

Thèse de Doctorat

Nina LORHO

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

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

Discipline : *Electronique*

Unité de recherche : *IETR UMR 6164*

Soutenance le 28 mars 2017

Étude et conception d'une antenne compacte ultra large-bande à diversité de polarisation Application à la radiogoniométrie

JURY

Président et Rapporteur : **Jean-Marc RIBERO**, Professeur des universités, Université Nice Sophia Antipolis

Rapporteur : **Christophe DELAVEAUD**, Ingénieur HDR, CEA-LETI Grenoble

Examineurs : **William HUBERT**, Docteur Ingénieur, Thales Communications & Security Cholet
Thierry MONEDIERE, Professeur des universités, Université de Limoges

Invités : **Thierry GUIGNARD**, Responsable Dpt produits de guerre électronique, Thales Communications & Security
Sébastien LESTIEUX, Ingénieur, Thales Communications & Security

Directeur de Thèse : **Tchanguiz RAZBAN**, Professeur des universités, Université de Nantes

Co-encadrante : **Anne CHOUSSEAUD**, Maître de conférences, Université de Nantes

Table des matières

Glossaire	vi
Introduction générale	vii
1 Principes de radiogoniométrie et antennes associées	1
1.1 Généralités sur la radiogoniométrie	2
1.1.1 Définitions	2
1.1.2 Historique	2
1.1.3 Applications	3
1.1.4 Fonctionnement d'un radiogoniomètre numérique	3
1.2 Paramètres d'évaluation des systèmes de goniométrie	4
1.2.1 Performances théoriques	4
1.2.2 Précision angulaire	5
1.2.3 Ambiguïtés	5
1.2.4 Sensibilité	6
1.2.5 Robustesse aux erreurs de polarisation	7
1.3 Méthodes de goniométrie, antennes et réseaux associés	7
1.3.1 Radiogoniométrie à diversité d'amplitude	8
1.3.2 Radiogoniométrie à diversité de phase	12
1.3.3 Radiogoniométrie à corrélation vectorielle	13
1.4 Motivations du travail de thèse	15
1.4.1 Objectifs du travail de thèse	15
1.4.2 Cahier des charges	17
Références	18
2 Techniques de conception d'antennes ULB, miniatures et à diversité de polarisation	19
2.1 Antennes à ultra large bande	20
2.1.1 Ultra large bande : définitions	20
2.1.2 Antennes basées sur une transition d'impédance progressive ULB	20
2.1.3 Antennes exploitant de multiples résonances	25
2.1.4 Antennes continuellement adaptées à la longueur d'onde	27
2.1.5 Application au cas de la radiogoniométrie ultra large-bande	28
2.2 Antennes miniatures	28
2.2.1 Théorie des antennes électriquement petites	29
2.2.2 Miniaturisation par méandration de la structure	30
2.2.3 Miniaturisation par maîtrise de l'impédance	33
2.2.4 Miniaturisation à l'aide de matériaux	35
2.3 Antennes à diversité de polarisation	38
2.3.1 Antennes à symétrie axiale utilisant une alimentation différentielle	38
2.3.2 Antennes à excitation de multiples modes orthogonaux	39
2.4 Antennes ultra large-bande et électriquement petites	40
2.4.1 Revue des performances	40
2.4.2 Conclusion	43
Conclusion générale	44
Références	44
3 Etude et développement d'une antenne ULB miniature et à double polarisation	51
Conventions utilisées dans ce chapitre	52

3.1	Démarche de conception d'antennes à double polarisation linéaire ultra large bande	53
3.1.1	Etude de l'antenne papillon à double polarisation	54
3.1.2	Etude de l'antenne dentelée log-périodique	56
3.1.3	Etude de l'antenne sinueuse	60
3.1.4	Conclusion	63
3.2	Miniaturisation à l'aide de boucles capacitives couplées	63
3.2.1	Performances en miniaturisation sur l'antenne papillon	64
3.2.2	Performances en miniaturisation sur l'antenne dentelée log-périodique	66
3.2.3	Performances en miniaturisation sur l'antenne sinueuse	68
3.2.4	Validation par la mesure sur l'antenne sinueuse	71
3.2.5	Conclusion	77
3.3	Miniaturisation à l'aide d'une boucle de court-circuit	77
3.3.1	Performances sur l'antenne papillon	77
3.3.2	Performances sur l'antenne dentelée log-périodique	78
3.3.3	Performances sur l'antenne sinueuse	79
3.3.4	Conclusions	80
3.4	Miniaturisation par méandration	81
3.4.1	Méandration de l'antenne dentelée log-périodique	82
3.4.2	Méandration de l'antenne sinueuse	84
3.4.3	Méandration progressive de l'antenne sinueuse	85
3.4.4	Conclusion	90
3.5	Miniaturisation par compression	91
3.6	Combinaison d'approches de miniaturisation sur l'antenne sinueuse	92
3.6.1	Méandration et gap-loading	92
3.6.2	Méandration et boucle de court-circuit	94
3.6.3	Méandration et compression	95
3.7	Validation par la mesure de différents principes de miniaturisation	95
3.7.1	Réalisation d'antennes sinueuses de taille 40mm x 40mm	96
3.7.2	Résultats de mesures	98
3.8	Conclusion du chapitre	101
	Références	101
4	Etude de la mise en réseau pour la radiogoniométrie	103
4.1	Stratégies de conception de réseaux de radiogoniométrie compacts	104
4.1.1	Stratégies de conception de réseaux électriquement petits	106
4.1.2	Stratégies de conception de réseaux électriquement grands	107
4.1.3	Application à l'antenne sinueuse	109
4.2	Etude d'un réseau cubique d'antennes sinueuses	109
4.2.1	Performances à basse fréquence avec formation de voies (20-500 MHz)	110
4.2.2	Performances à haute fréquence sans formation de voies (300-3000 MHz)	112
4.2.3	Performances à haute fréquence avec un réflecteur central	114
	Conclusion	116
4.3	Etude d'un réseau pentagonal d'antennes sinueuses	116
4.3.1	Performances théoriques avec des voies cardioïdes	117
4.3.2	Réseau pentagonal de sinueuses de diamètre 26cm	118
4.3.3	Réseau pentagonal de sinueuses avec un réflecteur central, diamètre 26cm	119
	Conclusion	120
4.4	Conception d'une antenne directive, compacte, ULB, de faible épaisseur	121
4.4.1	Problématique	121
4.4.2	Solutions existantes	122

4.4.3 Etude et développement de l'absorbant	127
4.4.4 Intégration de l'absorbant sur des antennes sinueuses	130
4.4.5 Bilan de l'étude de l'absorbant	132
4.4.6 Validation par la mesure d'antennes 150mm x 150 mm	133
Conclusion	141
4.5 Réalisation et mesures de réseaux pour la bande 500-3000 MHz	142
4.5.1 Performances antennaires des réseaux d'antennes sinueuses méandrées . . .	142
4.5.2 Performances de goniométrie des réseaux d'antennes sinueuses méandrées .	144
4.6 Conclusion du chapitre	146
Références	147
Conclusion générale	149
Table des figures	151
Liste des tableaux	154
Annexe A Rayonnement de l'antenne dentelée log-périodique méandrée	155
Annexe B Rayonnement de l'antenne sinueuse méandrée progressivement	157
Annexe C Diagrammes de rayonnement des réseaux de radiogoniométrie	159
C.1 Diagrammes de rayonnement du cube d'antennes sinueuses avec formation de voies	159
C.2 Diagrammes de rayonnement du cube d'antennes sinueuses sans formation de voies	161
C.3 Diagrammes de rayonnement du cube d'antennes sinueuses avec réflecteur	164

Glossaire

BLTSA broken linearly tapered slot antenna. 25

CEM compatibilité électromagnétique. 37

COMINT « Communication Intelligence » : renseignement par l'analyse des communications radio. 3

CWTSA continuous width slot antenna. 25

DARPA Defense Advanced Research Projects Agency. 20

DLP dentelée log-périodique. v, 52, 53, 57, 63, 75, 76, 78, 80

ELINT « Electronic Intelligence » : renseignement par l'analyse d'émissions électromagnétiques non communicantes. 3

EM électromagnétique. 3, 4

ETSA exponentially tapered slot antenna. 25

FBW fractional bandwidth. 20

FCC Federal Communications Commission. 20

FSS frequency selective surfaces. 117

HF High Frequency. xi, 2, 34

IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineer. 20

LF Low Frequency. 34

LTSA linearly tapered slot antenna. 25

MEMS microelectromechanical systems. 41

PICA Planar Inverted Cone Antenna. 23

PLB Personal Location Beacon. xi

RF radio-fréquence. 4

ROEM renseignement d'origine électromagnétique. xi

ROS rapport d'ondes stationnaires. 20, 23

RSB rapport signal à bruit. 5–7, 11

SSF surfaces sélectives en fréquences. 117

TE transverse électrique. 24

TEM transverse électrique-magnétique. 8, 21, 24, 25

TM transverse magnétique. 24

UHF Ultra High Frequency. xi, 14, 17, 18, 38

ULB ultra large-bande. xii, 18, 20, 23, 42–45

VHF Very High Frequency. xi, 14, 17, 18, 38

VLF Very Low Frequency. 34

Introduction générale

28 années séparent l'unification des théories de l'électromagnétisme (1860) de la découverte des ondes radio (1888) mais bien moins en séparent la découverte de la possibilité de transmission de données par leur biais de la détermination de leur direction d'arrivée. L'émetteur à étincelles de Hertz (1888) était en effet destiné à la télégraphie sans fil mais son inventeur fit une expérience troublante [Rem+09] : selon l'alignement de l'antenne de réception -une boucle- avec l'antenne d'émission, une étincelle, synonyme de bonne réception, se produisait ou non. Autrement dit, la réception du signal n'était pas la même selon la position angulaire de la source.

Ce postulat simple offrit alors une nouvelle dimension aux télécommunications, le *renseignement*, et ainsi une nouvelle technique : la *radiogoniométrie*. Le renseignement d'origine électromagnétique (ROEM) prit de l'importance avec les deux guerres mondiales du XXe siècle et la sophistication des systèmes de radiogoniométrie suivit le même chemin.

Aujourd'hui, deux catégories principales d'applications font appel à la radiogoniométrie :

- pour la localisation : celle-ci permet de localiser un émetteur fixe et connu (tel une balise). C'est le cas par exemple des balises de localisation personnelle ([Personal Location Beacon \(PLB\)](#)) ou des balises d'avalanche. Une catégorie particulière nommée "homing" permet à un mobile terrestre de localiser un émetteur en mouvement. Il s'agit principalement d'applications de recherche et sauvetage (avions par exemple) mais peut aussi concerner le suivi d'animaux.
- pour l'interception : celle-ci permet de localiser un émetteur inconnu (radar, radio, etc). Il peut alors s'agir de moyens de localisation pour les forces armées (localiser les émetteurs ennemis par exemple), et pour les agences gouvernementales en charge du contrôle du spectre (surveillance de ce dernier, vérification de son occupation, détection des interférences)

Thales Communications & Security développe, industrialise et commercialise depuis les années 1980 des produits de radiogoniométrie destinés à l'interception, pour des applications de guerre électronique et de contrôle du spectre. Il s'agit globalement de systèmes compacts effectuant de la radiogoniométrie sur des signaux en polarisation verticale, polarisation de la majorité des signaux de communication pertinents émis dans les bandes [HF \(3-30 MHz\)](#), [VHF \(30-300 MHz\)](#) et [UHF \(300-3000 MHz\)](#).

De nouveaux besoins et de nouvelles problématiques ont amené Thales Communications & Security à explorer des solutions antennaires innovantes, notamment par le biais de thèses [Bel08] ou de stages. En premier lieu, la compacité des systèmes, et donc leur discrétion, est devenue primordiale dans des bandes de fréquence où les réseaux ont des dimensions naturellement grandes. Ensuite, la gestion de la largeur de bande est devenue indispensable, toujours dans le souci de compacité mais aussi pour simplifier l'architecture de réception. Enfin, la robustesse aux dépolarisations de l'onde justifie la recherche de solutions présentant de la diversité de polarisation.

Ce travail de thèse a été mené entre septembre 2013 et novembre 2016 dans le cadre d'une convention industrielle de formation par la recherche (CIFRE) entre la société Thales Communications & Security, à Cholet (49), et l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes

(IETR), à Nantes (44).

Le présent mémoire est organisé comme suit :

- ▷ Le premier chapitre, intitulé « **Principes de radiogoniométrie et antennes associées** », introduit le contexte de l'étude. Pour cela, une présentation de la radiogoniométrie y est faite. Dans un premier temps, des généralités sur cette technique (définitions, historique, applications et fonctionnement) seront exposées et permettront de l'appréhender dans sa globalité. Ensuite, les paramètres de performance utilisés pour les systèmes de radiogoniométrie seront introduits. Une troisième partie introduit les méthodes de radiogoniométrie et le lien existant entre les antennes, leurs diagrammes, les réseaux d'antennes et les traitements qui leur sont associés. Cette introduction à la radiogoniométrie permet de comprendre les motivations du travail de thèse qui seront énoncées dans la dernière partie du chapitre.
- ▷ Le second chapitre, intitulé « **Techniques de conception d'antennes ultra large-bande, miniatures et à diversité de polarisation** », aborde les problématiques antennaires du présent travail. Il présente distinctement les techniques de conception d'antennes, à ultra large bande dans un premier temps, miniatures dans un second temps, à diversité de polarisation dans un troisième temps et, finalement, conjointement ultra large bande et miniatures. L'étude de ce chapitre permet alors d'envisager la démarche de recherche antennaire du présent travail, à savoir :
 - le choix d'une antenne initiale dont les caractéristiques en largeur de bande, compacité, polarisation et utilisabilité en radiogoniométrie sont intéressantes
 - la miniaturisation de cette antenne à l'aide des techniques de conception présentées
- ▷ Le troisième chapitre, intitulé « **Etude et développement d'une antenne ULB miniature et à double polarisation** », présente de manière approfondie la démarche de conception de l'antenne ainsi que les résultats associés. L'étude apporte par ailleurs une vision plus globale sur des aspects relatifs à la bande passante des antennes en impédance et en rayonnement. Les résultats issus de deux campagnes de mesure seront par ailleurs confrontés aux prévisions de l'étude.
- ▷ Le quatrième chapitre, intitulé « **Etude de la mise en réseau pour la radiogoniométrie** », porte sur l'intégration en réseau de radiogoniométrie de l'élément rayonnant développé au troisième chapitre et l'évaluation de ses performances. Ce chapitre permet d'entrevoir des problématiques telles que la stabilité des diagrammes d'antenne lors d'une mise en réseau ou les compromis compacité/largeur de bande/taille inhérents à la conception de ces réseaux. Il traitera par ailleurs de la conception d'une antenne *directive* compacte, ULB et à faible épaisseur pour application à la radiogoniométrie. Une campagne de mesures finale valide l'intérêt des concepts développés pour la radiogoniométrie grâce à l'évaluation des performances des réseaux prototypés.
- ▷ L'ensemble des contributions originales de ce travail et les résultats expérimentaux associés seront rappelés dans la conclusion finale. Des perspectives découlant de ce travail seront par la suite exposées.

1 Principes de radiogoniométrie et antennes associées

Dans cette première partie, le contexte des travaux de thèse est présenté : il s'agit de définir ce que constitue la radiogoniométrie. Les principales méthodes y sont abordées de concert avec les réseaux d'antennes associés et leur état de l'art. Les paramètres d'évaluation permettent ensuite de qualifier la performance de ces systèmes. Enfin, les principales problématiques actuelles du domaine amènent à comprendre les motivations du travail de thèse et leur intérêt dans un cadre industriel.

Le lecteur intéressé est invité à consulter les références [Fer05], [Rem+09] et [DL13] pour de plus amples détails sur les notions évoquées dans le présent chapitre.

1.1 Généralités sur la radiogoniométrie	2
1.1.1 Définitions	2
1.1.2 Historique	2
1.1.3 Applications	3
1.1.4 Fonctionnement d'un radiogoniomètre numérique	3
1.2 Paramètres d'évaluation des systèmes de goniométrie	4
1.2.1 Performances théoriques	4
1.2.2 Précision angulaire	5
1.2.3 Ambiguïtés	5
1.2.4 Sensibilité	6
1.2.5 Robustesse aux erreurs de polarisation	7
1.3 Méthodes de goniométrie, antennes et réseaux associés	7
1.3.1 Radiogoniométrie à diversité d'amplitude	8
a Recherche d'un minimum d'amplitude	8
b Recherche d'un maximum d'amplitude	8
c Recherche d'un maximum/minimum d'amplitude	9
d Méthode de type Watson-Watt	9
1.3.2 Radiogoniométrie à diversité de phase	12
a Radiogoniomètre Doppler [BJ66]	12
b Radiogoniométrie par interférométrie [DL13]	13
1.3.3 Radiogoniométrie à corrélation vectorielle	13
1.4 Motivations du travail de thèse	15
1.4.1 Objectifs du travail de thèse	15
a Compacifier les réseaux	15
b Gérer la totalité des bandes VHF et UHF	16
c Mettre en oeuvre au niveau antennaire la diversité de polarisation	16
1.4.2 Cahier des charges	17
Références	18

1.1 Généralités sur la radiogoniométrie

1.1.1 Définitions

Le mot goniométrie vient du grec *gonia* signifiant « angle » et *metron*, signifiant « mesure ». De manière générale, la goniométrie englobe alors toute technique permettant de mesurer des angles. Si celle-ci utilise des ondes radio, on parle alors de radiogoniométrie. Plus précisément, il s'agit dans ce contexte d'estimer la direction d'arrivée d'une onde électromagnétique et *in fine*, d'en localiser son émetteur.

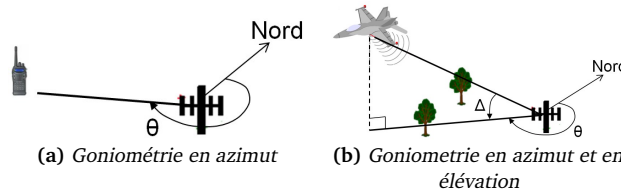


FIGURE 1.1 – Principe de la radiogoniométrie

Un radiogoniomètre est alors un système capable de mesurer la direction d'arrivée d'une onde (fig. 1.1) par rapport à une référence (souvent le Nord magnétique, les systèmes étant équipés de boussoles). A l'inverse de la plupart des systèmes radar, la radiogoniométrie est une mesure passive et donc plus discrète. Il s'agit d'échantillonner spatialement le front d'onde grâce à différentes acquisitions et d'en extraire la direction d'arrivée [DL13].

