isoler la structure de tout phénomène perturbateur. A l'arrière du cuboïde on définit un conducteur électrique parfait.

Un plan de référence pour le calcul des coefficients de réflexion est mis en place dans la structure. Ce plan de référence doit être placé au niveau de la structure périodique afin d'évaluer la phase de réflexion propre de cette structure.



Figure 13 : Modèle de la structure infinie simulée sur CST. Représentation d'une cellule unitaire carrée de taille p. (a) vue en 3D et (b) vu de profil.

A partir de là, l'amplitude et la phase du coefficient de réflexion sur le plan de référence peuvent être simulés, ce qui permet de déterminer l'amplitude la phase de réflexion attribuées à la structure étudiée.

• Le solver eigenmode :

Ce solver intègre des méthodes mathématiques de calcul et permet de simuler le comportement des structures périodiques et des métamatériaux. Il permet de calculer les modes propres pouvant se propager dans ces structures à l'aide du théorème de Bloch-Floquet [50]. Afin d'illustrer le fonctionnement de ce solver, nous commençons par nous appuyer sur une zone de Brillouin qui est la plus petite zone représentative du comportement d'une cellule élémentaire. Le calcul de la constante de propagation en fonction de la pulsation dans cette zone permet d'obtenir les modes de propagation de la structure. Un vecteur d'onde \vec{k} peut se décomposer en une composante k_x selon \overrightarrow{Ox} et une composante k_y selon \overrightarrow{Oy} . La zone de Brillouin est délimitée par trois points Γ , M et X. Ces points définissent un triangle isocèle rectangle en X. Afin de parcourir tous les modes de propagation possibles, le solver eigenmode calcul les constantes de propagation en parcourant le triangle $\Gamma \to X \to M \to \Gamma$. On définit "a" la périodicité de la taille élémentaire d'une telle cellule unitaire étudiée comme montré dans la Figure 14.



Figure 14 : Zone de Brillouin avec ses trois points caractéristiques

Maintenant que nous avons présenté les méthodes de simulation, Nous allons commencer par étudier l'effet de l'interaction élément rayonnant-réflecteur en utilisant un dipôle demi longueur d'onde classique placé dans le vide.

vi) Choix du type d'antenne unitaire sectorielle

Nous rappelons dans le Tableau 5 ci-dessous le cahier des charges propre à notre antenne pour une application réseau Wi-Fi maillé outdoor. Ces valeurs sont soit imposées par le client soit déterminées au chapitre 1.

Gain lobe avant (dBi)	F/B (dB)	Angle d'ouverture à 6 dB	Dimensions maximales	Fréquence de fonctionnement (GHz)	Bande passante
9	35 à 40	120°	20cm*50cm	2,402 - 2,482	80 MHz

Tableau 5 : Cahier des charges d'une antenne unitaire d'un système à trois antennes

Chaque antenne unitaire devra donc couvrir une zone de 120° prise à -6 dB en dessous du maximum de rayonnement. Ce gabarit n'est pas en tout point identique à la plupart des gabarits utilisés par exemple pour les antennes trisectorisées commerciales avec comme application le GSM. Ces dernières présentent souvent un angle d'ouverture de 120° pris à -10 dB du maximum de rayonnement. Comme déjà mentionné, l'ouverture demandée par la société est un peu plus large mais en contrepartie le gain maximal imposé est plus faible que ce que l'on peut trouver habituellement de l'ordre de 14 dBi à 17 dBi. Nous n'avons pas à notre connaissance de référence particulière pour le cas de l'application Wi-Fi.

Pour assurer la sectorisation, nous avons donc pensé mettre un réflecteur derrière un élément rayonnant pour assurer une couverture sur un angle de 120° et par la même occasion diminuer les lobes arrière de rayonnement. Nous avons, de plus, l'obligation de concevoir un système bas coût et peu encombrant. Nous allons donc considérer en premier lieu comme élément rayonnant une antenne imprimée à laquelle nous adjoindrons un réflecteur. Dans l'état de l'art du chapitre précédent nous avons vu que l'ajout d'un plan de masse en métamatériaux avait des propriétés tout à fait intéressantes. Nous nous sommes donc orientés vers cette solution. Mais auparavant, pour l'implémenter de façon optimisée, il est nécessaire de comprendre quels phénomènes sont à la source de la génération de lobes arrière de rayonnement.

II. PHENOMENES A L'ORIGINE DE LOBES ARRIERES DE RAYONNEMENT

Dans le chapitre 1, nous avons mis en évidence l'importance de minimiser les lobes arrière de rayonnement de l'antenne sectorielle. Il parait intéressant de comprendre quels sont les phénomènes à l'origine de la création de ces lobes arrière pour mieux les contrer. Dans l'optique de la trisectorisation, nous nous sommes naturellement orientés vers des antennes à plan réflecteur. Les lobes arrière de rayonnement sont créés essentiellement par des phénomènes de diffraction. Il existe des courants de surface sur les plans de masse finis. Ces courants de surface se diffractent au bout du plan de masse. Il y a également les rayons incidents en provenance de l'élément rayonnant qui se diffractent sur les bords. Le cahier des charges impose des antennes faiblement encombrantes, nous partirons donc sur un élément rayonnant de type imprimé associé à un réflecteur. Nous avons vu dans la section IV du chapitre 1 que l'utilisation d'un réflecteur en métamatériau est particulièrement efficace, ce que nous utiliserons.

Nous allons détailler ceci en commençant par une étude des courants de surface sur les plans de masse, à l'origine de la génération des lobes arrière. Nous montrerons ainsi l'effet d'un plan réflecteur simple sur le rayonnement d'une antenne de type dipôle imprimé.

i) Impact des réflecteurs sur les lobes arrière de rayonnement d'antennes

Les réflecteurs sont souvent associés à des éléments rayonnants pour améliorer le gain dans la zone maximale de rayonnement. Le réflecteur est un élément conducteur qui joue pour les ondes électromagnétiques un rôle identique à celui d'un miroir pour les ondes optiques. Il assure la focalisation de l'onde émise/reçue dans des directions privilégiées, et donc empêche l'onde émise/reçue de se propager vers l'arrière de l'antenne. Il peut avoir plusieurs formes géométriques : brin métallique de dimension supérieure à la demi-longueur d'onde, plan métallique, paraboloïde. Les surfaces hautes impédances (SHI) en métamatériaux sont aussi utilisées en tant que réflecteurs. Elles apportent l'effet d'une mise en réseau d'éléments métalliques périodiques structurés sur un diélectrique, mais de ce fait sont plus complexes d'un point de vue comportement physique et en fabrication.

Pour commencer l'étude, nous allons tout d'abord définir ce qu'est un réflecteur idéal.

a) Réflecteur idéal.

Un plan réflecteur est considéré idéal s'il est de dimensions infinies, et constitué d'un Conducteur Electrique Parfait (CEP) noté également PEC (Perfect Electric Conductor). Il réfléchit la totalité de l'énergie incidente en direction de l'élément rayonnant. Le réflecteur se comporte comme un plan d'antisymétrie ; il apporte l'effet d'une antenne virtuelle identique à l'élément rayonnant, équidistante par rapport au plan réflecteur, et parcourue par un courant opposé, suivant la théorie des images. Une illustration est donnée Figure 15. Le principe implique que l'onde est réfléchie suivant la loi de réflexion en optique géométrique, c'est-à-dire que l'angle d'incidence est égal à l'angle réfléchi. La polarisation de l'onde est conservé. Elle subit un déphasage de 180° lors de la réflexion [51]. La théorie des images permet d'évaluer le comportement de l'antenne par résolution des conditions aux limites, sachant que le champ électrique tangentiel s'annule dans le cas d'un plan idéal infini [52].



Figure 15 : Principe des images : (a) réflexion d'une onde sur un plan réflecteur, (b) élément virtuel équivalent sans plan réflecteur amenant le même champ total que dans la configuration (a).



Figure 16: Effets du phénomène de réflexion par un plan idéal sur la polarisation (a) et la phase (b) de l'onde réfléchie.

La forme du réflecteur et sa distance de l'élément rayonnant influent sur le gain et le diagramme de rayonnement de l'antenne. Les interférences entre les rayonnements incidents et réfléchis peuvent être constructives comme destructives au niveau du rayonnement avant de l'antenne. A une distance $d = \frac{\lambda}{4}$ entre l'élément rayonnant et le réflecteur, l'onde réfléchie subit un déphasage de $\left(2 * \frac{\pi}{2}\right)$ dû à son parcours entre les deux éléments. De plus la réflexion sur le plan apporte un déphasage de π , ce qui résulte en un déphasage total de $(2 * \pi)$ entre l'onde incidente et l'onde réfléchie. Les deux ondes sont donc en phase ce qui augmente le gain maximal d'un facteur 4. A une distance $d = \frac{\lambda}{2}$, les deux ondes sont en opposition de phase (π) , ce qui tend à annuler le rayonnement vers la face avant de l'antenne.

En réalité un plan infini n'est pas réalisable. Il faudrait un plan de dimensions de quelques milliers de longueurs d'onde pour qu'il puisse présenter les caractéristiques du cas idéal (par exemple il lui faudrait un côté de longueur 2300 λ pour un réflecteur en cuivre) [46]. La théorie des images devient alors insuffisante pour prévoir le rayonnement de l'antenne, vu qu'elle ne prend pas en considération les courants de surface et les effets des discontinuités sur les bordures du réflecteur.

b) Réflecteur à dimensions finies

S'ils ne sont pas infinis, les plans réflecteurs sont tout de même larges devant la dimension de l'élément rayonnant. Il existe deux contributions aux diffractions sur une antenne à réflecteur, comme le montrent les Figure 17 a et Figure 17 b.



Figure 17 : Réflecteur vu de profil : (a) : Diffraction du rayon incident sur les bordures du plan réflecteur, (b) rayonnement diffracté dû à l'interaction courants de surface-bords du réflecteur.

On trouve à l'origine des lobes arrière de rayonnement :

- La diffraction subie par l'onde incidente directement à l'encontre des bords du plan.
- Les courants de surface sur le plan réflecteur fini. Ils se diffractent sur chaque point du bord du plan.

La diffraction peut être assimilée à une source rayonnante perturbatrice. Pour estimer son impact sur le comportement global de l'antenne et surtout sur le rayonnement arrière, il faut faire intervenir la théorie uniforme de la diffraction [53] qui dérive de la théorie géométrique de la diffraction décrite par Keller [54]. Les champs diffractés en direction de l'élément rayonnant viennent s'ajouter aux rayonnements incidents et réfléchis sous forme de rayonnement multi-trajet. Ceci a pour conséquence de produire des interférences pouvant être constructives ou destructives, et participent au rayonnement à l'arrière du plan réflecteur.

Nous allons nous appuyer sur ces constats, pour étudier par la suite un plan réflecteur haute impédance à bande interdite électromagnétique, qui aura comme conséquence de minimiser les courants de surface.

ii) Mise en application de l'étude du plan réflecteur avec une antenne

Nous nous proposons d'étudier par simulation l'impact d'un plan réflecteur sur une antenne simple. Ce travail pourra nous servir de référence par la suite, d'une part pour voir l'amélioration sur les lobes arrière de rayonnements, apportée par un matériau en BIE, puis dans le chapitre 3 pour choisir une géométrie particulière d'élément rayonnant et sa distance au plan réflecteur.

La bande de fréquence Wi-Fi considérée étant étroite, la permittivité du substrat est considérée constante en simulation et en mesure.

a) Effets d'un plan réflecteur sur un dipôle.

Nous choisissons tout d'abord une antenne simple, le dipôle. Pour mettre en évidence l'effet du couplage entre un dipôle et son réflecteur, un dipôle imprimé demi-longueur d'onde a été conçu. La fréquence f = 2,44 GHz a été choisie comme fréquence centrale de notre étude car se trouve au

milieu de la bande Wi-Fi allouée entre f = 2,4GHz et f = 2,48 GHz. Le substrat, sans plan de masse, est de type Epoxy Fr-4 simple face de dimensions 55 mm * 3 mm. Ses dimensions sont légèrement supérieures à celles du dipôle imprimé là-dessus. Ainsi, une longueur du dipôle un peu inférieure à la demi-onde a été considérée pour tenir compte des débordements de champ [55], [56], soit une longueur $l \approx 0,42 \lambda$ et de largeur L = 1,5 mm, montré Figure 18 (a) et (b). A l'aide de la simulation du coefficient de réflexion par CST MWS, on voit que ce dipôle possède une résonance à la fréquence choisie de f = 2,44 GHz, avec une bande passante de 300 MHz. Ceci est montré Figure 18 (c).

Nous déterminons également le gain par simulation dans la direction maximale de rayonnement du lobe principal, et ce en fonction de la fréquence. Le gain vaut $G = 2,15 \, dBi$, ce qui est la valeur classique pour un dipôle demi-onde. Cette antenne sera utilisée comme référence pour comparaison avec les études notamment du chapitre 3.



Figure 18 : Dipôle imprimé seul : (a) Vue de face (b) vue de profil (c) simulation de l'amplitude du coefficient de réflexion du dipôle seul en fonction de la fréquence.

Le diagramme de rayonnement simulé de ce dipôle dans les plans E et H est montré respectivement dans les Figure 19 (a) et Figure 19 (b).



Figure 19 : Simulation du diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle seule à f=2,44 GHz (a) dans le plan E, (b) dans le plan H.

Comme attendu pour un dipôle, la Figure 19 montre que le dipôle imprimé est bien quasiomnidirectionnel. Nous ajoutons maintenant un réflecteur plan de dimensions finies. Nous choisissons un plan carré de dimensions $\lambda * \lambda$ avec une séparation "d" de l'élément rayonnant tel que $d = \frac{\lambda}{4} = 3 \text{ cm}$. La simulation du coefficient de réfection de cette antenne, soit un dipôle imprimé simple associé à un réflecteur carré en CEP, est montrée Figure 20.



Figure 20 : Dipôle imprimé avec plan réflecteur (a) vue de profil, (b) Simulation de l'amplitude du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ du dipôle imprimé (rouge) seul, (bleu) du dipôle associé à un plan réflecteur métallique de dimensions $\lambda x \lambda$ et séparés de $d = \lambda/4$.

On remarque Figure 20 une chute de la bande passante de *16%* et un décalage de la fréquence centrale de fonctionnement. Nous nous intéressons ensuite à la simulation du diagramme de rayonnement donné Figure 21.



Figure 21 : Simulation du diagramme de rayonnement du dipôle imprimé (rouge) seul (à f = 2,44 GHz) (bleu) du dipôle associé à son réflecteur métallique de dimensions $\lambda \propto \lambda$ (à f = 2,33 GHz) et séparés de d = $\lambda/4$, z. (a) plan E, et (b) plan H.

Outre un décalage de la fréquence de résonance, qui passe de f = 2,44 GHz à f = 2,33 GHz, nous voyons apparaître comme prévu une direction privilégiée de rayonnement permettant une augmentation du gain maximal à G = 7,5 dBi s'approchant de la valeur voulue de G = 9 dBi pour un plan infini. Toutefois il subsiste des lobes arrière de rayonnement. Ces lobes arrière étaient prévisibles vis-à-vis des phénomènes de diffraction.

Les caractéristiques de ces dipôles sont résumées dans le Tableau 6.

Configuration étudiée	Longueur imprimée (<i>cm</i>)	Fréquence de résonance	Impédance (<i>Ω</i>)	Gain avant (<i>dBi</i>)	Angle d'ouverture plan H	Gain arrière (<i>dBi</i>)
Dipôle imprimé seul	5,16	2,44 GHz	65 + j0	2,15	360°	2,14
Dipôle imprimé + plan de masse $\lambda x \lambda$	5,16	2,33 GHz	62 -12j	7,5	90°	-10

Tableau 6 : Caractéristiques principales d'un dipôle demi-onde imprimé seul ou devant un plan de masse.

Notre sujet concernait en tout premier lieu la conception d'une antenne sectorielle de faible encombrement avec un rapport F/B important. La sectorisation peut être amenée par le placement d'un réflecteur. Une antenne imprimée possède tous les avantages d'un faible encombrement / faible coût. Nous avons vu dans l'état de l'art à la section IV du chapitre 1 que les antennes imprimées associées à un plan réflecteur en métamatériau possèdent de bonnes dispositions pour réduire la génération des lobes arrière. Nous allons donc présenter dans la section suivante une étude par simulation de plans réflecteurs en métamatériaux dans le but de concevoir un réflecteur qui satisfasse notre cahier des charges.

III. LES SURFACES HAUTE IMPEDANCE : LA STRUCTURE DE SIEVENPIPER

i) Introduction aux métamatériaux

Les matériaux artificiels ou métamatériaux vont au-delà des matériaux accessibles dans la nature. Ces matériaux n'ont pas des caractéristiques naturelles et c'est là leur intérêt. Nous avons vu précédemment la problématique des courants de surface sur les plans conducteurs. Les structures ou surfaces dites "haute impédance" sont une application directe des métamatériaux utilisées dans le domaine des ondes radio. Ces matériaux se présentent sous forme de structures périodiques reliées à un plan de masse. De par leur bande interdite fréquentielle qu'elles proposent elles peuvent jouer le rôle de filtres. Elles possèdent tout d'abord une bande fréquentielle dans laquelle leur impédance caractéristique est très élevée par rapport à l'impédance du vide. Cette bande sera notée par la suite bande SHI (Surface Haute Impédance). Elle aura un intérêt pour pouvoir contrôler la phase du coefficient de réflexion des ondes incidentes. L'autre originalité qui nous intéresse particulièrement par rapport à notre problématique, est d'avoir une bande interdite électromagnétique, notée BIE, dans laquelle les modes propres de propagation sont inhibés.

Un des nombreux intérêts de ces structures artificielles est de pouvoir approcher le comportement d'un conducteur magnétique parfait (CMP). En effet nous avons vu que les plans de masse métalliques conducteurs ou CEP supportent des courants de surface qui rayonnent dans l'espace libre lorsqu'ils atteignent les extrémités. En revanche un CMP agit comme le dual du CEP. Ainsi le champ magnétique tangentiel total est nul : le courant d'origine et le courant image issu du réflecteur magnétique sont parallèles et en phase, permettant d'obtenir des interférences constructives sans nécessiter un espace particulier entre l'élément rayonnant et ce plan de masse. Ce phénomène peut aussi s'expliquer par le coefficient de réflexion qui se différencie entre un CEP et un CMP par sa phase. Ainsi le coefficient de réflexion dans le cas d'un CEP vaut $\Gamma = -1$ et $\Gamma = +1$ pour un CMP. D'un point de vue impédance, le CEP agit comme un court-circuit, c'est-à-dire une impédance nulle du point de vue de l'onde plane incidente. Le CMP lui se comporte alors comme un circuit-ouvert, soit une impédance infinie.

La synthèse d'un plan métamatériau est réalisable en modifiant la structure macroscopique d'un matériau. Cette structure est généralement constituée de motifs imprimés sur le plan de masse. Les motifs étant très petits devant la longueur d'onde de fonctionnement, ils peuvent être représentés à l'aide d'éléments localisés – capacité (C) et inductance (L). Les motifs de ces structures peuvent prendre différentes formes : rectangulaires, circulaires, triangulaires, en croix [46], [57]–[59], sous condition que la taille des motifs et leur séparation entre eux "g" soient bien inférieures à la longueur d'onde de résonance [60].

L'antenne dipôle est généralement placée à une séparation du ¼ longueur d'onde du réflecteur. Ceci permet d'avoir l'onde incidente et l'onde réfléchie en phases au niveau de l'élément rayonnant. En approchant l'antenne du réflecteur en dessous de cette distance, l'interférence entre ces deux éléments devient destructive et perturbe le rayonnement global de l'antenne. Pour pouvoir placer l'élément rayonnant à une distance très petite du réflecteur tout en gardant les bonnes performances, il faut alors que la phase du coefficient de réflexion sur le réflecteur devienne nulle. Ceci s'obtient par l'utilisation des métamatériaux à travers un conducteur magnétique parfait (CMP). La maitrise d'une telle structure nous permettra d'avoir la main sur le déphasage de l'onde et donc de le modifier si besoin.

Nous allons nous intéresser pour notre travail à une structure particulière relevant de ces types de métamatériaux, développée par Sievenpiper [46]. Le modèle pour ce type de structure est présenté ci-après.

ii) Structure périodique - Modèle de Sievenpiper

a) Géométrie et modèle équivalent

La structure haute impédance de Sievenpiper, communément appelée structure "champignon" ou "mushroom", est basée sur des motifs métalliques de géométrie carrée imprimés sur un substrat. Les carrés métalliques, de côté "p", sont séparés d'une distance "g" les uns des autres. Ces carrés sont imprimés sur un substrat diélectrique (ε_r , μ_r) de hauteur "h". Du côté opposé aux motifs se trouve un plan de masse conducteur parfait, donc un CEP. Les motifs sont reliés au plan de masse à travers des vias métalliques. La longueur globale d'une cellule " t_{motif} " composant un motif de ce plan périodique est composée des deux parties "p" et "g" tels que définis par l'Équation 13.

 $t_{motif} = p + g$

Équation 13

avec tmotif : longueur totale de la cellule

p : longueur d'un côté du carré imprimé

g : gap ou distance séparant les motifs carrés métalliques.

Ces dimensions dépendent de la fréquence de fonctionnement, comme nous le verrons en cours d'étude. Une représentation d'une telle structure "champignon" est donnée Figure 22 a. et b.





Ces motifs étant de taille largement inférieure à la longueur d'onde elles peuvent être décrites par les théories des milieux effectifs. Ces théories sont des modèles physiques permettant d'estimer les propriétés macroscopiques d'un milieu en fonction des propriétés locales de chaque constituant, et d'un certain nombre d'informations sur la microstructure. Dans ses travaux, Sievenpiper présente un modèle analytique de ces structures sous forme de circuit LC résonant, comme présenté Figure 22 c. Cela amène à un circuit LC parallèle équivalent, de comportement global qui peut être inductif ou capacitif. Le point important de ce circuit équivalent est qu'il est caractérisé par une impédance de surface variable selon les dimensions des structures et donc de la fréquence de fonctionnement désirée.

Ce modèle équivalent, décrit dans [46], permet d'avoir une approximation des valeurs de capacité C et d'inductance L propres à ce type de structure périodique. Les relations reliant C à la géométrie et au substrat sont fondées sur la théorie de la transformation conforme [61], [62] ou "conformal mapping" permettant de décrire la fonction flux électrique présent entre deux plaques. La transformation conforme est une bijection de la forme cylindrique d'une capacité en forme plane et inversement, tout en conservant les grandeurs électriques. L'expression du flux électrique ψ est donnée par l'Équation 14.

$$\psi = Im\left[\frac{\varepsilon V}{\pi}\cos^{-1}\left(\frac{x+jy}{g/2}\right)\right]$$

Avec x, y les coordonnées dans le plan complexe

V: le potentiel appliqué sur le motif au niveau du gap,

Im : partie imaginaire

Ce flux est calculé sous deux configurations : une première où la structure est dans un medium équivalent à l'air, et une deuxième dans un milieu de permittivité relative ε_r . Les deux configurations sont alors superposées. Nous ne rentrerons pas dans le détail. La référence [63] donne pour une capacité du type de la structure étudiée l'expression suivante :

$$\psi \approx Im \left[\frac{2\varepsilon V}{\pi} \cos^{-1}\left(\frac{t_{motif}}{g}\right)\right] = \frac{2\varepsilon V}{\pi} \cosh^{-1}\frac{t_{motif}}{g}$$
 Équation 15

Le flux représente la charge stockée. Nous savons qu'alors C = Q/V. La capacité globale C est la somme de la capacité des deux mediums, l'un de permittivité ε_0 et l'autre de permittivité ε_r . Ainsi la capacité devient de la forme suivante :

$$C = \frac{p(\varepsilon_0 + \varepsilon_0 * \varepsilon_r)}{\pi} * \cosh^{-1} \frac{t_{motif}}{g}$$
 Équation 16

Avec "*p*" la longueur du patch carré métallique unitaire.

L'inductance due aux vias et des courants entre les plaques périodiques et le plan de masse auquel elles sont attachées peut être quantifiée par la relation suivante :

$$L = \mu_0 \mu_r h$$
 Equation 17

Ainsi l'impédance équivalente du circuit LC parallèle est donnée par l'Équation 18 :

$$Z_s = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}$$
 Equation 18

Cette impédance est inductive pour les basses fréquences et capacitive pour les hautes fréquences. Elle tend vers la valeur $Z_s = \infty$ pour sa fréquence de résonance "*fr*" donnée à partir de la pulsation ω_o comme vu dans l'Équation 19:

Équation 14

Équation 19

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

D'autres modèles, prenant par exemple en compte l'effet du diamètre des vias, existent, sans pour autant être plus précis au niveau des estimations de la fréquence de résonance de la structure [64], [65]. Nous ne les considérerons pas afin de ne pas alourdir l'étude.

b) Caractérisation du métamatériau par la phase de son coefficient de réflexion

L'impédance de surface détermine le type d'interactions entre l'onde incidente et l'onde réfléchie au niveau des réflecteurs. Considérons un réflecteur dans le plan XY, illuminé par une onde plane se propageant dans la direction Oz. L'impédance de surface Zs en un point z est donnée par l'Équation 20 :

$$Z_{s} = \frac{\vec{E}_{total}(z)}{\vec{H}_{total}(z)}$$
Équation 20

Avec \vec{E}_{total} et \vec{H}_{total} respectivement le champ électrique total et le champ magnétique total.

La Figure 23 est une illustration de la composante incidente et de la composante réfléchie sur la structure.



Figure 23 : Réflexion de l'onde incidente sur une surface

Au niveau de la structure champignon, nous considérons l'ensemble des champs électrique et magnétique qui comportent une composante incidente et une composante réfléchie. Les expressions du champ total électrique $\vec{E}_{total}(z)$ et magnétique $\vec{H}_{total}(z)$ en fonction de ces composantes sont données par l'Équation 21 et l'Équation 22 pour une onde TEM.

$$\vec{E}_{total}(z) = (E_i e^{-jkz} + E_r e^{-jkz}) \overrightarrow{u_z}$$

$$\vec{H}_{total}(z) = (H_i e^{-jkz} + H_r e^{-jkz}) \overrightarrow{u_z}$$
Équation 22

Les termes incidents et réfléchis des champs électriques et magnétiques peuvent s'écrire à l'aide de leur déphasage respectif. L'indice "i" indique incident et l'indice "r" indique réfléchi :

$$E_{i,r} = E_0 e^{-\varphi_{i,r}}$$

$$H_{i,r} = H_0 e^{-\varphi_{i,r}}$$
Équation 23
Équation 24

,

Par ailleurs les composantes incidentes et réfléchies peuvent être liées à l'impédance du médium, η .

$$\frac{E_i}{H_i} = -\frac{E_r}{H_r} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = \eta$$
Équation 25

En combinant l'Équation 21 et l'Équation 25 on peut ré-ecrire la relation de l'impédance Zs à la surface en z = 0 par :

$$Z_{s} = \frac{E_{i} + E_{r}}{E_{i} - E_{r}}.\eta$$
 Équation 26

En regroupant les termes de champ incident d'une part et réfléchi d'autre part on obtient :

$$\frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_s - \eta}{Z_s + \eta}$$
Équation 27

Le déphasage entre la composante incidente \vec{E}_i et la composante réfléchie \vec{E}_r est défini par l'Équation 28.

$$\phi = \varphi_r - \varphi_i$$
 Équation 28

Ce terme représente la phase de l'onde stationnaire au niveau de la structure en z = 0. On peut accéder au terme de déphasage $\phi = \varphi_r - \varphi_i$ à partir de Équation 28 par :

$$\phi = Im\left\{ln\left(\frac{E_r}{E_i}\right)\right\} = Im\left\{ln\left(\frac{Z_s - \eta}{Z_s + \eta}\right)\right\}$$
Équation 29

A partir de l'Équation 29 on peut retrouver les caractéristiques des conducteurs électriques ou magnétiques parfaits. En effet :

Pour un réflecteur électrique parfait, CEP, l'impédance de surface Z_s tend vers 0 et φ devient :

$$\phi = \pi$$

- Pour un réflecteur magnétique parfait, CMP, l'impédance de surface Z_s tend vers l'infini et alors :
 - $\phi = 0.$

Nous appellerons fréquence de résonance la fréquence f_r pour laquelle la phase $\phi = 0$.