1.1.2 Historique

Le concept de radiogoniométrie est apparu dès la fin du XIXe siècle lors de la mise en évidence par Hertz des propriétés bidirectionnelles des boucles magnétiques. En 1910, Bellini et Tosi brevettent le premier système de goniométrie ([BT09], fig. 1.2a). Celui-ci est composé de deux antennes boucles verticales dont la rotation autour d'elles-même donne l'angle d'arrivée. Bien que massivement utilisé pendant la Première Guerre Mondiale, ce système souffre d'un désavantage majeur. Les antennes boucles électriquement petites sont sensibles à la polarisation horizontale. Or, ce système est utilisé en bande HF. A ces fréquences, la propagation se fait par onde de sol mais également par propagation ionosphérique. Ce mode de propagation dépolarise l'onde et rend le système imprécis [Rem+09]. Les effets de la propagation ionosphérique sont plus pénalisants la nuit, ce qui rend ces systèmes inutilisables dans ces conditions.

L'invention [Adc19] en 1917 du réseau d'antennes Adcock (fig. 1.2b) par son inventeur éponyme résout ce problème. Son système utilise 4 dipôles dont les diagrammes combinés deux à deux sont identiques à ceux des deux boucles croisées (fig. 1.2c). Son réseau est compact et insensible aux ondes polarisées horizontalement ; il traversera les décennies pour être toujours utilisé aujourd'hui.

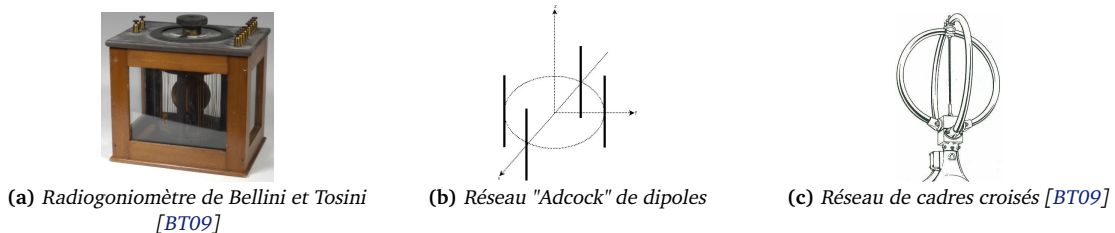


FIGURE 1.2 – Premiers réseaux de radiogoniométrie

Ce ne sera que vers 1925 que les prémices d'une nouvelle ère, celle de la radiogoniométrie automatique, apparaissent. A cette époque, un inconvénient majeur des systèmes de goniométrie est

qu'il faut les tourner pour détecter. Sir Watson-Watt invente l'algorithme [WWH26] qui permet d'utiliser de manière statique les réseaux Adcock ou à boucles croisées. Il introduit dans son traitement une voie omnidirectionnelle (appelée "*sense*") qui, en donnant une référence de phase, lève l'ambiguïté liée aux réseaux de dipôles et de boucles. De par la compacité et la discrétion permises, ces goniomètres sont utilisés dès 1931.

Vers 1941, les premiers goniomètres utilisant l'effet Doppler sont développés [Rem+09]. Ceux-ci permettent d'une part la montée en fréquence (environ 3000 MHz en 1943) mais également la gestion de l'ouverture du réseau en élévation ([BJ66]). Pour ces raisons, ils seront plébiscités dès les années 1950 dans la plupart des aéroports pour la gestion du trafic aérien.

Des années 1970 jusqu'à aujourd'hui encore, ce sont les technologies numériques et le traitement du signal qui font progresser la radiogoniométrie. La goniométrie par « interférométrie » ainsi qu'à « super-résolution » en sont deux exemples parlant [DL13].

1.1.3 Applications

De par son historique, la radiogoniométrie reste principalement utilisée à des fins de renseignement militaire. On citera en particulier le domaine de la guerre électronique, où elle permet de localiser l'opposant par l'analyse des communications transitant par ondes radio et d'obtenir des informations sur ses communications (il s'agit de renseignements de type COMINT¹). Il peut également s'agir de localiser ses moyens radar, on parle alors de renseignements ELINT².

Dans le domaine civil, la radiogoniométrie est utilisée dans les aéroports à des fins de gestion du trafic, mais également par les autorités régulatrices des télécommunications qui veulent s'assurer de la bonne utilisation du spectre électromagnétique (autorisation des émetteurs, vérification des niveaux de champ, recherches d'interférences). Enfin, certaines problématiques de recherche comme la radioastronomie ou la scrutation de la Terre à distance peuvent faire appel aux techniques de radiogoniométrie.

Il est par ailleurs judicieux de noter que la majorité des applications présentées ici forment une classe de goniométrie que l'on appelle « non coopérative » : ceci implique que les caractéristiques permettant de localiser la cible ne sont pas connues (bande de fréquence, forme d'onde,...) car cette dernière ne souhaite pas être localisée.

1.1.4 Fonctionnement d'un radiogoniomètre numérique

Par opposition aux premiers radiogoniomètres qui travaillaient directement avec les signaux de sortie des antennes, les systèmes récents utilisent des traitements numériques afin de déterminer l'angle d'arrivée de l'onde électromagnétique (EM). Les différentes fonctions mises en oeuvre dans les radiogoniomètres numériques sont détaillées par la figure 1.3.

- ▷ **Réseau d'antennes** ([Bel08], [DL13]) : il s'agit des réseaux de capteurs analogiques permettant d'échantillonner spatialement le front d'onde incident en amplitude et en phase. En d'autres termes, la réponse en amplitude et en phase de ces réseaux d'antennes permet de discriminer, selon la méthode de traitement choisie, l'angle d'arrivée des signaux. Ces éléments (méthode de traitement de goniométrie et diversité en amplitude et/ou en phase entre les différents capteurs) conditionne certaines performances du système. Il peut y avoir plusieurs réseaux dont la composition et la topologie dépendent principalement de la méthode de traitement utilisée et de la bande de fréquences visée.
- ▷ (éventuellement) **Commutateur d'antennes** : celui-ci permet de commuter entre différents réseaux d'antennes lorsqu'un seul ne suffit pas. Dans les faits, il s'agit également de choisir

1. « Communication Intelligence » : renseignement par l'analyse des communications radio

2. « Electronic Intelligence » : renseignement par l'analyse d'émissions électromagnétiques non communicantes

la (les) voie(s) antennaire(s) à acquérir et ainsi, de réduire la complexité de la chaîne de réception et de traitement.

- ▷ **Chaîne de réception radio-fréquence (RF)** : sa fonction est d'amplifier et filtrer le signal et de le transposer à des fréquences intermédiaires (mélange) ou en bande de base.
- ▷ **Chaîne de traitement** : il s'agit du bloc qui effectue la conversion analogique/numérique du signal et qui pilote le balayage en fréquence de l'acquisition des antennes. Le traitement des signaux issus des antennes y est effectué afin de déterminer l'angle d'arrivée de l'onde EM. La commutation entre les différents réseaux antennaires y est commandée s'il y a lieu.
- ▷ **Interface homme/machine** : ce bloc permet l'interaction avec l'utilisateur (affichage des résultats et contrôle du système).

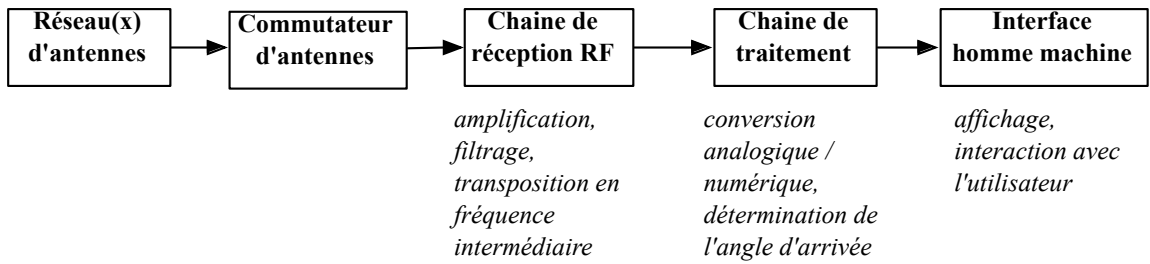


FIGURE 1.3 – Architecture globale d'un radiogoniomètre numérique

1.2 Paramètres d'évaluation des systèmes de goniométrie

Il est important de pouvoir qualifier un appareil de mesure. Il s'agit généralement d'estimer la confiance qui peut lui être accordée, ainsi que ses performances (temps de mesure, largeur de bande) ou encore d'autres paramètres tels que la taille, la vitesse de balayage, la masse et le coût de l'équipement.

La confiance en un radiogoniomètre s'exprime usuellement au moyen de paramètres dont la précision angulaire, la protection aux ambiguïtés, la sensibilité et la robustesse aux dépolarisations.

1.2.1 Performances théoriques

Les algorithmes de traitement d'antennes sont des estimateurs des angles qu'ils déterminent. A ces estimateurs sont associés des critères de performance tels que le biais, l'erreur ou encore la robustesse.

Or, les limites théoriques des performances en précision (σ_Θ) qu'un estimateur peut atteindre sont exprimées à l'aide de la borne de Cramer-Rao ([Bel08]). Ces limites sont utiles pour les applications pratiques où elles permettent de s'assurer que des performances exigées sont réalistes ou de dimensionner un réseau d'antennes pour atteindre des spécifications.

Dans le cas de l'estimation de l'angle d'arrivée de signaux provenant d'une unique source S bande étroite de pulsation ω_0 , les K acquisitions temporelles des signaux reçus par les N antennes du réseau suivent le modèle suivant :

$$X_k = D(\Theta).S_k + B_k \quad (1.1)$$

où X_k est l'observation à l'instant k , $D(\Theta)$ est le vecteur directeur et B_k est le bruit (blanc). Dans ces conditions, la borne de Cramer-Rao s'écrit de la manière suivante :

$$\sigma_\Theta^2 = \frac{1}{2.K.RSB} \times \frac{1}{|D'(\Theta)|^2 - \frac{|D'(\Theta)^T.D(\Theta)|^2}{|D(\Theta)|^2}} \quad (1.2)$$

avec σ_Θ la précision maximale de l'estimateur, K le nombre de réalisations, D^T la transposée de D , D' la dérivée de D selon Θ et RSB (rapport signal à bruit) moyen tel que :

$$RSB = \frac{\gamma}{P_b} \quad (1.3)$$

avec γ la puissance du signal et P_b la puissance du bruit.

$D(\Theta)$ est le vecteur directeur du réseau. Il représente les réponses complexes des N antennes du réseau dans la direction Θ :

$$D(\Theta) = [g_1(\Theta). \exp(j\omega_0\tau_1(\Theta)) \quad \dots \quad g_N(\Theta). \exp(j\omega_0\tau_N(\Theta))]^T \quad (1.4)$$

avec $g_i(\Theta) = A_i(\Theta). \exp(j\varphi_i(\Theta))$ la réponse complexe en gain ($A_i(\Theta)$) et phase ($\varphi_i(\Theta)$) de l'antenne i ; $\tau_i(\Theta)$ le retard de propagation entre le point de référence et la i -ème antenne pour un angle d'arrivée Θ .

De manière générale, cette limite de précision indique que la précision d'estimation augmente lorsque le nombre d'échantillons k augmente, lorsque le RSB augmente et lorsque la diversité du réseau (en amplitude ou en phase) augmente.

Dans le cas de réseaux linéaires (éq. 1.5) et circulaires (éq. 1.6) uniformes, l'équation (1.2) se simplifie [Bel08] pour donner :

$$\sigma_\Theta^2 = \frac{1}{2.N.K.RSB} \frac{3\lambda^2}{\pi^2(N^2 - 1)D^2 \sin^2(\Theta)} \quad (1.5)$$

avec N le nombre d'antennes, λ la longueur d'onde (m) et D la distance entre deux éléments adjacents du réseau (m)

et

$$\sigma_\Theta^2 = \frac{1}{2.N.K.RSB} \frac{2\lambda^2}{\pi^2 D^2} \quad (1.6)$$

avec D le diamètre du réseau (m).

Ainsi, lorsque la taille électrique du réseau (D/λ) augmente, la diversité augmente également et amène à une meilleure précision. Cependant, une trop forte augmentation de la taille électrique du réseau provoque dans certains cas l'apparition d'ambiguïtés.

1.2.2 Précision angulaire

De manière générale, la précision angulaire correspond à l'incertitude de mesure de l'instrument. Elle dépend des diagrammes d'antenne, du rapport signal à bruit, de la modulation du signal ou encore des effets de propagation. Elle est définie par l'erreur quadratique moyenne entre l'angle réel Θ , l'angle estimé à la i -ème mesure $\hat{\Theta}_i$ et le nombre de mesures K .

$$RMSE(\hat{\Theta}) = \Delta_{RMS}(\hat{\Theta}) = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |\Theta - \Theta_k|^2} \quad (1.7)$$

1.2.3 Ambiguïtés

De manière générale, une ambiguïté se produit lorsque le radiogoniomètre n'est pas capable de discriminer deux directions d'arrivées différentes, distantes de plus de l'erreur quadratique moyenne [MP98]. Ce phénomène apparait lorsque le système présente des redondances (fig. 1.4).

Dans le cas de méthodes de radiogoniométrie dont le principe repose sur la corrélation de mesures à une table apprise (voir paragraphe 1.3.3), la robustesse de l'instrument vis à vis du phénomène

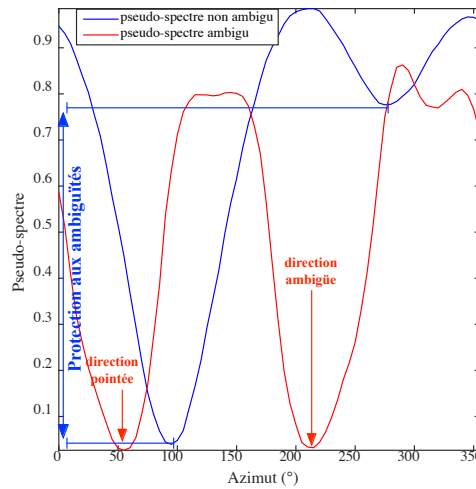


FIGURE 1.4 – Apparition d'une ambiguïté sur un réseau de radiogoniométrie.

d'ambiguïté se quantifie via la "protection aux ambiguïtés" : une table issue de mesures est corrélée à une table issue d'un calibrage. Le résultat de cette opération de corrélation est un critère, appelé "pseudo-spectre" (fig. 1.4). La détermination de l'angle d'arrivée se fait alors par maximisation (ou minimisation) du pseudo-spectre. Un risque d'ambiguïté apparaît lorsque l'écart entre deux *extrema* du pseudo-spectre est inférieure à un seuil spécifié. La protection aux ambiguïtés traduit alors l'écart entre les deux *extrema*.

1.2.4 Sensibilité

La sensibilité correspond au niveau de champ électrique minimal (en $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$) pour lequel le système de radiogoniométrie est capable d'effectuer une mesure avec des performances conformes à un cahier des charges définissant par exemple la précision. Autrement dit, la sensibilité, exprimée en sortie d'antenne, est la puissance minimale qui garantit un *RSB* requis (fig. 1.5). De fait, elle conditionne également, pour une classe de cible donnée, la portée maximale à laquelle le système est capable d'assurer la détection.

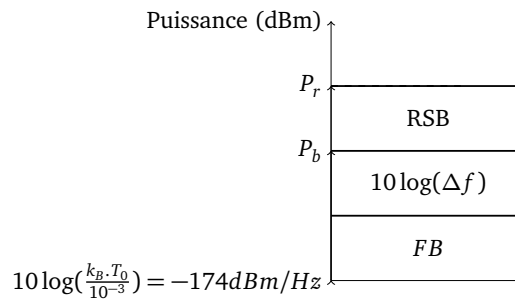


FIGURE 1.5 – Principe de calcul de la sensibilité

La puissance minimale reçue P_r répondant à ces critères s'écrit en fonction de la puissance de bruit P_b et du rapport signal à bruit *RSB* :

$$P_r(\text{dBm}) \geq P_b(\text{dBm}) + \text{RSB}(\text{dB}) \quad (1.8)$$

De façon courante, la puissance de bruit (exprimée en W) s'écrit :

$$P_b = k_B \cdot F_b \cdot T_0 \cdot \Delta_f \quad (1.9)$$

avec $k_B = 1,38.10^{-23}$ J/K (constante de Boltzmann), F_b le facteur de bruit de la chaîne de réception, T_0 la température ambiante (300 K), et Δf la bande passante du canal de réception (Hz).

Finalement, la sensibilité $E(\text{dB}\mu\text{V}/\text{m})$ s'exprime à partir des équations suivantes :

$$P_r = \|\vec{p}\| \times S_c \quad (1.10)$$

$$\|\vec{p}\| = \frac{E^2}{\eta_0} \quad (1.11)$$

$$G_r = 4\pi \frac{S_c}{\lambda^2} \quad (1.12)$$

Avec $\vec{p}$ le vecteur de Poynting (W/m^2), S_c la surface équivalente d'antenne (m^2), E le champ (V/m), $\eta_0 = 120\pi$ l'impédance du vide (Ω), G_r le gain d'antenne et λ la longueur d'onde (m).

En effet, la puissance captée par l'antenne est alors :

$$P_r = \frac{1}{\eta_0} E^2 \cdot G_r \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (1.13)$$

avec E le champ en V/m.

La relation entre la puissance reçue et le champ électrique est alors :

$$E(\text{V}/\text{m}) = \frac{\sqrt{4\pi\eta_0}}{c} \cdot f \cdot \sqrt{\frac{P_r}{G_r}} \quad (1.14)$$

$$E(\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}) = 20 \log(f(\text{MHz})) + P_r(\text{dBm}) - G_r(\text{dBi}) + 77,2 \quad (1.15)$$

avec c la célérité des ondes électromagnétiques, P_r la puissance reçue, G_r le gain de l'antenne de réception et f la fréquence de travail.

La sensibilité dépend alors des gains d'antennes, des pertes (câbles) du facteur de bruit et du RSB.

1.2.5 Robustesse aux erreurs de polarisation

Un radiogoniomètre est en général défini pour la polarisation de la source qu'il doit localiser. Dans le cas des présents travaux de thèse, il s'agit généralement de la polarisation verticale, qui est la plus utilisée pour les systèmes de communications terrestres, navals et aéroportés.

Une erreur liée à la dépolarisation peut se produire lorsque les antennes présentent une mauvaise réjection de la polarisation croisée. Cela se produit par exemple lors de l'intégration des antennes sur des porteurs métalliques. Ainsi, lorsque le taux de polarisation croisée de l'antenne est faible, la réponse en polarisation principale de l'antenne est suffisante. Cependant, pour éviter les erreurs de polarisation lorsque le taux de polarisation croisée de l'antenne est élevé, il est nécessaire de disposer de réponses antennaires en polarisations principale et croisée et de traiter ces données avec un algorithme de radiogoniométrie à diversité de polarisation.

La robustesse à ces erreurs est donc liée à l'état de polarisation (*principale et croisée*) des antennes du radiogoniomètre ainsi que, dans une autre mesure, aux algorithmes de traitement utilisés (voir en particulier le paragraphe 1.3.3).

1.3 Méthodes de goniométrie, antennes et réseaux associés

D'un point de vue théorique, l'estimation de l'angle d'arrivée d'un front d'onde se base sur certaines hypothèses. Il est en particulier nécessaire de considérer une onde harmonique en champ lointain

comme une onde plane. Ainsi, les champs électrique et magnétique sont perpendiculaires entre eux, et ils sont orthogonaux à la direction de propagation (ondes **TEM**).

Par ailleurs, un corollaire des applications discutées précédemment est que la radiogoniométrie concerne le plus souvent des cibles émettant des ondes en polarisation verticale. Cette conséquence oriente les choix d'antennes ainsi que les méthodes de traitement associées.

Les principales méthodes de goniométrie se distinguent par la méthode de traitement utilisée ([Rem+09], [DL13], [TF09]) :

- si la détermination de l'angle d'arrivée s'effectue grâce à une *variation d'amplitude entre les antennes du réseau*, la méthode de goniométrie est dite "à diversité d'amplitude"
- lorsque la direction du front d'onde est déterminée grâce à une *variation de phase entre les antennes du réseau*, la méthode est dite "à diversité de phase".
- lorsque la direction du front d'onde est déterminée grâce à l'analyse de données en amplitude et en phase, la méthode est dite "vectorielle".

1.3.1 Radiogoniométrie à diversité d'amplitude

Les méthodes de radiogoniométrie à diversité d'amplitude utilisent un échantillonnage en amplitude du front d'onde via un réseau antennaire complexe. La diversité d'amplitude peut être le fait d'une antenne seule ou d'une association d'antennes.

a Recherche d'un minimum d'amplitude

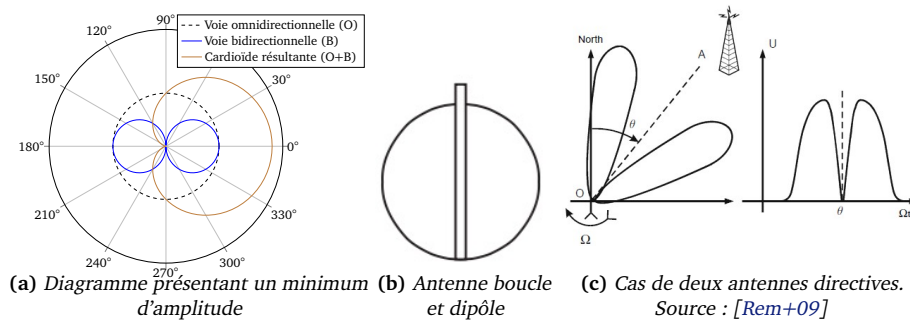


FIGURE 1.6 – Radiogoniométrie par recherche d'un minimum d'amplitude

La radiogoniométrie à recherche de minimum d'amplitude est la plus ancienne. Elle est basée sur l'utilisation de cadres tournants tels qu'imaginés par Bellini et Tosi.

La sommation des signaux issus d'une antenne boucle (ou cadre) et d'un dipôle donne un diagramme appelé "cardioïde" (fig. 1.6). La rotation de l'ensemble permet la détection de l'angle d'arrivée par *minimum d'amplitude* : lorsque le signal coïncide avec le minimum de gain de la voie en cardioïde, le système est capable de déterminer l'angle d'arrivée du front d'onde.

Cette méthode peut également être mise en oeuvre en utilisant deux antennes directives (fig. 1.6c). Dans des directions d'arrivée proches du minimum, la diversité est forte. Ainsi, la précision est de l'ordre du dixième de l'angle d'ouverture des antennes [Rem+09].

b Recherche d'un maximum d'amplitude

En utilisant une antenne directive, la méthode de radiogoniométrie par recherche d'un maximum d'amplitude peut être mise en oeuvre. Il s'agit ici de faire tourner une antenne directive autour d'un point fixe (fig. 1.7). Lorsque l'orientation de l'antenne correspond à l'orientation de la direction d'émission, la grandeur de sortie passe par un maximum.

Les goniomètres utilisant une antenne directive présentent l'avantage d'être simples et relativement peu coûteux à implémenter car ne nécessitant qu'une seule voie d'acquisition tout en présentant

une sensibilité importante (du fait du gain d'antenne). Ils présentent les mêmes inconvénients que tout système de goniométrie tournant : la direction d'arrivée de signaux à persistance temporelle courte peut ne pas être déterminée.

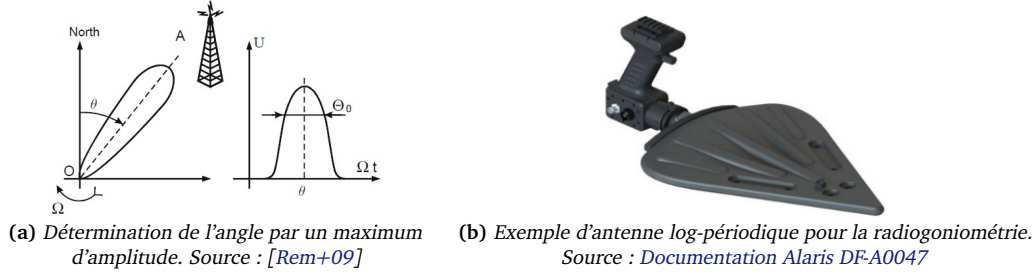


FIGURE 1.7 – Radiogoniométrie par recherche d'un maximum d'amplitude

Du fait d'une diversité de diagramme plus faible dans les directions proches de celle où le gain est maximum, la précision est faible. D'après [Rem+09], la précision de détermination de l'angle d'arrivée est de l'ordre du cinquième de l'angle d'ouverture d'antenne.

c Recherche d'un maximum/minimum d'amplitude (écartométrie radar) [DL13]

Pour améliorer la précision de mesure, il est possible d'utiliser deux diagrammes d'antenne présentant un maximum et un minimum dans la même direction (écartométrie, fig. 1.8).

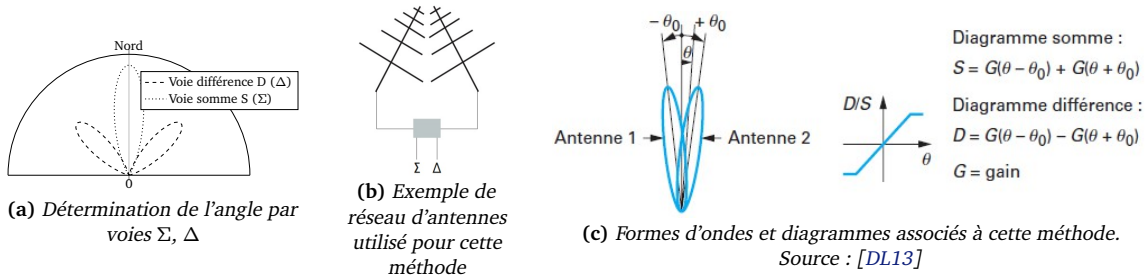


FIGURE 1.8 – Radiogoniométrie par écartométrie radar

Ces diagrammes sont formés à l'aide de l'addition (S) et de la soustraction (D) de deux diagrammes directifs (fig. 1.8). Le rapport entre le signal différence D et le signal somme S donne une fonction de l'angle d'arrivée de l'onde électromagnétique.

$$f(\Theta) = \frac{D}{S}$$

La détermination de l'angle d'arrivée Θ peut alors se faire de manière analytique [Tan+14a] :

$$\Theta = \sin^{-1} \left(\frac{\lambda}{\pi d} \tan^{-1} \frac{D}{S} \right) \quad (1.16)$$

où d est la distance entre les deux antennes de réception et λ est la fréquence de travail.

d Méthode de type Watson-Watt

Comme évoqué en préambule de ce chapitre, cette méthode a été inventée dans les années 1920 par l'ingénieur anglais Robert Watson-Watt [WWH26]. Cette dernière propose pour la première fois une goniométrie quasi-instantanée et « automatique » : les « aériens » (éléments rayonnants) n'ont pas besoin d'être déplacés ou tournés dans le processus de mesure. Il est de fait possible de déterminer la direction d'arrivée de signaux de faible durée.

Principe et méthode de calcul La voie Nord-Sud (fig. 1.9) présente un diagramme de rayonnement modélisé par une courbe en $\sin \Theta$; la voie Est-Ouest (fig. 1.9) présente un diagramme de rayonnement en $\cos \Theta$.

De manière simplifiée, le calcul de l'angle d'incidence Θ est alors :

$$\Theta = \arctan\left(\frac{V_{NS}}{V_{EO}}\right) \pm \pi$$

où V_{NS} et V_{EO} sont les tensions obtenues respectivement sur les voies Nord-Sud et Est-Ouest.

La fonction tangente étant π -périodique, une ambiguïté apparaît. Un signal dit "de suppression" est nécessaire pour lever cette ambiguïté. C'est le rôle de l'antenne omnidirectionnelle qui apporte une référence de phase.

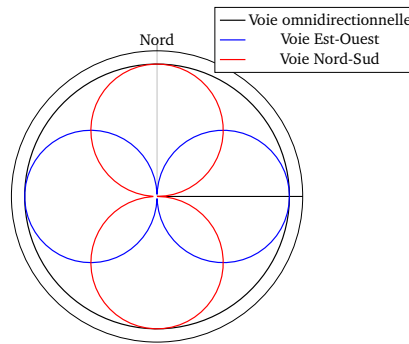


FIGURE 1.9 – Diagrammes pour la détermination de l'angle par méthode Watson-Watt

Topologies de réseaux classiques Le réseau d'antennes dit « Adcock », de l'ingénieur éponyme est classiquement utilisé [Adc19]. Il s'agit de 4 dipôles placés en croix (fig. 1.10b).

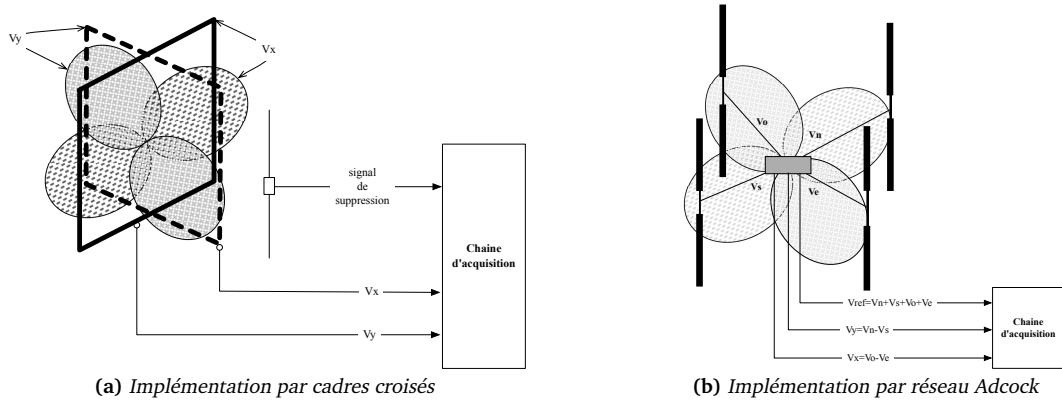
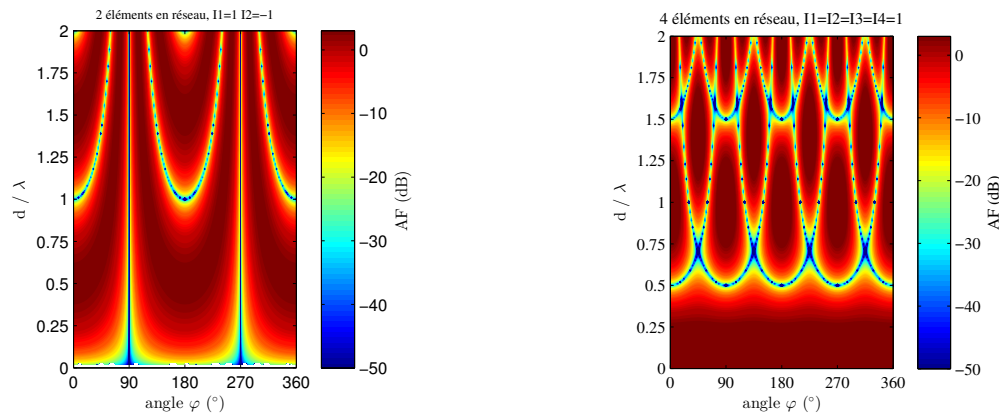


FIGURE 1.10 – Réseaux de radiogoniométrie par méthode Watson-Watt

Des variantes utilisant 8 dipôles existent également. Dans le cas de l'aérien à 4 dipôles, deux dipôles opposés sont alimentés en opposition de phase afin de former les voies bidirectionnelles. La somme en phase des 4 dipôles donne la voie omnidirectionnelle (signal de suppression).

Un autre réseau d'antennes est souvent cité : le réseau constitué d'antennes boucles et d'un monopole (fig. 1.10a, souvent appelé "réseau à cadres croisés"). Ce réseau nécessite deux antennes boucles et une antenne omnidirectionnelle. Lorsqu'elles sont petites devant la longueur d'onde (rayon $< \lambda/\pi$), les antennes boucles présentent en effet un diagramme bidirectionnel en azimut. Bien que compact, ce réseau présente le désavantage majeur d'être sensible à la polarisation horizontale. C'est cette caractéristique qui peut engendrer des erreurs de polarisation.

Avantages et inconvénients La méthode Watson-Watt a pour avantage de pouvoir utiliser des réseaux antennaires compacts (on parle d'antennes co-localisées) ainsi que d'effectuer une estimation rapide. Du fait de leur compacité et d'une diversité réduite, ces réseaux sont souvent moins précis que les réseaux à grande ouverture. Par ailleurs, un problème de robustesse aux dépolarisations apparaît avec les réseaux utilisant des boucles croisées (ce qui justifie l'utilisation du réseau Adcock).



(a) 2 éléments espacés de d , alimentés en opposition de phase (b) 4 éléments en réseau circulaire de diamètre d , alimentés en phase

FIGURE 1.11 – Facteur de réseau lié aux éléments du réseau Adcock

► Le réseau Adcock est limité en largeur de bande. A sa fréquence la plus basse, un espacement supérieur à $\lambda/10$ est nécessaire afin de limiter la perte de gain ; à haute fréquence, il est limité par le facteur de réseau puisqu'il s'agit d'une combinaison d'antennes (fig. 1.11).

La combinaison de deux dipôles en opposition de phase (fig. 1.11a) produit une voie bidirectionnelle tant que leur distance électrique reste inférieure à $0,75\lambda$.

La combinaison en phase de 4 dipôles disposés en cercle (fig. 1.11b) crée une voie omnidirectionnelle tant que le diamètre est inférieur à $0,5\lambda$. Ceci fixe la borne fréquentielle supérieure limitant l'utilisation d'un réseau Adcock : au-delà, les diagrammes ne sont plus utilisables en goniométrie. La borne inférieure est déterminée par la sensibilité : lorsque le gain des antennes devient trop faible, le RSB minimum pour une précision donnée n'est pas garanti.

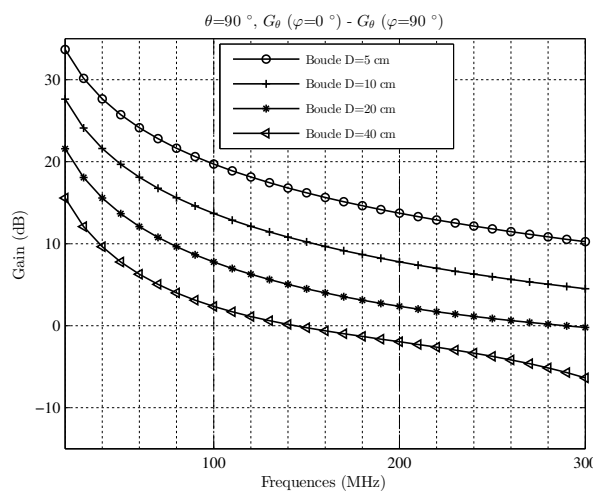


FIGURE 1.12 – Evolution de la bidirectionnalité en azimuth d'une boucle en fonction de la fréquence

► Le réseau utilisant des cadres croisés est, lui, limité par la bidirectionnalité des boucles. En effet, lorsque la circonférence des boucles est supérieure à $0,25\lambda$ (diamètre $D \approx \lambda/12$) (fig. 1.12), le gain dans l'axe (0°) de la boucle est supérieur au gain latéral (90°) de moins de 10dB, rendant cette dynamique insuffisante pour les algorithmes de radiogoniométrie.

Dans le tableau 1.1, quelques réseaux issus des catalogues des principaux fabricants d'antennes de radiogoniométrie sont présentés. Ceux-ci sont en général compacts, avec des tailles électriques ne dépassant pas $\lambda/20$ aux fréquences les plus basses.