D'après la littérature [46], [59], [60], nous appellerons bande fréquentielle de SHI la bande fréquentielle pour laquelle la phase ϕ est telle que :

$$-90^{\circ} \le \phi \le +90^{\circ}$$
 Équation 30

iii) Etude de l'impact de la géométrie et du substrat sur les caractéristiques d'une structure de Sievenpiper

Nous avons défini la bande fréquentielle SHI comme étant liée directement à la phase du coefficient de réflexion " ϕ " caractéristique de la structure. L'étude de la phase ϕ du coefficient de réflexion d'un plan à l'aide du logiciel CST Microwave Studio est faisable en faisant appel au solver fréquentiel à travers l'approche de Floquet décrite dans la section v).

a) Impact de la géométrie sur la phase du coefficient de réflexion de la structure.

Nous nous intéressons tout d'abord au coefficient de réflexion sur le plan réflecteur de structure champignon. Pour partir d'une référence, nous avons reproduit la structure périodique de Sievenpiper décrite dans [60] et représentée Figure 22. Elle consiste en motifs carrés métalliques séparés d'un gap "g". Les dimensions initiales sont les suivantes : motif carré de côté $t_{motif} = 3,5 mm$, avec la métallisation de longueur p = 3 mm. Les motifs sont imprimés sur un substrat de hauteur h = 1 mm et de permittivité relative er $\varepsilon_r = 2,2$. D'après le modèle analytique présenté dans la partie ii) de ce chapitre comportant des inductances et des capacités, la fréquence de résonance f_r , soit la fréquence pour laquelle la phase de réflexion ϕ s'annule, devrait être de fr = 16,8 GHz.

La simulation de l'impédance de surface et de la phase du coefficient de réflexion, montrée Figure 24, fait apparaître un passage de la phase de réflexion à 0° autour de fr = 18 GHz, et dans le même temps une impédance de surface très grande dépassant largement les $10 k\Omega$. La différence sur la valeur de fréquence fr est de 7% par rapport à la fréquence trouvée dans le modèle analytique.



Figure 24 : Structure carrée de côté $t_{motif} = 3,5 mm$ fonctionnant théoriquement à fr = 16,8 GHz, substrat de permittivité relative $\varepsilon_r = 2,2$. Simulations en fonction de la fréquence de : (bleu) la phase ϕ du coefficient de réflexion, (rouge) de l'impédance de surface simulée de la structure.

Nous sommes partis de cette structure de la littérature pour valider le procédé de simulation. Nous l'avons ensuite adaptée à notre fréquence de travail f = 2,44 GHz. Ainsi nous avons augmenté les dimensions de " t_{motif} ", "p" et "h" de la cellule unitaire d'un facteur 8 pour ramener la fréquence de résonance de la structure autour de fr = 2,4 GHz. Les dimensions deviennent alors : t_{motif} , = 28 mm, longueur du métal p = 24 mm, gap g = 4 mm et hauteur substrat h = 8 mm. Les résultats de simulation sont présentés Figure 25.



Figure 25 : Structure carrée de longueur $t_{motif} = 28 mm$, substrat de permittivité relative $\varepsilon_r = 2,2$. Simulations en fonction de la fréquence de : (bleu) la phase de ϕ du coefficient de réflexion sur la structure (rouge) l'impédance de surface Zs.

Le modèle analytique indique avec ces dimensions une résonance à fr = 2,1 GHz alors que la simulation montre une fréquence centrale de résonance à fr = 2,3 GHz. Cette fois ces résultats donnent 9% de différence entre la valeur estimée à travers le modèle analytique et la valeur simulée.

Ceci nous a conduit à regarder la concordance entre la valeur *fr* estimée à travers le modèle et la valeur trouvée à travers le simulateur CST MS sur différentes fréquences. Les résultats sont présentés dans la Figure 26.



Figure 26 : Différence en pourcentage de la valeur de la fréquence de résonance de la structure calculée à travers le modèle de Sievenpiper et simulée.

On remarque que globalement plus la fréquence centrale de résonance est élevée, meilleure est la concordance entre la fréquence de résonance issue du modèle et de la simulation. Nous pensons que cela peut être lié à deux causes : l'approximation de la valeur de la capacité C utilisée dans le modèle analytique et l'approximation faite par le simulateur du couplage entre les cellules. Néanmoins il existe peut-être d'autres causes, mais pour l'instant nous n'avons pas de pistes d'investigation.

Afin d'amorcer une étude plus approfondie de l'impact de la géométrie sur la phase du coefficient de réflexion, nous faisons varier l'épaisseur "*h*" du substrat de h = 1 mm à h = 8 mm, tout en conservant les autres dimensions. Les résultats sont présentés ci-dessous Figure 27.



Figure 27 : Structure carrée de côté $t_{motif} = 28 mm$, substrat de permittivité relative $\varepsilon_r = 2,2$. Simulation de la phase ϕ du coefficient de réflexion sur la structure en fonction de la fréquence pour différentes épaisseurs "*h*" de substrat.

En réduisant l'épaisseur "*h*" du substrat nous réduisons l'effet inductif des structures périodiques. Ceci induit une augmentation de leur fréquence de résonance *fr* pour laquelle $\phi = 0^{\circ}$. De plus le passage de la phase de réflexion de $\phi = 90^{\circ}$ à $\phi = -90^{\circ}$ devient plus brusque. Ceci a pour effet de réduire la bande fréquentielle associée au comportement haute impédance, la bande SHI. Les valeurs de bande passante fréquentielle SHI pour les différentes hauteurs de substrat sont données dans le Tableau 7.

Hauteur de substrat (mm)	<i>h</i> = 1	<i>h</i> = 2	h=4	<i>h</i> = 6	h = 8
Fréquence de résonance fr (GHz)	3,9	3,6	3	2,6	2,3
Bande SHI relative par rapport à la fréquence de résonance	5,9%	12%	22,7%	30%	36,6%

Tableau 7 : Evolution de la bande passante relative SHI par rapport à la fréquence de résonance en fonction des hauteurs "h" de substrat.

Nous reprenons l'étude de l'effet de la géométrie, cette fois en faisant varier le gap "g", mais en conservant les dimensions initiales, à savoir $t_{motif} = 28 \ mm$, avec une hauteur du substrat de $h = 8 \ mm$. La réduction de "g" va de pair avec l'augmentation de la longueur d'un côté métallique "p" (cf. Figure 22 a). Le paramètre "p" varie de $p = 20 \ mm$ jusqu'à la taille de la cellule entière $p = t_{motif} = 28 \ mm$ (cas d'un CEP) avec un pas de $1 \ mm$. L'évolution de la courbe de phase du coefficient de réflexion ϕ est présentée Figure 28.



Figure 28 : Structure carrée de côté $t_{motif} = 28 mm$, substrat de permittivité relative $\varepsilon_r = 2,2$. Simulation de la phase ϕ du coefficient de réflexion sur la structure en fonction de la fréquence pour différentes dimensions "*p*" des patchs carrés.

Mis à part le cas où la structure devient un CEP continu, c'est à dire pour un gap g = 0 et $t_{motif} = p = 28 mm$, nous voyons que la pente de changement de phase qui contrôle la bande SHI ainsi que la fréquence de résonance *fr* baissent avec l'augmentation du côté "*p*" des motifs comme le détaille le Tableau 8.

Valeur de " <i>p</i> " (mm)	<i>p</i> = 20	<i>p</i> = 21	<i>p</i> = 22	<i>p</i> = 23	<i>p</i> = 24	<i>p</i> = 25	<i>p</i> = 26	<i>p</i> = 27
fr (GHz)	3	2,84	2,6	2,5	2,3	1,12	1,9	1,6
Bande SHI relative	43,8%	42%	40,6%	39%	36,6%	34%	31%	27%

Tableau 8 : Evolution de la bande passante relative SHI par rapport à la fréquence de résonance en fonction des séparations "g" entre les patchs carrés.

L'étude des deux paramètres, longueur de carré métallique "p"; et hauteur "h" du substrat, nous conduit à considérer l'évolution de la largeur de la bande SHI et de la fréquence de résonance en fonction de la géométrie de la structure. Pour différentes hauteurs de substrat, nous avons fait varier la longueur "p" des motifs métalliques entre 20 mm et 27 mm et nous avons étudié les fréquences de résonance et bandes SHI relatives autour de ces fréquences. La longueur p = 27 mm est la valeur maximale atteinte avant disparition du gap et pour laquelle le réflecteur se transforme en CEP. Les résultats sont présentés sur la Figure 29.



Figure 29 : Structure carrée de côté $t_{motif} = 28 mm$, substrat de permittivité relative $\varepsilon_r = 2,2$. Evolution de la bande passante relative des structures SHI en fonction des épaisseurs "*h*" du substrat, pour ces structures.

Nous constatons que l'épaisseur du substrat joue un rôle important pour avoir une structure fonctionnelle sur des basses fréquences. Un substrat de permittivité $\varepsilon_r = 2,2$ et d'épaisseur h = 1 mm ne permet pas d'obtenir une fréquence de résonance inférieure à f = 3,3 GHz alors que ceci devient possible pour une hauteur au-delà de h = 2 mm.

Nous constatons également qu'un compromis peut être trouvé entre la hauteur du substrat et la taille des motifs carrés pour obtenir une fréquence de résonance choisie selon l'application visée. Dans l'exemple présenté Figure 29, trois structures différentes permettent d'avoir une fréquence de résonance de fr = 3 GHz avec des largeurs de bandes différentes. La bande passante fréquentielle SHI varie selon la hauteur du substrat utilisé dans sa zone d'existence.

b) Impact des pertes et de la permittivité du substrat sur la phase du coefficient de réflexion d'une structure de Sievenpiper

Ensuite nous sommes passés à l'analyse du comportement de ces structures champignon en fonction de la valeur des permittivités et des pertes diélectriques dans le substrat. Le substrat utilisé jusqu'ici en simulation possède une permittivité $\varepsilon_r = 2,2$ et ne présente pas de pertes. Afin d'évaluer l'effet des pertes diélectriques sur la phase de réflexion, nous étudions la même structure que précédemment en rajoutant des pertes diélectriques de tangente électrique de *tan* $\delta = 0,1$.



Figure 30 : Structure carrée de côté $t_{motif} = 28 \text{ mm}$, substrat de permittivité relative $\varepsilon_r = 2,2$. Simulation des phases ϕ du coefficient de réflexion sur une structure carrée en fonction de la fréquence (en rouge) d'un substrat sans pertes, (en bleu) d'un substrat avec un angle de pertes *tan* $\delta = 0,1$.

Les pertes du substrat n'ont aucun effet sur le comportement de ces structures périodiques au niveau de la phase du coefficient de réflexion. Nous observons ensuite l'effet de la permittivité relative ε_r comme montré Figure 31.



Figure 31 : Structure carrée de côté $t_{motif} = 28 mm$, substrat de permittivité relative $\varepsilon_r = 2,2$. Simulation des phases ϕ du coefficient de réflexion sur une structure carrée en fonction de la fréquence avec un substrat (en rouge) de permittivité relative $\varepsilon_r = 4,3$, (en bleu) de permittivité relative $\varepsilon_r = 2,2$.

Le changement de la permittivité sur la phase du coefficient de réflexion " ϕ " présente un effet prévisible. En effet la permittivité relative ε_r est un paramètre principal dans le calcul de la capacité C du modèle équivalent de la structure. La fréquence de résonance va donc varier. En effet sur la Figure 31 on remarque que la fréquence de résonance qui était de fr = 2,3 GHz avec un substrat de permittivité relative $\varepsilon_r = 2,2$ baisse à fr = 1,7 GHz quand la permittivité augmente à $\varepsilon_r = 4,3$. Le facteur de changement est de $\sqrt{2}$, équivalent au rapport d'indice entre les permittivités des deux substrats. La permittivité $\varepsilon_r = 4,3$ correspond à celle du substrat FR-4 qui répond mieux aux contraintes de l'application du système.

iv) Etude des caractéristiques d'une structure de Sievenpiper sur un substrat FR-4

a) Impact de la géométrie sur la phase du coefficient de réflexion d'une structure champignon sur substrat FR-4

Nous poursuivons notre étude de réflecteurs en métamatériaux avec une structure identique à ce qui a été utilisé jusqu'ici, soit des motifs carrés périodiques. Le substrat choisi en revanche est un substrat de type FR-4, pour répondre aux critères financiers imposés dans ce travail. Ce substrat se trouve dans le commerce sous deux épaisseurs, $h_1 = 0.8 \text{ mm}$ et $h_2 = 1.6 \text{ mm}$. Les dimensions des structures périodiques sont conservées, à savoir une longueur totale de cellule de $t_{motif} = 28 \text{ mm}$, un gap g = 4 mm et une longueur du côté métallique de p = 24 mm.

Tout comme précédemment nous observons d'abord l'effet de l'épaisseur du substrat. Les résultats sont reportés Figure 32.



Figure 32 : Structure carrée de côté $t_{motif} = 28 \text{ mm}$, substrat de permittivité relative $\varepsilon_r = 4,3$. Simulation de la phase ϕ du coefficient de réflexion avec deux substrats FR-4 d'épaisseurs "*h*" différentes (a) dans la bande fréquentielle 0,5 GHz - 5 GHz (b) zoom sur la bande 2,6 GHz - 3 GHz.

La simulation de la phase du coefficient de réflexion montre un passage par 0° aux alentours de $fr = 2,8 \ GHz$ (2,75GHz et 2,88 GHz). Le changement de phase pour la structure de plus faible épaisseur est brusque, avec comme conséquence une bande passante de la structure haute impédance plus étroite. On rappelle que cette bande est définie pour une phase ϕ du coefficient de réflexion comprise entre $-90^{\circ} < \phi < 90^{\circ}$. Nous retrouvons donc bien les résultats de la section III a) de ce chapitre. Cette bande fréquentielle pour laquelle la structure possède une haute impédance, bande SHI, est d'environ 60 MHz quand $h_1 = 0,8 \ mm$ à comparer à 180 MHz pour $h_2 = 1,6 \ mm$. Le substrat d'épaisseur $h_2 = 1,6 \ mm$ est plus avantageux pour répondre à une plus large bande fréquentielle de travail. Nous allons utiliser cette épaisseur du substrat $h_2 = 1,6 \ mm$ pour la suite.

Afin de ramener la fréquence de résonance du réflecteur SHI à fr = 2,44 GHz, nous agissons sur la taille des motifs carrés périodiques. La longueur du côté métallique du carré varie de p = 24 mm à p = 27 mm. La simulation de la phase ϕ du coefficient de réflexion sur la structure pour les différentes tailles des motifs est donnée sur la Figure 33 :



Figure 33 : Substrat de permittivité relative $\varepsilon_r = 4,3$. Simulation de l'évolution de la phase " ϕ " du coefficient de réflexion sur un substrat d'épaisseur $h_2 = 1,6 \text{ mm}$ pour différentes longueurs "p" du carré métallique.

Pour des motifs carrés de côté $t_{motif} = 26 \text{ mm}$, la fréquence de résonance de la structure SHI est de fr = 2,48 GHz, avec une largeur de bande SHI allant de 2,4 GHz à 2,58 GHz. La phase du coefficient de réflexion à f = 2,4 GHz est de $\phi = 90^\circ$, centrée au milieu de la bande entre les deux cas extrêmes de comportement CEP et CMP. Nous considérons cette structure correcte vis à vis de notre application vu qu'elle rentre dans la bande fréquentielle choisie.

Le fait d'avoir la bande fréquentielle de l'application ciblée (2,4 GHz à 2,48 GHz) contenue dans la bande SHI porte un double profit dans notre cas. Il permet de rapprocher l'élément rayonnant du plan réflecteur tout en restant adapté. Ceci permet de réduire le niveau des lobes arrière dus à la diffraction de l'onde incidente sur les bords du réflecteur comme présenté dans la Figure 17 (a).

La deuxième source de diffraction des lobes arrière étant les courants de surface traversant le réflecteur, nous cherchons à caractériser les différents modes pouvant se propager sur ces structures. En réduisant l'impact de cette cause de rayonnement arrière, nous pouvons envisager une augmentation d'avantage du rapport F/B.

L'intérêt des métamatériaux vient du fait que la phase du coefficient de réflexion ϕ peut prendre toutes les valeurs comprises entre $\frac{-\pi}{2}$ et $\frac{\pi}{2}$ en passant par 0 dans le cas d'un réflecteur type CMP. Ceci offre une large palette de comportements possible pour le réflecteur. Nous avons ainsi la création d'une bande dite "bande interdite électromagnétique" ou BIE dans laquelle les courants de surface en mode TE et TM ne se propagent pas. Cette bande peut s'obtenir à partir du diagramme de dispersion que nous présentons ci-après. Le simulateur CST permet d'obtenir le diagramme de dispersion d'une structure périodique à travers le solver eigenmode. Nous allons nous intéresser de ce fait à la bande interdite électromagnétique (bande BIE) et au diagramme de dispersion.

b) Caractérisation du métamatériau par son diagramme de dispersion

Le diagramme de dispersion représente la constante de propagation en fonction de la pulsation dans la zone de Brillouin comme décrit dans la section v). Ce diagramme met en exergue la bande interdite électromagnétique, notée "BIE", propre de la structure considérée. Il montre les bandes de fréquence dans lesquelles la propagation des modes TE et TM est possible ou pas. Une illustration d'un diagramme de dispersion est donnée Figure 34. Il utilise un indicateur important qui est la ligne de vide. Le cône de lumière est défini par la zone au-delà de la ligne de lumière ($k_x = k_0$) qui sépare la région des ondes guidées de celles des ondes rayonnées. Une représentation du cône de lumière (traits pointillés fins) est superposée au diagramme de dispersion pour différencier les différents types d'ondes susceptibles de se propager sur la structure : les ondes de fuites et les ondes de surface[59].



Figure 34 : Illustration d'un diagramme de dispersion dans la Zone de Brillouin. Traits pointillés fins : ligne de lumière. Bande grise : bande interdite.

Les différents modes de propagation sont représentés. La bande de fréquences définie par le sommet de la courbe de dispersion d'un mode et par la limite basse de celle du mode supérieur prédit l'apparition d'une bande interdite électromagnétique BIE. Ceci est représenté par la bande grise sur la Figure 34. Dans cette bande aucun mode ne peut se propager, c'est à dire qu'il n'y a aucune solution de modes propres des ondes de surface.

c) Etude de la bande fréquentielle BIE

Nous nous intéressons donc maintenant au diagramme de dispersion qui est une caractérisation complémentaire et importante des métamatériaux. Le diagramme de dispersion fait apparaître la bande interdite électromagnétique BIE des structures en regroupant les modes propres de propagation en fonction du vecteur d'onde \vec{k} . Nous avons simulé le comportement de la structure précédente afin de compléter sa caractérisation. Les résultats sont présentés dans la Figure 35 (b) avec le report de la bande SHI obtenue sur le diagramme des phases du coefficient de réflexion sur la Figure 35 (a).



Figure 35 : Simulation pour la structure champignon sur substrat de permittivité relative $\varepsilon_r = 4.3$ et $t_{motif} = 28 \text{ mm de } (a)$, Evolution de la phase ϕ du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. Bande grise : bande fréquentielle associée à la SHI. (b) Diagramme de dispersion sur la zone de Brillouin. Bande grise : bande fréquentielle associée à la SHI. Bande rouge : Bande Interdite électromagnétique. En vert la ligne de lumière. En noir le premier mode de propagation. En bleu le deuxième mode.

La courbe de dispersion du premier mode propagé est confondue avec la ligne de lumière dans un premier temps (cf. Figure 35 (b)). Aux alentours de f = 1 GHz, elle commence à s'incurver et donc à s'éloigner de la ligne de lumière. Elle devient plate et atteint une limite pour une fréquence f = 1,37 GHz.

Pour le deuxième mode, soit la courbe bleue sur la Figure 35 (b) il y a présence d'ondes de fuites pour les fréquences comprises entre f = 1,5 et f = 1,66 GHz. A partir de cette dernière valeur de fréquence, la ligne représentative du deuxième mode croise la ligne de lumière. Ceci indique la propagation d'ondes guidées. La limite maximale du premier mode et minimale du second mode, audessous de la ligne de lumière, fait apparaître la bande interdite électromagnétique, dite bande BIE, dans laquelle aucun mode ne se propage sur la structure. Le diagramme montre une bande BIE pour des fréquences comprises entre f = 1,37 GHz et f = 1,66 GHz (zone rouge de la Figure 35 (b)). Cette bande est décalée par rapport à la bande fréquentielle SHI obtenue sous incidence normale (zone grise allant de f = 2,4 GHz à f = 2,6 GHz). Ce décalage indique que nous ne sommes pas dans les conditions optimales d'utilisation de ce type de structure périodique. Idéalement, les deux bandes devraient être confondues vu que la propagation des modes TM et TE devrait être liée aux impédances inductives et capacitives de la structure. Ce recouvrement est un critère important d'utilisation de ces structures en visant la réduction des rayonnements des lobes arrière. Le fait d'avoir la bande de phase contenue dans la bande interdite électromagnétique est nécessaire pour avoir un comportement d'antenne adapté niveau rayonnement ; tout en réduisant le niveau de lobes arrière par élimination des courants de surface.

Nous avons donc entamé une étude de comparaison des bandes fréquentielles BIE et SHI sur plusieurs structures carrées en faisant varier les paramètres géométriques pour comprendre la cause de cette différence entre les deux bandes.

d) Critère de recouvrement de la bande fréquentielle SHI et de la bande fréquentielle BIE

Nous commençons par faire varier l'épaisseur du substrat utilisé. Précédemment nous avions $h_2 = 1,6 mm = 0,057*t_{motif}$ avec $t_{motif} = 28 mm$. Nous utilisons les épaisseurs équivalentes de $h=0,1*t_{motif}$ à $h=1*t_{motif}$. Les résultats sont présentés ci-dessous pour différents rapports h/t_{motif} .





Figure 36 : Simulation pour la structure champignon carrée sur substrat de permittivité relative $\varepsilon_r = 4,3$ et dimension $t_{motif} = 28 \ mm$ pour différentes valeurs du rapport $h/t_{motif}(a)$, Evolution de la phase ϕ du coefficient de réflexion. Bande grise : bande fréquentielle associée à la SHI. (b) Diagramme de dispersion sur la zone de Brillouin. Bande grise : bande fréquentielle associée à la SHI. Bande rouge : Bande Interdite électromagnétique. En vert la ligne de lumière. En noir le premier mode de propagation. En bleu le deuxième mode.

On retrouve le résultat observé précédemment Figure 27 sur les courbes de variation de phase " ϕ " en fonction de l'épaisseur du substrat. Ainsi si l'épaisseur augmente, la fréquence de résonance fr centrale associée à la bande fréquentielle SHI diminue et la bande fréquentielle SHI s'élargit. Dans le même temps la bande fréquentielle interdite BIE, mise en exergue dans le diagramme de dispersion Figure 36 b, se décale vers les fréquences basses et s'élargit. Néanmoins la comparaison de l'évolution des deux bandes fréquentielles, BIE et SHI, reportées sur les diagrammes de dispersion, montre que la bande SHI se décale de façon plus importante et finit par être recouverte par la bande BIE lorsque l'épaisseur du substrat *h* devient $h > 0,3*t_{motif.}$

Ces derniers résultats de simulation nous laissent supposer que le rapport entre l'épaisseur h du substrat et la longueur *t_{motif}* de la cellule élémentaire périodique est un facteur important à prendre

en considération pour le design des plans réflecteurs en métamatériaux. Pour valider cette supposition, nous avons simulé le comportement d'une deuxième structure périodique avec des dimensions différentes. Nous avons ainsi fixé des longueurs de cellules élémentaires inférieures au quart de la longueur d'onde de travail afin d'éviter les rayonnements parasites induits par le métal. Nous avons ainsi choisi une structure carrée de longueur totale $t_{motif} = 13 \text{ mm} \approx 0,1 \lambda_{vide} \approx 0,2 \lambda_g$ à la fréquence f = 2,4 GHz avec un gap g = 0,1 mm, valeurs conservées pour toute l'étude. λ_g représente la longueur d'onde guidée dans la stucture. Nous avons simulé le comportement des deux bandes fréquentielles BIE et SHI pour plusieurs rapports h/t_{motif} allant de $h/t_{motif} = 0,1$ à $h/t_{motif} = 0,3$. Les résultats sont présentés Figure 37.



Figure 37 : Simulation pour la structure carrée champignon sur substrat de permittivité relative $\varepsilon_r = 4,3$ et dimension $t_{motif} = 13 \text{ mm}$ du diagramme de dispersion sur la zone de Brillouin. Bande grise : bande fréquentielle associée à la SHI. Bande rouge : Bande Interdite électromagnétique. En vert la ligne de lumière. En noir le premier mode de propagation. En bleu le deuxième mode. Différentes valeurs du rapport h/t_{motif} (*a*) $h/t_{motif} = 0,1$, (*b*) $h/t_{motif} = 0,15$, (*c*) $h/t_{motif} = 0,2$, (*d*) $h/t_{motif} = 0,3$.

Nous constatons à nouveau que les deux bandes fréquentielles BIE et SHI deviennent confondues lorsque le rapport h/t_{motif} devient $h/t_{motif} = 0,3$. Ce critère sera donc pris en compte pour l'élaboration de notre système antenne – plan réflecteur.

Ensuite nous étudions l'effet du gap "g" entre les motifs métalliques. La théorie sur les métamatériaux considère que la séparation "g" doit rester significativement inférieure à la taille de la cellule, ce qui impose $g < \frac{t_{motif}}{4}$. Nous avons simulé une structure carrée avec une longueur du côté métallique p = 13 mm, pour une hauteur de substrat h = 8 mm et $t_{motif} = p + g$ avec quatre valeurs de "g" différentes. Vu que "g" agit sur la taille des motifs t_{motif} , nous l'avons fait varié tout en respectant

la condition $\frac{h}{t_{motif}}$ > 0,3. La comparaison des bandes fréquentielles BIE et SHI est présentée dans la Figure 38 pour des gaps allant de g = 0,1 mm à g = 2 mm.



Figure 38 : Simulation pour une structure carrée sur substrat $\varepsilon_r = 4.3$ du diagramme de dispersion en fonction du gap g. (a) : g = 0,1 mm; (b) : g = 0,5 mm; (c) : g = 1 mm; (d) : g = 2 mm. Bande grise : bande fréquentielle associée à la SHI. Bande rouge : Bande Interdite électromagnétique. En vert la ligne de lumière. En noir le premier mode de propagation. En bleu le deuxième mode.

On voit bien sur la Figure 38 l'augmentation de la fréquence de résonance fr de la bande SHI ainsi que des largeurs de bandes SHI et BIE avec l'augmentation du gap "g". Mais ceci n'affecte pas le recouvrement des deux bandes SHI et BIE comme le montre la Figure 38 et le Tableau 9.

Valeur du gap "g"	g=0,1 mm	g = 0,5 mm	g = 1 mm	g=2 mm
$rac{h}{t_{motif}}$	0,6	0,59	0,57	0,53
Bande SHI (GHz)	[1,4 ; 1,84]	[1,66 ; 2,27]	[1,8 ; 2,54]	[2 ; 2,9]
Bande BIE (GHz)	[1,3 ; 1,87]	[1,6 ; 2,5]	[1,7 ; 2,7]	[1,83 ; 3]

Tableau 9 : Représentation des différentes bandes fréquentielles trouvées SHI et BIE en fonction du gap "g" pour une structure avec p = 13 mm et hauteur du substrat à 8 mm.

Ainsi pour les deux cas de structures étudiées précédemment ($t_{motif} = 28 mm$ et $t_{motif} = 13 mm$), il suffit que le critère h/ $t_{motif} \ge 0.3$ soit satisfait pour que la bande fréquentielle SHI et la bande fréquentielle de BIE se recouvrent.

Nous remarquons alors dans la littérature que différentes études [59], [60], [66]–[69] traitant de structures périodiques similaires présentent des modèles avec un dimensionnement respectant cette condition. Ceci nous conduit à supposer que l'utilisation de structures de taille unitaire $t_{motif} < \lambda/4$, imprimées sur un substrat d'épaisseur telle que $\frac{h}{t_{motif}} > 0,3$ est une condition suffisante pour obtenir le comportement adéquat en termes de BIE et de SHI simultanément pour ces structures.

Pour vérifier cette hypothèse nous avons simulé les diagrammes de dispersion et de phase de motifs avec différentes combinaisons de taille et de hauteur des cellules périodiques tout en faisant varier le gap "g". Nous avons considéré quatre longueurs différentes pour le côté "p" du carré métallique, "p" = [8 ; 10 ; 13 ; 15] mm, en faisant varier l'épaisseur du substrat "h" = [3 ; 4,5 ; 8 ; 12] mm. Pour chaque combinaison nous avons étudié les résultats de simulation pour quatre valeurs de séparation "g" = [0,1 ; 0,5 ; 1 ; 2] mm. Nous avons traité les valeurs afin de déterminer dans quelles configurations de rapport $\frac{h}{t_{motif}}$ nous avons les deux bandes superposées. Les résultats sont présentés dans la figure suivante Figure 39.



Figure 39 : Valeurs du rapport $\frac{h}{t_{motif}}$ calculées à partir des combinaisons multiples des dimensions "h", "p" et "g". Mise en exergue du recouvrement ou non des bandes BIE et SHI.

Les résultats obtenus montrent clairement que les deux bandes fréquentielles BIE et SHI sont confondues à chaque fois que la condition $\frac{h}{t_{motif}} > 0,3$ est respectée. Les seuls points trouvés pour lesquels nous distinguons les deux bandes séparées se présentent lorsque $\frac{h}{t_{motif}} \le 0,2$.

Pour chacune des combinaisons nous avons récupéré la fréquence de résonance fr de la bande SHI lorsqu'elle est contenue dans la bande BIE. Les fréquences centrales des bandes SHI sont ainsi présentées en fonction de la taille "p" des structures dans la Figure 40.



Figure 40 : Valeurs calculées de la fréquence centrale de la bande SHI des différentes combinaisons traitées en fonction de la longueur du côté métallique "p". Cas pour lesquels le critère $\frac{h}{t_{motif}} > 0$, 3 est satisfait.

Pour une longueur de carré donné il existe plusieurs possibilités de recouvrement des bandes BIE et SHI avec des combinaisons différentes de paramètres (h, g). Pour obtenir une structure à basse fréquence il faut utiliser des carrés métalliques de côté "p" grand, ce qui impose un substrat de grande épaisseur afin de satisfaire le critère proposé. Ceci peut apporter une contrainte vis-à-vis de la disponibilité de l'épaisseur de substrat nécessaire afin d'obtenir des fréquences de résonance basses.

Pour généraliser le modèle proposé, nous avons caractérisé une structure en utilisant un substrat différent présentant une permittivité relative de $\varepsilon_r = 10,35$. Nous avons vu auparavant que les valeurs des pertes dans le substrat n'ont pas d'effets visibles sur les bandes SHI et EBG des structures périodiques, donc nous ne les considérerons pas ici.

Nous avons utilisé une structure comportant le motif imprimé de longueur de carré métallique p = 8 mm avec une séparation entre les motifs g = 0, 1 mm. Quatre hauteurs de substrat ont été prises en considération. Les résultats de simulation pour le diagramme de dispersion sont donnés Figure 41.



Figure 41 : Simulation pour une structure carrée sur substrat $\varepsilon_r = 10,2$ du diagramme de dispersion en fonction de la hauetur de substrat. (a) h = 3 mm; (b) h = 4,5 mm; (c) : h = 8 mm; (d) : h = 12 mm avec p = 8 mm et g=0,1 mm. Bande grise : bande fréquentielle associée à la SHI. Bande rouge : Bande Interdite électromagnétique. En vert la ligne de lumière. En noir le premier mode de propagation. En bleu le deuxième mode.

Les résultats montrent une correspondance entre les deux bandes fréquentielles BIE et SHI conformément à ce que nous prévoyons en respectant le dimensionnement du modèle. Le fait d'utiliser des motifs périodiques carrés de longueur inférieure à $\lambda_g/4$, séparés d'un gap ne dépassant pas le quart de la taille de la cellule, imprimés sur un substrat de hauteur respectant la condition $\frac{h}{t_{motif}} > 0,3$, permet d'obtenir une structure métamatériau présentant la bande haute impédance de surface SHI, contenue dans la bande interdite électromagnétique BIE. Ceci semble valide pour différentes correspondances entre taille des motifs, séparation, et hauteur de substrat, sur différentes substrats de permittivité diélectrique et de tangentes de pertes différentes.

Enfin il est important de noter qu'aux alentours de la fréquence de résonance, l'interaction devient forte entre une antenne et le réflecteur conçue avec une structure haute impédance. Celle-ci se comporte comme un conducteur magnétique parfait qui perturbe l'efficacité de rayonnement de l'antenne [60], [70], [71]. Pour ces raisons, en règle générale, ces structures sont utilisées autour de la fréquence pour laquelle la phase ϕ de réflexion est de $\phi = 90^{\circ}$. En effet autour de cette fréquence, la structure garde une impédance forte tout en assurant une bonne adaptation de l'antenne. La bande fréquentielle présente entre les phases de réflexion de $\phi = 90^{\circ}+45^{\circ}$ à $\phi = 90^{\circ}-45^{\circ}$ est appelée bande d'adaptation. Elle permet d'obtenir une bonne interaction entre la structure et une antenne placée à proximité [60], ce qui se traduit par un rayonnement présentant un gain correct avec une efficacité élevée. Pour étudier cela il faut passer sur un réflecteur de taille finie.

v) Application d'un plan réflecteur de type champignon à associé à un dipôle

a) Réflecteur haute impédance de taille finie.

Les résultats présentés jusqu'ici sont obtenus sur une structure infinie. Le fait de se repositionner sur une structure de taille finie réelle est nécessaire pour la suite de l'étude. Pour cela, nous comparons dans la figure suivante la phase ϕ du coefficient de réflexion obtenue sur une structure infinie et celle obtenue sur une structure finie de taille 20 cm * 20 cm (présentant un nombre de cellules élémentaires de 13*13). Cette taille représente la largeur maximale du système nous étant autorisée. Nous nous plaçons dans un cas satisfaisant le critère proposé $\frac{h}{t_{motif}} > 0,3$ avec substrat FR-4 de hauteur h = 4,5 mm avec p = 13 mm et g = 0,5 mm.



Figure 42 : Simulation de la phase ϕ du coefficient de réflexion pour un plan réflecteur de type champignon avec une permittivité relative $\varepsilon_r = 4,3$. (rouge) infini (bleu) fini composé de 13*13 cellules avec la bande d'adaptation marquée en couleur.

La phase ϕ du coefficient de réflexion des deux structures, infinie et finie, garde le même comportement sur toute la bande étudiée. Cette structure se comporte comme un CMP au niveau de la fréquence f = 2,63 GHz, et le passage de la phase de réflexion par 90° est bien centré à la fréquence de résonance fr = 2,4 GHz. La bande fréquentielle associé à un comportement SHI est délimitée entre les fréquences de 2,4 GHz à 3 GHz pour les deux structures. La bande d'adaptation de la structure infinie va de f = 2 GHz jusqu'à f = 2,57 GHz. Celle de la structure finie va de f = 2,2 GHz à f = 2,55 GHz. La bande de fonctionnement de l'antenne dans l'application visée (entre f = 2,4 GHz et f = 2,48 GHz) est bien contenue dans la bande d'adaptation de cette structure.

La prochaine étape consiste à placer un élément rayonnant devant la structure obtenue afin de vérifier le comportement rayonnant obtenu.

b) Placement d'un dipôle devant le réflecteur haute impédance

Nous utilisons un dipôle demi longueur d'onde imprimé sur une petite surface de substrat de type FR-4 comme élément rayonnant. L'antenne seule est conçue pour résonner à f = 2,6 GHz. En effet une fois placée devant le réflecteur, le couplage mutuel réduit légèrement la résonance pour la ramener à fr = 2,44 GHz. La position du dipôle a été optimisée, en restant très rapproché de la structure, et a été trouvée pour une séparation de d = 3 mm = 0,024 * λ entre le dipôle
et le réflecteur haute impédance. La représentation du dipôle devant le plan réflecteur SHI est donnée Figure 43.



Figure 43 : Représentation du dipôle placé devant le plan réflecteur SHI à une distance d.

L'amplitude des coefficients de réflexion du dipôle ont été simulés à d = 3 mm de la structure. Nous les comparons avec celles du même dipôle placé à la même distance devant un plan CEP et un plan CMP simulés. Les résultats sont donnés sur la Figure 44.



Figure 44 : Simulation de l'amplitude des coefficients de réflexion du dipôle placé à d = 3 mm d'un plan réflecteur en CEP ; CMP et SHI avec un trait pointillé noir pour marquer la limite d'adaptation d'une antenne.

Il est clair que le fait de se positionner à proximité d'un plan CEP désadapte l'antenne. L'utilisation d'un réflecteur CMP présente un meilleur rendement par rapport au niveau d'adaptation mais reste insuffisant avec une amplitude du coefficient de réflexion $|S_{11}| > -10 \, dB$. Par contre, placé devant le réflecteur SHI que nous avons étudié, le système présente une très bonne adaptation autour de la fréquence $f = 2,44 \, GHz$ avec une bande passante dépassant 250 MHz. Cette bande satisfait le cahier des charges de notre application. A cette fréquence ($f = 2,44 \, GHz$), le diagramme de rayonnement a été simulé dans les plans E et H et est présenté dans la Figure 45.



Figure 45 : Simulation du diagramme de rayonnement dans les plans E et H du dipôle placé devant un plan réflecteur SHI en FR-4. Séparation dipôle – plan de d = 3 mm.

Nous voyons que les lobe arrière sont faibles comparés au lobe principal avec un rapport avant-arrière dépassant les 25 dB. Le gain dans le lobe principal se situe autour de G = 7 dB avec des ouvertures dans le plan H et E autour de 85° .

Pour mettre en évidence l'effet du réflecteur haute impédance sur les lobes arrière, nous comparons les diagrammes de rayonnement dans le plan H du dipôle placé sous 3 configurations :

- ★ Configuration a : Le dipôle est placé devant un réflecteur classique en CEP, de taille 20 cm * 20 cm, soit environ $1,6*\lambda$. Les deux éléments sont séparés de $d = 0,024\lambda$ ou 3 mm.
- ✤ Configuration b : Le réflecteur est recouvert d'un substrat en FR-4 d'épaisseur 4,5 mm séparé de l'antenne de $d = 0,024\lambda$.

Configuration c : Le réflecteur SHI de taille $1,6 \lambda * 1,6 \lambda$ est utilisé, constitué de carrés de côté p = 13 mm, séparés les uns des autres de g = 0,5 mm en gardant la séparation de l'antenne $d = 0,024\lambda$. Ces trois configurations sont représentées Figure 46.



Figure 46 : Trois configurations étudiées d'antenne dipôle-réflecteur SHI de dimension 1,6 $\lambda x 1,6 \lambda$: (a) dipôle imprimé et réflecteur métallique en CEP, (b) dipôle imprimé et réflecteur métallique recouvert de substrat FR4, (c) dipôle imprimé et réflecteur métallique SHI recouvert de motifs.

Nous nous sommes attachés tout d'abord à simuler les courants de surface sur le plan réflecteur en CEP et en SHI. Les résultats sont proposés Figure 47.



Figure 47 : Simulation des courants de surface sur un plan réflecteur placé derrière un dipôle imprimé : plan réflecteur (a) en CEP (b) en SHI, (c) courants de surface circulant sur la face avant de la structure SHI sur les motifs carrés. Valeurs du champ magnétique associé.

On voit sur la Figure 47 que les distributions des courants de surface sur le réflecteur SHI sont différentes que celles du réflecteur en PEC. La figure (b) montre que sur les bords du plan en SHI les courants sont en opposition de phase, contrairement à ceux sur le plan en CEP (Figure 47(a)), avec comme conséquence une distribution des champs différente. La partie (c) de la figure montre la distribution de ces courants sous forme de cercles dégressifs sur la face carrée métallique des structures périodiques (face avant). L'amplitude des courants diminue en s'approchant du centre de la cellule là où le vias vient relier cette partie au plan métallique arrière. De plus nous pouvons remarquer que le sens de déplacement des champs est opposé entre deux parois de cellules voisines. Cette distribution de courants qui n'est pas classique nous pousse à comparer les diagrammes de rayonnement afin de vérifier notre supposition vis-à-vis de l'amélioration du rapport F/B.

Donc nous comparons ensuite les diagrammes de rayonnement des trois configurations, comme présenté dans la Figure 48.



Figure 48 : Simulation du diagramme de rayonnement dans le plan H des dipôles dans les différentes configurations a, b et c devant un plan réflecteur.

Encore une fois la configuration (c) donne les meilleurs résultats. Le lobe arrière est fortement diminué, ce qui représente le but principal de l'étude menée.

L'impédance de surface élevée contribue à bloquer la propagation des courants sur la structure et permet de réduire de manière significative le niveau des lobes arrière. De plus du fait qu'elle soit bien adaptée, cette antenne avec le réflecteur SHI présente un rapport avant-arrière de F/B = 26 dB, largement supérieur à celui d'un dipôle placé devant un réflecteur classique qui est de l'ordre de 20 dB.

Le bilan des paramètres clés pour les trois configurations de réflecteur est résumé dans le Tableau 10. Il montre bien que le fait d'employer les structures périodiques de type SHI (configuration c) augmente considérablement la résistance du dipôle, soit son adaptation. Dans cette configuration, un effet inductif annule la réactance du dipôle à la fréquence f = 2,44 GHz. Le gain dans le lobe avant est toutefois un peu au-dessous de celle souhaitée (9 dBi) mais reste acceptable.

Configuration	Z résonance (Ohms)	Gain (dBi)	F/B (dB)
а	2+0j	1	20
b	3,5+0j	1,2	21
С	52+0j	7,3	26

Tableau 10 : Les caractéristiques d'antenne dipôle avec différentes configurations de plan réflecteur.

Ainsi, par rapport à l'application nécessitant une antenne avec de faibles lobes arrière, l'utilisation des structures avec un plan réflecteur SHI semble être très avantageuse. Elle permet d'obtenir un gain important dans le lobe principal de rayonnement et un rapport avant- arrière élevé. Ce résultat provient du fait que l'élément rayonnant peut se voir placer à une distance séparatrice très faible du réflecteur en restant adapté.

Pour des raisons budgétaires nous ne pourrons pas conserver cette structure, ce qui nous oblige à entamer une autre approche présentée en chapitre 3.

IV. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons tout d'abord défini les paramètres classiques fondamentaux permettant une caractérisation des antennes. Nous avons rappelé le cahier des charges à satisfaire concernant l'antenne pour notre application. Ceci nous conduit à considérer un élément rayonnant en technologie imprimée muni d'un réflecteur. Dans l'optique de minimiser les lobes arrière, nous nous sommes attachés ensuite à rechercher l'origine de la création de ces derniers. Nous avons ainsi pu mettre en évidence l'importance des courants de surface se diffractant sur les bords du plan réflecteur. En s'appuyant sur un état de l'art d'antennes imprimées munies de réflecteurs et présenté au chapitre 1, nous avons considéré un réflecteur en métamatériaux. Nous avons choisi une structure de Sievenpiper, constituée de motifs métalliques carrés placés périodiquement sur un substrat. Nous avons commencé par simuler le coefficient de réflexion sur la structure en regardant l'impact de la géométrie des motifs et du substrat. Pour cela nous avons utilisé le solver fréquentiel à travers la méthode de Floquet. Nous avons poursuivi l'étude en considérant le diagramme de dispersion pour faire apparaître la bande interdite BIE à travers le solver eigenmode.

A l'aide d'une étude en fonction de la géométrie encore et de données issues de la littérature nous avons trouvé un critère géométrique permettant de faire coïncider la bande BIE avec la bande pour laquelle la structure est haute impédance permettant d'obtenir une structure à fonctionnement optimal simultanément en tant que BIE et SHI. Le recouvrement des deux bandes permet de réduire les deux sources de diffusion, ce qui réduit les lobes arrière. Enfin nous avons considéré un tel réflecteur métamatériau de taille finie mais respectant le critère précédent que nous avons simulé avec un dipôle mis à proximité. Son effet bénéfique a été montré sur l'impédance de l'antenne et sur le diagramme de rayonnement.

Néanmoins, la structure proposée, si elle présente bien des caractéristiques optimisées en termes de rayonnement et de gain, ne satisfait pas les critères économiques d'Osmozis. En effet, la présence des vias connectés au réflecteur à travers le substrat augmente considérablement la difficulté de réalisation et le prix de ces systèmes. Pour cette raison nous cherchons une alternative qui répond mieux aux attentes économiques du financeur, tout en améliorant les caractéristiques de l'antenne. Nous devrons donc retravailler un ensemble composé de l'antenne imprimée associée à un réflecteur, cette fois un réflecteur simple conducteur, pour satisfaire le cahier des charge.

TRI-

Chapitre 3. SYSTEME

SECTORISEES

Nous avons dans le chapitre précédent conçu et optimisé une antenne unitaire pouvant être intégrée dans un système Wi-Fi sectorisé. Cette antenne unitaire est constituée d'un plan de masse en métamatériaux et d'un élément rayonnant imprimé de géométrie dipôle. Le critère financier n'étant pas atteint avec cette structure nous décidons de retravailler de concert une géométrie d'antenne imprimée avec un plan réflecteur cette fois simple conducteur.

Nous reprenons donc l'étude par simulation d'un dipôle simple. Une fois la distance dipôle – plan réflecteur optimisée pour atténuer les lobes arrière, les limites de ce dispositif sont mises en exergue de par l'impédance élevée nécessaire pour garder un gain avant correct. Nous faisons alors évoluer le dipôle vers une géométrie de dipôles repliés présentant une forte impédance d'entrée, puis continuons l'évolution par une antenne cadre rectangle. Ceci permet d'aboutir à un design répondant par simulation au cahier des charges. Les paramètres principaux qui sont le gain avant de 9 *dBi*, une ouverture à -6 *dB* de 120°, une bande passante fréquentielle supérieure à 80 MHz mais surtout la contrainte du rapport avant arrière >35 dB sont satisfaits.

Maintenant pour couvrir une cellule entièrement il est nécessaire d'assembler cette antenne avec deux autres identiques et de les protéger par un radôme. Ce troisième et dernier chapitre se termine par la présentation et la caractérisation expérimentale du système antennaire complet. Les expérimentations sont menées en chambre anéchoïque mais comprend aussi quelques tests réalisés sur des prototypes industrialisés.

I. DIPOLE ET PLAN REFLECTEUR POUR ANTENNE UNITAIRE SECTORIELLE

Nous avions à la section ii) du chapitre 2 travaillé sur la simulation d'une antenne de type dipôle imprimé devant un réflecteur conducteur électrique. Le premier paramètre à étudier est la distance de séparation entre ce dipôle et le plan réflecteur et voir son impact sur les lobes arrière.

i) Effet de la distance élément rayonnant – réflecteur : les zones d'ombre

Soit un dipôle muni d'un plan réflecteur. La distance "d" par rapport à la taille du plan réflecteur fait apparaitre une zone d'ombre définie par un angle θ donné par l'Équation 31 :

$$\frac{\theta}{2} = \arctan\left(\frac{L/2}{d}\right) \qquad \qquad \text{Équation 31}$$

Le phénomène de zone d'ombre est illustré Figure 49. Dans cette zone la puissance émise par l'élément rayonnant est réfléchie. D'un point de vue géométrique, la dimension de cette zone d'ombre est inversement proportionnelle à la distance "d". Ceci indique que le rayonnement dans le demi plan du rayonnement arrière devient plus faible en réduisant la séparation "d". Dans le même temps, d'avantage de puissance sera réfléchie dans le demi plan opposé, ce qui explique l'augmentation de la directivité de l'antenne accompagnant ce phénomène.



Figure 49 : Zone d'ombre d'une antenne à réflecteur.

L'augmentation de la zone d'ombre θ à travers la réduction de "*d*", tout en conservant les mêmes dimensions de réflecteur, permet d'augmenter la directivité de l'antenne tout en réduisant son rayonnement arrière global.

Nous allons ainsi affiner l'étude en faisant varier la distance "d" entre le plan réflecteur et ce dipôle. Nous conservons la fréquence de résonance à fr = 2,44 GHz par optimisation des longueurs des brins. Les résultats de simulation sont reportés Figure 50. La simulation de cette antenne nous a permis de déterminer les différentes valeurs de gain et de directivité de l'antenne, permettant d'avoir l'influence de la distance "d" sur le rapport rayonnement avant/arrière F/B de l'antenne et sur son efficacité de rayonnement.



Figure 50 : Simulation à la fréquence f = 2,44 GHz du gain avant, du gain arrière et du rapport avant / arrière *F*/*B* pour un dipôle imprimé placé devant un réflecteur de dimensions $\lambda x \lambda$ en fonction de la distance.

Au-delà de $d = 0,4 \lambda$, le réflecteur ne joue plus son rôle, le gain et la directivité diminuent. Entre $d = 0,1 \lambda$ et $d = 0,4 \lambda$, le gain et la directivité diminuent légèrement mais constamment quand d augmente. Le rapport *F/B* lui diminue beaucoup plus. Cette échelle de valeurs pour "*d*" n'est donc pas intéressante pour notre application. En deçà de $d = 0,1 \lambda$ le rapport *F/B* atteint ses valeurs maximales, mais au détriment du gain qui chute de façon importante.

En résumé une distance de séparation "d" entre l'élément rayonnant et le plan réflecteur en dessous de $d = 0,1 \lambda$ paraît être optimale pour réduire les lobes arrière, à condition de pouvoir conserver un gain sur le lobe avant acceptable. Pour cela nous allons travailler sur l'adaptation au système dans lequel elle est insérée.

ii) Adaptation et impédance d'entrée du dipôle muni de son réflecteur

Il est nécessaire pour définir l'adaptation de l'antenne de considérer le couplage entre l'élément rayonnant et le réflecteur. Le couplage a une influence directe sur l'impédance Z_1 de l'antenne. Elle dépend désormais de sa propre impédance Z_{11} et de l'impédance mutuelle Z_{21} due au couplage entre l'antenne réelle et son image virtuelle créée par le réflecteur selon le principe des images. Cette relation est donnée Équation 32.

$$Z_1 = \frac{Z_{11}I_1 + Z_{21}I_2}{I_1}$$
 Équation 32

La théorie des images implique que le courant I_2 traversant l'élément virtuel a la même intensité que celui de l'élément réel I_1 mais de sens opposé comme décrit dans l'Équation 33.

$$I_2 = -I_1$$
 Équation 33

Alors l'Équation 32 devient l'Équation 34:

$$Z_1 = Z_{11} - Z_{21}$$
 Equation 34

Ceci implique que l'impédance de l'élément rayonnant se réduit en fonction de l'amplitude du couplage mutuel lié directement à la séparation entre les deux éléments. Des simulations de l'impédance d'entrée en fonction de la distance de séparation "*d*" optimale dipôle-réflecteur d $\leq 0, 1 * \lambda$ sont reportées Figure 51.



Figure 51 : Simulation à la fréquence f = 2,44 GHz de l'évolution de l'impédance d'entrée (partie réelle en pointillé et partie imaginaire trait plein) d'un dipôle associé à un réflecteur plan situé à une distance "d" (en λ).

Pour des distances $d \ll 0,1 \lambda$, la résistance de l'antenne est presque nulle, elle augmente quand "d" tend vers $0,1^*\lambda$ mais en gardant des valeurs bien inférieures à la résistance d'adaptation de 50 Ω . La réactance de son côté est positive (selfique) en tournant autour de 20 Ω . L'évolution conjointe de la résistance et de la réactance cause une baisse de l'efficacité traduite par la réduction de la valeur du gain maximal de l'antenne et de sa bande passante, appuyant l'étude [72] faite sur un dipôle filaire.

De cette étude, il est simple de dire que le fait de rapprocher l'élément rayonnant du réflecteur parait un moyen facile pour augmenter le rapport avant-arrière. Mais alors une adaptation de l'antenne doit être mise en place pour que les caractéristiques de rayonnement soient acceptables en répondant au cahier des charges au niveau du gain de l'antenne. Vu que l'impédance de l'antenne chute d'une manière importante en réduisant la séparation "d", il faudra augmenter de façon importante la valeur initiale de l'impédance.

Le cahier des charges imposait un système rayonnant le plus compact possible, d'un seul bloc, et le moins coûteux possible. Plutôt que de rajouter un réseau d'adaptation, nous avons choisi comme solution, d'agir sur la géométrie de l'antenne.

iii) Elément rayonnant de type dipôle à impédance élevée

Le dipôle seul possède en simulation une impédance de résonance de $Z = 65 + 0j \Omega$ comme nous l'avons vu auparavant dans le Tableau 6. Nous avons donc remarqué que cette impédance diminuait fortement quand la distance "d" plan réflecteur – élément rayonnant diminuait. Or ce rapprochement du dipôle en direction du réflecteur est nécessaire pour la réduction des lobes arrière du rayonnement de l'antenne. Il nous faut donc, pour assurer l'adaptation de l'antenne à 50 Ω , rechercher des antennes unitaires avec une impédance d'entrée grande qui supporteront ainsi une diminution de valeur lors du rapprochement avec le réflecteur. La modification de la géométrie du dipôle est un moyen permettant cela. La configuration "dipôle replié" est bien connue pour amener une impédance élevée. Nous allons donc l'étudier. Un dipôle replié possède la géométrie donnée Figure 52. Deux brins métalliques de même dimension (soit environ $\lambda/2$) et de même circonférence ou largeur sont rejoints aux extrémités tout en étant séparés d'une distance s.

Un dipôle replié présente un diagramme de rayonnement identique à celui d'un dipôle classique de même longueur "L" : omnidirectionnel en plan H et quasi-omnidirectionnel en plan E. Le dipôle replié présente de plus l'avantage de ne pas nécessiter l'usage d'un symétriseur (balun) pour son alimentation, contrairement au dipôle classique [73]. Sa spécificité est de présenter une impédance d'entrée environ quatre fois supérieure à celle du dipôle classique demi-onde [55], [72], [74]–[79].

Soit un dipôle replié filaire de rayon de fil '*a*' avec des brins séparés par une valeur de "*s*" beaucoup plus petite que la longueur d'onde, $s < 0,05\lambda$. Ceci est représenté sur la Figure 52. Dans cette configuration, A.R.Clark [78] a montré que l'excitation du mode fondamental du dipôle peut être vu comme la superposition d'un mode pair et d'un mode impair.



Figure 52 : Dipôle replié et décomposition de l'alimentation en deux modes superposables : (a) alimentation et structure du dipôle simple, (b) Décomposition de l'alimentation selon le mode impair (c) Décomposition de l'alimentation selon le mode pair (c)

Cette méthode de décomposition en mode pair et impair est couramment employée pour analyser les impédances de multiports hyperfréquences lorsque ceux-ci présentent un axe de symétrie géométrique. L'étude se simplifie en superposant deux modes de fonctionnement, dits pair et impair. Le système est en quelque sorte coupé en deux parties symétriques.