Constructeur Référence	Bande de fréquences	Antennes	Dimensions	Taille élec. @ fréq. basse
Alaris DF-A0016	0,3 MHz - 30 MHz	cadres croisés et monopole	H : 4,7m D : 3,2m	H : $\lambda/213$ D : $\lambda/250$
Cobham 3901	0,3 MHz - 40 MHz	cadres croisés + voie omnidirectionnelle	H : 1m D : 1,07m	H : $\lambda/1000$ D : $\lambda/1000$
Alaris DF-A0069	20 MHz - 3000 MHz SG1 : 20 MHz - 500 MHz SG2 : 500 MHz-1500 MHz SG3 : 1500 MHz - 3000 MHz	cadres croisés et réseau Adcock	H : 0,69m D : 0,32m	H : $\lambda/22$ D : $\lambda/47$
RDF DMA-1265B1	20 MHz-1000 MHz SG1 : 20 MHz - 75 MHz SG2 : 75 MHz - 200 MHz SG3 : 200 MHz - 512 MHz SG4 : 512 MHz - 1000 MHz	monopoles en réseau Adcock	H : 0,7m D : 0,7m	H : $\lambda/22$ D : $\lambda/22$

TABLE 1.1 – Exemples de réseaux utilisant la méthode Watson-Watt (H : hauteur, D : diamètre)

1.3.2 Radiogoniométrie à diversité de phase

Les techniques de goniométrie à diversité de phase utilisent la phase relative entre différents points de mesures sur le front d'onde afin d'en estimer la direction d'arrivée.

a Radiogoniomètre Doppler [BJ66]

Lorsqu'une antenne tourne autour d'un axe à une distance D, la fréquence f_0 du signal $X(t)$ qu'elle reçoit est modulée par un signal $m(t)$ [DL13] dépendant de la distance à la source. Ainsi, lorsque l'antenne s'approche de la source, la fréquence du signal en sortie d'antenne $S(t)$ augmente ; lorsqu'elle s'en éloigne, la fréquence diminue (fig. 1.13). L'angle d'arrivée est ensuite obtenu par démodulation du signal et comparaison avec un signal de référence $X(t)$ issu d'une antenne omnidirectionnelle placée au centre.

$$X(t) = A \cdot \cos(2\pi f_0(t) + \varphi(t)) \quad (1.17)$$

$$S(t) = A \cdot \cos(2\pi f_0(t) + \varphi(t) + m(t)) \quad (1.18)$$

$$m(t) = \frac{\pi D}{\lambda} \cos(\Omega t - \Theta) \cos(\Delta) \quad (1.19)$$

où A est l'amplitude du signal reçu $X(t)$, $\varphi(t)$ est la phase de $X(t)$, D est la distance (m) entre la source et l'antenne de réception, Θ est l'angle relatif en azimut entre la source et l'antenne de réception, Δ est l'angle relatif en élévation entre la source et l'antenne de réception et Ω est la vitesse angulaire de rotation de l'antenne.

Cette méthode implique de faire tourner l'antenne de réception, ce qui est peu pratique. Par contre, un effet similaire peut être obtenu en commutant séquentiellement un réseau d'antennes circulaire. Le goniomètre Doppler présente alors une large base (il est électriquement grand) ce qui rend sa précision excellente en environnement dégagé ainsi qu'une sensibilité de bon niveau également. Il n'est par ailleurs pas nécessaire de calibrer les antennes. Néanmoins, la durée de mesure (au moins un cycle de commutations), l'encombrement ($0,3\lambda$) ainsi que la faible largeur de bande en sont les principaux désavantages.

l'antenne de réception tourne dans un plan autour de P

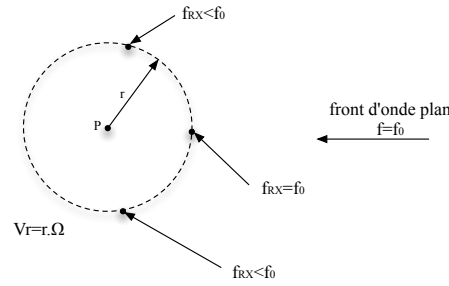


FIGURE 1.13 – Fonctionnement d'un radiogoniomètre Doppler

b Radiogoniométrie par interférométrie [DL13]

L'interférométrie est une technique de goniométrie utilisant les différences de phases créées par une onde incidente entre les antennes d'un réseau. Elle peut également être utilisée en astronomie et pour des applications radar et sonar. Pour N antennes omnidirectionnelles calibrées identiquement,

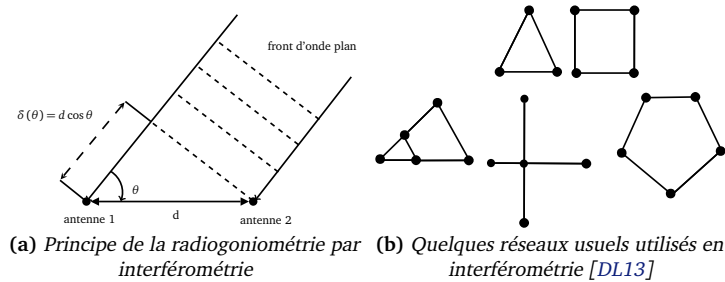


FIGURE 1.14 – Radiogoniométrie par interférométrie

un front d'onde plan incident sera reçu avec un retard (déphasage $\Delta\phi$) entre ces N antennes. Celui-ci s'exprime en fonction de la distance supplémentaire $\delta(\Theta)$ pour atteindre l'autre antenne, elle-même fonction de l'angle d'incidence Θ (fig. 1.14a) :

$$\Delta\phi = 2\pi \frac{\delta(\Theta)}{\lambda} = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \Theta$$

La topologie, l'espacement et le nombre d'éléments du réseau (fig. 1.14b) conditionnent la protection aux ambiguïtés du système ainsi que sa précision. Le tableau 1.2 présente quelques exemples de réseaux de goniométrie fonctionnant avec la méthode d'interférométrie. Ces réseaux fonctionnent tous dans tout ou partie des bandes VHF et UHF. Ils sont généralement plus encombrants mais restent plus précis que les systèmes utilisant la méthode Watson-Watt.

1.3.3 Radiogoniométrie à corrélation vectorielle : vers des méthodes à haute résolution et à diversité de polarisation

La radiogoniométrie par corrélation vectorielle [KV96] correspond à une synthèse des méthodes classiques. Au lieu de n'utiliser qu'un seul élément de la réponse du réseau d'antenne (l'amplitude ou la phase), la méthode s'appuie sur un vecteur contenant l'amplitude et la phase de la voie considérée et la compare avec une réponse issue d'un calibrage. Elle présente l'avantage de pouvoir bénéficier de la diversité d'amplitude et de phase. Dans certains cas, elle permet d'optimiser les performances pour un encombrement donné ou pour un réseau antennaire donné. Il est à noter qu'il est par ailleurs possible d'utiliser cette méthode de traitement pour des réseaux conçus pour un traitement de type Watson-Watt ou interférométrie.

Constructeur Référence	Bande de fréquences	Antennes	Dimensions	Taille élec. @ fréq. basse
Alaris DF-A0068	20 MHz - 1300 MHz SG1 : 20 MHz - 400 MHz SG2 : 400 MHz-1300 MHz	2x5 dipôles	H : 3m D : 2,7m	H : $\lambda/5$ D : $\lambda/5,5$
Thales ANT184A	20 MHz - 3000 MHz SG1 : 20 MHz - 700 MHz SG2 : 700 MHz - 3000 MHz	2x5 dipôles	H : 0,4m D : 1,1m	H : $\lambda/38$ D : $\lambda/14$
Thales ANT194X	20 MHz - 3000 MHz SG1 : 20 MHz - 160 MHz SG2 : 120 MHz - 720 MHz SG3 : 680 MHz - 3000 MHz	3x5 dipôles	H : 5m D : 3m	H : $\lambda/3$ D : $\lambda/5$

TABLE 1.2 – Exemples de réseaux utilisant la méthode d'interférométrie

L'estimation de l'angle d'arrivée se fait selon la méthode suivante : les N composantes complexes du vecteur normalisé issu de la mesure D_{mesure_N} sont comparées avec $N \times M_{angle}$ valeurs complexes issues de la calibration des N voies du système au moyen de tables dont la forme est illustrée dans le tableau 1.3. Le tableau 1.4 présente quelques réseaux associés à une méthode de traitement à corrélation vectorielle.

L'angle d'arrivée Θ est celui qui minimise la distance entre les normes des vecteurs $D_{mesure}(i)$ et $D_{calibre}(i, \Theta)$. Ce critère de corrélation (qui est appelé « pseudo-spectre ») à minimiser est alors défini par :

$$C(\Theta, \Delta) = \frac{\|D'_{calibre}(i, \Theta) \cdot D_{mesure}\|}{\|D_{calibre}(i, \Theta)\| \cdot \|D_{mesure}\|} \quad (1.20)$$

Angle Θ (°)	$D_{calibre}(i, \Theta)$			$D_{mesure}(i)$		
	i=1	...	i=N	i=1	...	i=N
0	$D_{calibre}(1, 0)$	...	$D_{calibre}(N, 0)$	$D_{mesure}(1)$	...	$D_{mesure}(N)$
...	...	...	...	...	...	...
360	$D_{calibre}(1, 360)$	...	$D_{calibre}(N, 360)$	...	...	...

TABLE 1.3 – Principe des tables utilisées en corrélation vectorielle

Tout comme la radiogoniométrie par interférométrie, l'implémentation de cette méthode est consommatrice de ressources de calcul. Elle l'est d'ailleurs davantage puisque la donnée amplitude est rajoutée. Elle ouvre cependant la voie à l'intégration de la diversité de polarisation ainsi qu'au développement des méthodes à haute-résolution.

Le traitement d'antennes à diversité de polarisation apparaît dans les années 1980 [FP83] comme une solution pour la goniométrie de signaux de même fréquence, mais dont la polarisation n'est pas similaire. Cette méthode consiste à corrélérer les échantillons issus des mesures à deux tables (au lieu d'une dans le cas de la corrélation vectorielle "simple") qui correspondent aux réponses vectorielles des antennes dans deux polarisations (dans le cas présent, les polarisations horizontale et verticale). Le critère de corrélation dans le cas double polarisation est alors conceptuellement identique à celui du cas mono-polarisation (équation 1.20) mais il diffère par l'utilisation d'un vecteur directeur contenant les réponses du réseau d'antennes pour deux polarisations :

$$D_{calibre}(i, \Theta) = k_1 d_H(\Theta) + k_2 d_V(\Theta) \quad (1.21)$$

avec k_1 et k_2 des nombres complexes représentant la polarisation.

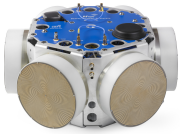
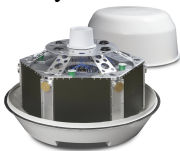
Constructeur Référence	Bande de fréquences	Antennes	Dimensions	Taille élec. @ fréq. basse
Alaris DF-A0031 	20 MHz-3600 MHz SG1 : 20 MHz - 300 MHz SG2 : 300 MHz - 1000 MHz SG3 : 1000 MHz - 3600 MHz	3x5 dipôles	H : 3,8m D : 2,5m	H : $\lambda/4$ D : $\lambda/6$
CRFS RFeye array 50 	500 MHz-6000 MHz	5 spirales d'Archimède à cavité	H : 0,5m D : 0,2m	H : $\lambda/1,2$ D : $\lambda/3$
CRFS RFeye array 300 	300 MHz - 6000 MHz	5 spirales d'Archimède à cavité	H : 1,2m D : 1,1m	H : $\lambda/0,8$ D : $\lambda/0,9$

TABLE 1.4 – Exemples de réseaux utilisant la corrélation vectorielle

Le tableau 1.5 présente des exemples de réseaux de radiogoniométrie à diversité de polarisation existant. Les méthodes à haute-résolution correspondent à une évolution de la corrélation vectorielle classique. Ces dernières ne font pas l'objet des présents travaux de thèse. Cependant, le lecteur intéressé peut se référer à [DL13], [Fer05] et [Get91]).

1.4 Motivations du travail de thèse : vers des réseaux de goniométrie ULB, compacts et à diversité de polarisation

Dans les sections précédentes, il a été discuté de l'historique de la radiogoniométrie, de ses applications et de ses caractéristiques. Les réseaux d'antennes et les méthodes de traitement associées ont été analysés ; leurs avantages, leurs performances mais aussi leurs limitations ont ainsi émergé. Ces constats posent les bases des nouvelles problématiques dans le domaine de la radiogoniométrie.

1.4.1 Objectifs du travail de thèse

Dans cette section, il s'agira de faire le lien entre les différentes problématiques à traiter et les objectifs du travail de thèse.

a Compacter les réseaux

La compacité apparaît comme un facteur déterminant. Dans des bandes de fréquences (VHF et bas de l'UHF) où les longueurs d'onde sont de l'ordre de plusieurs mètres, les antennes classiquement utilisées (dipôles) et les réseaux associés sont du même ordre de grandeur que la longueur d'onde et leur structure mécanique peut être lourde. Ces constats posent des problèmes en terme de tacticité (discrétion visuelle du système), de portabilité (encombrement, masse) et d'intégration.

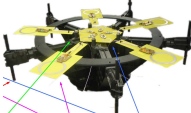
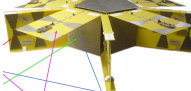
Constructeur Référence	Fréquences	Antennes	Dimensions	Polarisation
Alaris DF-A0085 	20 MHz-3600 MHz SG1 : 20 MHz - 300 MHz SG2 : 300 MHz - 1000 MHz SG3 : 1000 MHz - 3600 MHz	2x5 dipôles verticaux + horizontaux	H : 2,64m D : 3,8m	SG1 : V/H SG2 : V/H SG3 : LHCP
TCI Model 643 [TCI15] 	20 MHz - 3000 MHz	9 antennes Vivaldi à double polarisation 1 bicone (sense V) 1 boucle (sense H)	H : 0,7m D : 1,3m	V/H
R&S ADD 157 & ADD 197	20 MHz - 1300 MHz	9 antennes dipole 9 antennes boucle	H : 0,45m D : 1,1m	V : 20 - 1300 MHz H : 40 - 1300 MHz
Thales [Bel08] réseau "omnidirectionnel" 	30 MHz - 3000 MHz	2x5 dipôles (V) 2x5 boucles (H)	H : 0,38m D : 1,1m	V/H
Thales [Bel08] réseau "directif" 	30 MHz - 3000 MHz	5 cardioïdes (V) 5 cardioïdes (H) 5 sinueuses (V/H)	H : 0,25m D : 1,2m	V/H

TABLE 1.5 – Exemples de réseaux de goniométrie double polarisation

b Gérer la totalité des bandes VHF et UHF

La gestion de la largeur de bande, du point de vue des traitements de goniométrie tout comme du point de vue antenne, est un point à considérer. Du fait de la largeur de bande, les distances électriques entre les éléments varient significativement sur la bande de fréquences de travail. Lorsque le réseau devient électriquement grand, des ambiguïtés apparaissent. À l'inverse, le même réseau serait imprécis par manque de diversité lorsque les fréquences sont basses. De ce fait, il peut être complexe d'utiliser un seul réseau antenne associé à un seul traitement d'antenne sur la totalité de la bande. Ce problème est généralement résolu au détriment de l'encombrement en utilisant plusieurs réseaux d'antennes, chacun étant adapté pour une bande d'intérêt. Du point de vue des antennes, la largeur de bande pose les questions de la stabilité du diagramme en fréquence ainsi que de son adaptation en impédance. La première influence la précision du système de radiogoniométrie ainsi que sa protection aux ambiguïtés ; la seconde influence la stabilité de la chaîne de réception, le rapport signal à bruit, et donc par extension la sensibilité et la précision.

c Mettre en oeuvre au niveau antenne la diversité de polarisation

La question de la polarisation de l'onde reçue ne peut plus être négligée. Il n'est en général pas possible de considérer qu'une onde émise avec une polarisation verticale sera captée comme telle

par le système de radiogoniométrie. Plusieurs phénomènes interviennent. Tout d'abord, des aléas à l'émission peuvent surgir. Il peut s'agir de l'antenne d'émission qui n'est pas tenue de manière parfaitement verticale. Ensuite, des phénomènes de propagation surgissent sur le trajet de l'onde et peuvent partiellement ou totalement la dépolariser. Enfin, les réseaux de goniométrie pour la guerre électronique sont le plus souvent intégrés sur des porteurs, terrestres, navals ou aéroportés. Ceux-ci, généralement métalliques et présentant des arêtes horizontales, viennent modifier, par un couplage en champ proche, l'état de polarisation initiale de l'antenne.

Dans le contexte de radiogoniométrie dans lequel cette thèse s'inscrit, il s'agit de mettre en oeuvre la diversité de polarisation au niveau antenne afin d'améliorer la robustesse de systèmes effectuant des goniométries en polarisation verticale, et non pas de déterminer l'angle d'arrivée de signaux issus de cibles en polarisation horizontale.

1.4.2 Cahier des charges

Pour les raisons citées précédemment, un besoin en antennes de radiogoniométrie a émergé chez Thales Communications & Security avec les exigences suivantes. Il faut que le réseau d'antennes soit :

- ▷ ultra large-bande, utilisable en goniométrie sur l'intégralité des bandes **VHF** et **UHF**, soit de 30 MHz à 3 GHz.
- ▷ compact, formant un réseau circulaire de dimensions maximales 400mm x 400mm x 400mm, soit une hauteur de $\lambda/38$ et un diamètre de $\lambda/27$ à la fréquence basse de 30 MHz.
- ▷ à diversité de polarisation, capable d'assurer des performances goniométriques sur des signaux dont la polarisation est au mieux purement verticale et au pire à égale proportion entre la polarisation verticale et horizontale (45°).

La revue des principaux réseaux de goniométrie disponibles sur étagère et dans l'état de l'art (tableaux 1.1, 1.2, 1.4 et 1.5) permet de dégager trois tendances liées aux problématiques précédentes :

- ▷ les réseaux compacts dont l'encombrement serait conforme au cahier des charges ($H = \lambda_{BF}/38$, $D = \lambda_{BF}/27$) ne peuvent généralement pas assurer de bonnes performances goniométriques sur la totalité de la bande 20-3000 MHz.
- ▷ les réseaux capables d'opérer sur l'ensemble des bandes **VHF** et **UHF** sont trop grands. Il s'agit par exemple des réseaux Alaris DF-A0031 ($H = \lambda_{BF}/4$, $D = \lambda_{BF}/6$) et Thales ANT-184A ($H = \lambda_{BF}/38$, $D = \lambda_{BF}/14$).
- ▷ de la même manière, les réseaux présentant une diversité de polarisation sur l'ensemble de la bande sont encombrants. Le diamètre peut atteindre $\lambda_{BF}/12$ (TCI Model 643) et la hauteur $\lambda_{BF}/40$ (réseau directif d'A. Bellion [Bel08]).

Comme l'état de l'art le montre, les réseaux de goniométrie couvrant les deux décades des bandes **VHF** et **UHF** sont souvent divisés en deux, voire trois sous-gammes. Ces sous-gammes sont liées aux performances radioélectriques des antennes (adaptation, gain, diagramme de rayonnement) ou à la diversité du réseau (pas assez de diversité de phase en basse-fréquence vis à vis de la précision ou trop de diversité en haute-fréquence menant à des ambiguïtés).

Dans l'optique de concevoir un réseau compact, **ULB** et double-polarisation, il pourrait être intéressant de choisir une antenne planaire de 400mm x 400mm ayant un diagramme adapté sur toutes les bandes **VHF** et **UHF**. Afin de ne conserver idéalement qu'une seule sous-gamme utilisant la méthode de corrélation vectorielle à diversité de polarisation, le diagramme de cette antenne devra présenter de la diversité en amplitude et en phase.