Mode pair : Les deux moitiés sont alimentées en phase avec la même amplitude. Seule une moitié du multipôle correspondant à un côté de l'axe de symétrie est prise en compte. Cette moitié se comportant comme un circuit ouvert, les points passant par l'axe de symétrie sont déconnectés du potentiel de référence (impédance infinie).

Mode impair : Les deux moitiés sont alimentées en opposition de phase avec la même amplitude. Seule une moitié du multipôle correspondant à un côté de l'axe de symétrie est prise en compte. Cette moitié se comportant comme un court-circuit, les points passant par l'axe de symétrie sont connectés au potentiel de référence (impédance nulle).

Appliquons ceci au système du dipôle. La jointure "s" est considérée négligeable vu sa petite taille. Le principe de superposition nous permet d'écrire que le courant total I_t sera de la forme (Équation 35) :

$$I_t = I_p/2 + I_i$$

Équation 35

avec I_p le courant du mode pair et I_i le courant de mode impair dans le système.

Mode pair : Dans ce mode le courant I_p dans un brin a pour expression l'Équation 36:

$$I_p = \frac{V}{2 Z_p}$$
 Équation 36

avec Z_p l'impédance paire.

Cependant on remarque que le brin unitaire alimenté en son milieu est représentatif d'un dipôle demi-onde classique possédant une impédance d'entrée $Z_d = 73 \Omega$. On peut donc déjà écrire que :

$$Z_p = Z_d$$

Mode impair : A partir de la relation donnant la valeur d'une impédance en un point quelconque situé à une distance *L* du point de référence, avec l'impédance $Z_L = 0$ en bout de brin, l'impédance de chaque ligne court-circuitée devient l'Équation 37:

$$Z_{i} = \left[Z_{0} \left(\frac{Z_{L} + jZ_{0} \tan \beta L/2}{Z_{0} + jZ_{L} \tan \beta L/2} \right) \right]_{Z_{L}=0} = jZ_{0} \tan \frac{\beta L}{2}$$
 Équation 37

avec Z_0 l'impédance caractéristique du système (dipôle replié initialement).

Un brin a une longueur $l \cong \lambda / 2$, l'Équation 37 se résume alors à l'Équation 38

$$Z_{i(L=\lambda/2)} = jZ_0 \tan(\pi/2) \to \infty$$
 Équation 38

Alors le courant de mode impair devient, par l'Équation 39 :

$$I_i = \frac{V}{2Z_i} \to 0$$
 Équation 39

Ainsi, l'Équation 35 devient l'Équation 40:

$$I_t = \frac{I_p}{2} = \frac{V}{4Z_d}$$
 Équation 40

Ce qui amène à une impédance Zin pour le dipôle replié donné par l'Équation 41 :

$$Z_{in} \approx 4Z_d = 4 * 73 = 292 \Omega$$
 Équation 41

Maintenant que nous avons compris pourquoi théoriquement l'impédance d'entrée du dipôle replié était grande, nous allons la vérifier par simulation. Nous avons comparé les impédances simulées du dipôle de référence, soit le dipôle demi-onde seul, à celle d'un dipôle replié imprimé sur du substrat FR-4 avec une séparation faible entre les brins de $s = 0,01 \lambda$. Les coefficients de réflexion sont reportés Figure 53 pour des fréquences entre 2 *GHz* et 3 *GHz* avec les marqueurs 1 et 2 placés à

la fréquence f = 2,44 GHz. Dans cette étude le dipôle a une longueur brute de $\lambda/2$, nous n'avons pas tenue compte des champs de débordement.



Figure 53 : Simulation du coefficient de réflexion du dipôle demi-onde et du dipôle replié entre 2 et 3 GHz. Marqueur à la fréquence f = 2,44 GHz. Le tableau inséré représente les valeurs d'impédances à f = 2,44 GHz pour les deux types de dipôle, classique et replié.

Les impédances trouvées par simulation de l'antenne sont de l'ordre suivant :

_

$$\begin{aligned} Z_{dipôle\ demi-onde} &= 70 + 13j \Longrightarrow |Z| = 72\ \Omega. \\ Z_{dipôle\ replié} &= 250,6 - 136,5j \Longrightarrow |Z| = 285\ \Omega \\ Z_{dipôle\ replié} &\cong 4 * Z_{dipôle\ classique} \end{aligned}$$

- -

. . .

.

La comparaison sur l'abaque de Smith des impédances des deux antennes montre bien l'augmentation de l'impédance apportée par le repliement dans la bande de fréquence qui nous intéresse. Il est important de noter que la partie imaginaire de l'impédance devient négative (correspondant à un effet capacitif) avec une valeur autour de -136Ω ce qui pourra annuler l'effet inductif qui apparait par l'interaction de l'élément rayonnant placé à proximité d'un réflecteur comme vu dans la Figure 51.

Maintenant que nous avons vérifié que l'impédance d'entrée du dipôle replié est assez élevée par rapport à celle du dipôle demi-onde classique, nous pouvons continuer l'étude en plaçant un réflecteur métallique afin d'assurer la sectorisation.

iv) Dipôle replié avec réflecteur : amélioration du rapport F/B

Le dipôle replié est placé devant un réflecteur à une distance "*d*". La dimension du plan réflecteur est conservée par rapport aux études précédentes, elle vaut $\lambda x \lambda$. La structure est visible Figure 54.



Figure 54 : Dipôle replié au-dessus du réflecteur (a) vue de dessus, (b) vue de profil.

Nous avons commencé par étudier l'effet de cette séparation "*d*" sur l'impédance d'entrée de l'antenne à la fréquence f = 2,44 GHz en gardant $d \le 0,1 \lambda$. On rappelle qu'au-dessous de cette valeur, le rapport *F/B* est optimal, suivant l'étude initiale faite sur le dipôle. La Figure 55 montre la résistance et la réactance de cette impédance en fonction de cette distance "*d*" au réflecteur.



Figure 55 : Simulation de l'évolution de l'impédances d'entrée (partie réelle en pointillé et partie imaginaire trait plein) d'un dipôle replié devant un réflecteur de dimensions $\lambda \ge \lambda$ situé à une distance "d" (en λ) à la fréquence f = 2,44 GHz.

Nous remarquons Figure 55 que, tout comme montré à la Figure 51 pour le cas du dipôle classique, le dipôle replié n'est pas adapté pour des séparations $d << 0,1 \lambda$. Par contre il présente une résonance (réactance nulle) à une séparation proche de $d = 0,06 \lambda$, à laquelle s'associe une résistance proche de 50 Ω , impliquant une bonne adaptation de l'antenne à cette séparation dipôle replié-réflecteur. Cette configuration servira pour étudier cette antenne dipôle replié plus finement.

a) Effet du réflecteur sur l'impédance du dipôle replié

Le coefficient de réflexion d'un dipôle classique et replié, tous deux avec un réflecteur, est présenté Figure 56.



F = 2.44 GHz	Z (Ohms)	
1	9+j8	Dipôle classique avec réflecteur
2	38-j 1	Dipôle replié avec réflecteur

Figure 56 : Simulation du coefficient de réflexion S₁₁ pour un dipôle classique et un dipôle replié, tous deux devant un réflecteur de dimension $\lambda \propto \lambda$, séparés d'une même distance $d = 0,06 \lambda$.

Comme attendu, la simulation du coefficient de réflexion Figure 56 met en évidence l'augmentation de l'impédance d'entrée sur un dipôle replié par rapport à une dipôle classique. L'adaptation du système dipôle replié-réflecteur semble donc acceptable. Nous devons maintenant vérifier que les autres paramètres du système (dipôle replié – plan réflecteur) satisfont le cahier des charges, en particulier le gain, la bande passante et le rapport avant/arrière de rayonnement.

b) Effet du réflecteur sur la résonance et la bande passante du dipôle replié

Nous pouvons comparer les coefficients de réflexion du dipôle replié avec et sans plan réflecteur sur la Figure 57 ci-dessous afin de mettre en avant la problématique de bande passante.



Figure 57 : Simulation de l'amplitude des coefficients de réflexion du dipôle replié avec et sans réflecteur en fonction de la fréquence.

Le système composé du dipôle replié et du réflecteur est bien adapté à sa fréquence de résonance f=2,44 GHz. Néanmoins un problème subsiste : la bande passante se situe aux alentours de 70 MHz, ce qui est insuffisant pour notre application. En effet, la bande nécessaire pour couvrir tous les canaux du Wi-Fi est de 80 MHz et va de f = 2,4 GHz à f = 2,48 GHz.

Le dipôle replié dans cette configuration se présente comme une solution simple au niveau de la conception, et peu coûteuse, permettant de réduire les lobes arrière tout en conservant un gain maximal acceptable. Néanmoins la bande passante qu'il présente n'est pas suffisante pour répondre à l'application qui réclame une bande dépassant les *80 MHz*. Pour cette raison nous passons à l'étude des antennes boucles qui sont une forme plus généralisée de ce type de dipôle pour voir l'impact sur la bande passante de ces antennes.

II. BOUCLE ET PLAN REFLECTEUR POUR ANTENNE UNITAIRE SECTORIELLE

L'antenne dipôle repliée présentée dans la partie précédente est un cas particulier des antennes boucles nommées également antennes cadres (loop antennas). Nous allons les définir dans un premier temps avant de les étudier.

i) Géométrie et impédance

a) Définition des antennes boucle

Les antennes boucles peuvent prendre différentes formes : circulaire, rectangulaire, carrée, elliptique, triangulaire comme le montre la Figure 58.



Figure 58 : Antenne boucle circonférence C de géométrie carré, triangulaire, circulaire, de.

Ce type d'antenne se classe en deux catégories principales dépendant de leurs tailles, les boucles électriquement petites et les boucles électriquement larges.

- ★ Les boucles électriquement petites ont généralement une circonférence C inférieure au dixième de la longueur d'onde ($C < \lambda / 10$). Ces antennes présentent une résistance de rayonnement très faible. Elles ne sont donc pas considérées ici.
- ★ Les boucles électriquement larges possèdent une circonférence ou un périmètre $C > \lambda/2$. Le maximum de rayonnement de l'antenne est dirigé selon la normale au plan de l'antenne.

Une résonance apparait sous la condition C $\approx \lambda$. Si nous prenons une antenne cadre rectangulaire, avec C = λ , avec des brins de longueur L= $\lambda/2$ et tels que la séparation entre les deux brins tend vers 0, on retrouve la géométrie de l'antenne dipôle repliée du chapitre précédent. En augmentant la largeur de la boucle tout en conservant le périmètre C = λ , nous arrivons à la boucle carrée avec des côtés de $\lambda/4$ comme sur la Figure 58a. Toujours dans la configuration C $\approx \lambda$, l'impédance de l'antenne cadre varie entre Z = 100 Ω et Z = 300 Ω en fonction de la largeur de séparation *s* entre les deux brins. Son efficacité est équivalente à celle du dipôle filaire demi-onde avec un gain maximal de 1 dB supérieur. Nous allons donc étudier une antenne cadre qui pourrait satisfaire le cahier des charges.

b) Impédance simulée de l'antenne cadre

Pour vérifier l'effet de la largeur "s" sur l'impédance de l'antenne, une antenne boucle a été simulée sur un substrat de type FR-4. La circonférence est donc choisie à $C = \lambda$ pour une résonance à la fréquence f = 2,44 GHz et la surface du substrat est équivalente à celle de l'antenne boucle.

Différentes configurations sont possibles, comme le montre la Figure 59, pour passer du dipôle replié étudié dans les sections précédentes à une boucle carrée.



Figure 59 : Différentes géométries de l'antenne boucle avec une circonférence $C = \lambda$, (a) dipôle replié, (b) géométrie intermédiaire, (c) carré.

Pour satisfaire la condition $C = \lambda$ la distance séparatrice "s" varie de s = 0 à $s = \lambda/4$ où la boucle devient carrée. Il faut rappeler ici que le dipôle replié est considéré comme tel pour des distances séparatrices entre les brins $s < 0.05 \lambda$. Il paraît intéressant de regarder quelles valeurs cela impose sur l'impédance dans le cas extrême où $s = 0.05 \lambda$. Le graphe dans la figure suivante montre l'évolution de l'impédance en partie réelle et partie imaginaire de la boucle à la fréquence f = 2.44 GHz en fonction de "s".





Nous voyons que pour $s = 0,056 \lambda = 6,25 mm$, la partie réelle chute d'environ 13% par rapport au maximum. Elle passe de 275 Ω à 244 Ω . De la même manière pour la réactance, en prenant comme référence la séparation pour laquelle la résistance est maximale, on obtient une augmentation de -166 Ω à -144 Ω . La résistance reste grande, la partie imaginaire est du même ordre de grandeur. Nous rappelons qu'une partie réelle grande permet de rapprocher le plan réflecteur, et de ce fait diminuer les phénomènes de diffraction. Ainsi nous allons chercher à confirmer que nous pouvons effectivement utiliser une antenne rectangulaire fine devant un plan réflecteur, afin d'augmenter la bande passante, sans trop dégrader l'adaptation et le diagramme de rayonnement. Ceci est présenté dans la section suivante.

ii) Antenne rectangulaire fine devant un plan de masse

Nous avons donc choisi de simuler le comportement d'une antenne rectangle, séparation d'entre les brins de $s = 0,056 \lambda$, séparé d'une distance "d" d'un plan réflecteur métallique carré de dimensions $\lambda x \lambda$ en gardant "d" dans la gamme optimale d $\leq 0, 1 \lambda$. Nous commençons par simuler l'impédance, comme le montre la Figure 61.



Figure 61 : Simulation de l'évolution de l'impédance d'entrée (partie réelle en pointillé et partie imaginaire trait plein) du dipôle rectangulaire associé à un réflecteur de dimensions $\lambda \propto \lambda$ situé à une distance "d" (en λ) à la fréquence f = 2,44 GHz.

La Figure 61 montre que l'impédance du dipôle rectangle garde le même comportement que le dipôle replié (cf. Figure 55). La différence est que la résonance apparait à une distance $d = 0.08 \lambda$ avec une résistance très proche de 50 Ω . Nous simulons ensuite ce dipôle rectangle dans sa configuration résonante placé à 0.08λ du plan réflecteur.

L'amplitude du coefficient de réflexion est reportée Figure 62 et comparée à celle du dipôle replié dans sa configuration résonante.



Figure 62 : Simulation de l'amplitude du coefficient de réflexion d'un dipôle replié (séparation inter-brins $s = 0,01\lambda$) placé à une distance $d = 0,06 \lambda$ d'un plan réflecteur de dimensions $\lambda x \lambda$ et d'un dipôle rectangle fin ($s = 0,056 \lambda$) placé à une distance $d = 0,08 \lambda$, devant un plan de masse *de dimensions* $\lambda x \lambda$.

Nous pouvons remarquer que le fait de choisir une géométrie à la limite du dipôle replié a permis d'augmenter la bande passante de 70 à 115 MHz en améliorant l'adaptation à la fréquence centrale.

La simulation du diagramme de rayonnement, sur la Figure 63, montre également qu'elle présente un diagramme de rayonnement identique à celui de l'antenne dipôle replié avec un rapport F/B autour de 20 dB.



Figure 63 : Simulation du diagramme de rayonnement d'un dipôle replié (séparation inter-brins $s = 0,01\lambda$) placé à une distance $d = 0,06 \lambda$ et d'un dipôle rectangle fin ($s = 0,056 \lambda$) placé à une distance $d = 0,08\lambda$, devant un plan de masse de dimensions $\lambda \propto \lambda$

Par ailleurs le gain avant simulé sur les deux types d'antennes est identique et vaut $G = 8.7 \, dBi$.

Nous pouvons donc tout à fait considérer cette antenne rectangle fine comme l'antenne ayant la géométrie la plus propice à notre application. Elle nous permet par ailleurs un degré de liberté supplémentaire pour jouer sur la géométrie du plan de masse qui n'a pas été encore bien étudié pour améliorer le rapport avant/arrière qui jusqu'ici semble limité à 20 dB. Cette valeur, on le rappelle, reste insuffisante pour notre application.

iii) Effet de la géométrie du plan réflecteur

Nous avions remarqué Figure 47 que les courants de surface responsables d'une partie des lobes arrière étaient situés sur le côté parallèle à la longueur du rectangle fin rayonnant. Nous nous proposons de faire varier cette longueur "*L*" sur le plan dans la limite des dimensions pratiques acceptables en gardant la largeur du plan à λ comme le schématise la Figure 64. La longueur du réflecteur varie de λ à 4 λ par pas de 0,1 λ .



Figure 64 : Configuration du dipôle rectangle fin placé devant un réflecteur de largeur λ et de longueur L variable, (a) vue de face, (b) vue de profil.

Les résultats de l'évolution de la longueur du plan réflecteur sur le rapport de rayonnement avant / arrière sont présentés dans la Figure 65.



Figure 65 : Simulation des rapports F/B d'une antenne rectangle fine ($s = 0,056\lambda$) placée à une distance $d = 0,08\lambda$ d'un plan de masse de largeur λ et de longueur variable.

Nous avons fait évoluer la longueur du plan jusqu'à 6λ , ce qui est irréaliste en pratique, l'encombrement serait bien trop grand. Néanmoins ceci met en exergue la périodicité de la courbe et le fait qu'en fonction de la longueur on repère qu'il y a des géométries optimales. Nous pouvons remarquer que le rapport de rayonnement avant/arrière F/B varie de façon cyclique avec une périodicité de 2λ et une amplitude décroissante à chaque pic. Le rapport de plus grande valeur, 44 dB, apparaît donc pour une longueur de plan réflecteur $L = 2 \lambda$. Nous verrons par la suite que nous pouvons aussi jouer sur la largeur. Le diagramme de rayonnement dans différents cas est montré dans la Figure 66 pour compléter l'étude, avec juste une évolution de la longueur du plan réflecteur.



Figure 66 : Simulation du diagramme de rayonnement d'une antenne rectangle fine ($s = 0,056 \lambda$) placé à une distance $d = 0,08 \lambda$ d'un plan de masse de largeur λ et de longueur variable.

L'impédance caractéristique de l'antenne est fonction de la taille du réflecteur si ce dernier a des dimensions inférieures à la longueur d'onde. A partir des dimensions proches de λ et jusqu'à l'infini, l'impédance caractéristique de l'antenne ne varie plus. En revanche on peut voir l'effet de la taille du plan de masse sur le diagramme de rayonnement avec une amélioration pour les lobes à 180° du lobe avant de rayonnement maximal. Toutefois une optimisation des dimensions du plan réflecteur s'avère nécessaire pour couvrir une zone de rayonnement arrière assez large. Ceci est présenté dans la section suivante.

iv) Etude du rapport longueur /largeur du plan réflecteur

L'impédance de surface, obtenue par l'intégration du courant et de la tension traversant la surface métallique, est tributaire de la longueur et de la largeur du plan réflecteur.

Pour chaque longueur il existe une largeur optimale qui permet un minimum de lobes arrière. Nous avons ainsi simulé le rapport avant / arrière en fonction de la longueur pour trois configurations pratiques de largeur $l_a = \lambda$, $l_b = 1,3 \lambda$, et $l_c = 1,6 \lambda$ comme montré Figure 67. La largeur 1,6 λ est la largeur maximale acceptée par Osmozis.



Figure 67 : Simulation des variations du rapport F/B d'une antenne rectangle fine en fonction de la longueur du plan réflecteur rectangulaire pour trois largeurs différentes du plan.

D'après la Figure 67 des maxima pour chaque configuration peuvent être repérés. Pour chacun de ces maxima associés à la taille du réflecteur [Longueur ; Largeur], nous avons tracé le diagramme de rayonnement Figure 68.



Figure 68 : Simulation du diagramme de rayonnement d'une antenne rectangle fine placée à une distance $d=0,08\lambda$ d'un plan réflecteur de dimensions variables : C1 [λ ; 2 λ], C2 [1,3 λ ; 2,5 λ] et C3 [1,6 λ ; 2,85 λ].

Pour les trois configurations, les diagrammes de rayonnement montrent le même comportement dans le côté lobe principal de rayonnement. Les différences se voient surtout sur les rayonnements arrière mais en gardant un rapport F/B élevé autour de 40 dB pour chacune.

Par ailleurs pour compléter l'étude les différentes caractéristiques des trois géométries étudiées sont résumées dans le Tableau 11.

Configuration	Ouverture à -6 dB	Gain maximal	Rapport F/B
C1	<i>123</i> °	8,62	44,2 dB
C2	<i>121</i> °	8,65	45,2 dB
C3	118°	8,65	44 dB

 Tableau 11 : Comparaison des différentes caractéristiques principales : angle d'ouverture, gain, pour les 3 géométries de plan réflecteur donnant un rapport F/B optimal.

Les trois géométries de plan proposées donnent un angle d'ouverture à -6 dB de 120°, accepté par Osmozis pour couvrir le secteur indiqué dans le cahier des charges et un rapport *F/B* supérieur à 35 dB. La différence se présente sur le niveau du rayonnement arrière de part et d'autre de l'angle arrière. La géométrie C3 présente la meilleure isolation arrière sur une zone allant de 120° à 240°, ce qui est tout à fait prévisible par la loi géométrique de la diffraction vis-à-vis des dimensions étudiées. C'est donc cette géométrie qui sera choisie par la suite pour concevoir le système complet $(1,6\lambda*2,85\lambda;$ ou bien 20cm*35cm). Nous procéderons à des mesures, et pour ce faire nous présentons les outils expérimentaux à disposition.

III. PARTIE EXPERIMENTALE DE L'ANTENNE ET DE SON ASSEMBLAGE

Nous présentons tout d'abord les outils expérimentaux à disposition.

i) Outils expérimentaux

a) Quelques figures de mérite d'une chambre anéchoïque

Pour caractériser nos antennes, nous allons chercher à mesurer en particulier le diagramme de rayonnement et le gain, qui sont prépondérants pour justifier leur fonctionnement vis à vis d'un cahier des charges. On définit trois types possibles d'équipements pour la mesure du diagramme de rayonnement, et ce faisant du gain. Des mesures en champ lointain, en champ proche et en base compacte. Il n'y a pas de solution idéale, cela dépend de la fréquence d'utilisation et de la taille de l'antenne. Nous nous intéresserons ici aux mesures en champ lointain. En effet les mesures de caractérisation d'antennes en environnement indoor se font dans une chambre anéchoïque faradisée disponible au laboratoire. Nous sommes conscients cependant que la mesure des lobes arrière d'antenne sont délicates, de par le faible gain dans ces zones-là. Nous allons donc dans ce qui suit essayer de décrire cet équipement le plus précisément possible.

La capacité à mesurer avec précision les caractéristiques d'une antenne sous test dépend de la conception de la chambre anéchoïque et des absorbants constituants celle-ci. La chambre anéchoïque a pour particularité de fournir un environnement le plus libre possible d'échos, et d'interférences. Les conditions de champ lointain nécessaires à satisfaire imposent sur la distance entre les deux antennes la relation usuelle donnée par l'Équation 42 :

avec R la distance entre les deux antennes,

D la plus grande dimension de l'antenne à prendre en considération,

 λ la longueur d'onde de fonctionnement.

Si la taille de l'antenne est telle que $D < \lambda$ la distance *R* peut être calculée par l'Équation 43:

$$R \ge 10 \lambda$$
 Équation 43

Quand une antenne émet, elle illumine non seulement l'antenne sous test mais aussi les sols et le mur de l'enceinte. On détermine ainsi un volume interne dans la chambre anéchoïque dit Zone Tranquille ZT dans laquelle le niveau des ondes réfléchies par les murs et le sol sera bien inférieur à celui mesuré en avant de l'antenne sous test.

D'après la Figure 69 il est possible de trouver une relation permettant de calculer la distance x minimale nécessaire entre les murs et la zone tranquille.



Figure 69 : Distance R minimale entre 2 antennes, distance x entre le milieu de la ligne directe entre deux antennes et l'un des murs de la cage, diamètre D' de la Zone Tranquille.

Sur la Figure 69, le terme D' représente le diamètre du cercle correspondant à la Zone Tranquille dans laquelle on peut mettre l'antenne sous test. La distance minimale de champ lointain est définie par l'Équation 42. On a alors pour la distance x au mur l'Équation 44:

$$x = \frac{D^2}{\lambda \tan\theta}$$
Équation 44

avec l'angle θ qui peut être choisi pour une certaine réflectivité [80].

D'autre part, d'après [81] une distance minimale " d_m " doit être conservée entre les antennes sous test et les pointes d'absorbants pour éviter de les charger. Cette relation est donnée Équation 45

$$d_m > 2\lambda$$
 Equation 45

D'après [82] même si la chambre est toute recouverte d'absorbants, soit de type FAR = Fully Anechoic Chamber, des réflexions peuvent avoir lieu, surtout pour de larges angles d'incidence depuis la source. Une précaution est de limiter les angles d'incidence à ceux pour lesquels l'énergie réfléchie est très en-dessous d'un niveau consistent avec la précision exigée pour les mesures. Souvent pour des absorbants haute qualité cette limite est prise pour des angles allant de 0° à 70° (depuis la normale jusqu'au mur). Ceci impose une restriction sur la largeur et hauteur de plafond telle que la largeur W par exemple satisfasse d'après [83] l'Équation 46:

W > R/2,75

Équation 46

avec R la séparation entre l'antenne source et l'antenne sous test

W la largeur de la cage.

La largeur et la hauteur réelles choisies dépendent de l'erreur tolérée et des caractéristiques mesurées du matériau absorbant utilisé pour tapisser les parois. Il est préconisé de tenir compte également de la hauteur "t" des mousses absorbantes. Nous prendrons ainsi comme critère l'Équation 47 et l'Équation 48 dérivées des relations données dans [81] :

W'
$$\geq 2x + 2t$$
Equation 47L' $\geq R + 2t + 4\lambda + D + D'$ Équation 48

Avec W' largeur interne brute, sans les mousses

L' longueur totale interne sans les mousses Si on regarde la géométrie de la cage, on peut par ailleurs écrire :

$$\tan \theta = \frac{R/2}{W/2}$$
 Équation 49

b) Structure de la chambre anéchoique utilisée

Dans notre travail, les caractérisations sont menées pour une fréquence de f = 2,44 GHz, soit une longueur d'onde $\lambda = 123$ mm. Dans notre cas, la chambre est entièrement faradisée. Ses dimensions sont données ci-après, de mousse absorbante à mousse absorbante : L = 7540 mm en longueur, W = 3410 mm de largeur et H = 2350 mm de hauteur et précisées dans la Figure 70. Une zone tranquille ZT disponible a un diamètre de 600 mm.



Figure 70 : Géométrie de la cage anéchoïque utilisée pour la caractérisation des antennes. La largeur W et la longueur L sont données pour les dimensions internes mousse à mousse. La largeur W' et la longueur L' sont données de paroi blindée à paroi blindée. L'antenne source est positionnée sur le mât, l'antenne sous test également et à la même hauteur, à la distance "R" de l'antenne source.

Les mousses absorbantes sont de type APM 20, de hauteur t = 210 mm, et peuvent être utilisées à partir de f = 1 GHz avec une réflectivité r de r = 30 dB à cette fréquence.

L'antenne de référence est une antenne cornet pouvant travailler dans la gamme de fréquence 700 MHz - 18 GHz. Elle est positionnée sur un mât non métallique à une hauteur h = 1,4 m au-dessus du sol. A f = 2,4 GHz, elle possède un gain "G" de G = 11,2 dBi. Les dimensions de cette antenne source sont données Figure 71.



Figure 71 : Dessin de l'antenne source de type cornet, avec ses dimensions en mm, utilisée dans la cage anéchoïque. Vue de profil et vue de face. Dimensions de l'antenne source.