Dans ce chapitre, le contexte de la goniométrie a été présenté sous des aspects historiques et techniques. Ces derniers ont permis de comprendre les nouvelles problématiques qui motivent le travail de thèse : un réseau d'antennes compact, ultra large-bande et à diversité de polarisation. Dans

le prochain chapitre, les techniques de conception d'antennes répondant à ces trois critères seront étudiées. Il s'agira d'étudier les antennes ultra large-bande, électriquement petites et à diversité de polarisation et de les inscrire dans le contexte de radiogoniométrie.

Références

- [Adc19] F. ADCOCK. *Improvements in means for determining the direction of a distant source of electro-magnetic radiation*. GB Patent 130,490. 1919 (cité pp. 2, 10).
- [BT09] E. BELLINI et A. TOSI. *System of directed wireless telegraphy*. US Patent 943,960. Déc. 1909 (cité p. 2).
- [Bel08] A. BELLION. « Etude de nouveaux concepts de systèmes antennaires de radiogoniométrie en polarisation « H » et « V » dans les bandes « VHF » et « UHF » ». Thèse de doct. Université de Limoges, oct. 2008 (cité pp. vii, 3–5, 16, 17, 106).
- [BJ66] J. M. BEUKERS et H. M. JAFFE. « Doppler direction finder ». Patent US 3329955A (US). Juil. 1966 (cité pp. 3, 12).
- [DL13] F. DELAVEAUD et Y. LIVRAN. « Radiosurveillance du spectre - Goniométrie et localisation ». In : *Techniques de l'ingénieur - Gestion du spectre électromagnétique* base documentaire : TIB590DUO. (2013), p. 1–32 (cité pp. 1–3, 8, 9, 12, 13, 15).
- [FP83] J. FERRARA E. et T. PARKS. « Direction finding with an array of antennas having diverse polarizations ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 31.2 (mar. 1983), p. 231–236 (cité p. 14).
- [Fer05] A. FERREOL. « Radio-goniométrie : Modélisation - Algorithmes - Performances ». Thèse de doct. Ecole Doctorale de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, déc. 2005 (cité pp. 1, 15).
- [Get91] P. J. D. GETHING. *Radio Direction Finding and Superresolution*. Electromagnetic Waves. Institution of Engineering et Technology, 1991 (cité p. 15).
- [KV96] H. KRIM et M. VIBERG. « Two decades of array signal processing research : the parametric approach ». In : *Signal Processing Magazine, IEEE* 13.4 (juil. 1996), p. 67–94 (cité p. 13).
- [MP98] A. MANIKAS et C. PROUKAKIS. « Modeling and estimation of ambiguities in linear arrays ». In : *Signal Processing, IEEE Transactions on* 46.8 (août 1998), p. 2166–2179 (cité p. 5).
- [Rem+09] A. REMBOVSKY et al. *Radio Monitoring : Problems, Methods and Equipment*. Lecture Notes in Electrical Engineering. Springer US, 2009 (cité pp. vii, 1–3, 8, 9).
- [TCI15] TCI643. 2015. URL : <http://www.spx.com/en/assets/pdf/TCI%20643.pdf> (visité le 10/02/2016) (cité p. 16).
- [Tan+14a] R. TANAKA et al. « A mono-pulse DOA estimation antenna integrated with RF amplifiers and detection circuits ». In : *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*. Juil. 2014, p. 1833–1834 (cité p. 9).
- [TF09] T. E. TUNCER et B. FRIEDLANDER. *Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation*. Academic Press, 2009 (cité p. 8).
- [WWH26] R. A. WATSON-WATT et J. F. HERD. « An instantaneous direct-reading radiogoniometer ». In : *Electrical Engineers, Journal of the Institution of* 64.353 (mai 1926), p. 611–617 (cité pp. 3, 9).

2 Techniques de conception d'antennes à ultra large bande, miniatures et à diversité de polarisation

Ce chapitre vise à présenter l'état de l'art lié aux problématiques de l'étude. Dans un premier temps, les techniques de conception d'antennes à ultra large-bande seront présentées avec un point de vue de concepteur d'antennes ainsi que celui d'un concepteur de réseau de radiogoniométrie ultra large-bande. Dans un second temps, les méthodes de miniaturisation d'antennes seront étudiées. Il s'agira de définir les paramètres antennaires pertinents dans un contexte de miniaturisation ainsi que les leviers physiques permettant d'agir sur ces paramètres d'antennes. Dans une troisième partie, les techniques permettant d'obtenir sur les antennes une diversité de polarisation seront discutées. Enfin, de plus récents aspects concernant la conception d'antennes miniaturisées et à ultra large bande seront revus.

2.1 Antennes à ultra large bande	20
2.1.1 Ultra large bande : définitions	20
2.1.2 Antennes basées sur une transition d'impédance progressive ULB	20
a Antennes dérivées du dipôle	20
b Antennes à ondes progressives	23
2.1.3 Antennes exploitant de multiples résonances	25
a Antenne log-périodique	25
b Antenne sinueuse	26
c Antennes fractales	26
2.1.4 Antennes continuellement adaptées à la longueur d'onde	27
2.1.5 Application au cas de la radiogoniométrie ultra large-bande	28
2.2 Antennes miniatures	28
2.2.1 Théorie des antennes électriquement petites	29
2.2.2 Miniaturisation par méandration de la structure	30
a Antennes filaires ou à fente méandrées	31
b Techniques d'utilisation optimale d'espace	31
2.2.3 Miniaturisation par maîtrise de l'impédance	33
a Renforcement de la capacitance équivalente	33
b Renforcement de l'inductance équivalente	33
c Renforcement de la capacitance et de l'inductance équivalentes	34
2.2.4 Miniaturisation à l'aide de matériaux	35
a Miniaturisation à base de matériaux diélectriques	35
b Miniaturisation à base de matériaux magnétiques	36
c Miniaturisation à base de matériaux magnéto-diélectriques	36
2.3 Antennes à diversité de polarisation	38
2.3.1 Antennes à symétrie axiale utilisant une alimentation différentielle	38
2.3.2 Antennes à excitation de multiples modes orthogonaux	39
2.4 Antennes ultra large-bande et électriquement petites	40
2.4.1 Revue des performances	40
2.4.2 Conclusion	43
Conclusion générale	44
Références	44

2.1 Antennes à ultra large bande

2.1.1 Ultra large bande : définitions

La bande de fonctionnement d'une antenne, telle que définie par l'IEEE [Ele], est la gamme de fréquences pour laquelle la performance de l'antenne, relativement à certains critères, est conforme à un standard spécifié. Ces critères peuvent porter sur l'impédance, le rayonnement, la largeur de faisceau, la polarisation, l'efficacité, le niveau de lobes secondaires, etc...

Dans le langage commun, la largeur de bande d'une antenne correspond souvent à sa largeur de bande en impédance [Sch05]. Le critère de performance est ici la valeur du coefficient de réflexion de l'antenne (S_{11}) ou celle de son **rapport d'ondes stationnaires (ROS)**. Plus généralement, la bande d'une antenne pourrait être définie relativement à son impédance ou son rayonnement.

La largeur de la bande de fonctionnement est liée à l'étendue de la gamme de fréquences où ce niveau de performance s'applique. Une faible largeur de bande implique que le critère considéré est conforme localement autour d'une fréquence centrale ; à l'inverse, une large bande implique que ce même critère est conforme aux spécifications entre deux fréquences relativement éloignées (ce critère sera défini dans le paragraphe suivant).

Dans la littérature, le terme ultra large-bande (ULB) bénéficie de plusieurs définitions en fonction de la largeur de bande fractionnelle (**fractional bandwidth (FBW)**) [Beg10] :

- ▷ $FBW \geq 0,25$ (**Defense Advanced Research Projects Agency (DARPA)**)
- ▷ $FBW \geq 0,20$ (**Federal Communications Commission (FCC)**)
- ▷ $f_H - f_B \geq 500 \text{ MHz}$ (**FCC**)

Dans les applications ultra large-bande, il est parfois plus commode de chiffrer la largeur de bande par le rapport entre la fréquence la plus haute (f_H) et la fréquence la plus basse (f_B). C'est la convention qui sera utilisée dans ce mémoire.

Dans les sections qui suivent, les principes de conception d'antennes répondant à ces exigences seront détaillés. Il s'agit d'antennes à transitions progressives (2.1.2), d'antennes présentant de multiples résonances (2.1.3) et d'antennes continuellement adaptées à la longueur d'onde (2.1.4). Enfin, un dernier paragraphe (2.1.5) traitera des possibilités d'application de ces familles d'antennes en radiogoniométrie.

2.1.2 Antennes basées sur une transition d'impédance progressive ULB

Ces antennes sont basées sur une transition ultra large-bande de l'onde entre une ligne de transmission (milieu guidé) et l'espace libre. Ces antennes sont ultra large-bande en impédance du fait du principe suivant : si l'impédance de la ligne de transmission est constante sur une très large bande, alors il est possible de créer une transition d'impédance qui le soit aussi.

Plusieurs familles se distinguent selon leur topologie :

- ▷ les antennes dérivées du dipôle (rayonnement transversal)
- ▷ les antennes à ondes progressives (rayonnement longitudinal)

a Antennes dérivées du dipôle

Les antennes dérivées du dipôle forment une catégorie d'antennes ultra large-bande caractérisée par leur similitude avec les dipôles faible bande classique. Leurs formes, caractéristiques en impédance et en rayonnement, sont en effet comparables. Dans les paragraphes qui suivent, ces antennes seront distinguées selon qu'elles sont coniques ou planaires.

Antennes coniques Les antennes à formes coniques sont les premiers éléments rayonnants large-bande. Elles sont dérivées des "dipôles épais", connus pour stabiliser l'impédance d'entrée de l'antenne sur une bande plus large que le dipôle classique.

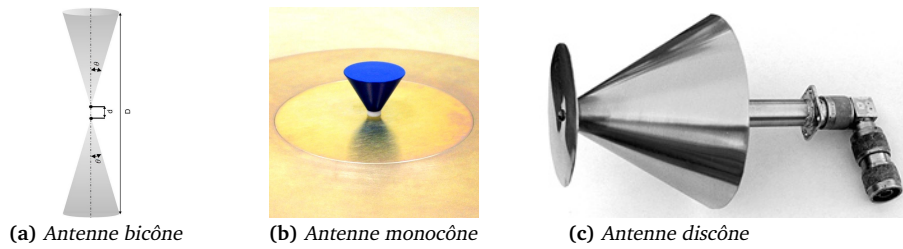


FIGURE 2.1 – Antennes coniques

Les antennes **bicône** (fig. 2.1a), **monocône** (fig. 2.1b) et **discône** (fig. 2.1c) sont apparues à partir de la fin des années 1930 dans le cadre des recherches pour la réception de la télévision [Kra88]. Il s'agit de structures à symétrie de révolution dont chaque cône peut être considéré comme une ligne de transmission évasée à l'infini. Une onde appliquée au sommet de ces cônes produit une onde sphérique TEM autour des cônes. L'impédance d'entrée de l'antenne bicône infinie est alors déduite de la caractéristique en courant et en tension [Bal97] :

$$Z_{in} = 120 \ln \left(\cot \left(\frac{\alpha}{4} \right) \right) \quad (2.1)$$

α est l'angle d'ouverture du cône (radians)

Pour une antenne de dimensions infinies, l'impédance est purement réelle (l'antenne est uniquement parcourue par une onde progressive) et ne dépend que de l'angle d'ouverture du cône. L'antenne monocône (fig. 2.1b) est la version monopolaire du bicône, où l'alimentation symétrique des cônes est remplacée par une excitation non symétrique et un plan de masse. Ce dernier, s'il est grand comparé à la longueur d'onde, symétrise la structure dont l'impédance d'entrée est la moitié de celle de l'antenne bicône. Lorsque le plan de masse est circulaire et de taille comparable à plus faible que l'antenne, le monocône devient *discône* (fig. 2.1c).

En pratique cependant, les dimensions de l'antenne limitent sa largeur de bande et les réflexions aux extrémités des cônes créent des ondes stationnaires qui en diminuent l'efficacité : l'énergie associée à ces modes d'ordre supérieur, qui ne donnent pas naissance à une onde rayonnée, est alors réactive. La distance entre les extrémités des cônes ($D = \lambda/2$, fig. 2.1a) impose la fréquence la plus basse de fonctionnement alors que les dimensions de la ligne d'alimentation (d , fig. 2.1a) en conditionnent sa fréquence la plus haute. Dans le cas des antennes présentant un plan de masse, dont fait partie le discône, les dimensions du plan de masse et sa forme influencent le taux d'onde stationnaire et le rayonnement [Beg10, p. 202]. Il est reporté ([Beg10] et [Sch05]) des largeurs de bande en impédance allant de 2 à presque 3 octaves pour les antennes bicône et discône ; la largeur de bande en rayonnement est en revanche réduite à une octave ([Sch05]). Ces antennes coniques présentent une largeur de bande en impédance limitée du fait des discontinuités abruptes à leurs extrémités.

Des transitions plus progressives permettent de limiter les réflexions et d'améliorer l'adaptation, aux hautes fréquences [Beg10, p. 204]. La première antenne présentant de telles transitions est l'antenne **teardrop de Lindenblad** (fig. 2.2a, [Lin41]). Utilisé pendant de nombreuses années pour la télévision, cet élément rayonnant consiste en une ligne de transmission coaxiale dont l'extrémité rayonnante s'évase progressivement. De cette antenne dérivent d'autres antennes à transitions progressives : l'antenne « **fumée de volcan** » (Volcano smoke, fig. 2.2b, [Pau+03]) affiche une largeur de bande en impédance *simulée* d'une décade ; l'antenne **discône à bords arrondis** (fig. 2.2c) présente une largeur de bande en impédance de 2 octaves [SP92].

Antennes planaires Les équivalents planaires aux antennes coniques allient simplicité de fabrication et légèreté mais sont sujets à des déformations de diagramme liées au manque de symétrie ainsi qu'à une moins bonne stabilité de ce dernier en fréquence.

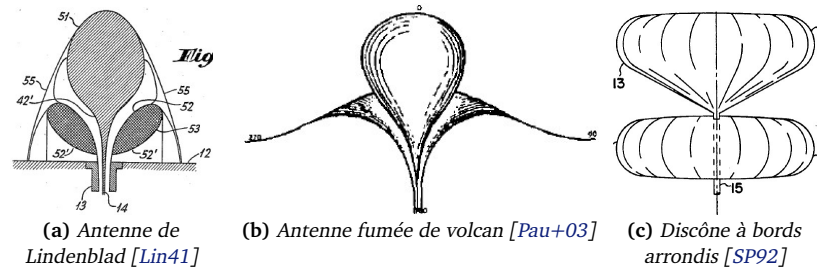


FIGURE 2.2 – Antennes coniques à transitions arrondies

L'antenne **papillon** (ou bowtie, fig. 2.3a [Bal97]) est une version tronquée de l'antenne bicône qui présente une largeur de bande en impédance de 2 :1. Cette performance est en retrait par rapport à l'antenne bicône à cause de la disparition de la structure de révolution (symétrie) où les courants peuvent se répartir sur toute la surface extérieure du cône. Sur les structures planaires, ceux-ci ont tendance à se concentrer sur les arêtes extérieures.

Afin d'améliorer la largeur de bande de l'antenne papillon, des antennes coniques planaires arrondies ont été imaginées. Il s'agit de l'antenne « **Bishop's hat** » ([Smi+04], fig. 2.3b), **papillon à bords arrondis** ([QR05], fig. 2.3c), et **fumée de volcan planaire** ([Li+11], fig. 2.3d) qui offrent des bandes passantes de 2 octaves (à $ROS < 2$) pour des avantages et inconvénients similaires à ceux de leurs homologues coniques.

Le diamant arrondi (structure dipolaire, [Lu+04], fig. 2.3e) améliore encore davantage la largeur de bande à hautes fréquences de 15%.

Le cône planaire inversé (structure monopolaire, **Planar Inverted Cone Antenna (PICA)**, [Suh02], fig. 2.3f et fig. 2.3g, [Bai+06]) affiche une largeur de bande en impédance de deux décades, et un rayonnement omnidirectionnel en azimut sur 3 octaves. Il s'agit d'une amélioration du rayonnement pour les plus hautes fréquences, l'antenne étant dimensionnée pour la fréquence la plus basse.

Ces dernières recherches mettent en évidence les problématiques de largeur de bande en rayonnement sur les antennes coniques ULB. L'apparition de modes d'ordre supérieur, lorsque la taille de l'antenne dépasse la longueur d'onde, dégrade en effet le rayonnement. La proposition de [Bai+06] consiste à empêcher l'apparition de ces modes en créant de multiples longueurs résonantes à l'intérieur de la structure.

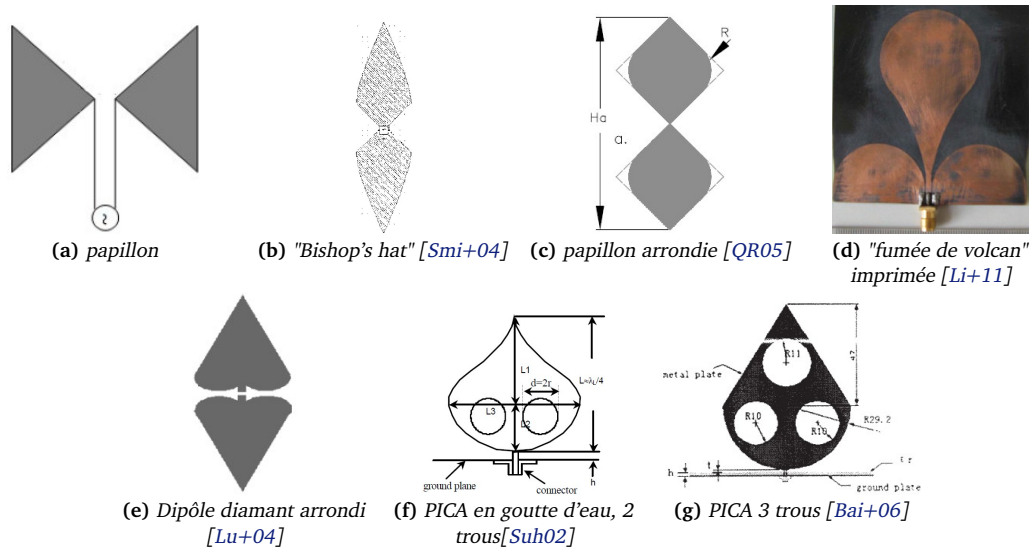


FIGURE 2.3 – Antennes ultra large-bande planaires dérivées des antennes coniques

Autres antennes dérivées du dipôle D'autres recherches ont porté sur l'amélioration de la répartition des courants sur la structure. L'élément *sphérique* de Stöhr ([Sto68], fig. 2.4a), un des premiers du genre, offre une largeur de bande en rayonnement de 3 : 1. D'autres monopoles circulaires sur plan de masse présentant des bandes passantes fractionnelles allant de 140% [PC04] (fig. 2.4b) à 164% [Tu+04] (fig. 2.4c) ont également été rapportés.

Par ailleurs, des études de monopôles carrés ont mené à des améliorations de l'impédance et du rayonnement grâce à l'utilisation de techniques d'alimentation et de positionnement des éléments. Ces derniers présentent des performances intéressantes pour une géométrie simple. Les bandes passantes en impédance sont cependant en retrait par rapport aux monopoles circulaires et elliptiques (3 : 1 au lieu de 4 : 1), mais la stabilité du diagramme en fréquence ([Amm99], fig. 2.4d) et une meilleure maîtrise de la polarisation ont motivé de nombreuses recherches.

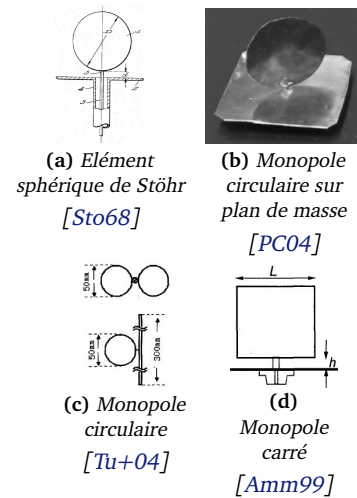


FIGURE 2.4 – Monopoles dérivés des éléments sphériques

b Antennes à ondes progressives

Une antenne est dite "à onde progressive" si elle ne présente pas de discontinuités d'impédance à ses deux extrémités (guidée et en espace libre). De cette manière, il n'existe sur l'antenne qu'une onde progressive directe et aucune onde stationnaire ne peut être créée. Pour rayonner sans créer d'onde progressive indirecte, ces antennes doivent adapter une impédance guidée à l'impédance du vide $Z_0 = 120\pi \Omega$.

A l'inverse des antennes dipolaires ultra large-bande, ces antennes ne présentent pas forcément une symétrie de révolution. Lorsque la taille de l'antenne est de l'ordre de la longueur d'onde, celle-ci rayonne de manière longitudinale et directive.

Un formalisme similaire à celui des lignes de transmission peut servir à différencier les antennes. Sont alors distinguées :

- ▷ les antennes volumiques formées d'un seul conducteur, qui propagent des modes **TE** et **TM** ou leurs hybrides.
- ▷ les antennes (souvent planaires) formées de 2 conducteurs, qui propagent un mode **TEM** ou quasi-TEM.

Cornets Les antennes cornets (2.5a) sont des guides d'ondes dont l'évasement progressif permet le couplage de l'onde guidée se propageant en leur sein à l'espace libre. Il s'agit d'une augmentation progressive de l'impédance du guide jusqu'à atteindre la valeur $Z_0 = 120\pi \Omega$.

Moins étudiés pour leurs performances fréquentielles que pour leurs qualités de rayonnement, les cornets n'en restent pas moins des antennes pouvant être potentiellement ULB : ils propagent uniquement le mode fondamental du guide sur une octave, des modes d'ordres supérieur au-delà. La maîtrise de ces modes a aujourd'hui permis la fabrication de cornets avec une largeur de bande allant jusqu'à 2 décades (20 : 1). La symétrie de ces structures leur confère une très bonne pureté de polarisation ainsi que la capacité de rayonner selon plusieurs polarisations. Par ailleurs, leur ouverture rayonnante permet d'obtenir un gain important sur toute la largeur de bande.

Les cornets à parois lisses (fig. 2.5a) se distinguent des cornets à parois corruguées (fig. 2.5c). Les premiers incluent les cornets pyramidaux, sectoriels, coniques et exponentiels. Les cornets ridgés (fig. 2.5b), qui présentent des « nageoires » intérieures améliorant la largeur de bande ([Bru+03]), appartiennent également à cette catégorie.

Les seconds sont en apparence identiques, à ceci près que les parois intérieures du guide d'onde pré-

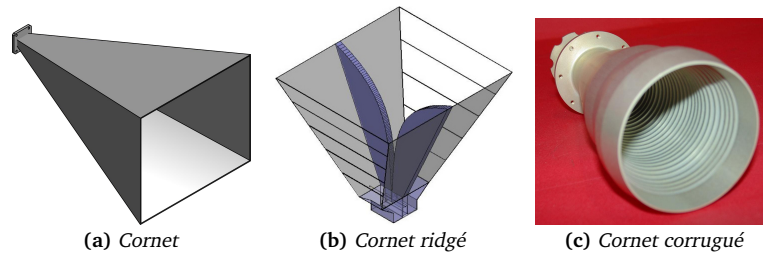


FIGURE 2.5 – Antennes cornets

sentent des corrugations. Celles-ci imposent un champ nul à la périphérie de l'ouverture rayonnante. Les diffractions parasites sont alors limitées et l'ouverture du lobe principal est réduite.

Toutes ces antennes partagent un encombrement (de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde), un poids et des coûts de fabrication conséquents. D'autre part, leur directivité importante peut être indésirable.

Lignes de transmission Ces antennes à ondes progressives sont basées sur une ligne de transmission (2 conducteurs distincts) qui s'évase progressivement.

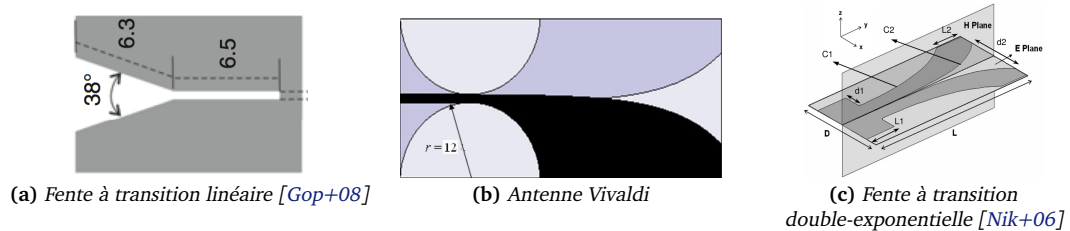


FIGURE 2.6 – Lignes de transmission à transitions progressives planaires

Il peut s'agir d'antennes planaires qui consistent alors en des fentes au sein d'un plan métallique (souvent imprimé sur une plaque de diélectrique) qui deviennent de plus en plus larges de manière à ce que l'onde s'en détache, de manière similaire aux cornets (fig. 2.6). La différence avec ces derniers réside dans le fait que l'onde se propage entre deux conducteurs distincts au lieu d'un. Au sein de cette famille, on distingue les antennes selon la forme de leurs transitions, présentées ici de la moins large bande à la plus large bande :

- les antennes fente à largeur constante, ou **continuous width slot antenna (CWTSA)**
- les antennes fente à transition linéaire, ou **linearly tapered slot antenna (LTSA)** ([Gop+08], fig. 2.6a)
- les antennes fente à transition linéaire brisée, ou **broken linearly tapered slot antenna (BLTSA)**
- les antennes fente à transition exponentielle, ou **exponentially tapered slot antenna (ETSA)**, famille à laquelle appartiennent l'antenne Vivaldi (fig. 2.6b) ou l'antenne à transition double-exponentielle [Nik+06] (fig. 2.6c, double exponentielle antipodale).

Il peut également s'agir d'antennes volumiques. Ces antennes sont là encore, dans le principe, similaires aux cornets, mais la différence majeure réside dans l'absence de fréquence de coupure imposée dans ces derniers par la présence de murs métalliques interconnectés. Ici, les deux conducteurs distincts autorisent en théorie la propagation d'un mode **TEM** qui peut s'établir du DC jusqu'à plusieurs GHz.

Le cornet **TEM** ([LS04], fig. 2.7a), qui peut être vu comme un monopole papillon de grande profondeur, en est l'exemple le plus simple. Du fait d'un centre de phase variant peu avec la fréquence, la réponse impulsionnelle des antennes à ondes progressives en est un des principaux avantages. Des recherches en ce sens effectuées au laboratoire XLIM à Limoges et reprises dans d'autres labo-

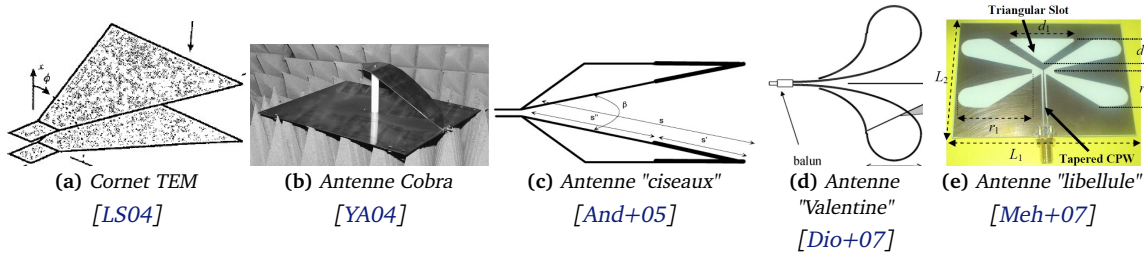


FIGURE 2.7 – Lignes de transmission à transitions progressives volumiques

ratoires ont conduit aux structures "Cobra" (fig. 2.7b), "ciseaux" ([And+05], fig. 2.7c), "Valentine" ([Dio+07], fig. 2.7d) et "libellule" ([Meh+07], fig. 2.7e). Bien qu'étudiées en régime transitoire, les résultats montrent une largeur de bande tant en impédance qu'en rayonnement d'une décade, avec un niveau de polarisation croisée de 32 dB inférieur au niveau de polarisation principale.

Dans cette section, les antennes ultra large-bande dérivées du dipole et à ondes progressives ont été étudiées. Une deuxième catégorie d'antennes ultra large-bande émerge : il s'agit d'antennes qui sont également dipolaires, mais qui exploitent de multiples résonances. Ces antennes seront étudiées au paragraphe suivant.

2.1.3 Antennes exploitant de multiples résonances

Le principe des antennes dites « multi-résonantes » est de pouvoir présenter plusieurs résonances espacées en fréquence de telle manière à ce que l'impédance soit vue comme constante en entrée. L'espacement fréquentiel des résonances est souvent logarithmique (antennes log-périodiques) ou quelconque (antennes fractales ou autres).

a Antenne log-périodique

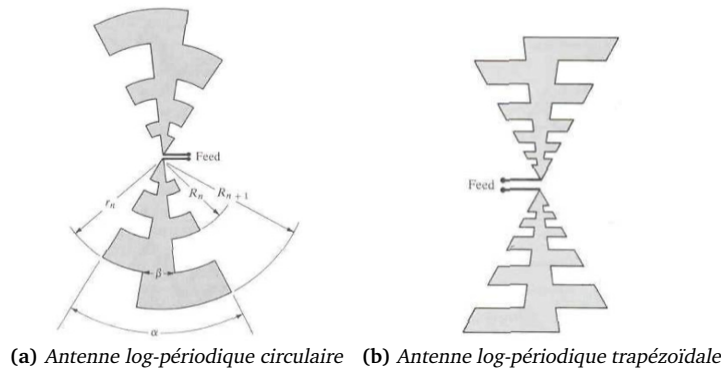


FIGURE 2.8 – Antennes log-périodiques

Duhamel introduit en 1957 [DI57] des antennes (fig. 2.8) dont la structure est adaptée à des fréquences différentes, et dont le comportement en impédance et en rayonnement se répète périodiquement en fréquence.

Leur structure est dérivée de l'antenne papillon (voir 2.1.2.a) par l'introduction d'encoches dont la taille et l'emplacement sur la structure sont déterminés par le facteur de dimensionnement τ . Ce dernier est défini par :

$$\tau = \frac{f_{n+1}}{f_n} \quad (2.2)$$

soit

$$\log f_{n+1} = \log f_n + \log \tau \quad (2.3)$$

où f_n et f_{n+1} sont deux fréquences adjacentes de dimensionnement. Lorsque τ est suffisamment petit, l'impédance et le rayonnement montrent des variations mineures au travers chaque log-période. Les encoches autorisent d'une part l'établissement de plusieurs ondes stationnaires à l'origine des multiples résonances de la structure. Elles imposent d'autre part plusieurs circuits ouverts le long de la structure (au lieu d'un seul en bout de structure pour l'antenne papillon) qui empêchent l'établissement de modes d'ordre supérieur. Ce sont ces derniers qui limitent la largeur de bande en rayonnement des antennes coniques.

Les antennes log-périodiques ont un encombrement de $\lambda/2$ à la fréquence la plus basse et la largeur de bande en impédance peut atteindre une décade.

Cette antenne peut être considérée comme la "primitive" des antennes à multiples résonances. Une version plus évoluée, l'antenne sinueuse, sera étudiée au paragraphe suivant.

b Antenne sinueuse



FIGURE 2.9 – Antenne sinueuse autocomplémentaire

Vers la fin des années 1980, le même Duhamel introduit dans un brevet [Duh87] l'antenne sinueuse (fig. 2.9). Cette antenne est dessinée de la manière suivante en coordonnées polaires (r, φ) :

$$\varphi = \alpha \times \sin \left(\frac{\pi \ln \left(\frac{r}{R_{max}} \right)}{\ln \tau} \right) \pm \delta \quad (2.4)$$

où

R_{max} est le rayon extérieur de l'antenne, R_{min} est le rayon intérieur avec $R_{min} = \tau^N \times R_{max} \leq r \leq R_{max}$ avec τ le taux d'expansion, N le nombre de rebroussements, δ l'épaisseur angulaire, α l'expansion angulaire, R_{min} le rayon minimal (à l'intérieur de l'antenne), R_{max} le rayon maximal (à l'extérieur de l'antenne).

L'angle δ détermine l'épaisseur angulaire de chaque bras et contrôle ainsi l'impédance de l'antenne.

Cette antenne est intrinsèquement sensible aux deux polarisations linéaires orthogonales. Chaque rebroussement de l'antenne est lié au prochain de manière continue, par opposition à l'antenne log-périodique où un brin de métal central subsiste. Le rayonnement de l'antenne sinueuse est généré par la concentration de courants sur les sections centrales des rebroussements. Ces sections sont plus étroitement alignées entre elles sur une antenne sinueuse que sur une antenne log-périodique. En conséquence, une meilleure maîtrise du rayonnement (stabilité de diagramme et de polarisation) et de l'impédance y est assurée.

L'antenne sinueuse rayonne les plus grandes longueurs d'onde sur les sections s'étendant du centre de l'antenne au rayon extérieur de l'antenne alors que les plus petites longueurs d'onde sont rayonnées sur les sections centrales proches du centre et de l'alimentation.

Les antennes log-périodique et sinueuse sont des antennes dites "log-périodiques" car leur caractéristiques en fréquence se répètent autour de fréquences espacées selon cette répartition.

c Antennes fractales

Les antennes fractales ont connu un grand intérêt à partir de la fin des années 1990.

Elles utilisent les propriétés itératives des fractales mathématiques (fractales de Sierpinski, de Koch et de Hilbert) pour obtenir un comportement multi-bande.

Le motif pré-fractal de Sierpinski est de loin le plus utilisé ([PB+98] fig. 2.10a, [RS01], [Son+99], [Sin+99]), une variante circulaire a été étudiée dans [Liu+01].

Le motif de Koch est étudié dans [Won+07] (fig. 2.10b) et d'autres motifs (couronne, [Din+06] (fig. 2.10c) ; hexagonal [Sai+07], fig. 2.10d) ont pu être étudiés. Cependant, pour toutes ces antennes,

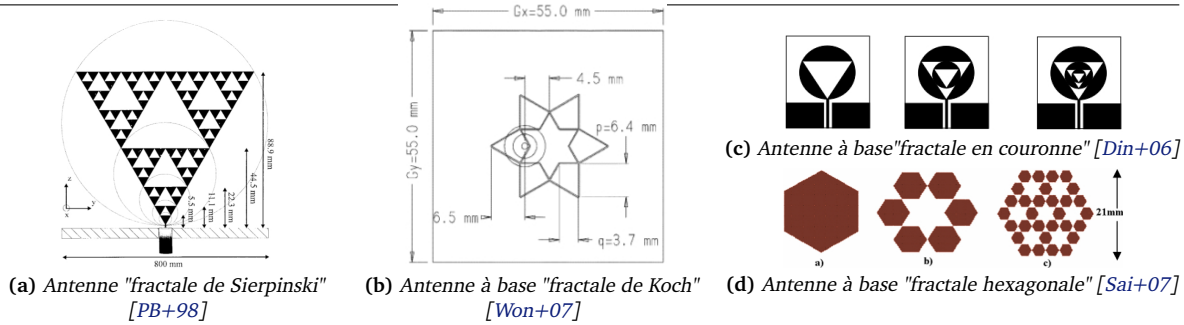


FIGURE 2.10 – Antennes fractales multi-bande

les performances affichées sont plutôt multi-bandes que large-bande, avec pour chacune d'entre elles, des largeurs de bande relatives plutôt faibles, ainsi que de fortes variations en fréquence des diagrammes de rayonnement.

Steven Best présente dans deux articles ([Bes02] et [BM02]) des limitations aux performances multi-bandes et large-bande des motifs pré-fractals : il montre qu'en supprimant l'essentiel des motifs fractals, le comportement multi-bande de la structure n'est pas affecté.

Dans cette section, les antennes multi-résonantes ont été étudiées. Leurs structures font que leurs caractéristiques se répètent périodiquement en fréquence. Dans le prochain paragraphe, les antennes continuellement adaptées à la longueur d'onde seront étudiées.

2.1.4 Antennes utilisant des dimensions continuellement adaptées à la longueur d'onde

Les antennes dites "indépendantes de la fréquence" forment une autre classe d'antennes dont la forme implique des caractéristiques en impédance et en rayonnement inchangées, quelle que soit la fréquence. Les conditions nécessaires pour obtenir un tel comportement sont de disposer d'une antenne dimensionnée pour toutes les fréquences souhaitées, et que le courant sur celle-ci diminue en amplitude au fur et à mesure de l'éloignement du point d'alimentation. Les structures répondant à ces conditions ont été décrites par V. H. Rumsey en 1957 [Rum57] et sont appelées antennes « équiangulaires ».