Nous allons considérer, dans le calcul suivant, une longueur maximale de notre propre système, soit une longueur du plan réflecteur D = 350 mm. Cette valeur donne comme distance minimale de champ lointain $R_{min} = 1992 \text{ mm}$ d'après le critère de l'Équation 42.

Nous avions vu que l'angle " θ " ne devait pas excéder la valeur $\theta = 70^{\circ}$. Une marge est souvent considérée et la valeur maximale admissible est donnée par $\theta_m = 60^{\circ}$ [80]. L'Équation 44 est appliquée en prenant en compte la valeur de la ZT de 600 mm. Alors comme valeur maximale de x nous obtenons $x_{max} = 1689 \text{ mm}$.

L'Équation 47 nous donne : W' = 3800 mm ce qui correspond à la largeur de la cage.

Nous souhaitons calculer la valeur maximale admissible R_{max} d'après l'Équation 49 en tenant compte de la valeur réelle *W*. On obtient $R_{max} = 5900 \text{ mm}$. Nous pouvons donc placer l'antenne sous test à une distance R telle que :

$$3000 mm \leq R \leq 5900 mm$$

La longueur totale L' est donnée par l'Équation 48. En tenant compte de la valeur admissible $R_{max} = 5900 \ mm$ au lieu de R_{min} on obtient : L'= 7862 mm. La dimension réelle de la cage étant de 7960 mm ; ces critères sont satisfaits. De plus le critère de l'Équation 46 est satisfait dans tous les cas.

Nous choisissons in fine de limiter les réflexions au niveau des absorbants et ainsi d'éloigner les deux antennes d'une distance R = 3 m.

Le mât de support d'antenne pour la source est lui-même situé à une distance d = 500 mm de la paroi de la cage (cf. Figure 70), ce qui satisfait l'Équation 45.

L'antenne sous test est positionnée sur un mat automatisé. Le positionneur d'antenne a une précision de $0,06^{\circ}$. Lors des mesures le pas de mesure est de 2° . Trois joints tournants de précision permettent de tourner les antennes pour mesurer les diagrammes de rayonnement dans un autre plan ou pour faire des mesures de polarisation.

c) Caractéristiques de la chambre anéchoique utilisée

Pour les mesures indoor, de gain ou diagramme de rayonnement, ces mesures se font systématiquement dans la cage anéchoïque à disposition. Le diagramme de rayonnement est mesuré grâce à un analyseur de spectre de marque Rohde & Schwarz type FSV30. L'antenne source est alors excitée par un générateur Haute Fréquence. Pour augmenter la précision des mesures de diagramme de rayonnement, la bande de fréquence intermédiaire (IF) de l'analyseur est réglé au minimum. Les mesures de gain sont effectuées grâce à un analyseur de réseau de marque Anritsu type 37397D. L'analyseur est calibré par la méthode SOLT en bout de câble arrivant au niveau des antennes.

L'alignement des deux antennes, antenne sous test et antenne source, se fait en tournant l'antenne sous test de quelques degrés et repérer le maximum de rayonnement. Cette manipulation est reconduite plusieurs fois d'affilée.

Nous avons voulu vérifier certaines spécifications indiquées dans les datasheets des équipements. Dans un premier temps nous avons travaillé sur l'analyseur de réseau. Les deux antennes sont positionnées et alignées face à face. Après calibration, le câble noté "b" est relié entre le port 2 et l'antenne de test, comme montré Figure 72. Nous avons ensuite mesuré les niveaux de transmission S_{21} dans deux configurations :

1) Une charge 50 Ω placée à l'entrée de la cage côté port 1 sur le câble noté "a". Cette configuration est présentée Figure 72 (a).

2) une charge 50 Ω placée à la fin du câble dans la cage, côté port 1 à la place de l'antenne cornet. Cette configuration est présentée Figure 72 (b).



Figure 72 : Configuration pour la mesure de transmission entre les ports 1 et 2 de l'analyseur de réseau (a) charge 50 Ω en entrée de la cage, sur câble relié au port 1 ; (b) charge 50 Ω en bout de câble relié au port 1.

Les résultats de coefficient de transmission sont présentés Figure 73.



Figure 73 : Amplitude du coefficient de transmission entre les ports 1 et 2 de l'analyseur de réseau dans les configurations (configuration 1) charge 50 Ω en entrée de la cage, sur câble relié au port 1 ; (configuration 2) charge 50 Ω en bout de câble relié au port 1.

Nous ne relevons aucune différence du niveau résiduel à l'analyseur de réseau dans les deux configurations. Ce niveau de détection minimal se situe entre $-85 \, dBm$ et $-90 \, dBm$. Ces niveaux sont suffisants pour notre application. En effet nous avons comme but de concevoir des antennes avec un gain de 9 dBi dans l'axe principal, et un lobe arrière compris à peu près à $-35 \, dB$ à $-40 \, dB$ en dessous. Le niveau global sur le lobe arrière restera largement supérieur au niveau de bruit résiduel, les coefficients de transmission seront largement mesurables.

Des mesures pour mesurer le niveau de bruit résiduel ont été également entreprises avec l'analyseur de spectre. La procédure est la même qu'avec l'analyseur de réseau. Les pertes de câble sont prises en compte dans les résultats de mesure. L'analyseur de spectre est réglé de manière à avoir un RBW faible, de $1 H_z$.



Figure 74 : Configuration pour la mesure du bruit résiduel mesuré à l'analyseur de spectre (configuration 1) charge 50 Ω en entrée de la cage, sur câble relié au câble noté "a" du générateur HF ; (configuration 2) charge 50 Ω en bout de câble noté "a" du générateur HF.

Les résultats sont présentés Figure 75.



Figure 75 : Niveau de bruit résiduel mesuré à l'analyseur de spectre dans les dans les configurations (a) charge 50 Ω en entrée de la cage, sur câble relié au générateur ; (2) charge 50 Ω en bout de câble relié au générateur.

Le niveau de bruit est de l'ordre de $-134 \, dBm$ dans les deux configurations. Un léger pic à la fréquence du synthétiseur peut se mesurer vers $-125 \, dBm$, ce qui reste très faible. Ici encore les niveaux de bruit résiduels sont très en-dessous des puissances attendues avec nos antennes.

Maintenant que nous nous sommes assurés de la possibilité d'effectuer des mesures correctes indoor, nous avons entrepris de finaliser la conception de l'antenne unitaire et du système tri-sectorisé, mesures à l'appui.

ii) Antenne unitaire boucle imprimée sectorisée munie de son réflecteur

La géométrie retenue pour l'antenne unitaire sectorisée est donc un dipôle replié rectangle imprimé sur du substrat de type FR4 munie d'un réflecteur. L'antenne a les dimensions suivantes : une largeur de $s = 0,056 \lambda = 6,25 mm$, une longueur $L = 0,44 \lambda = 54,6 mm$ séparée d'une distance $d = 0,08 \lambda = 9,8 mm$ d'un plan réflecteur métallique rectangulaire de dimensions $1,6 \lambda x 2,75 \lambda$.



Figure 76 : Configuration finale adoptée du dipôle rectangle ($s = 0,056 \lambda$) placé à $d = 0,08 \lambda = 1 cm$ d'un réflecteur de dimensions $1,6 \lambda \times 2,85 \lambda$ (20 cm×35 cm), (a) vue de face et (b) vue de profil de l'antenne (bordure noire : brin métallique ; gris : réflecteur).

Cette antenne a été réalisée. Nous avons utilisé une plaque en aluminium comme réflecteur. Les diagrammes de rayonnement dans les deux plans H et E ont été mesurés. Ils sont présentés dans la Figure 77.



Figure 77 : Diagramme de rayonnement dans la plan H (a) et dans le plan E (b) de l'antenne rectangle fine placé à une distance $d = 0.08 \lambda$ d'un plan de masse métallique de dimensions $1.6 \lambda \ge 2.85 \lambda$. Pointillés : diagramme mesuré ; trait plein : diagramme simulé.

Les diagrammes de rayonnement présentent quelques différences entre les valeurs mesurées et les valeurs simulées, pour les angles allant de 90° à 270° . Ces différences peuvent être attribuées aux imperfections de fabrication. Dans le plan H la forme du diagramme est similaire, avec un lobe à 180° plus élevé de 5 *dB* par rapport à la valeur obtenue par simulation. Le câble d'alimentation de l'antenne est placé sur l'un des côtés de l'antenne, comme on peut le voir sur la Figure 78. Son effet

se voit dans le plan E sur les mesures par le lobe dans la direction à 105° environ. Dans ce plan les lobes dans la direction de 90° à 270° peuvent atteindre -25 *dB*. Ceci reste admissible car le cahier des charges met une contrainte sur le plan H uniquement.

Ce diagramme est comparé avec celui obtenu par simulation. L'ouverture verticale mesurée à -3 dB est de 60° tout comme les résultats de simulation. Cette ouverture est considérée large par comparaison avec les antennes sectorielles utilisées dans le commerce. En effet celles-ci se composent le plus souvent d'un réseau d'éléments rayonnants limitant l'ouverture verticale à un angle compris entre 10° et 15° . Dans le cadre des applications Wi-Fi en outdoor pour lesquelles les zones de couverture vont du bas de l'antenne jusqu'à l'extrémité de la cellule, et où la topologie de la zone varie d'une cellule à une autre (zone plate, zone vallonnée), une large ouverture verticale apporte une solution qui répond à toutes les topologies possibles. En comparaison, les réseaux téléphoniques tendent plutôt à cibler une zone restreinte qui peut être distante de la station de base, pour cela ils font appel à des réseaux d'antennes à faible ouverture verticale (10° généralement) et utilisent le dépointage du rayonnement pour viser la zone concernée. Il est important de garder à l'esprit que nous ne sommes pas dans cette configuration.



Figure 78 : Photo de l'antenne unitaire rectangle fine placé à une distance $d = 0,08 \lambda$ d'un plan de masse de dimensions 1,6 $\lambda x 2,85 \lambda$.

- Les angles d'ouvertures mesurés dans le plan H sont de 84° à -3 dB et 115° à -6 dB, ils correspondent avec les angles trouvés en simulation qui sont 85° à -3 dB et 118° à -6 dB.
- L'angle d'ouverture à -3 dB dans le plan vertical est de 60° contre 65° pour le diagramme simulé, et l'angle d'ouverture à -6 dB est de 86° pour le graphe des valeurs mesurées contre 90° trouvé par la simulation de l'antenne.

Le système élément rayonnant – plan réflecteur ayant été optimisé, nous pourrons donc dans la partie suivante passer à la fabrication, aux tests et à l'expérimentation de l'antenne et du système tri-sectorisé complet.

iii) Système tri-sectorisé

Afin d'assurer la couverture totale d'une cellule dans le cadre des communications Wi--Fi dans les terrains de loisirs, l'antenne unitaire conçue précédemment est assemblée avec deux autres identiques. Les trois éléments, que nous nommons A, B, et C pour les différencier par la suite, sont placés de manière à former un triangle (cf. Figure 79). Au sein de ce triangle un espace vide permet d'installer les cartes de radiocommunication (routeurs) responsables de la gestion des communications.

Pour l'assemblage des trois antennes nous avons utilisé trois plaques en aluminium groupées pour former un triangle équilatéral. Les trois antennes sont placées dos à dos, les plans de masse reliés entre eux et les éléments rayonnants tournés vers l'extérieur. Cette réalisation est faite au laboratoire de manière "artisanale" pour des premières études. La liaison des trois plans de masse entre eux ne donne pas une continuité électrique parfaite. De ce fait cela pourra par la suite avoir une petite incidence sur les caractéristiques du système. Ainsi la question se pose de l'impact lors de l'assemblage sur les performances de chacune des antennes.



Figure 79 : Système antennaire tri-sectoriel (a) vue du dessus des trois antennes unitaires assemblées placées au centre d'une cellule, (b) vue de face : représentation 3D de l'antenne assemblée.

Les simulations du système ne montrent aucun changement ni dans les coefficients de réflexion de chacune des antennes unitaires, ni dans leur diagramme de rayonnement. Ainsi l'étude présentée dans cette partie est menée sur les valeurs mesurées en chambre anéchoïque sur le système assemblé complet.

Nous mesurons le coefficient de réflexion de chacune des antennes alimentées séparément, tout en étant associée aux deux autres, les deux dernières non alimentées. La comparaison du coefficient de réflexion dans les deux configurations (antenne unitaire, et antenne assemblée avec deux autres) est donnée Figure 80. On remarque que les amplitudes des coefficients de réflexion pour une antenne unitaire et pour une antenne assemblée avec les deux autres sont quasi –identiques dans la bande de fréquence qui nous intéresse ici, autour de f = 2,44 GHz. La bande passante mesurée de 115 MHz autour de cette fréquence centrale est donc conservée.



Figure 80 : Mesures de l'amplitude du coefficient de réflexion. En pointillé antenne unitaire, en trait plein une antenne alimentée assemblée.

Nous nous intéressons ensuite au diagramme de rayonnement, qui va nous donner une indication importante sur le rapport avant / arrière. Le diagramme de rayonnement mesuré Figure 81 montre une ouverture horizontale de 83° à -3 dB et 105° à -6 dB. Le niveau de rayonnement arrière est affecté par le fait de relier les réflecteurs, quand on compare les diagrammes mesurés et simulés. Des courants de surface se propagent sur les deux autres plans conducteurs, ce qui n'est pas le cas pour l'antenne unitaire. De plus, cette distribution du courant n'est peut-être pas complètement homogène du fait de la qualité de l'assemblage qui n'est pas parfait. Néanmoins, une bonne isolation entre les valeurs avant et arrière est conservée, surtout dans la direction à 180° .



Figure 81 : Diagrammes de rayonnement normalisés plan H, mesurés. En pointillé antenne unitaire, en trait plein diagramme d'une antenne assemblée avec deux autres non alimentées.

Les coefficients de réflexion et le diagramme de rayonnement mesurés pour les *3* antennes du système sont quasi identiques du fait de la symétrie des trois parties. Ainsi le fait de regrouper les trois antennes pour former un système tri-sectoriel n'affecte pas les caractéristiques en termes de bande passante et de fréquence centrale d'opération propres à chacune.

iv) Antenne tri-sectorisée avec radôme.

L'utilisation d'un radôme pour couvrir le système d'antenne et le rendre étanche est indispensable pour l'installation de ces systèmes en configuration outdoor. Un radôme est composé de matériaux diélectriques qui servent à protéger les antennes des intempéries (pluie, vent ...) et éventuellement à éviter la pollution visuelle [84]. Il doit être transparent dans la bande de fréquence de travail afin de ne pas impacter les caractéristiques rayonnantes de l'antenne. Différents types de diélectriques peuvent être utilisés pour la structure des radômes, les plus fréquents chez les fabricants d'antennes sont l'Acrylonitrile Butadiène Styrène (ABS), le Glass Fiber (GF), le Polycarbonate (PC) et le Polypropène (PP). Ces matériaux, en plus d'être faible coût, sont suffisamment résistants aux chocs et présentent une large bande de transparence fréquentielle. Afin de comparer leurs caractéristiques électromagnétiques, nous avons regroupé les permittivités électriques ε_r et la tangente des pertes diélectriques $tan\delta$ de ces matériaux. Elles sont présentées dans le Tableau 12.

Matériaux à 1 GHz	\mathcal{E}_r	tan δ
ABS (Acrylonitrile Butadiène Styrène)	2,75	0,004
GF (GlassFiber)	2,65	0,002
PC (PolyCarbonate)	2,80	0,004
PP (PolyPropène)	2,20	0,001

Tableau 12 : Permittivité diélectrique et tangente de pertes des différents matériaux utilisés pour radôme.

Ces caractéristiques, permittivité et tangente de pertes, ont été insérées dans le logiciel CST MS afin d'évaluer les pertes d'insertion qu'elles peuvent apporter. Le template "UnitCell" intégré dans ce logiciel permet de simuler une paroi infinie du matériau. Ceci permet de comparer les pertes d'insertion apportées par ces différents matériaux en fonction de son épaisseur. Les simulations ont été menées pour la fréquence f = 2,44 GHz, pour une incidence normale de l'onde au matériau.

Les résultats de ces simulations sont présentés dans la Figure 82. Ils montrent que les matériaux ABS, PC et PP apportent moins de pertes d'insertion que le Glass Fiber, même pour de faibles épaisseurs. Le choix du Polypropène a été éliminé rapidement car il est moins solide que les autres matériaux. Le choix se réduit, il reste le PC et l'ABS. Le choix final dépendra de la disponibilité du matériau et du prix. Le polycarbonate a été finalement choisi, vu que ce matériau est déjà utilisé par la société Osmozis pour les antennes directionnelles fonctionnant à f = 5 GHz, ce qui permet de garder une constance dans le déploiement de leurs antennes.



Figure 82 : Simulation des pertes d'insertion de quatre diélectriques différents susceptibles d'être utilisés dans la fabrication d'un radôme à la fréquence f = 2,44 GHz.

Vu la géométrie triangulaire du système d'antennes, la forme cylindrique du radôme parait la plus judicieuse pour ne pas augmenter la taille mécanique de l'antenne, tout en conservant une configuration simple. Une épaisseur de *3 mm* a été choisie pour la fabrication du radôme, d'une part pour sa disponibilité sur le marché et d'autre part pour sa résistance mécanique. Les pertes d'insertion apportées dans cette configuration pour ce matériau ont été évaluées par simulation sur la bande Wi-Fi ciblée par notre application (cf. Figure 83).



Figure 83 : Simulation des pertes d'insertion apportées par un radôme en PolyCarbonate d'épaisseur 3 *mm, de* surface infinie.

Les pertes apportées par le radôme sélectionné restent inférieures à 0, 1 dB, ce qui nous permet de dire que son effet est négligeable sur le comportement électromagnétique de l'antenne sur toute la bande fréquentielle. Pour l'assemblage, ce radôme vient simplement se glisser autour de l'antenne.

Pour finir d'étanchéifier le système, il faut fermer le haut et le bas des radômes. La maintenance et l'installation des cartes à l'intérieur de ce système nous conduit à proposer des plaques amovibles, au lieu d'utiliser un radôme d'un seul bloc parfaitement hermétique. L'utilisation de plaques métalliques a été éliminée. Elles engendreraient des diffractions entrainant une augmentation des lobes arrière indésirables. L'utilisation d'un matériel diélectrique est donc envisagée. Nous avons choisi des supports circulaires en Polyoxymethylène (POM), polymère très résistant et facilement usinable (cf. Figure 84) qui vient se visser sur le système. Les caractéristiques électriques du POM ne sont pas étudiées de façon exhaustive, vu que ce matériau est connu pour être électriquement neutre. De plus il est distant de plus de λ des éléments rayonnants. De plus il est parallèle à la largeur du réflecteur, donc son effet devient négligeable sur les caractéristiques électriques de l'antenne.



Figure 84 : Vue 3D du système d'antennes tri-sectorisées assemblées dans le radôme cylindrique fermé par des cercles de POM.

Nous avons procédé à la simulation du système complet, soit les trois antennes unitaires assemblées placées dans le radôme, ce dernier fermé en haut et en bas par du POM. Le but de ces simulations est de vérifier la conservation des caractéristiques souhaitées. Nous commençons par simuler l'amplitude du coefficient de réflexion d'une antenne unitaire assemblée avec les deux autres, ces dernières non excitées. Puis nous procédons à la mesure de ce coefficient sur le système avec et sans radôme. Ces valeurs de coefficient de réflexion sont représentées Figure 85. Puis dans la Figure 86 nous représentons le diagramme de rayonnement à f = 2,44 GHz pour les deux configurations, à savoir le système tri-sectoriel avec et sans radôme.



Figure 85 : Amplitude mesurée en chambre anéchoïque du coefficient de réflexion d'une antenne unitaire du système en absence et en présence d'un radôme comparée à la simulation de l'antenne avec radôme.

L'assemblage du système d'antennes avec le radôme affecte un peu le niveau d'adaptation, mais celui-ci reste du même ordre de grandeur et montre que les antennes sont bien adaptées dans la bande fréquentielle d'intérêt. La fréquence de résonance ne bouge pas. La Figure 85 montre que la fréquence centrale de résonance n'est pas décalée par ajout des supports en POM et du radôme. En revanche la bande passante se voit réduite légèrement, elle passe de $\Delta f = 115 \text{ MHz}$ à $\Delta f = 100 \text{ MHz}$ dans la configuration finale. Cette marge est suffisante pour la bande Wi-Fi.



Figure 86 : Mesures du diagramme de rayonnement normalisé à la fréquence f = 2,44 GHz d'une antenne unitaire assemblée avec deux autres non excitées. En pointillés : antenne avec radôme et fermé par du POM, en trait plein : antenne sans radôme.

Le diagramme de rayonnement montré dans la Figure 86 garde le même aspect ainsi que le même angle d'ouverture du diagramme pour les valeurs mesurées et simulées. Pour les niveaux de rayonnements arrière, nous mesurons un rapport de rayonnement avant/arrière $F/B = 37 \, dB$ dans la direction principale $(0 - 180^\circ)$ à la fréquence $f = 2,44 \, GHz$. Ce résultat est tout à fait encourageant. Enfin le gain est conservé, avec une valeur d'environ $9 \, dBi$, satisfaisant les contraintes de gain du lobe principal.

Le diagramme de rayonnement 3D simulé d'une antenne unitaire présente dans le système est représenté dans la Figure 87.



Figure 87 : Diagramme de rayonnement simulé d'une antenne dans le système avec radôme dans différents plans.

Les résultats que nous trouvons globalement au niveau de la fréquence de résonance, du diagramme de rayonnement, de la bande passante, du gain, satisfont le cahier des charges et les prérequis pour l'application visée par la société Osmozis. La large ouverture verticale obtenue assure une très bonne couverture de la zone sans avoir recours au tilt de l'antenne. Les mesures jusque-là ont été menées sur un système de trois antennes avec radôme hermétique, le tout assemblé dans nos locaux. Nous allons donc pourvoir passer à l'étape suivante, un prototype industriel.

IV. Mesures avec le prototype industriel

La validation des résultats obtenus sur le système complet tri-sectoriel a permis de lancer un processus de prototypage par l'intermédiaire de fabricants industriels. Nous présentons les résultats associés ci-dessous.

i) Mesures des caractéristiques principales

a) Fréquence centrale et bande passante

Les prototypes obtenus ont été caractérisés pour vérifier le maintien des caractéristiques principales des antennes. Pour cela nous avons mesuré d'abord les coefficients de réflexion des trois antennes notées A, B et C du prototype et les résultats sont présentés Figure 88. Cette manipulation a été effectuée dans une chambre anéchoïque en alimentant une seule antenne à la fois.



Figure 88 : Amplitude du coefficient de réflexion mesuré tour à tour sur les trois antennes intégrées dans le système complet avec radôme.

Dans la gamme de fréquence de notre application, on remarque quelques différences sur la fréquence centrale et la bande passante tout en restant adapté sur la bande de fréquence Wi-Fi ($s_{11} < -10 \ dB$. Ceci peut être dû aux imprécisions dans l'assemblage des antennes. Les résultats sont présentés dans le Tableau 13.

Antenne	Fréquence centrale	Bande passante mesurée	Bande passante relative par rapport à la fréquence centrale
А	2,44 GHz	106 MHz	4,33 %
В	2,435 GHz	103 MHz	4,23 %
С	2,428 GHz	90 MHz	3,71 %

Tableau 13 : Fréquence centrale et bande passante mesurée de chaque antenne alimentée seule dans le prototype final fabriqué.
Ces bandes passantes mesurées autour de la fréquence centrale pour les trois antennes respectent bien la valeur nécessaire pour l'application visée et les légères différences au niveau des fréquences centrales restent acceptables et tolérées pour notre application.

Les diagrammes de rayonnement des trois antennes du prototype complet ont été mesurés en chambre anéchoïque. Ils sont présentés dans la section suivante.

b) Diagramme de rayonnement et rapport avant / arrière

Nous avons alimenté les trois antennes A, B et C chacune sur un canal Wi-Fi utilisé dans les réseaux déployés. Ainsi l'antenne A est excitée sur le canal 1 a f = 2,412 GHz, l'antenne B sur le canal 6 à f = 2,437 GHz, et l'antenne C sur le canal 11 à f = 2,462 GHz). La superposition des trois diagrammes représente le rayonnement global du système. Il est présenté Figure 89.



Figure 89 : Diagramme de rayonnement mesuré de chacune des antennes A, B et C assemblées : pointillés: Antenne A canal 1, trait plein : Antenne B canal 6 et trait étoilé : antenne C canal 11, chacune excitée sur une fréquence propre.

D'après la Figure 89, le système proposé représente une forte isolation avant-arrière par chaque antenne, et couvre bien une zone sur 360° avec un gain variant entre 9 dBi dans les axes principaux et 3 dBi au niveau des points d'intersection des diagrammes. On peut remarquer un "creux" de 6 dB environ lors de la jonction de deux diagrammes, dans les directions à 60° ; 180° et 300° . Ceci va impacter le gain dans ces directions. Néanmoins la société Ozmosis ne demandait pas, dans son cahier des charges, un gain optimal de 8 *ou* 9 dBi sur toute la zone couverte, mais uniquement dans les directions à 0° ; 120° et 240° . Cette baisse de 6 dB n'est donc pas considérée comme gênante.

c) Gain

Enfin, pour bien vérifier l'efficacité et le rapport F/B du système, le gain principal et le gain arrière ont été mesurés dans la chambre anéchoïque sur toute la bande de travail allant de f = 2,4GHzà f = 2,48 GHz. Les résultats sont présentés Figure 90 et Figure 91.



Figure 90 : Gain avant mesuré maximal du lobe principal de l'antenne prototype : en pointillés : résultats mesurés ; en traits pleins : résultats de simulation.

Les gains mesurés sur les antennes B et C sont très proches. Dans tous les cas la valeur pour les trois antennes sont proches de 8,5 dBi sur la bande allant de 2,41 GHz à 2,46 GHz. Ceci répond bien aux contraintes imposées. Entre les fréquences 2,47 GHz et 2,48 GHz, nous remarquons une légère baisse du gain, au-dessous de 8 dBi. Ceci peut être aussi attribué à l'augmentation du niveau du coefficient de réflexion S_{11} qui passe au-dessus de -10 dB dans la gamme de fréquence citée comme le montre les résultats dans Figure 88. Par exemple pour l'antenne C, l'amplitude du coefficient S₁₁ varie entre -14 dB et -9 dB pour des fréquences f comprises entre 2,45 $\leq f \leq 2,48$ GHz. Les imperfections de fabrication peuvent aussi jouer un rôle sur la présence d'une diminution du gain en début et en fin de bande.

Le gain arrière, à 180 °, mesuré et simulé est présenté ci-dessous.



Figure 91 : Gain arrière à *180*• pour les 3 antennes A, B et C chacune à sa fréquence centrale de bande ; en trait plein noir : résultats de simulation.

Le gain arrière mesuré fluctue mais reste toujours en dessous de $-30 \ dBi$; impliquant un rapport F/B mesuré aux alentours de $40 \ dB$ sur toute la bande de travail. Ces valeurs sont cohérentes avec les valeurs trouvées en simulation. On rappelle que ce rapport avant / arrière est au cœur de la problématique de cette thèse. Les fluctuations observées viennent pour partie des imperfections de fabrications mais surtout du fait que les niveaux mesurés sont très faibles. Même s'ils sont au-dessus de la marge de bruit du système, comme expliqué à la section sur la chambre anéchoïque, les erreurs de mesures sont plus importantes que sur le gain avant.

d) Isolation entre antennes d'un même système

Pour compléter la caractérisation, nous avons mesuré l'isolation entre les trois antennes au travers des coefficients de transmission S_{21} d'une antenne à l'autre dans une chambre anéchoïque cf. Figure 92.