Le constat fait est que l'impédance ainsi que le rayonnement d'antennes dont la forme est définie par des angles sont indépendants de la fréquence [Rum57]. Il est en effet possible, pour une antenne travaillant à la fréquence f et dont la surface est définie par

$$r = F(\theta, \phi)$$

(θ, ϕ étant les angles en coordonnées sphériques) de trouver à la fréquence $f' = f/K$ une fonction $F(\theta, \phi)$ décrivant la surface r' telle que

$$r' = KF(\theta, \phi) = F(\theta, \phi + C)$$

où K est le facteur d'échelle entre fréquences haute et basse de la bande de fréquences de l'antenne ; C est l'angle de rotation associé à l'homothétie $r' = Kr$.

Ainsi, toute antenne dont la surface est décrite par $F(\theta, \phi)$ aura des caractéristiques de rayonnement indépendantes de la fréquence.

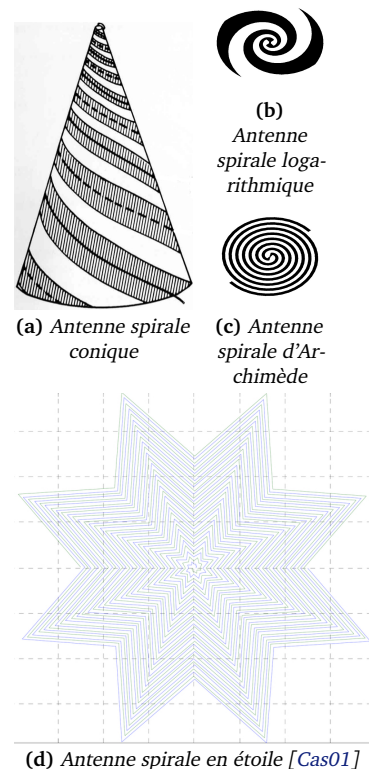


FIGURE 2.11 – Antennes équiangulaires

Une première antenne répondant à la solution générale de $F(\theta, \phi)$ est l'*antenne spirale logarithmique* (planare, fig. 2.11b), dont la surface du brin est définie par

$$r = r_0 e^{a\theta}$$

où a est le coefficient d'expansion de la spirale ; r_0 est le rayon à l'origine. Des bandes passantes en impédance d'une décade [Dys59] ont été rapportées, ainsi qu'une stabilité en fréquence du rayonnement sur toute la bande.

L'antenne « *spirale conique* » (fig. 2.11a) est la version à trois dimensions de l'antenne « *spirale logarithmique* », son dimensionnement est par ailleurs similaire. Il a été rapporté une meilleure stabilité en impédance que la spirale plane ; en revanche, de manière analogue à cette dernière et à cause de la mise à l'échelle de la structure pour ses différentes fréquences de fonctionnement, le centre de phase change de position avec la fréquence. Ces antennes, dont le rayonnement est bi-directionnel si l'alimentation des bras est symétrique, ne sont donc pas adaptées aux applications nécessitant une faible distorsion temporelle du signal.

L'antenne "spirale d'Archimède" (fig. 2.11c) est une antenne équiangulaire à facteur d'expansion constant. Elle est par ailleurs intrinsèquement plus compacte que les spirales logarithmiques et coniques à performances constantes.

Plus récemment, d'autres formes de spirales ont été développées, notamment la spirale en étoile ([Cas01], fig. 2.11d) pour laquelle le rapport entre fréquence basse de l'antenne et circonférence est augmenté de 30%.

Ces antennes, de par leurs bras enroulés en spirale, sont capables d'exploiter des ondes polarisées de manière circulaire. Leur encombrement à la fréquence basse (sauf pour les versions coniques) est de λ/π . Ces éléments rayonnant ne sont d'ailleurs pas assujettis aux limitations en rayonnement des antennes coniques : les courants sont concentrés sur des "zones actives" dépendant de la fréquence [Gre11]. Au-delà de ces zones actives, l'amplitude des courants décroît rapidement et devient alors insuffisante pour que les modes d'ordre supérieur soient dominants.

2.1.5 Application au cas de la radiogoniométrie ultra large-bande

Dans la perspective d'application à la radiogoniométrie ultra large-bande qui concerne cette thèse, l'élément rayonnant devrait présenter une adaptation en impédance sur 2 décades ainsi qu'un rayonnement en polarisation linéaire stable sur 2 décades également.

Les antennes à transitions progressives (section 2.1.2) ne sont pas toutes de bonnes candidates : les antennes coniques sont limitées en largeur de bande par l'apparition de modes d'ordre supérieur (section a) ; les antennes à ondes progressives (section b) peuvent par contre être opérationnelles sur les 2 décades exigées mais elles sont en revanche encombrantes.

Certaines antennes multi-résonantes (section 2.1.3) ainsi qu'indépendantes de la fréquence (section 2.1.4) semblent être de bonnes candidates dans la mesure où leur rayonnement comme leur impédance peuvent être stables sur des bandes passantes qui excèdent la décade.

Dans les paragraphes qui suivent, la revue de l'état de l'art des antennes miniatures et techniques de miniaturisation sera effectuée.

2.2 Antennes miniatures

La miniaturisation d'antennes revêt deux principaux aspects. Le premier, théorique, vise à définir les limites de performances et les leviers physiques permettant de miniaturiser. Le second, pratique, a pour objectif la définition des méthodes permettant de réduire la taille des antennes. Cette partie vise à expliciter ces deux aspects.

2.2.1 Théorie des antennes électriquement petites

La notion de « petite antenne » revêt différentes significations selon les applications. Autrement dit, est-ce la même chose de parler d'« antenne petite » selon que l'on travaille à 30 GHz ou à 30 MHz ?

La classification proposée dans [Fuj+86] est à ce titre pertinente :

- une antenne est dite « **électriquement petite** » si la circonférence du cercle de rayon a qui l'englobe est plus petite que la longueur d'onde λ , d'où $a < \lambda/2\pi$.
Dans la littérature, le facteur ka , où k est le nombre d'onde, est communément utilisé ; une antenne "électriquement petite" est d'ailleurs définie de manière analogue par :

$$ka \leq 1 \quad (2.5)$$

Une antenne *électriquement petite*, en d'autres termes, est plus petite que la longueur d'onde à sa fréquence de travail (par exemple, la fréquence où l'adaptation d'impédance est réalisée).

- ▷ une antenne « **physiquement contrainte** » n'est pas nécessairement *électriquement petite* mais une considérable réduction d'encombrement est réalisée sur au moins une des dimensions de l'antenne.

Les antennes *conformées* en sont un exemple.

- ▷ les antennes « **fonctionnellement petites** » ne sont ni forcément *électriquement petites*, ni *physiquement contraintes*, mais possèdent des performances additionnelles par rapport à des antennes de même taille.

Peuvent être citées par exemple les antennes à *formation de faisceau* et les antennes *adaptatives*.

- ▷ enfin, les antennes « **physiquement petites** » sont des éléments rayonnants n'appartenant à aucune des catégories citées ci-dessus, mais jugés « petits » du point de vue de leurs dimensions. Par exemple, un cornet en bande *millimétrique* est par essence petit car la longueur d'onde l'est aussi.

La miniaturisation d'une antenne s'accompagne de conséquences physiques dont il est nécessaire de pouvoir tenir compte. En fait, il est possible de relier la taille électrique de l'antenne à des facteurs de mérite tels que la largeur de bande et l'efficacité.

Les premiers travaux de H.A. Wheeler en 1947 [Whe75] ont montré que la réduction en taille d'une antenne s'accompagnait d'une augmentation de l'énergie réactive stockée en champ proche. Celle-ci ne contribue pas au rayonnement de l'antenne et a pour effet la dégradation de sa largeur de bande : l'énergie réactive stockée en champ proche donne naissance à des ondes stationnaires qui limitent la largeur de bande de l'antenne. Le facteur de qualité Q traduit ce phénomène.

Une première relation entre le facteur de qualité et la taille électrique de l'antenne (ka) a été introduite en 1974 par Wheeler. En approximant les antennes très petites par des capacités ou des inductances discrètes connectées à une résistance de rayonnement, Wheeler montre que, à taille donnée, le facteur de qualité ne peut être inférieur à :

$$Q_{min,Wheeler} = \eta_r \times \frac{1}{(ka)^3} \quad (2.6)$$

où η_r est l'efficacité de rayonnement, a est le rayon de la sphère englobant la totalité de l'antenne. De nombreux travaux ont suivi (notamment Chu [Chu48] et Hansen [Han81]) visant à définir plus précisément le compromis à trouver entre l'efficacité d'antenne, la taille et la largeur de bande. Récemment, S. Best et A. Yaghjian ont relié le facteur de qualité avec la fréquence, la taille et l'impédance de l'antenne [YB05].

Ces limites physiques amènent à comprendre les conséquences physiques liées à la miniaturisation des antennes. Celles-ci portent principalement sur l'impédance de l'antenne.

L'impédance d'une antenne s'écrit comme suit :

$$Z_A(f) = R_A(f) + jX_A(f) \quad (2.7)$$

avec $R_A(f)$ la partie réelle (Ω) et $X_A(f)$ la partie imaginaire (Ω)
La partie réelle de l'impédance $R_A(f)$ peut d'ailleurs se décomposer comme :

$$R_A(f) = R_{r_A}(f) + R_{p_A}(f) \quad (2.8)$$

où $R_{r_A}(f)$ est la résistance de rayonnement (Ω) et $R_{p_A}(f)$ est la résistance de pertes (Ω).
Au fur et à mesure que l'antenne devient électriquement petite, la résistance de rayonnement de l'antenne $R_{r_A}(f)$ devient faible. Cette dernière quantifie la propension qu'a l'antenne à rayonner efficacement. Elle est liée aux dimensions des conducteurs entre lesquels l'onde circule avant d'être rayonnée. Une résistance de rayonnement faible signifie que l'antenne ne couple pas efficacement l'onde guidée à l'espace libre. C'est ce qui se produit lorsque l'antenne est électriquement petite. Ce phénomène a pour première conséquence des difficultés d'adaptation de l'antenne à la plupart des lignes de transmission d'impédances caractéristiques standards. L'énergie guidée sur la ligne de transmission est en grande majorité réfléchi au lieu d'être couplée à l'antenne. Une deuxième conséquence est que lorsque la résistance de rayonnement devient faible, la résistance de pertes $R_{p_A}(f)$, liée aux pertes ohmiques dans les conducteurs, devient plus importante que cette dernière. L'énergie couplée à l'antenne est alors dissipée par le conducteur en chaleur, et n'est pas rayonnée. Finalement, l'efficacité d'antenne de la structure (équation 2.9) diminue.

$$\eta_r(f) = \frac{R_{r_A}(f)}{R_{r_A}(f) + R_{p_A}(f)} \quad (2.9)$$

Enfin, la partie imaginaire de l'antenne, elle, augmente en valeur absolue lorsque la taille d'antenne diminue. Celle-ci devient soit fortement capacitive, soit fortement inductive. Cet effet a pour conséquence l'augmentation du taux d'ondes stationnaires sur la structure, ce qui diminue encore davantage l'efficacité de l'antenne par désadaptation.

Les limitations sur le facteur de qualité, les constatations portant sur l'efficacité d'antenne et son adaptation d'impédance posent la question du compromis à trouver entre ces différentes problématiques.

Une première approche permettant ce compromis consiste à modifier la structure de l'antenne de manière à ce que le trajet de l'onde s'approche de la demi-longueur d'onde, bien que l'encombrement de l'antenne soit moindre.

Une deuxième approche consiste à rendre l'antenne, bien qu'électriquement petite, résonante ralentissant l'établissement des courants. En chargeant l'antenne avec des éléments inductifs ou capacitifs, il est alors possible d'atteindre la condition de résonance circuit ($\text{Im}(Z)=0$).

Enfin, l'utilisation de matériaux diélectriques ou magnétiques dont les permittivités et perméabilités relatives influent sur la vitesse de phase, ralentit l'onde au sein du milieu.

Ainsi, dans les prochaines sections, la manière de mettre en oeuvre ces techniques de miniaturisation (méandration, maîtrise de l'impédance et ajout de matériaux) sur des antennes ainsi que leurs performances seront présentées.

2.2.2 Miniaturisation par méandration de la structure

La méandration d'une antenne consiste à replier la structure sur elle-même de manière à allonger le trajet électrique des courants. Ainsi, à fréquence et encombrement identiques à la structure originale, l'antenne méandree présente en théorie une résistance de rayonnement plus élevée ainsi qu'une réactance plus faible. Elle rayonne par conséquent de manière plus efficace.

Cette technique de miniaturisation a été appliquée aux antennes filaires avant que des recherches plus récentes ne s'intéressent aux méthodes permettant d'utiliser l'espace de manière optimale.

a Antennes filaires ou à fente méandrées

Deux topologies simples d'antennes électriquement petites proposent des efficacités de rayonnement améliorées. Il s'agit de l'antenne "L inversée" (ILA, fig. 2.12a) et de l'antenne "F inversée" (IFA, fig. 2.12b). Par rapport à un monopole petit devant la longueur d'onde, la première propose une uniformisation du courant le long du bras augmentant ainsi la résistance de rayonnement [Fuj+86]. Dans la seconde, l'ajout d'un via court-circuitant le fil au plan de masse augmente l'inductance de la structure, permettant d'abaisser la fréquence de résonance de la structure [Lah01, p. 201]. Plus récemment, le pliage des antennes filaires a été appliqué à d'autres types d'antennes (2.12c).

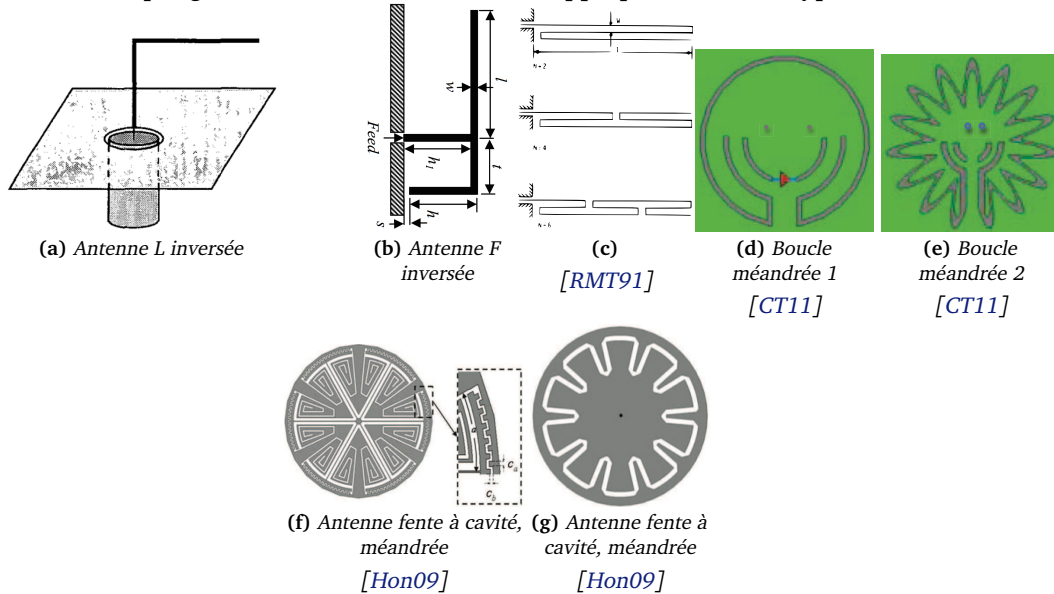


FIGURE 2.12 – Antennes filaires méandrées

dans [RMT91]. La réduction d'encombrement atteint 35 %. Dans [CT11] (fig. 2.12d et 2.12e), des boucles pliées sont proposées à 433 MHz et 900 MHz pour un encombrement de $0,11\lambda$. Le pliage d'antennes à fente est effectué dans [Hon09] (fig. 2.12f et 2.12g) : l'antenne 2.12f a une épaisseur de $0,01\lambda$ et un diamètre de $\lambda/7$ et présente un diagramme omni-directionnel.

b Antennes à méandration fractale et techniques d'utilisation optimale d'espace

Les motifs pré-fractaux appliqués aux antennes ont connu un intérêt dans la miniaturisation des antennes. En effet, les théories qui fixent les géométries des motifs apportent un aspect systématique et prévisible au pliage des structures, ce qui n'est pas forcément le cas avec les géométries classiques.

Plusieurs travaux ont présenté les performances des courbes de Hilbert ([Vin+01], fig. 2.13a) et de Koch ([PB+00], fig. 2.13b) dans la réduction d'encombrement d'antennes filaires. L'impact de l'ordre de la fractale (nombre de répétitions du motif) a montré des performances en miniaturisation de 25% ([PB+00], [Vin+01] et [Vin+03]). En combinant la méandration « classique » et la méandration avec des motifs pré-fractaux, [AA05] (fig. 2.13c) introduit la PIFA Hilbert, dont les dimensions ($\lambda/8, 7 \times \lambda/31 \times \lambda/33$) sont réduites de 50% par rapport à une PIFA de même fréquence de résonance.

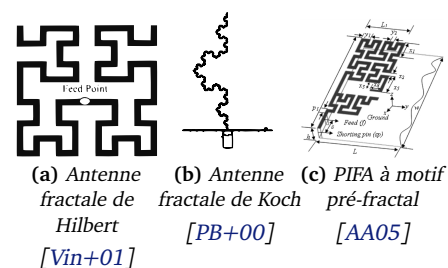


FIGURE 2.13 – Antennes fractales

A l'inverse, d'autres travaux ([BM02], [BM03] et [RM+09]) remettent en cause l'utilité des structures fractales pour la miniaturisation au nom du principe d'« efficacité d'utilisation de l'espace ». L'auteur y fait le constat que les antennes à géométries moins compressées que les fractales présentent une fréquence de résonance plus faible : l'inductance vue en entrée est en effet plus importante. Dans un but de miniaturisation, peu de grandes sections méandrées serait plus efficace que beaucoup de petites sections méandrées.

De plus, lorsque les portions de lignes sont fortement couplées entre elles, il est souhaitable que les courants y circulant soient dans le même sens. Pour des antennes électriquement petites méandrées, le déphasage entre les courants circulant dans différents méandres est négligeable. Ces courants en phase circulent donc dans des sens opposés. L'efficacité de miniaturisation est alors réduite à cause du couplage entre les fils qui rallonge la longueur effective de la structure. Par ailleurs, les champs produits par ces courants opposés s'annulent en champ lointain, réduisant de fait l'efficacité de rayonnement de la structure. L'efficacité des différents profils de méandration est étudiée dans [RM+09] (Fig. 2.14a).