Figure 92 : Amplitude de l'isolation $|S_{21}|$ pour chaque antenne deux à deux : (a) mesuré pour antennes A et C ; (b) mesurée pour antennes A et B ; (c) mesuré pour antennes B et C ; (d) simulé ; (e) niveau minimum détectable après calibration de l'analyseur.

Après calibration de l'analyseur de réseau, le niveau minimum de transmission détectable a été mesuré aux alentours de -90 dB. L'isolation entre les antennes d'un même système se situe donc entre -58 dB et -80 dB sur toute la bande Wi-Fi comme le montre la Figure 92. Ces valeurs sont faibles donc tout à fait en accord avec les exigences de notre système. Ces valeurs devraient être théoriquement identiques. Pour chaque couple d'antennes, les différences observées entre les coefficients $|S_{21}|$ viennent très certainement des imperfections dans la procédure de réalisation et d'assemblage. En effet l'assemblage des trois plans réflecteurs ne peut pas se faire de manière parfaite électriquement. Le fabricant du système a utilisé une plaque pliée pour les réflecteurs des antennes A et B. Une deuxième plaque détachée vient se visser sur ce système pour jouer le rôle du réflecteur de l'antenne C. Ceci cause des discontinuités électriques entre les plaques et empêche le fait d'avoir un système parfait. Ceci n'affecte pas néanmoins le comportement global du système complet vu que les valeurs de couplage S_{21} trouvées sont basses. Ceci nous permet de considérer le couplage entre les antennes du système comme négligeable sachant que des valeurs de S_{21} inférieures à -30 dB sont considérées comme indicateurs de forte isolation entre les antennes [85], [86].

Il est utile de noter que ces coefficients de transmission sont mesurés dans le cas où les trois antennes A, B et C sont excitées par la même fréquence. En pratique, les trois antennes auront des fréquences de travail différentes dépendant des canaux de la bande Wi-Fi utilisée. Ces mesures permettent d'avoir toutefois une idée du risque d'interférence d'une antenne sur l'autre à une fréquence donnée.

Enfin, l'isolation de polarisation est présentée pour l'antenne A. Pour la co-polarisation, l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice ont la même polarisation, verticale dans notre cas. Pour la cross-polarisation, l'antenne émettrice a une polarisation opposée, donc horizontale pour nous. La comparaison des diagrammes en co-polarisation et en cross-polarisation mesurés dans la chambre anéchoïque sont présentés dans la Figure 93. Cette isolation indique la capacité d'une antenne à privilégier la réception des ondes ayant une polarisation similaire (verticale dans notre cas) par rapport aux ondes ayant une polarisation horizontale.



Figure 93 : Mesure de l'isolation de polarisation de l'antenne B assemblée à f = 2,437 GHz (canal 6). Pointillé : cross-polarisation ; trait plein : co-polarisation.

L'isolation entre les deux polarisations est largement supérieure à $30 \, dB$ sur tout le diagramme. Ceci peut être un avantage si l'utilisation d'une diversité de polarisation est envisagée dans la suite par la société.

Les résultats satisfaisants mesurés jusqu'ici sont obtenus dans une chambre anéchoïque. Nous avons souhaité pour affiner la caractérisation, procéder à des mesures sur deux prototypes montés dans un environnement de test réel.

ii) Tests du système tri-sectorisé en environnement réel

Dans cette partie, nous souhaitons vérifier les résultats de rayonnement obtenus par le système dans un environnement outdoor dans lequel les réflexions sont présentes. La conservation d'un rapport avant / arrière F/B élevé et d'une bonne couverture des antennes sur un angle de *120°* doit être testée. La réalisation de telles manipulations en extérieur est un peu compliquée. Nous avons réalisé les tests dans deux endroits accessibles : lieu 1 dans le parking de l'Institut d'Electronique et des Systèmes (IES) et lieu 2 dans le parking de la société Osmozis.

a) Test dans le parking de l'IES.

Pour le premier test, nous avons installé un prototype sur un mât à une hauteur h = 2 m. Les antennes A et C ne sont pas excitées. L'antenne B du système est excitée par un signal sinusoïdal de puissance $P = 10 \ dBm$ à $f = 2,437 \ GHz$. Pour rappel cette valeur de fréquence représente la fréquence centrale du canal 6 utilisé dans les réseaux Wi-Fi. Cette puissance sur laquelle vient s'ajouter le gain de l'antenne de $G = 8,5 \ dBi$ dans la direction de rayonnement maximal permet d'obtenir une PIRE de $18 \ dBm$, en dessous de la valeur limite de la bande Wi-Fi. La Figure 94 montre l'installation :



Figure 94 : Tests en extérieur : (a) Photo du système expérimental lieu 1 : antennes assemblées dans le radôme avec l'antenne B pointant vers un récepteur au Sud-Est ; (b) : représentation de l'implantation des trois antennes associées avec l'antenne B pointant en direction du Nord chez Osmozis.

Nous nous sommes déplacés autour de l'antenne à une distance d = 5 m à une hauteur de 1m40 et nous avons mesuré les puissances reçues sur un analyseur de spectre muni d'une antenne dipôle omnidirectionnelle. Les mesures ont été effectuées sur 360° avec 17 mesures à peu près équiréparties. Les résultats sont présentés Figure 95. Ces valeurs permettent de dessiner le diagramme de rayonnement normalisé mesuré en extérieur.



Figure 95 : Mesures en outdoor, lieu 1, à f = 2,437 GHz (canal 6), à 5 m du système (a) puissances mesurées (b) diagramme normalisé associé aux mesures de puissance autour du système.

Les puissances reçues dans la zone de couverture de l'antenne excitée sont supérieures à celles mesurées dans les zones voisines, ce qui était attendu. Dans sa zone de couverture les puissances reçues mesurées varient entre -35 dBm et -43 dBm. En dehors de sa zone de couverture, les puissances sont bien inférieures à -50 dBm. Nous pouvons également remarquer une différence de puissance reçue entre l'avant sur le rayonnement maximal et l'arrière à 180° supérieure à 31 dB. Ce rapport avant/arrière est toutefois inférieur à celui mesuré en chambre anéchoïque qui est autour de 40 dB vu que dans le cas des mesures en plein air, les réflexions et les multi-trajets des rayonnements se manifestent et affectent légèrement le comportement global du diagramme de l'antenne.



Figure 96 : Diagrammes de rayonnement normalisés mesurés : pointillés en chambre anéchoïque ; trait plein en environnement de test réel.

La différence des diagrammes mesurés en chambre anéchoïque et dans l'environnement testé est montrée dans la Figure 96, sachant qu'en chambre anéchoïque, les deux antennes sont sur le même plan alors que dans l'expérimentation nous avons une différence de 60 cm de hauteur entre les deux antennes (cf. Figure 97).





L'effet des réflexions se voit surtout du côté arrière de l'antenne caractérisée (cf. Figure 96). En se déplaçant vers l'arrière de l'antenne B, nous pouvons trouver des endroits où les puissances reçues par le récepteur augmentent. L'évolution du niveau de puissance n'est pas linéaire avec la distance et dépend de la configuration du terrain.



Figure 98 : Configuration étudiée pour mesure de puissances à 5 m et 20 m de l'antenne excitée dans l'axe principal de propagation et dans le sens opposé.

La puissance reçue dans le lobe principal de l'antenne est de $-35 \ dBm$ à $5 \ m$ de l'antenne et diminue pour atteindre $-44 \ dBm$ à $20 \ m$ de celle-ci. La puissance reçue à l'arrière est de $-66 \ dBm$ à $5 \ m$ de l'antenne, par contre elle augmente à $-60 \ dBm$ quand nous nous plaçons à une distance de $20 \ m$. Cet exemple met en évidence l'existence des réflexions (sur le sol, sur les côtés, bâtiments, voitures ...). Ces réflexions expliquent les fluctuations des valeurs observées. Les puissances reçues à différentes distances de l'émetteur ont été relevées et présentées dans la Figure 99. La position 0 est celle de l'émetteur. Les points en rouge représentent les puissances obtenues face à l'antenne quand le récepteur est dans l'axe principal de rayonnement de cette dernière ; les points en noir sont pour les positions dans la direction du lobe arrière de l'antenne (à 180°).



Figure 99 : Puissances reçues par l'analyseur de spectre muni d'une antenne dipôle simple à différentes distances de l'antenne. En rouge positions dans la direction du lobe principal, en noir positions dans celle du lobe arrière.

b) Test dans le parking d'Osmozis

Nous avons ensuite installé ce même prototype dans un lieu différent, soit dans les locaux d'Osmozis, à une hauteur de 4 m. Les trois antennes A, B et C du système sont excitées à travers les canaux 1, 6 et 11 respectivement. L'excitation est assurée à travers un routeur installé dans le système, et connecté au réseau Wi-Fi d'Osmozis afin de permettre un transfert de données entre l'antenne et un client connecté. L'antenne B a été caractérisée afin d'homogénéiser les tests dans les deux lieux. Nous avons utilisé un iPhone 7 comme client pour établir la connexion ainsi qu'un logiciel développé

par les ingénieurs d'Osmozis. Ce logiciel donne un niveau N en *dB* comparant la puissance reçue à la sensibilité de la carte Wi-Fi utilisée. Nous nous basons sur ce niveau de puissance pour retracer le diagramme normalisé mesuré par le client connecté à l'antenne B.

En déplaçant le client connecté autour de l'antenne et à hauteur de 1m40, nous avons récolté les données en se positionnant sur un rayon à 5 m de l'antenne. Toutes les antennes sont alimentées sur leurs fréquences respectives propres. Les niveaux N récoltés par le routeur sont présentés Figure 100 et permettent de tracer le diagramme de rayonnement normalisé associé.



Figure 100 : Mesures en outdoor sur le lieu 2, à f=2,437 GHz (canal 6), à 5m du système (a) niveaux N en dB mesurée (b) diagramme normalisé associé aux mesures de puissance autour du système.

Le niveau de puissance reçu par rapport au seuil de détection de la carte au niveau de la communication station-terminal est supérieur à 40 dB dans toute la zone de couverture de l'antenne concernée, soit sur 120°. Ceci indique une très bonne couverture du secteur ciblé. Nous mesurons également un rapport avant / arrière F/B de 30 dB.



Figure 101 : Comparaison des diagrammes de rayonnement normalisés mesurés dans deux endroits différents lieu 1 (IES) trait plein ; et lieu 2 (Osmozis) en pointillé, à 5m de la source.

Les diagrammes normalisés tracés dans les deux cas de figure (lieu 1 et lieu 2) montrent un bon rapport F/B autour de *30 dB* dans l'axe principal de l'antenne. Les légères différences dans l'allure des deux diagrammes proviennent du changement du lieu de mesures, se traduisant par un

changement de l'environnement causant les réflexions et les multi-trajets des ondes incidentes. De plus les moyens expérimentaux sont différents. De plus, dans le lieu 1 les mesures sont faites avec une antenne placée à une hauteur de 2 m alors que dans le lieu 2 elle est positionnée à une hauteur de 4 m.

Il est important de noter également que le niveau des puissances mesurées par le routeur est faible sur l'angle allant de 120° à 240° , avec des niveaux de rayonnement inférieurs à $-20 \ dB$. Ceci porte des avantages d'isolation importants pour notre application en réduisant la probabilité de capter les ondes directes ou réfléchies émises par les autres stations.

iii) Mesures sur terrain de loisirs

Nous avons supposé dans la première partie de ces travaux que l'utilisation d'antennes à rapport de rayonnement avant /arrière F/B très élevé ; >35 dB, améliorera l'état du réseau Wi-Fi et notamment les débits, à travers la réduction du temps d'occupation du medium. Afin de vérifier cela, des tests sur un déploiement du réseau dans un camping sont nécessaires.

Nous avons effectué des mesures dans un camping de test, présenté Figure 102. Le terrain présente une surface plane, ce qui favorise les communications interférentes entre les stations. L'état initial du réseau, soit des stations base munies d'antennes omnidirectionnelles, est connu. Ceci permet de comparer les résultats d'occupation du médium dans l'état initial et avec le réseau muni des nouvelles antennes tri-sectorisées.



(a)



(b)



En début de saison, soit au printemps 2018, 17 stations base du camping ont été équipées du système antennaire tri-sectorisé que nous avons développé. Les niveaux de puissance détectés par les routeurs attribués aux connexions station-clients sont enregistrées en permanence sur chaque station. Les stations sont numérotées de 1 à 17 et distribuées de façon à couvrir le camping entièrement comme le montre la Figure 103. Le lobe principal de l'antenne C pointe dans la direction du Nord, de manière à avoir une distribution homogène des rayonnements des stations. Les antennes C de toutes les stations pointent donc à 0° ; les antennes A à 120° et les antennes B à 240°. Les canaux Wi-Fi attribués sont le canal 1 (f = 2,412 GHz) pour l'antenne A, le canal 6 (f = 2,437 GHz) pour l'antenne B, et le canal 11 (f = 2,462 GHz) pour l'antenne C.



Figure 103 : Camping de test (a) Distribution des stations de bases (b) orientation des systèmes appliqués.

Les niveaux de puissances détectés par les cartes Wi-Fi, ainsi que le temps d'accès au medium par chaque station ont été récoltés à travers les logiciels de contrôle de la société Osmozis. Nous savons que les interférences co-canal affectent principalement le temps d'accès au medium de chaque station. Un indicateur, le "medium busy", indique le temps passé par une station à tenter d'accéder au medium sans réussite, du fait qu'une station interférente est en train de communiquer avec un client en même temps. Nous avons comparé les données indiquant l'état du médium pour une même période de douze jours (début Juin) entre l'ancienne configuration avec des antennes omnidirectionnelles, et la nouvelle avec notre système antennaire. Les données ont été prises pendant les heures d'affluence durant les journées et durant les nuits des douze jours.



Figure 104 : Mesures d'occupation du medium réalisées en 2017 avec l'ancien réseau à antennes omnidirectionnelles (a) pendant les journées et (b) pendant les nuits.



Figure 105 : Mesures d'occupation du medium réalisées en 2018 avec le nouveau réseau à antennes trisectorisées à faible rapport/arrière (a) pendant les journées et (b) pendant les nuits.

La Figure 104 et la Figure 105 montrent que le temps "medium busy" qui avait une moyenne de 50% pendant les journées et 20% pendant les nuits est réduit à 30% pendant les journées et 15% pendant les nuits avec la nouvelle configuration du réseau. L'accès au medium a été augmenté d'une moyenne de 35% sur la globalité du réseau. Cette amélioration permet d'augmenter le niveau de débit que le réseau est capable de distribuer aux clients connectés et permet d'approcher une configuration optimale dans laquelle l'accès au canal par une station de base n'est jamais "busy".

iv) Interférences et réflexions

Les réflexions d'ondes sur les caravanes, les routes en goudron, les barrières métalliques, les voitures et autres obstacles présents sur les terrains de loisirs, rendent impossible l'isolation totale des stations. Ceci explique la présence d'interférences qui engendrent les *30 à 15 %* restants du temps d'occupation du medium. Leurs effets ne peuvent pas être prévisibles avec exactitude malgré l'existence de certains modèles d'estimation [87], [88], vu que l'environnement de propagation ne possède pas une configuration figée et ne cesse de varier constamment de manière aléatoire. Néanmoins, certains endroits favorisent la présence de ces réflexions beaucoup plus que d'autres. Ceci explique le fait de trouver dans le camping des stations de base bien isolées et d'autres où les interférences co-canal sont bien présentes, la distribution donc n'est pas homogène. Nous pouvons donner un exemple issu du camping test. Les logiciels d'Osmozis montrent que l'antenne numéro *2* dans la distribution (Figure 103) reçoit des interférences co-canal sur l'antenne A de deux stations de base voisines, alors que l'antenne numérotée *17* interfère avec six stations sur la même antenne A.

Les réflexions font qu'un rayonnement électromagnétique émis vers le côté isolé d'une antenne voisine prend un chemin différent et arrive par la face avant de cette antenne. Ce phénomène est schématisé dans la Figure 106 en considérant l'émission des antennes A et A1. En effet, cette émission, qui n'est pas captée en trajet direct du fait du rapport fort F/B des deux antennes, peut parvenir par les côtés du rayonnement principal de l'antenne par résultat des réflexions et des multi-trajets.





Comme nous ne pouvons pas gérer l'environnent pour éliminer les sources de réflexion, il n'y a pas de moyen de résoudre cette problématique à l'heure actuelle de manière physique par les antennes. Par contre l'amélioration du réseau se continue à travers d'autres méthodes comme l'utilisation des diversités de polarisation.

v) Niveaux de signal détectés chez les clients.

Pendant la période de tests, nous avons récolté les niveaux "N" détectés par tous les clients connectés au réseau. On rappelle que les niveaux détectés sont indiqués par les cartes Wi-Fi et représentent le niveau de puissance au-dessus de la sensibilité de ces dernières. Le nombre de connexions étudié dépasse 10000 et les moyennes du niveau de puissance entre les stations de base et les clients ont été trouvés en fonction des trois canaux comme suit :

Canal de connexion	1	6	11
Moyenne des niveaux " <i>N</i> " détectés	24,2 dB	28 dB	25,7 dB

Tableau 14 : Moyennes des puissances au-dessus du seuil de sensibilité des cartes Wi-Fi pour les communications avec les clients, récoltées par chacun des canaux.

Sachant qu'à partir d'un niveau "N" détecté de 20 dB, un client est considéré comme ayant une bonne connexion avec un débit suffisant pour la lecture de vidéos en ligne, nous pouvons considérer que la couverture sur la totalité de la zone est bien établie avec une moyenne générale de $26 \ dB$. De plus, le niveau de puissance moyen élevé permet d'envisager de réduire légèrement ($3 \ dB$) la puissance émise pour augmenter l'isolation entre les antennes base sans pour autant dégrader la qualité de la couverture globale qui restera au-dessus de $20 \ dB$. Cette idée étant applicable pour le cas particulier de ce camping, des études supplémentaires seront nécessaires sur différents sites avant de pouvoir la généraliser.

V. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons développé une antenne unitaire couvrant une zone d'une cellule. Cette antenne est constituée d'une boucle (dipôle rectangle) associée à un réflecteur plan. Nous avons alors travaillé sur le système complet constitué de l'assemblage de trois antennes unitaires afin de couvrir une cellule entière. Dans la perspective de mesures des caractéristiques, nous nous sommes intéressés aux outils de mesure à notre disposition, notamment une chambre anéchoïque faradisée.

La conservation des caractéristiques clés, à savoir l'angle d'ouverture à -6 dB du maximum dans le plan $H \cong 120^{\circ}$ à -6 dB, gain maximal de rayonnement autour de 9 dBi, un rapport de rayonnement avant-arrière F/B > 35 dB, et une bande passante autour de 100 MHz, a été observée à la fois par simulation et expérimentalement. Ceci nous a permis de valider le système tri-sectoriel et d'étudier par la suite l'intégration mécanique du système dans son ensemble.

Des matériaux susceptibles d'être utilisés pour un radôme ont été explorés à l'aide de simulations. Leur capacité à être transparents vis-à-vis des ondes de fréquence f = 2,44 GHz est étudiée. Le choix du matériau s'est porté sur un radôme cylindrique en polycarbonate. Le radôme est fermé sur ses parties supérieures et inférieures par des supports circulaires en polyoxymethylène, matériau lui aussi transparent aux ondes. Les mesures expérimentales en chambre anéchoïque ont montré que les paramètres clés du système ne sont pas influencées par la présence du radôme. Ceci a conduit Osmozis à valider le système, permettant de passer à la phase prototypage. Une fois le prototype réalisé, nous avons pu mener une campagne de test dans différentes configurations d'environnement.

Les tests réalisés en extérieur dans des environnements réels confortent les résultats obtenus au laboratoire et laissent présager du bon déploiement des réseaux en outdoor. La couverture sur une zone de 120°, soit une zone associée à un canal de transmission, et l'isolation entre les lobes avant et arrière d'une antenne sont bien montrées. Ces tests ont permis également de relever une limite physique d'isolation attribuée à la présence des multi-trajets, qui permettent à deux systèmes de se recevoir malgré le rapport avant-arrière élevé.

Enfin, le déploiement de ce système dans un camping nous a permis d'observer l'amélioration apportée par rapport à l'ancienne configuration munie d'antennes omnidirectionnelles. L'accès au medium, principal problème qui a provoqué cette thèse, a été augmenté d'une moyenne de 35% sur la globalité du réseau.

De plus, les niveaux N de signal reçus par les clients ont été étudiées et montrent une très bonne couverture sur le site étudié. Ceci permet même d'envisager une légère réduction de la puissance émise par les stations afin de réduire d'avantage les interférences co-canal.

CONCLUSION GENERALE

La forte exigence de la présence de connections Wi-Fi dans les endroits ouverts comme les campings, a conduit les opérateurs Wi-Fi comme Osmozis à développer leur réseau. Ceci a fait apparaitre des problématiques d'interférences entre les stations base installées. Ces interférences sont en partie dues à la densité territoriale des stations utilisées, à la limitation à trois des canaux fréquentiels utilisés, et à une isolation fréquentielle et spatiale imparfaite entre les stations d'une même cellule. La problématique d'interférence co-canal est particulièrement adressée ici. Ce type d'interférence apparait ainsi quand les stations de base pouvant utiliser le même canal de communication se reçoivent l'une l'autre à tort. Pour pallier ce problème, une solution serait de considérer des systèmes antennaires tri-sectorisés avec de très faibles niveaux de lobes arrière, permettant d'augmenter l'isolation entre les stations voisines. Les travaux présentés dans ce manuscrit ont permis de concevoir un tel système d'antennes tri-sectorisé adapté aux stations de base utilisées pour le déploiement des réseaux Wi-Fi maillés installés en outdoor.

Ainsi dans le premier chapitre, nous avons tout d'abord présenté les normes du standard Wi-Fi avec ses contraintes, les structures d'implémentation possibles, et décrit les différents canaux fréquentiels à disposition. A partir de modèles de propagation des ondes en milieu outdoor à forte densité d'obstacles, nous avons quantifié la valeur du rapport avant-arrière de rayonnement à satisfaire pour une antenne sectorisée sur 120° . Cette valeur est d'environ 40 dB. Par ailleurs un état de l'art des antennes pour station base nous a permis de faire un premier choix pour notre système. Dû à l'encombrement réduit nous partons sur un élément rayonnant en technologie circuit imprimé. La littérature montre qu'un tel élément associé à un plan réflecteur en métamatériau semble très prometteur en termes de performances de rayonnement.

Ceci amène en deuxième chapitre à une réflexion sur l'origine des lobes arrière de rayonnement d'une antenne. Nous avons mis en évidence le phénomène de diffraction et des courants de surface et le déphasage de l'onde incidente sur les bords du réflecteur comme étant à l'origine de ces lobes arrière de rayonnement. Nous avons choisi comme plan réflecteur une structure de Sievenpiper dite structure en champignon. Une telle structure a l'avantage de proposer sous certaines conditions une bande interdite électromagnétique, et une surface haute impédance caractérisée par une phase du coefficient de réflexion sur sa surface comprise entre -90 et + 90°. La méthode de caractérisation de ces structures par simulation est particulière, elle est détaillée. Plus précisément, on s'attache à afficher le diagramme de dispersion qui met en évidence facilement la bande fréquentielle BIE. A l'aide de données de la littérature et de nos propres simulations nous pouvons proposer un critère sur la taille des motifs et du substrat qui permettent de faire coïncider les bandes BIE et les bandes fréquentielles où le plan a un comportement haute impédance SHI.

Nous appliquons ce critère à un plan en structure "champignon" sur un substrat commercial FR-4 associé à un élément rayonnant de type dipôle imprimé. L'adaptation de l'antenne est étudiée ainsi que le diagramme de rayonnement. Le coefficient de réflexion montre d'une part une bonne adaptation à la fréquence choisie, f = 2,44 GHz, mais également une bande passante suffisamment large pour notre application. Ensuite la simulation du gain donne une valeur satisfaisant le cahier des

charges. Et surtout, le diagramme de rayonnement montre un bon rapport de rayonnement avant/arrière en réduisant les rayonnements arrière, par annulation de l'effet des courants de surface qui circulent sur le réflecteur. Cependant la complexité de ce type de structure, entraînant une production coûteuse et difficile à cause des nombreux vias, nous a conduit à privilégier une autre approche pour répondre au cahier des charges, à savoir travailler simultanément sur la géométrie d'un élément rayonnant devant un plan réflecteur en conducteur simple. Cette approche est illustrée dans le troisième chapitre.

L'analyse des phénomènes à l'origine des lobes arrière a montré que le fait d'avoir un élément rayonnant faiblement séparé d'un réflecteur permet de réduire les niveaux des lobes arrière. Mais ce rapprochement entre les deux éléments s'accompagne d'une réduction conséquente de l'impédance de l'antenne et apporte des pertes d'efficacité importantes dépassant 3 dB. L'emploi d'un élément rayonnant à impédance élevée, type dipôle replié, a donc été exploré. Le fonctionnement du dipôle replié est détaillé pour formuler son impédance théorique et expliquer sa valeur élevée, qui permet de le rapprocher d'un plan réflecteur. Les simulations des paramètres clés, comme le gain ou le diagramme de rayonnement, ont montré une forte réduction des lobes arrière tout en gardant un gain avant autour de 8,5 dBi à la fréquence centrale de f = 2,44 GHz. Cependant, la bande passante que cette antenne présente s'avère insuffisante pour répondre au cahier des charges de l'application. Nous sommes donc ensuite passés à l'étude de l'antenne cadre boucle qui est une forme étendue du dipôle replié. Cette étude nous a conduit à la conception du dipôle rectangle qui présente les mêmes caractéristiques que le dipôle replié mais avec une bande passante plus large, allant jusqu'à 115 MHz, répondant largement aux contraintes de notre application.

Pour améliorer le système, nous sommes passés à l'étude de la géométrie du réflecteur dans le but de réduire d'avantage les niveaux des lobes arrière. L'étude paramétrique a montré que pour chaque largeur du réflecteur correspondrait une longueur optimale qui fait apparaitre des nuls de rayonnement dans l'axe arrière de rayonnement. Une configuration optimale de dimensions, soit 20 cm * 35 cm, a été adoptée pour la suite générant un rapport F/B supérieur à 35 dB.

Nous avons donc pu finalement proposer une géométrie d'antenne unitaire, élément rayonnant imprimé muni de son réflecteur, respectant le cahier des charges, simple et peu couteuse, qu'il suffit d'assembler pour couvrir une cellule entière.

Nous avons donc ensuite étudié l'effet d'assemblage de trois antennes unitaires. Nous avons connecté ensemble leurs plans réflecteurs respectifs. Des mesures en chambre anéchoïque montrent que l'assemblage n'a pas dégradé les principales caractéristiques. L'assemblage de ces trois antennes est ensuite coiffé d'un radôme, afin de former le système complet qui peut couvrir une cellule entière. Le rajout du radôme, des fixations et du support sont étudiés. Le choix des matériaux pour le radôme est appuyé en simulation par l'absence d'effet apporté au niveau du rayonnement de l'antenne et de ses coefficients de réflexion. Ainsi deux prototypes ont été réalisés sur lesquels une campagne de tests a été menée. La validation des résultats obtenus nous a permis de lancer un test de déploiement dans un camping. L'amélioration du réseau au niveau du temps d'accès au canal due à l'utilisation du système développé est mise en avant. Le taux "medium busy" (caractéristique de l'occupation d'un canal à un temps donné) a été diminué jusqu'aux alentours de 25%. Les tests effectués ont montré une amélioration conséquente du réseau Wi-Fi et permettent également d'envisager des améliorations à mettre en place pour perfectionner le système.

PERSPECTIVES

Nous avons donc conçu un système d'antennes tri-sectorielles à base d'un élément rayonnant rectangulaire devant un plan réflecteur simple. Une comparaison entre les résultats de déploiement Wi-Fi obtenus avec des transmissions utilisant notre système, et ceux obtenus par une antenne tri-sectorielle présente dans le commerce, pourrait être très intéressante pour mieux quantifier l'effet d'augmentation du rapport de rayonnement avant-arrière.

Dans le dernier test présenté dans le chapitre 3; nous avons proposé aussi de réduire de 3 dB la puissance émise par les stations. Cette réduction ne dégrade pas la qualité du signal fourni sur l'ensemble du camping mais permettrait d'augmenter l'isolation entre les stations de base, avec comme corollaire l'amélioration de la qualité du réseau Wi-Fi. Afin de généraliser cette proposition, des analyses sur différents sites de déploiement devraient être menées afin de s'assurer que le niveau moyen reçu par les utilisateurs puisse être baissé partout.

De plus, l'antenne proposée ici comporte un large réflecteur et l'élément rayonnant correspondant est de taille réduite comparée au réflecteur. Ceci nous permet d'envisager l'utilisation d'un deuxième élément rayonnant de polarisation (horizontale) opposée à celle de l'élément conçu, pour adapter le système rayonnant aux nouvelles applications utilisant la diversité de polarisation à travers les techniques MIMO. L'isolation de polarisation élevée de l'antenne conçue favorise cette proposition. Il faudrait néanmoins que le rayonnement à travers la polarisation horizontale présente un rapport F/B élevé de même ordre que celui de la polarisation verticale (>35 dB) afin de ne pas impacter l'isolation obtenue. L'utilisation de la diversité de polarisation devrait apporter un meilleur rendement au niveau du réseau Wi-Fi global vu qu'elle permet de doubler les débits distribués aux clients connectés.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] « UIT: Engagée à connecter le monde », ITU. https://www.itu.int:443/fr/Pages/default.aspx.
- [2] « Osmozis ». https://osmozis.com/en/home-page/.
- [3] P. K. Tiwary, N. Maskey, S. Khakurel, et G. Sachdeva, « Effects of Co-channel Interference in WLAN and Cognitive Radio Based Approach to Minimize It », in 2010 International Conference on Advances in Recent Technologies in Communication and Computing, Kottayam, India, oct. 2010, p. 158-160, doi: 10.1109/ARTCom.2010.57.
- [4] R. Soulage, « Contribution à l'étude et à l'amélioration de la qualité de service sur un réseau maillé WiFi », Thèse de doctorat, université de Montpellier, 2011.
- [5] «Wi-Fi Alliance ». https://www.wi-fi.org/.
- [6] D. Benyamina, A. Hafid, et M. Gendreau, « Wireless Mesh Networks Design A Survey », *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 14, n° 2, p. 299-310, 2012, doi: 10.1109/SURV.2011.042711.00007.
- [7] K.C. Karthika, «Wireless mesh network: A survey », in 2016 International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET), Chennai, India, mars 2016, p. 1966-1970, doi: 10.1109/WiSPNET.2016.7566486.
- [8] S. E. Elayoubi et M. Francisco, « Comparing Backhauling Solutions in WiFi Networks », in 2010 IEEE 72nd Vehicular Technology Conference - Fall, Ottawa, ON, Canada, sept. 2010, p. 1-5, doi: 10.1109/VETECF.2010.5594328.
- [9] « IEEE Standard for Information Technology- Telecommunications and Information Exchange Between Systems-Local and Metropolitan Area Networks-Specific Requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications », IEEE, 1997. doi: 10.1109/IEEESTD.1997.85951.
- [10] A. Mishra, E. Rozner, S. Banerjee, et W. Arbaugh, « Exploiting Partially Overlapping Channels in Wireless Networks: Turning a Peril into an Advantage », *IMC 05 Proc. 5th ACM SIGCOMM Conf. Internet Meas.*, p. 6, 2005.
- [11] P. Fuxjager, D. Valerio, et F. Ricciato, « The myth of non-overlapping channels: interference measurements in IEEE 802.11 », in 2007 Fourth Annual Conference on Wireless on Demand Network Systems and Services, Obergurgl, Tyrol, Austria, janv. 2007, p. 1-8, doi: 10.1109/WONS.2007.340486.
- [12] T. Keller et J. Modelski, « Experimental Results of Testing Interferences in 2.4 GHz ISM Band », *Rd Eur. Microw. Conf.*, p. 4, 2003.

- [13] « Attenuation in vegetation », Recomm. ITU-R P833-9 Int. Telecommun. Union, p. 29.
- [14] D. L. Ndzi *et al.*, « Vegetation attenuation measurements and modeling in plantations for wireless sensor network planning », *Prog. Electromagn. Res. B*, vol. 36, p. 283-301, 2012, doi: 10.2528/PIERB11091908.
- [15] M. N. Mahfoudi *et al.*, « ORION: Orientation estimation using commodity Wi-Fi », in 2017 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops), Paris, France, mai 2017, p. 1233-1238, doi: 10.1109/ICCW.2017.7962827.
- [16] D. C. Halperin, « Simplifying the Configuration of 802.11 Wireless Networks with Effective SNR », ArXiv13016644 Cs, janv. 2013, [En ligne]. Disponible sur: http://arxiv.org/abs/1301.6644.
- [17] E. G. Villegas, E. Lopez-Aguilera, R. Vidal, et J. Paradells, « Effect of adjacent-channel interference in IEEE 802.11 WLANs », in 2007 2nd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, Orlando, FL, USA, août 2007, p. 118-125, doi: 10.1109/CROWNCOM.2007.4549783.
- [18] P. L. Rice, A. G. Longley, K. A. Norton, et A. P. Barsis, « Transmission loss predictions for tropospheric communication circuits, volume 1 », Institute for telecommunication sciences and aeronomy boulder co, 1967.
- [19] P. L. Rice, A. G. Longley, K. A. Norton, et A. P. Barsis, « Transmission loss predictions for tropospheric communication circuits, volume 2 », Institute for telecommunication sciences and aeronomy boulder co, 1967.
- [20] N. Blaunstein et C. G. Christodoulou, *Radio propagation and adaptive antennas for wireless communication networks: terrestrial, atmospheric, and ionospheric,* Second edition. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons Inc, 2014.
- [21] Y. Okumura, « Field strength and its variability in VHF and UHF land-mobile radio service », *Rev Electr Commun Lab*, vol. 16, p. 825-873, 1968.
- [22] A. G. Longley, « Radio propagation in urban areas », in 28th ieee vehicular technology conference, 1978, vol. 28, p. 503-511.
- [23] K. Bullington, « Radio propagation for vehicular communications », *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 26, nº 4, p. 295-308, 1977.
- [24] LEE, *Mobile communications engineering: theory and applications*. New York: MacGraw-Hill, 1997.
- [25] « Antenne Sectorielle double pol 2.4 GHz 15 dBi 120° Ubiquiti AirMax AM-2G15-120 ». https://www.mhzshop.com/shop/fr/WIFI/Antennes-2-4-GHz.
- [26] « 2.3 GHz to 2.7 GHz, 33 Degree Sector Antenna, 19.0 dBi, 2-Port, ±45 Slant », *KP Performance*. https://www.kpperformance.com.

- [27] S. Bories, « Conception et analyse des performances d'antennes pour les communications ultra large bande », Thèse de doctorat, Université Paris-Sud XI, 2006.
- [28] L. Martin, « Conception d'une antenne compacte de station de base pour réseaux cellulaires », Thèse de doctorat, Nantes, 2017.
- [29] Y. Lo, D. Solomon, et W. Richards, « Theory and experiment on microstrip antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 27, nº 2, p. 137-145, mars 1979, doi: 10.1109/TAP.1979.1142057.
- [30] E. Yamashita et R. Mittra, « Variational Method for the Analysis of Microstrip Lines », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 16, nº 4, p. 251-256, avr. 1968, doi: 10.1109/TMTT.1968.1126658.
- [31] M. H. Prio, Md. M. U. Rashid, L. C. Paul, et A. K. Sarkar, « Total efficiency comparison of different shaped microstrip patch antennas having Defected Ground Structure », in 2015 *International Conference on Electrical & Electronic Engineering (ICEEE)*, Rajshahi, Bangladesh, nov. 2015, p. 265-268, doi: 10.1109/CEEE.2015.7428273.
- [32] R. Kiruthika et T. Shanmuganantham, « Comparison of different shapes in microstrip patch antenna for X-band applications », in 2016 International Conference on Emerging Technological Trends (ICETT), Kollam, India, oct. 2016, p. 1-6, doi: 10.1109/ICETT.2016.7873722.
- [33] S. Narula, P. Malhotra, S. Pani, et A. Rajawat, « Bandwidth analysis and comparison of slotted patch antenna for wireless applications », in 2016 IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT), Bangalore, India, mai 2016, p. 1085-1088, doi: 10.1109/RTEICT.2016.7807998.
- [34] K. Carver et J. Mink, « Microstrip antenna technology », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 29, nº 1, p. 2-24, janv. 1981, doi: 10.1109/TAP.1981.1142523.
- [35] D. M. Pozar, « Microstrip antennas », Proc. IEEE, vol. 80, nº 1, p. 79-91, janv. 1992, doi: 10.1109/5.119568.
- [36] M. Anuj, « Microstrip Antenna », Int. J. Sci. Technol. Res., vol. 4, 03 2015.
- [37] H. A. Wheeler, « Transmission-Line Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 13, nº 2, p. 172-185, mars 1965, doi: 10.1109/TMTT.1965.1125962.
- [38] J. Huang, « The finite ground plane effect on the microstrip antenna radiation patterns », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 31, nº 4, p. 649-653, juill. 1983, doi: 10.1109/TAP.1983.1143108.
- [39] D. R. Jackson, J. T. Williams, A. K. Bhattacharyya, R. L. Smith, S. J. Buchheit, et S. A. Long,
 « Microstrip patch designs that do not excite surface waves », *IEEE Trans. Antennas Propag.*,
 vol. 41, nº 8, p. 1026-1037, août 1993, doi: 10.1109/8.244643.
- [40] M. N. Md. Tan, M. T. Ali, S. Subahir, T. A. Rahman, et S. K. A. Rahim, « Backlobe reduction using mushroom-like EBG structure », in 2012 IEEE Symposium on Wireless Technology and

Applications (ISWTA), Bandung, Indonesia, sept. 2012, p. 206-209, doi: 10.1109/ISWTA.2012.6373844.

- [41] M. Fallah, F. H. Kashani, et S. H. Mohseni, « Side Effect Characterization of EBG Structures in Microstrip Patch Antenna », p. 5, 2010.
- [42] E. Rajo-Iglesias, L. Inclán-Sánchez, et O. Quevedo-Teruel, « Back radiation reduction in patch antennas using planar soft surfaces », *Prog. Electromagn. Res. Lett.*, vol. 6, p. 123-130, 2009, doi: 10.2528/PIERL08111202.
- [43] Hong-min Lee, Joong-kwan Kim, et Sung-soo Nam, « Surface wave suppression using soft surface structure », in 2009 IEEE International Workshop on Antenna Technology, Santa Monica, CA, USA, mars 2009, p. 1-4, doi: 10.1109/IWAT.2009.4906921.
- [44] H. Alias, M. T. Ali, S. S. N. Ramli, M. A. Sulaiman, et S. Kayat, « A back lobe reduction of aperture coupled microstrip antenna using DGS », in 2013 10th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, Krabi, Thailand, mai 2013, p. 1-5, doi: 10.1109/ECTICon.2013.6559514.
- [45] H.-M. Lee et W.-S. Choi, « Effect of Partial Ground Plane Removal on the Radiation Characteristics of a Microstrip Antenna », *Wirel. Eng. Technol.*, vol. 04, nº 01, p. 5-12, 2013, doi: 10.4236/wet.2013.41002.
- [46] D. F. Sievenpiper, « High-Impedance Electromagnetic Surfaces », Thèse de doctorat, California, Los Angeles, 1999.
- [47] H.-M. Lee, « Front-to-Back Ratio Improvement of a Microstrip Patch Antenna Loaded with Soft Surface Structure in a Partially Removed Ground Plane », *J. Electromagn. Eng. Sci.*, vol. 12, nº 4, p. 247-253, déc. 2012, doi: 10.5515/JKIEES.2012.12.4.247.
- [48] « IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 17, nº 3, p. 262-269, mai 1969.
- [49] L. Chusseau, « Paramètres S Antennes », Université Montpellier 2, DEA. De 2001 à 2005.
- [50] L. Brillouin, *Wave propagation in periodic structures; electric filters and crystal lattices*. New York: Dover Publications, 1953.
- [51] C. A. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics*, 2nd ed. Hoboken, N.J: John Wiley & Sons, 2012.
- [52] R. F. Harrington, *Time-harmonic electromagnetic fields*. New York: IEEE Press: Wiley-Interscience, 2001.
- [53] R. G. Kouyoumjian et P. H. Pathak, « A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface », *Proc. IEEE*, vol. 62, nº 11, p. 1448-1461, 1974, doi: 10.1109/PROC.1974.9651.

- [54] J. B. Keller, « Geometrical Theory of Diffraction », J. Opt. Soc. Am., vol. 52, nº 2, p. 116-130, févr. 1962.
- [55] C. A. Balanis, Antenna theory: analysis and design, 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley, 2005.
- [56] A. Osman, A. A. Yassin, B. Ali, H. Ahmed, et S. Noor, « Design and simulation of high performance half wave-dipole antenna for LTE Applications », in 2015 International Conference on Computing, Control, Networking, Electronics and Embedded Systems Engineering (ICCNEEE), Khartoum, Sudan, sept. 2015, p. 472-474, doi: 10.1109/ICCNEEE.2015.7381415.
- [57] H. F. Shaban, H. A. Elmikaty, et A. A. Shaalan, « Study the effects of electromagnetic bandgap (EBG) substrate on two patches microstrip antenna », *Prog. Electromagn. Res. B*, vol. 10, p. 20, 2008.
- [58] M. K. T. Al-Nuaimi et W. G. Whittow, « Low profile dipole antenna backed by isotropic Artificial Magnetic Conductor reflector », présenté à Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation, avr. 2010, p. 5.
- [59] F. Linot, « Apport des Surfaces à Haute Impédance à la conception d'antennes réseaux compactes et d'antennes réseaux à très large bande passante », Thèse de doctorat, ParisTech, 2011.
- [60] Fan Yang et Y. Rahmat-Samii, « Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, nº 10, p. 2691-2703, oct. 2003, doi: 10.1109/TAP.2003.817559.
- [61] « Conformal Mapping Technique An Overview », .
- [62] N. E. Tovmasyan, L. Z. Gevorkyan, M. S. Ginovyan, et M. N. Bobrova, Non-regular differential equations and calculations of electromagnetic fields. Singapore; River Edge, NJ: World Scientific, 1998.
- [63] D. Sievenpiper, Lijun Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, et E. Yablonovitch, « Highimpedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, nº 11, p. 2059-2074, nov. 1999, doi: 10.1109/22.798001.
- [64] Fan Yang et Y. Rahmat-Samii, « Microstrip antennas integrated with electromagnetic bandgap (EBG) structures: A low mutual coupling design for array applications », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, nº 10, p. 2936-2946, oct. 2003, doi: 10.1109/TAP.2003.817983.
- [65] O. Ayop et M. K. A Rahim, « Analysis of mushroom-like electromagnetic band gap structure using suspended transmission line technique », in 2011 IEEE International RF & Microwave Conference, Seremban, Negeri Sembilan, Malaysia, déc. 2011, p. 258-261, doi: 10.1109/RFM.2011.6168743.
- [66] T. H. Loh, H. Road, et M. Tw, « High Impedance Surface Electromagnetic Band Gap Metamaterials: Design approach and applications for antenna engineering », p. 10.

- [67] F. Capolino, Theory and Phenomena of Metamaterials, 1re éd. CRC Press, 2017.
- [68] R. A. Sadeghzadeh, R. Khajehmohammadlou, et M. Jalali, « A Novel High Directive EBG Structure and Metamaterial Superstrate for Microstrip Antenna », *Int. J. Eng. Sci.*, vol. 4, nº 2, p. 12, févr. 2013.
- [69] J. Sandora, « Isolation Improvement with Electromagnetic Band Gap Surfaces », *Lincoln Laboratory Journal*, vol. 19, nº 1, p. 11, 2012.
- [70] L. Li, Q. Chen, Q. Yuan, C. Liang, et K. Sawaya, « Surface-wave suppression band gap and plane-wave reflection phase band of mushroomlike photonic band gap structures », J. Appl. Phys., vol. 103, nº 2, p. 023513, janv. 2008, doi: 10.1063/1.2832401.
- [71] S. Raza, « Characterization of the Reflection And Dispersion Properties of 'Mushroom'-Related Structures and Their Application to Antennas », University of Toronto, 2012.
- [72] Best, « Improving the performance properties of a dipole element closely spaced to a PEC ground plane », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 3, p. 359-363, 2004, doi: 10.1109/LAWP.2004.840722.
- [73] C. G. Buxton, W. L. Stutzman, R. R. Nealy, et A. M. Orndorff, « The folded dipole: A selfbalancing antenna », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 29, n° 3, p. 155-160, mai 2001, doi: 10.1002/mop.1114.
- [74] P. Raumonen, L. Sydanheimo, L. Ukkonen, M. Keskilammi, et M. Kivikoski, « Folded dipole antenna near metal plate », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. *Digest. Held in conjunction with: USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No.03CH37450)*, Columbus, OH, USA, 2003, vol. 1, p. 848-851, doi: 10.1109/APS.2003.1217593.
- [75] N. Nikolic et A. R. Weily, « Compact E-band planar quasi-Yagi antenna with folded dipole driver », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 4, nº 11, p. 1728, 2010, doi: 10.1049/ietmap.2009.0531.
- [76] S. R. Best, « A novel element and feed configuration for a dipole very closely spaced to a PEC ground plane », in *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium*, 2004., Monterey, CA, USA, 2004, p. 2907-2910 Vol.3, doi: 10.1109/APS.2004.1331986.
- [77] G. Thiele, E. Ekelman, et L. Henderson, « On the accuracy of the transmission line model of the folded dipole », in 1979 Antennas and Propagation Society International Symposium, Seattle, Washington, USA, 1979, vol. 17, p. 744-747, doi: 10.1109/APS.1979.1148033.
- [78] A. R. Clark et A. P. C. Fourie, « Technical memorandum: an improvement to the transmission line model of the folded dipole », *IEE Proc. H Microw. Antennas Propag.*, vol. 138, nº 6, p. 577, 1991, doi: 10.1049/ip-h-2.1991.0096.
- [79] R. Bhatoa, E. Sidhu, et Roopan, « High gain stacked microstrip folded dipole Yagi antenna configuration for WiMAX applications », in 2016 International Conference on Wireless

Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET), Chennai, India, mars 2016, p. 1013-1017, doi: 10.1109/WiSPNET.2016.7566289.

- [80] Q. Xu et Y. Huang, Anechoic and reverberation chambers: theory, design and measurements. Wiley, 2018.
- [81] V. Rodriguez, « Basic Rules for Indoor Anechoic Chamber Design [Measurements Corner] », Mag., 58, n° 82-93, déc. IEEE Antennas Propag. vol. 6, p. 2016, doi: 10.1109/MAP.2016.2609821.
- [82] « IEEE Standard Test Procedures for Antennas », IEEE, 1979. doi: 10.1109/IEEESTD.1979.120310.
- [83] S.-F. Yang, Éd., Information technology applications in industry III: selected, peer reviewed papers from the 2014 3rd International Conference on Information Technology and Management Innovation (ICITMI 2014), July 19-20, 2014, Shenzhen, China. Pfaffikon: TTP, Trans Tech Publ, 2014.
- [84] L. Griffiths, « A Fundamental and Technical Review of Radomes », *Microwave Product Digest*, p. 4, 2008.
- [85] M. M. Nikolic, A. R. Djordjevic, et A. Nehorai, « Microstrip antennas with suppressed radiation in horizontal directions and reduced coupling », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, nº 11, p. 3469-3476, nov. 2005, doi: 10.1109/TAP.2005.858847.
- [86] C. K. Ghosh, S. Biswas, et D. Mandal, « Study of scan blindness of microstrip array by using dumbbell-shaped split-ring DGS », *Prog. Electromagn. Res. M*, vol. 39, p. 123-129, 2014, doi: 10.2528/PIERM14081401.
- [87] M. Wildemeersch, « Statistical modeling and analysis of interference in wireless networks », PhD, University of Twente, Enschede, The Netherlands, 2013.
- [88] Z. Haider, M. Saleem, et T. Jamal, « Analysis of Interference in Wireless Networks », p. 9.

TABLE DES FIGURES

Figure 1 : Schéma général de l'entité backbone d'un réseau Wi-Fi maillé, avec liaison sur $f = 5 GHz$ d'une station base à une autre. Architecture telle qu'utilisée par le groupe Osmozis, à travers différents canaux (différentes couleurs de liaisons)
Figure 2 : Schéma des communications avec les clients sur la fréquence $f = 2,44$ GHz d'une part et avec les autres stations base sur $f = 5$ GHz d'autre part dans le cadre d'un réseau maillé Wi-Fi
Figure 3 : Illustration du modèle OSI de transmission de données
Figure 4 : Distribution des canaux Wi-fi sur la bande fréquentielle autour de 2,4 GHz et mise en exergue des canaux utilisés dans notre application. 12
Figure 5 : Distribution des canaux Wifi sur la bande de fréquence autour de 5 GHz 12
Figure 6 : Schéma de principe de la tri-sectorisation dans le cas d'un réseau Wi-Fi. Répartition des trois canaux, soit le canal 1, 6 et 11, choisis dans la bande de fréquence 2,4 <i>GHz</i> . Rayons A: rayons émis sur un canal particulier et capté par l'antenne d'une zone voisine travaillant sur un autre canal
Figure 7 : Schématisation de la sectorisation du territoire avec les canaux fréquentiels associés proposée par Osmozis. Raies blanches : direction et distance entre stations bases de cellules voisines
Figure 8: Illustration de la première zone de Fresnel avec ses paramètres géométriques clés
Figure 9 : Schéma de la structure d'une antenne plaque rectangulaire a) vue de dessus b) vue de profil. Les paramètres " W ", " L " et " h " représentent respectivement la largeur et la longueur de l'élément rayonnant et l'épaisseur du substrat
Figure 10 : Système de coordonnées cartésiennes et polaires généralement utilisé pour l'analyse du rayonnement d'une antenne. Le point "a" représente par exemple un récepteur dans le cas d'une antenne en émission placée au centre du repère
Figure 11 : Exemple de diagramme de rayonnement d'une antenne quelconque directive. Diagramme en coordonnées polaires dans un plan E. On distingue sur ce graphe un lobe de rayonnement principal, des lobes secondaires et des lobes arrière à 180° . L'angle d'ouverture $2\theta_3$ est aussi reporté
Figure 12 : Illustration de la polarisation linéaire verticale décrite par la variation de la pointe du vecteur champ électrique, et observée dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation
Figure 13 : Modèle de la structure infinie simulée sur CST. Représentation d'une cellule unitaire carrée de taille p. (a) vue en 3D et (b) vu de profil
Figure 14 : Zone de Brillouin avec ses trois points caractéristiques
Figure 15 : Principe des images : (a) réflexion d'une onde sur un plan réflecteur, (b) élément virtuel équivalent sans plan réflecteur amenant le même champ total que dans la configuration (a)
Figure 16: Effets du phénomène de réflexion par un plan idéal sur la polarisation (a) et la phase (b) de l'onde réfléchie
Figure 17 : Réflecteur vu de profil : (a) : Diffraction du rayon incident sur les bordures du plan réflecteur, (b) rayonnement diffracté dû à l'interaction courants de surface-bords du réflecteur
Figure 18 : Dipôle imprimé seul : (a) Vue de face (b) vue de profil (c) simulation de l'amplitude du coefficient de réflexion du dipôle seul en fonction de la fréquence
Figure 19 : Simulation du diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle seule à $f=2,44$ GHz (a) dans le plan E, (b) dans le plan H

igure 20 : Dipôle imprimé avec plan réflecteur (a) vue de profil, (b) Simulation de l'amplitude du coefficient e réflexion $IS_{11}I$ du dipôle imprimé (rouge) seul, (bleu) du dipôle associé à un plan réflecteur métallique de umensions $\lambda x \lambda$ et séparés de $d = \lambda/4$		
Figure 21 : Simulation du diagramme de rayonnement du dipôle imprimé (rouge) seul ($a f = 2,44 \text{ GHz}$) (bleu) du dipôle associé à son réflecteur métallique de dimensions $\lambda \propto \lambda$ ($a f = 2,33 \text{ GHz}$) et séparés de d = $\lambda/4$, z. (a) plan E, et (b) plan H		
Figure 22 : Structure de Sievenpiper. (a) géométrie des motifs vue de profil puis de dessus (b) Détail d'un motif - vue de profil (c) modélisation d'un motif sous forme de circuit LC équivalent		
Figure 23 : Réflexion de l'onde incidente sur une surface		
Figure 24 : Structure carrée de côté $t_{motif} = 3,5 mm$ fonctionnant théoriquement à $fr = 16,8 GHz$, substrat de permittivité relative $\epsilon r = 2,2$. Simulations en fonction de la fréquence de : (bleu) la phase ϕ du coefficient de réflexion, (rouge) de l'impédance de surface simulée de la structure		
Figure 25 : Structure carrée de longueur $t_{motif} = 28 \text{ mm}$, substrat de permittivité relative $\varepsilon_r = 2,2$. Simulations en fonction de la fréquence de : (bleu) la phase de ϕ du coefficient de réflexion sur la structure (rouge) l'impédance de surface Zs		
Figure 26 : Différence en pourcentage de la valeur de la fréquence de résonance de la structure calculée à travers le modèle de Sievenpiper et simulée		
Figure 27 : Structure carrée de côté $t_{motif} = 28 \text{ mm}$, substrat de permittivité relative $\varepsilon_r = 2,2$. Simulation de la phase ϕ du coefficient de réflexion sur la structure en fonction de la fréquence pour différentes épaisseurs " h " de substrat		
Figure 28 : Structure carrée de côté $t_{motif} = 28 \text{ mm}$, substrat de permittivité relative $\epsilon r = 2,2$. Simulation de la phase ϕ du coefficient de réflexion sur la structure en fonction de la fréquence pour différentes dimensions " p " des patchs carrés		
Figure 29 : Structure carrée de côté $t_{motif} = 28 mm$, substrat de permittivité relative $\epsilon r = 2,2$. Evolution de la bande passante relative des structures SHI en fonction des épaisseurs " <i>h</i> " du substrat, pour ces structures 50		
Figure 30 : Structure carrée de côté $t_{motif} = 28 \text{ mm}$, substrat de permittivité relative $\epsilon r = 2,2$. Simulation des phases ϕ du coefficient de réflexion sur une structure carrée en fonction de la fréquence (en rouge) d'un substrat sans pertes, (en bleu) d'un substrat avec un angle de pertes $tan \delta = 0,1$		
Figure 31 : Structure carrée de côté $t_{motif} = 28 \text{ mm}$, substrat de permittivité relative $\varepsilon_r = 2,2$. Simulation des phases ϕ du coefficient de réflexion sur une structure carrée en fonction de la fréquence avec un substrat (en rouge) de permittivité relative $\varepsilon r = 4,3$, (en bleu) de permittivité relative $\varepsilon r = 2,2$		
Figure 32 : Structure carrée de côté $t_{motif} = 28 \text{ mm}$, substrat de permittivité relative $\epsilon r = 4,3$. Simulation de la phase ϕ du coefficient de réflexion avec deux substrats FR-4 d'épaisseurs " <i>h</i> " différentes (a) dans la bande fréquentielle 0,5 GHz – 5 GHz (b) zoom sur la bande 2,6 GHz – 3 GHz		
Figure 33 : Substrat de permittivité relative $\epsilon r = 4,3$. Simulation de l'évolution de la phase " ϕ " du coefficient de réflexion sur un substrat d'épaisseur $h_2 = 1,6 mm$ pour différentes longueurs " p " du carré métallique 53		
Figure 34 : Illustration d'un diagramme de dispersion dans la Zone de Brillouin. Traits pointillés fins : ligne de lumière. Bande grise : bande interdite		
Figure 35 : Simulation pour la structure champignon sur substrat de permittivité relative $\epsilon r = 4.3$ et $t_{motif} = 28$ mm de (a), Evolution de la phase ϕ du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. Bande grise : bande fréquentielle associée à la SHI. (b) Diagramme de dispersion sur la zone de Brillouin. Bande grise : bande fréquentielle associée à la SHI. Bande rouge : Bande Interdite électromagnétique. En vert la ligne de lumière. En noir le premier mode de propagation. En bleu le deuxième mode		
Figure 36 : Simulation pour la structure champignon carrée sur substrat de permittivité relative $\epsilon r = 4,3$ et dimension $t_{motif} = 28 mm$ pour différentes valeurs du rapport $h/t_{motif}(a)$, Evolution de la phase ϕ du coefficient de réflexion. Bande grise : bande fréquentielle associée à la SHI. (b) Diagramme de dispersion sur la zone de Brillouin. Bande grise : bande fréquentielle associée à la SHI. Bande rouge : Bande Interdite		

Figure 40 : Valeurs calculées de la fréquence centrale de la bande SHI des différentes combinaisons traitées en fonction de la longueur du côté métallique "p". Cas pour lesquels le critère **htmotif** > 0, 3 est satisfait.

Figure 42 : Simulation de la phase ϕ du coefficient de réflexion pour un plan réflecteur de type champignon avec une permittivité relative $\epsilon r = 4,3$. (rouge) infini (bleu) fini composé de 13*13 cellules avec la bande d'adaptation marquée en couleur. 63

Figure 44 : Simulation de l'amplitude des coefficients de réflexion du dipôle placé à d = 3 mm d'un plan réflecteur en CEP ; CMP et SHI avec un trait pointillé noir pour marquer la limite d'adaptation d'une antenne.

Figure 50 : Simulation à la fréquence f = 2,44 GHz du gain avant, du gain arrière et du rapport avant / arrière *F*/*B* pour un dipôle imprimé placé devant un réflecteur de dimensions $\lambda x \lambda$ en fonction de la distance. 72

Figure 51 : Simulation à la fréquence f = 2,44 GHz de l'évolution de l'impédance d'entrée (partie réelle en pointillé et partie imaginaire trait plein) d'un dipôle associé à un réflecteur plan situé à une distance "d" (en λ).

Figure 52 : Dipôle replié et décomposition de l'alimentation en deux modes superposables : (a) alimentation et
structure du dipôle simple, (b) Décomposition de l'alimentation selon le mode impair (c) Décomposition de
l'alimentation selon le mode pair (c)

Figure 53 : Simulation du coefficient de réflexion du dipôle demi-onde et du dipôle replié entre 2 et 3 GHz. Marqueur à la fréquence $f = 2,44$ GHz. Le tableau inséré représente les valeurs d'impédances à $f = 2,44$ GHz pour les deux types de dipôle, classique et replié
Figure 54 : Dipôle replié au-dessus du réflecteur (a) vue de dessus, (b) vue de profil
Figure 55 : Simulation de l'évolution de l'impédances d'entrée (partie réelle en pointillé et partie imaginaire trait plein) d'un dipôle replié devant un réflecteur de dimensions $\lambda \propto \lambda$ situé à une distance "d" (en λ) à la fréquence $f = 2,44$ GHz
Figure 56 : Simulation du coefficient de réflexion S ₁₁ pour un dipôle classique et un dipôle replié, tous deux devant un réflecteur de dimension $\lambda \ge \lambda$, séparés d'une même distance $d = 0.06 \lambda$
Figure 57 : Simulation de l'amplitude des coefficients de réflexion du dipôle replié avec et sans réflecteur en fonction de la fréquence
Figure 58 : Antenne boucle circonférence C de géométrie carré, triangulaire, circulaire, de
Figure 59 : Différentes géométries de l'antenne boucle avec une circonférence $C = \lambda$, (a) dipôle replié, (b) géométrie intermédiaire, (c) carré
Figure 60 : Simulation de l'évolution des parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée de la boucle en fonction de la séparation " <i>s</i> " entre les brins de l'antenne boucle
Figure 61 : Simulation de l'évolution de l'impédance d'entrée (partie réelle en pointillé et partie imaginaire trait plein) du dipôle rectangulaire associé à un réflecteur de dimensions $\lambda \propto \lambda$ situé à une distance "d" (en λ) à la fréquence $f = 2,44$ GHz
Figure 62 : Simulation de l'amplitude du coefficient de réflexion d'un dipôle replié (séparation inter-brins $s = 0,01\lambda$) placé à une distance $d = 0,06\lambda$ d'un plan réflecteur de dimensions $\lambda x \lambda$ et d'un dipôle rectangle fin ($s = 0,056\lambda$) placé à une distance $d = 0,08\lambda$, devant un plan de masse <i>de dimensions</i> $\lambda x \lambda$
Figure 63 : Simulation du diagramme de rayonnement d'un dipôle replié (séparation inter-brins $s = 0,01\lambda$) placé à une distance $d = 0,06 \lambda$ et d'un dipôle rectangle fin ($s = 0,056 \lambda$) placé à une distance $d = 0,08\lambda$, devant un plan de masse de dimensions $\lambda \propto \lambda$
Figure 64 : Configuration du dipôle rectangle fin placé devant un réflecteur de largeur λ et de longueur L variable, (a) vue de face, (b) vue de profil
Figure 65 : Simulation des rapports F/B d'une antenne rectangle fine ($s = 0,056\lambda$) placée à une distance $d = 0,08\lambda$ d'un plan de masse de largeur λ et de longueur variable
Figure 66 : Simulation du diagramme de rayonnement d'une antenne rectangle fine ($s = 0.056 \lambda$) placé à une distance $d = 0.08 \lambda$ d'un plan de masse de largeur λ et de longueur variable
Figure 67 : Simulation des variations du rapport F/B d'une antenne rectangle fine en fonction de la longueur du plan réflecteur rectangulaire pour trois largeurs différentes du plan
Figure 68 : Simulation du diagramme de rayonnement d'une antenne rectangle fine placée à une distance $d=0,08\lambda$ d'un plan réflecteur de dimensions variables : C1 [λ ; 2 λ], C2 [1,3 λ ; 2,5 λ] et C3 [1,6 λ ; 2,85 λ] 84
Figure 69 : Distance R minimale entre 2 antennes, distance x entre le milieu de la ligne directe entre deux antennes et l'un des murs de la cage, diamètre D' de la Zone Tranquille
Figure 70 : Géométrie de la cage anéchoïque utilisée pour la caractérisation des antennes. La largeur W et la longueur L sont données pour les dimensions internes mousse à mousse. La largeur W' et la longueur L' sont données de paroi blindée à paroi blindée. L'antenne source est positionnée sur le mât, l'antenne sous test également et à la même hauteur, à la distance "R" de l'antenne source
Figure 71 : Dessin de l'antenne source de type cornet, avec ses dimensions en mm, utilisée dans la cage anéchoïque. Vue de profil et vue de face. Dimensions de l'antenne source
Figure 72 : Configuration pour la mesure de transmission entre les ports 1 et 2 de l'analyseur de réseau (a) charge 50 Ω en entrée de la cage, sur câble relié au port 1 ; (b) charge 50 Ω en bout de câble relié au port 1

Figure 73 : Amplitude du coefficient de transmission entre les ports 1 et 2 de l'analyseur de réseau dans les configurations (configuration 1) charge 50 Ω en entrée de la cage, sur câble relié au port 1 ; (configuration 2) charge 50 Ω en bout de câble relié au port 1
Figure 74 : Configuration pour la mesure du bruit résiduel mesuré à l'analyseur de spectre (configuration 1) charge 50 Ω en entrée de la cage, sur câble relié au câble noté "a" du générateur HF ; (configuration 2) charge 50 Ω en bout de câble noté "a" du générateur HF
Figure 75 : Niveau de bruit résiduel mesuré à l'analyseur de spectre dans les dans les configurations (a) charge 50 Ω en entrée de la cage, sur câble relié au générateur ; (2) charge 50 Ω en bout de câble relié au générateur.
Figure 76 : Configuration finale adoptée du dipôle rectangle ($s = 0,056 \lambda$) placé à $d = 0,08 \lambda = 1 cm$ d'un réflecteur de dimensions $1,6 \lambda \times 2,85 \lambda$ ($20 cm \times 35 cm$), (a) vue de face et (b) vue de profil de l'antenne (bordure noire : brin métallique ; gris : réflecteur)
Figure 77 : Diagramme de rayonnement dans la plan H (a) et dans le plan E (b) de l'antenne rectangle fine placé à une distance $d = 0.08 \lambda$ d'un plan de masse métallique de dimensions $1.6 \lambda \ge 2.85 \lambda$. Pointillés : diagramme mesuré ; trait plein : diagramme simulé
Figure 78 : Photo de l'antenne unitaire rectangle fine placé à une distance $d = 0.08 \lambda$ d'un plan de masse de dimensions $1.6 \lambda x 2.85 \lambda$
Figure 79 : Système antennaire tri-sectoriel (a) vue du dessus des trois antennes unitaires assemblées placées au centre d'une cellule, (b) vue de face : représentation 3D de l'antenne assemblée
Figure 80 : Mesures de l'amplitude du coefficient de réflexion. En pointillé antenne unitaire, en trait plein une antenne alimentée assemblée
Figure 81 : Diagrammes de rayonnement normalisés plan H, mesurés. En pointillé antenne unitaire, en trait plein diagramme d'une antenne assemblée avec deux autres non alimentées
Figure 82 : Simulation des pertes d'insertion de quatre diélectriques différents susceptibles d'être utilisés dans la fabrication d'un radôme à la fréquence $f = 2,44$ GHz
Figure 83 : Simulation des pertes d'insertion apportées par un radôme en PolyCarbonate d'épaisseur <i>3 mm, de</i> surface infinie
Figure 84 : Vue 3D du système d'antennes tri-sectorisées assemblées dans le radôme cylindrique fermé par des cercles de POM
Figure 85 : Amplitude mesurée en chambre anéchoïque du coefficient de réflexion d'une antenne unitaire du système en absence et en présence d'un radôme comparée à la simulation de l'antenne avec radôme
Figure 86 : Mesures du diagramme de rayonnement normalisé à la fréquence $f = 2,44$ GHz d'une antenne unitaire assemblée avec deux autres non excitées. En pointillés : antenne avec radôme et fermé par du POM, en trait plein : antenne sans radôme
Figure 87 : Diagramme de rayonnement simulé d'une antenne dans le système avec radôme dans différents plans
Figure 88 : Amplitude du coefficient de réflexion mesuré tour à tour sur les trois antennes intégrées dans le système complet avec radôme
Figure 89 : Diagramme de rayonnement mesuré de chacune des antennes A, B et C assemblées : pointillés: Antenne A canal <i>1</i> , trait plein : Antenne B canal <i>6</i> et trait étoilé : antenne C canal <i>11</i> , chacune excitée sur une fréquence propre
Figure 90 : Gain avant mesuré maximal du lobe principal de l'antenne prototype : en pointillés : résultats mesurés ; en traits pleins : résultats de simulation
Figure 91 : Gain arrière à 180° pour les 3 antennes A, B et C chacune à sa fréquence centrale de bande ; en trait plein noir : résultats de simulation

Figure 92 : Amplitude de l'isolation S21 pour chaque antenne deux à deux : (a) mesuré pour antennes A et C ; (b) mesurée pour antennes A et B ; (c) mesuré pour antennes B et C ; (d) simulé ; (e) niveau minimum détectable après calibration de l'analyseur
Figure 93 : Mesure de l'isolation de polarisation de l'antenne B assemblée à $f = 2,437$ GHz (canal 6). Pointillé : cross-polarisation ; trait plein : co-polarisation
Figure 94 : Tests en extérieur : (a) Photo du système expérimental lieu 1 : antennes assemblées dans le radôme avec l'antenne B pointant vers un récepteur au Sud-Est ; (b) : représentation de l'implantation des trois antennes associées avec l'antenne B pointant en direction du Nord chez Osmozis
Figure 95 : Mesures en outdoor, lieu 1, à $f = 2,437$ GHz (canal 6), à 5 m du système (a) puissances mesurées (b) diagramme normalisé associé aux mesures de puissance autour du système
Figure 96 : Diagrammes de rayonnement normalisés mesurés : pointillés en chambre anéchoïque ; trait plein en environnement de test réel
Figure 97 : Représentation du schéma de test des antennes sous test en outdoor
Figure 98 : Configuration étudiée pour mesure de puissances à 5 m et 20 m de l'antenne excitée dans l'axe principal de propagation et dans le sens opposé
Figure 99 : Puissances reçues par l'analyseur de spectre muni d'une antenne dipôle simple à différentes distances de l'antenne. En rouge positions dans la direction du lobe principal, en noir positions dans celle du lobe arrière
Figure 100 : Mesures en outdoor sur le lieu 2, à $f=2,437$ GHz (canal 6), à $5m$ du système (a) niveaux N en dB mesurée (b) diagramme normalisé associé aux mesures de puissance autour du système
Figure 101 : Comparaison des diagrammes de rayonnement normalisés mesurés dans deux endroits différents lieu 1 (IES) trait plein ; et lieu 2 (Osmozis) en pointillé, à 5m de la source
Figure 102 : Camping de test pour les communications ; (a) Vue sur Google-Maps (b), plan associé 108
Figure 103 : Camping de test (a) Distribution des stations de bases (b) orientation des systèmes appliqués.
Figure 104 : Mesures d'occupation du medium réalisées en 2017 avec l'ancien réseau à antennes omnidirectionnelles (a) pendant les journées et (b) pendant les nuits
Figure 105 : Mesures d'occupation du medium réalisées en 2018 avec le nouveau réseau à antennes tri- sectorisées à faible rapport/arrière (a) pendant les journées et (b) pendant les nuits

LISTE DES TABLEAUX

ANNEXE

Back-Lobe Reduction of Printed Folded Dipole Reflector Antenna for Wi-Fi Applications

M.Hammoud, A.Penarier, P.Nouvel, P.Signoret IES, UMR 5214 CNRS, University of Montpellier,34095 Institute of Electronics and radiating Systems (IES) Montpellier, France mhammoud@ies.univ-montp2.fr

Abstract— In this work we investigate the back-lobe reduction of a sectoral antenna. The antenna is fed by a coaxial cable and presents a good impedance matching in the 2.4-2.48 GHz WI-FI band. It has 9 dBi of gain in the main lobe direction and most importantly, presents a very high front to back ratio (over 40 dB). The antenna is composed of a printed folded dipole coupled with a metallic plate placed behind the driven element at a distance of tenth the wavelength. The system is low cost and easy to manufacture.

Keywords : Sectoral antenna; Wi-Fi; folded dipole; reflector; back-lobe reduction.

I. INTRODUCTION

The explosive growth in the wireless technologies applications and the high speed communications required nowadays are leading to a huge densification of wireless networks. This densification creates a lot of interferences that could have a very bad impact on the capacity of the wireless networks, especially for those operating in the unlicensed frequency bands such as the Wi-Fi networks (Wireless Fidelity). There are only 3 usable channels in the 2.4-2.8 GHz Wi-Fi band which means that the co-channel interferences (between two access points operating on the same channel) will be the main limiting factor in the capacity of the wireless network.

Therefore, directive antennas are widely used for their ability to focus the antenna radiation in specific directions, while reducing the radiated energy in the other directions. This type of antenna deployment in wireless networks improves the network capacity by reducing the co-channel interferences.

A sector antenna is a type of directional antenna with a sector shaped radiation pattern. It is adopted in a lot of wireless communication networks (3G, 4G, Wi-Fi ...). It is essentially characterized by its main lobe gain, its Front to Back ratio (F/B) and its beamwidth delimiting the sector coverage.

In this paper, we present a sectoral antenna composed of a radiating element (folded loop dipole) placed near a metallic reflector [1] [2] [3] [4]. The proposed structure has a high gain (9 dBi) and very high F/B ratio compared to other similar structures [4] [5]. The realized antenna is suited for the 2.4 GHz Wi-Fi band with a bandwidth of 120 MHz. We will study the characteristics of a folded dipole with and without the reflector then we will investigate the reflector effects.

M.Hammoud, R.Soulage Osmozis SA ,34830 Clapiers, France mhammoud@osmozis.com

II. THE FOLDED LOOP DIPOLE

The folded dipole is mostly known for having a high input impedance and the ability to maintain a balanced radiation pattern when fed with an unbalanced transmission line [6]. It operates as a regular dipole antenna; presenting an omnidirectional radiation pattern. However, it has a fourfold increase in input impedance compared to that of a regular dipole. The input impedance of a folded half-wave dipole is two to four times higher than that of a regular half-wave dipole. The spacing 's' (*Fig. 1*) is known to be the main parameter influencing the value of the input impedance as demonstrated experimentally and analytically by a transmission-line model [7] [8] that decomposes the folded dipole into two antennas that are parallel and opposed.

The transmission line model decomposes the folded dipole into a transmission-line mode and an antenna mode, as shown in *Fig. 1*. The superposition of the transmission-line current I_T and the antenna-mode current I_A produces the total current *I*.



Fig. 1.Decomposition of folded dipole into transmission-line mode and antenna mode.

The decomposition of the antenna into those two modes is important in order to calculate the input impedance of the folded dipole. The increase in the impedance compared to a regular dipole can be explained analytically as shown in the following equations. The input impedance for the transmission line Z_T is that of a parallel wire transmission line:

$$Z_T = jZ_0 \tan\left(\frac{kL}{2}\right) \tag{1}$$

with Z_0 :

$$Z_0 = 120 \ln \left[\frac{s + \sqrt{(s^2 + 2a^2)}}{2a} \right],$$
 (2)

with L the length of the antenna. I_T is found from Z_T :

$$I_T = \frac{V/2}{Z_T} = \frac{V}{2Z_T}.$$
 (3)

The antenna-mode current I_A is found from the impedance of a single conventional dipole Z_D as :

$$I_A = \frac{V/2}{Z_D} = \frac{V}{2Z_D}.$$
 (4)

The total input impedance Z_{in} is found by dividing the total voltage by the total current:

$$Z_{in} = \frac{V}{I_T + \frac{1}{2}I_A}.$$
(5)

Hence

$$Z_{in} = \frac{4Z_T Z_D}{Z_T + 2Z_D}.$$
 (6)

The mathematical solution of the folded antenna shows that the input impedance can be modified mainly by the variation of 's' and 'a' dimensions (*Fig. 1*).

When the distance 's' between the arms of the folded dipole is very small, the impedance of the transmission line becomes infinite and the input impedance of the antenna reaches 300Ω .

As the separation 's' increases; the antenna input impedance will decrease. When this separation becomes equal to the dipole arm 'L' the folded dipole becomes a loop antenna [9] with an input impedance around 130Ω .

III. SQUARE FOLDED DIPOLE

A particular form of the folded dipole is the square folded antenna. It occurs when the spacing 's' is equal to the half wavelength value (equal to 'L').

We designed a square folded dipole printed on a FR-4 substrate. The simulations are made with the CST simulator (Computer Simulation Technology [10]) and the antenna dimensions were calculated and optimized for a resonance frequency near 2.45 GHz (Fig. 2). The substrate side dimension

is equal to the length of the antenna arms and its thickness is 0.8 mm.



Fig. 2. Design of the folded dipole printed on a FR-4 substrate.



Fig. 3. Folded dipole radiation pattern.

Fig. 3 shows the radiation pattern of the simulated antenna. The characteristics shown in the E-plane and H-plane are the same characteristics identified in a classic half-wave dipole radiation pattern.

The application of the analytical model equations on our design shows that at its resonant frequency, the folded dipole should have an input impedance around 300 Ω . The simulation shows a smaller input impedance: 150 Ω . The difference is due to the loss effects of the substrate and more importantly the value of the separation 's' equal to the half of the wavelength. This makes the impedance of the antenna comparable to that of a loop antenna (130 Ω). With such a high input impedance the antenna is unmatched with a coaxial feed of 50 Ω which clearly affects the reflection coefficient S11 as shown in *Fig. 4*.



g. 4. Return loss of the folded dipole.

IV. ADDING A REFLECTOR

A. Reflector-Dipole separation

In addition to decreasing the back and side lobes of the antenna while focusing most of the radiated energy into the main beam, the metal plate (reflector) will be placed near the folded dipole in order to reduce its input impedance (*Fig. 5*).



Fig. 5. Metallic reflector placed with the folded dipole.

By decreasing the spacing between the reflector and the folded dipole, the number of lobes and the back radiation level will be reduced but the coupling between the driven element and the metal plate will be increased. The coupling reduces the input impedance of the antenna [1] [11] and can be used to match it with the 50 Ω coaxial cable impedance. When the coupling is strong, it affects the quality factor of the antenna by decreasing its bandwidth and reducing its efficiency. The effect of the coupling on the input impedance can be clearly seen in the coefficient reflection parameter S11 as it is shown in *Fig. 6.*



Fig. 6. Return loss in presence of reflector.

The optimal separation between the reflector and the folded dipole has been found to be 13mm. The antenna is very well matched at 50Ω and its bandwidth is larger than 120 MHz. This separation of 13mm is adopted for the rest of this work.

B. Size of the reflector

The back-lobe reduction of the antenna is a critical property in order to reduce the interferences and increase the capacity of the network. An infinite ground plane would in theory, induce a total elimination of the back-lobes. In practice; however, an infinite ground plane isn't feasible. The limited ground plane size allows the radiation of electromagnetic energy into the back side of the antenna.

A first study made with a square reflector (y=h) shows that the reduction of the back radiation requires a very big size of the reflector. *Fig.7* shows that for a reflector of 360mm*360mm ($3\lambda^*3\lambda$) the back radiation level is reduced to -23 dBi. By increasing the size of the reflector to 620mm*620mm ($5\lambda^*5\lambda$) the back-lobe level reaches a minimal value -36 dBi. In both cases the ground plane is not practical due to its very large size.



Fig.7. Back-lobe level with different dimensions of square reflector.

On the other hand, the main beam isn't affected much (0.5 dB variation) when the reflector sides are larger than a wavelength λ and maintains a value close to 9 dBi.

A very low back radiation is not feasible with a square practical reflector since its dimension will exceed 600mm*600mm. Different length (y) of the reflector have been studied in order to find a good compromise between antenna size and the back-lobe level. *Fig. 8* shows that the back lobe level is lower when the reflector length (y) is increased. But more importantly, we notice that for every reflector length (y) the back radiation level has a minimal value that cannot be always attributed to the highest reflector height (h).



Fig. 8. Back-lobe level for different reflector dimensions

The 20cm*35cm reflector gives the lowest back radiation level getting almost -40 dBi. It presents the best compromise between the antenna size and the back-lobe levels and was adopted for further investigation.

The simulation of the chosen antenna dimensions is shown in *Fig.* 9 and in Table 1.



Fig. 9. Radiation pattern at 2.44GHz with a 20cm*35cm reflector.

TABLE 1. SIMULATED ANTENNA CHARACTERISTICS AT 2.44 GHZ.

Main lobe gain	9.2dBi	
3 dB beamwidth H-	75°	
plane		
6 dB beamwidth H-	110°	
plane		
3 dB beamwidth E-	(50	
plane	03°	
F/B ratio	45dB	

V. REALIZATION AND COMPARISON

The simulations of the 20cm*35cm reflector dimensions placed 13mm behind the folded printed square dipole showed interesting results regarding the VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) of the antenna and its back-lobe radiation levels. We then simulated the design with a coaxial feed line for the comparison with the realized design. The computational results show a slight influence on the reflection coefficients.

Finally, we realized the antenna and made a comparison with the simulated results. The measured and simulated results are in a good correlation. *Fig.10* shows that the reflection coefficients S11 of the realized antenna matches perfectly with the simulated ones.



Fig.10. Reflection coefficient comparison between simulations and experimental values.

The variation in the measured S11 in the non-matched bands is due to the coaxial cable feed. Its length influences the periodic parasitic harmonics seen above.

We then measured the H-plane radiation pattern of the antenna in an anechoic chamber. The comparison between the measured results and the simulated ones shows a very good matching as we can see in *Fig.11*. The realized antenna gain is 9 dBi and its H-plane 3 dB beamwidth is 72° .


Fig.11. H-plane radiation pattern comparison (simulated and measured results).

VI. CONCLUSIONS

In this study we investigated a folded printed dipole antenna with a reflector.

We studied the effect of a reflector size and its distance from the driven element. Due to the phase difference between the directly radiated and reflected electric fields, the radiation resistance and gain of the dipole are significantly affected by the spacing between the dipole and the reflector. The low separation decreases the antenna input impedance. The high input impedance of the folded dipole makes it feasible to reduce the distance between the driven dipole and a reflector. The low element-reflector distance induces lower back-lobe radiation. We realized a reflector antenna driven by a folded square dipole with a 0.1λ distance between the radiating element and the metal plate. The realized antenna has many advantages, it has a high gain (9dBi) at 2.44GHz and a very high front to back ratio (40dB). The antenna size is 1.5cm*20cm*35cm $(0.12\lambda^*1.6\lambda^*2.8\lambda)$, it is compared to parabolic antennas presenting the same F/B ratio level.

For future investigations; the double polarization antenna should be considered for MIMO systems. A second radiating element sharing the same reflector should be developed presenting the opposite polarization then the one presented in this paper. Also we will consider reducing the separation between the reflector and the driven element by increasing the characteristic impedance of the folded dipole. This should be feasible by reducing the separation 's' between the radiating arms of the antenna.

REFERENCES

- S. R. Best, «Improving the Performance Properties of a Dipole Element Closely Spaced to a PEC Ground Plane,» *IEEE antennas and wireless propagation letters*, vol. 3, pp. 359-363, 2004.
- [2] C. A. Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, New Jersey: Wiley Interscience, 2005.
- [3] Y. Rahmat-Samii et R. L. Haupt, «Reflector Antenna Developments: A Perspective on the Past, Preesent, and Future,» *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 57, n° %12, pp. 85-95, 2015.
- [4] Z. N. Chen, Y. Juan, X. Qing et W. Che, «Enhanced Radiation From a Horizontal Dipole Closely Placed Above a PEC Ground Plane Using a Parasitic Strip,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, n° %111, pp. 4868 - 4871, 2016.
- [5] S.-W. Su, «Printed Loop Antenna Integrated Into a Compact, Outdoor WLAN Access Point With Dualpolarized Radiation,» *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 19, pp. 25-35, 2011.
- [6] C. G. Buxton, W. L. Stutzman, R. R. Nealy et A. M. Orndorff, «The Folded Dipole: A Self-Balancing Antenna,» *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 29, n° %13, pp. 155-160, May 2001.
- [7] G.A.Thiele, E.P.Ekelman et L.W.Henderson, «On The Accuracy of the Transmission Line Model of The Folded Dipole,» *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 28, n° %15, pp. 700-703, 1980.
- [8] A. R. Clark et A. P. C. Fourie, «An improvement to the transmission line model of the folded dipole,» *IEE Proceedings-H*, vol. 138, n° %16, pp. 577-579, 1991.
- [9] L. Chuanjun, M. Shuangwu, W. Zhongan et G. Yougang, «Analysis of a thin-wire square-loop antenna using FDTD method,» Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics, pp. 266-269, 2000.
- [10] «www.cst.com,».
- [11] R. Pasi, S. Lauri, U. Leena, K. Mikko et K. Markku, «Folded Dipole Antenna Near Metal Plate,» chez *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Columbus, USA, 2003.