Dans un autre article, l'auteur détaille les aspects les plus importants de la géométrie dans la réduction de la fréquence de résonance d'antennes filaires [BM03]. En imposant aux antennes le même sens de circulation des courants sur des portions de fil proches et un couplage capacitif entre les deux bras du dipôle, il obtient une antenne filaire résonante d'encombrement $\lambda/27$. L'antenne ainsi obtenue (montrée en figure 2.14b), ressemble aux antennes hélices. S. Best analyse alors dans [Bes04] les propriétés d'utilisation d'espace d'antennes hélices à trois dimensions. Il introduit l'antenne hélice sphérique pliée à N-bras (fig. 2.14c).

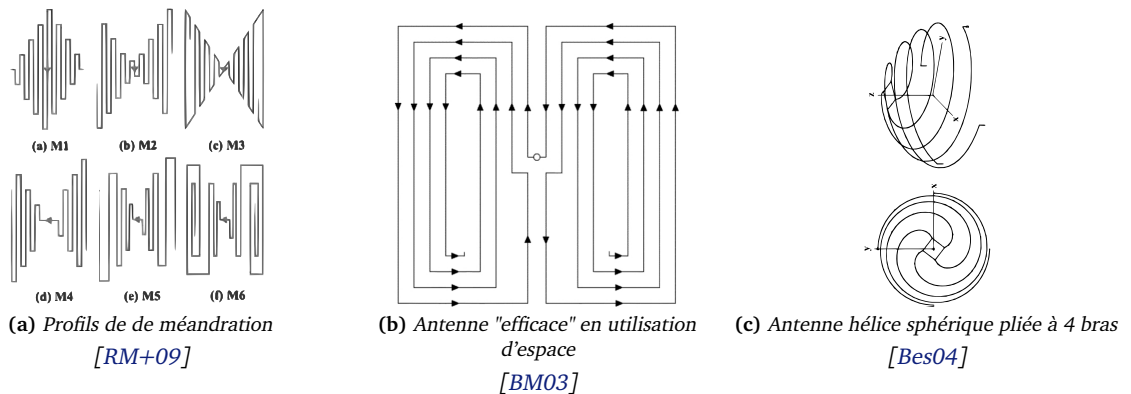


FIGURE 2.14 – Antennes auto-résonantes électriquement petites

Conclusion Dans cette section, l'efficacité de miniaturisation de la technique de méandration a été étudiée sur différentes antennes (filaires et fentes principalement). Les tailles électriques de certains exemples atteignent $\lambda/9$ [CT11], $\lambda/7$ [Hon09] ou $\lambda/27$ [BM03]. Cependant, les bandes fractionnelles de certaines de ces antennes sont de 0,1% [CT11] et de 1,1% [Hon09]. Ces caractéristiques en font des antennes faible-bande. Elles dérivent cependant d'antennes non miniaturisées qui sont également faible-bande. S'il est possible de conclure sur l'efficacité de miniaturisation de la méandration, il n'est cependant pas possible de conclure sur la conservation de la largeur de bande de ces antennes. Ceci est le fait de deux raisons principales : les antennes initiales sont faible bande et les auteurs des articles mentionnés ne s'intéressent généralement pas à la largeur de bande des antennes.

Dans la prochaine section, la miniaturisation d'antennes par maîtrise de leur impédance sera étudiée. Il s'agira alors d'amener l'antenne à sa résonance intrinsèque en agissant sur les parties réelle et imaginaire de son impédance.

2.2.3 Miniaturisation par maîtrise de l'impédance

Les techniques de la section précédente visaient à "arranger" les structures afin d'amener l'antenne à sa résonance propre pour un encombrement le plus petit possible. Cependant, d'autres structures peuvent permettre d'obtenir une résonance intrinsèque, c'est-à-dire une annulation de la réactance au point d'alimentation. Seront discutés ici des moyens permettant d'augmenter la capacitance équivalente (structures « capacitives »), l'inductance équivalente (structures « inductives »), ou les deux.

a Renforcement de la capacitance équivalente

La problématique est ici d'augmenter la capacitance de la structure tout en restant électriquement petit. Un exemple classique est l'antenne à toit capacitif (fig. 2.15a). Composée de dipôles ou monopôles déjà électriquement petits, elle comprend une plaque métallique (ou deux dans sa version dipolaire) qui joue le rôle de capacité parallèle. Sa résistance de rayonnement est par ailleurs 4 fois plus élevée que celle d'un monopôle de même taille [Fuj+86, p. 15].

Utilisés depuis la bande VLF (3-30 kHz) jusqu'en bande HF, les dérivés filaires de l'antenne à toit capacitif (tel que le monopôle à 4 éléments -fig. 2.15b), ou à 2 éléments) présentent des performances en impédance similaires à l'antenne L inversée (réactance nulle et résistance de rayonnement augmentée).

L'antenne "parapluie" ([Fuj+86, p. 17], fig. 2.15c) se compose d'un monopôle électriquement petit, chargé à son extrémité par des fils qui jouent le rôle de toit capacitif. Cette même antenne est classiquement utilisée dans les bandes VLF et LF (30-300 kHz), où les longueurs d'onde très importantes imposent de concevoir une antenne électriquement petite. Pour une hauteur de $0,01\lambda$, [Fuj+86, p. 17] rapporte une résistance de rayonnement de 10Ω .

L'antenne à toits multiples de Goubau inventée en 1976 (reprise dans [RB07], fig. 2.15d) utilise le couplage entre différents éléments capacitifs pour augmenter la largeur de bande de l'antenne et affiche une résistance de rayonnement de 50Ω . Elle se compose de 4 petits monopôles verticaux, 2 étant alimentés et tous connectés à des plaques conductrices, elles aussi interconnectées. C'est actuellement l'antenne dont les performances se rapprochent le plus des limites en miniaturisation. L'analyse de [RB07] montre en particulier l'existence de deux résonances à 400 MHz et 700 MHz, pour un encombrement maximal de $\lambda/17 \times \lambda/6$ (44mm x 125mm) à la fréquence la plus faible.

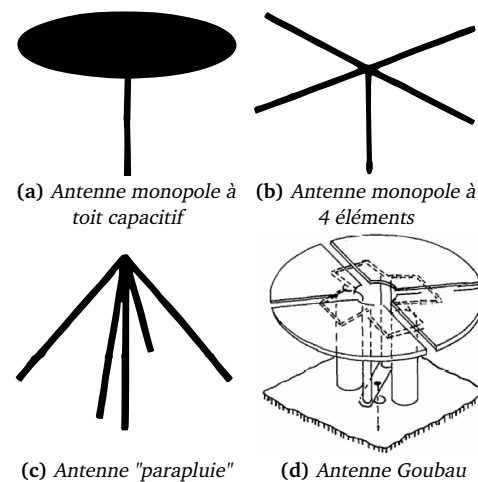


FIGURE 2.15 – Antennes auto-résonantes par contrôle de la capacitance

b Renforcement de l'inductance équivalente

Il est également possible d'augmenter l'inductance de la structure afin d'en compenser sa réactance, même s'il est a priori plus compliqué [Bal07] de compenser une large réactance capacitive qu'inductive. Il existe des capacités (localisées ou distribuées) présentant peu de pertes qui peuvent compenser une faible réactance inductive. A l'inverse, il est plus compliqué et inefficace de compenser une large capacitance par une large inductance. Il s'agira dans cette section de détailler les structures visant à renforcer l'inductance propre de l'antenne.

Un premier exemple concerne les monopôles à chargement inductif. Les performances du monopôle chargé inductivement (fig. 2.16a), décrites dans [Fuj+86], montrent une efficacité pouvant

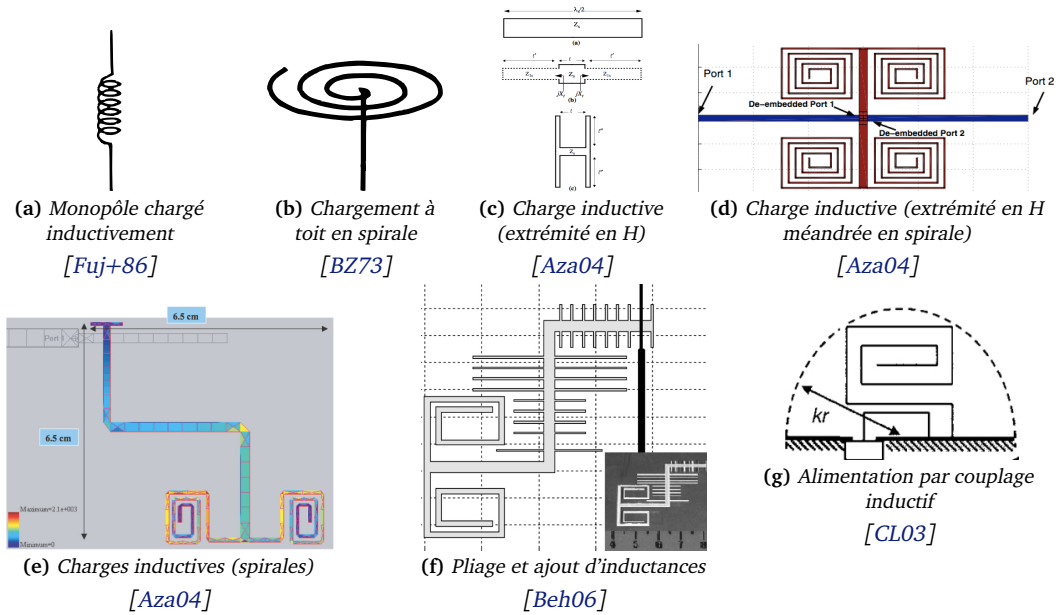


FIGURE 2.16 – Petites antennes à chargement inductif

atteindre 50-70% avec une hauteur de $0,01\lambda$. Par ailleurs, il apparaît judicieux de placer la bobine au milieu du fil afin d'en maximiser l'effet au niveau de l'alimentation. [BZ73] discute de l'intérêt d'un monopôle à chargement en spirale (fig. 2.16b) pour des applications en bande VLF. L'absence d'inductance d'adaptation et sa faible hauteur sont les principaux avantages de cette antenne. Son efficacité, pour une hauteur de $0,02\lambda$, est de 10% et sa résistance de rayonnement 6Ω .

Le chargement inductif peut également consister en des spirales réparties à différents endroits de l'antenne, ou encore de fins rebroussements. Il peut s'agir de spirales identiques en miroir terminées par un circuit ouvert ([Aza04], fig. 2.16e, $0,12\lambda \times 0,12\lambda$) ou d'éléments parasites divers (fig. 2.16d et 2.16f).

Enfin, une technique comme le couplage d'un flux fortement inductif ([CL03], fig. 2.16g) a permis de compenser la large capacitance d'un petit monopole.

c Renforcement de la capacitance et de l'inductance équivalentes

L'utilisation conjointe d'une inductance et d'une capacitance permet d'obtenir, par rapport à l'utilisation d'une seule de ces deux techniques, une efficacité de miniaturisation plus importante à encombrement constant [Sch07]. Par ailleurs, cette technique serait la plus compatible avec une approche de miniaturisation ultra large-bande [Vol+09, p. 127] car elle minimise les discontinuités d'impédance.

Une approche, initiée par l'équipe du Pr. Ziolkowski ([Ere07], [Jin10], [TZ13]), consiste à « charger » le champ proche de l'antenne avec des éléments inductifs, capacitifs, ou les deux.

Il peut s'agir d'éléments localisés venant charger un élément réparti. C'est le cas des structures développées dans ([Ere07], fig. 2.17a) où une demi-boucle alimentée par un câble coaxial est couplée à une deuxième demi-boucle présentant un chargement capacitif. Ce dernier est de type capacité interdigitée ($\lambda/73$, fig. 2.17b), deux lignes espacées ($\lambda/57$, fig. 2.17c) ou capacité discrète (fig. 2.17d). Le chargement peut concerner également les monopoles (fig. 2.17e et fig. 2.17f) avec un enroulement en hélice faisant office de chargement inductif. L'encombrement atteint alors $\lambda/63$.

P. Jin poursuit ces travaux ([JZ09a], [JZ09b]) et étudie dans sa thèse [Jin10] différents parasites en champ proche, chargés avec des éléments localisés : l'antenne à stub (fig. 2.17g, encombrement $\lambda/168$), l'antenne stub à 4 bras (fig. 2.17h, encombrement $\lambda/134$), et l'antenne "canopée" (fig. 2.17i et 2.17j, encombrement $\lambda/135$).

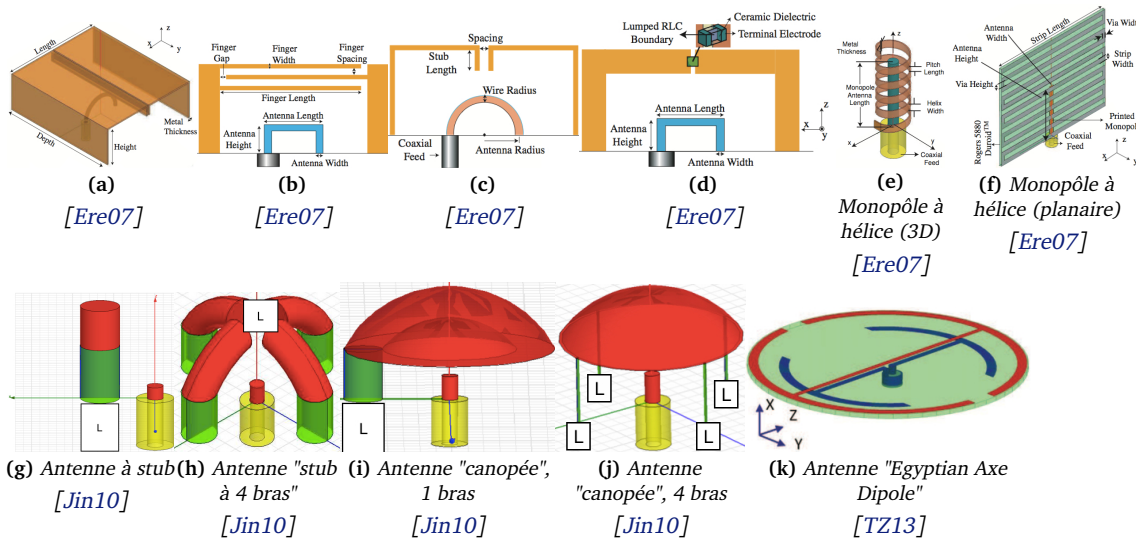


FIGURE 2.17 – Chargement inductif et capacitif en champ proche

Plus récemment enfin, Tang *et al.* présentent dans [TZ13] l'antenne "Egyptian Axe Dipole" (fig. 2.17k, encombrement $\lambda/13$) qui est composée d'un dipôle couplé avec deux demi-boucles interconnectées. La largeur de bande fractionnelle à -10 dB est de 1,07% et le rayonnement est similaire à celui du dipôle bien que l'alimentation soit non balancée.

Conclusion Dans cette section, la miniaturisation par maîtrise de l'impédance a été étudiée. De forts taux de miniaturisation sont observés (par exemple, $\lambda/135$ [Jin10]) mais à l'instar de la miniaturisation par méandration, il n'est pas possible au vu des antennes décrites dans cette section d'évaluer les performances de cette technique de miniaturisation en terme de largeur de bande. Les antennes étudiées sont souvent faible bande dans leur version non miniaturisée et leurs auteurs donnent peu de détails sur la largeur de bande de leurs antennes. Ainsi, bien que cette technique soit décrite [Vol+09, p. 127] comme appropriée à la miniaturisation de telles antennes, il n'est pas possible ici de le vérifier aisément.

Dans la prochaine section, la dernière technique de miniaturisation recensée dans ce mémoire sera présentée. Il s'agit de la miniaturisation à l'aide de matériaux.

2.2.4 Miniaturisation à l'aide de matériaux

La voie des matériaux est prometteuse en terme de miniaturisation d'antennes. Ils permettent en effet de ralentir la célérité de l'onde dans le milieu proportionnellement à $\frac{1}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}}$. L'impédance du milieu est alors proportionnelle à $\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}$ et peut permettre de contrôler l'impédance de l'antenne. Il est démontré [Vol+09] que pour des applications ultra large-bande, il est préférable de garder la valeur de perméabilité relative μ_r proche de la valeur de la permittivité relative ϵ_r .

a Miniaturisation à base de matériaux diélectriques

Les matériaux diélectriques sont classiquement utilisés dans les applications hyperfréquences, en particulier comme substrats pour les circuits ou encore pour les antennes planaires. Dans ces matériaux, l'application d'un champ électrique change l'organisation des charges électriques. Ils peuvent alors présenter une permittivité relative quasi-constante de quelques centaines de MHz à quelques GHz et de faibles pertes diélectriques. Il est reporté [Vol+09] de nombreux

efforts pour développer des matériaux diélectriques "à fort contraste", c'est-à-dire dont la valeur de la permittivité diélectrique peut atteindre 100.

La miniaturisation est efficace dans le cas d'antennes basées sur un résonateur à cavité (par exemple les antennes patch) car le diélectrique y joue le rôle de piège à onde. Pour les antennes fonctionnant sans confinement de champ (généralement celles qui ne sont pas portées sur plan de masse comme les dipôles), la miniaturisation est moindre car les champs se répartissent dans le diélectrique et dans l'air. Ainsi la permittivité relative de l'ensemble "diélectrique-air" diminue (on parle de permittivité effective ϵ_{eff}). Pour obtenir une valeur de permittivité effective proche de la permittivité du diélectrique, il faut alors adjoindre à l'antenne une forte épaisseur de diélectrique, ce qui amoindrit l'effort de miniaturisation. Par ailleurs, l'effet de miniaturisation dépend de l'épaisseur du substrat, avec un optimum d'épaisseur à $0,1\lambda$ [Vol+09].

Cette méthode de miniaturisation présente cependant un désavantage majeur : lorsque le gradient de permittivité est fort, il y a une forte désadaptation entre les milieux de permittivités différentes. Cette désadaptation est à la source de piégeage d'énergie électromagnétique au sein du diélectrique et l'élément rayonnant devient inefficace. Le facteur de qualité du système augmente et la largeur de bande est réduite. Il faut donc compenser la variation de la partie imaginaire de l'antenne avec un chargement inductif [Vol+09].

b Miniaturisation à base de matériaux magnétiques

Les matériaux magnétiques utilisés en électronique radiofréquence utilisent les propriétés ferromagnétiques ou ferromagnétiques des cristaux. Ces propriétés sont liées au moment magnétique des matériaux. Leur potentiel pour la miniaturisation des antennes est alors similaire à celui des matériaux diélectriques, mais sans l'inconvénient de la désadaptation entre le matériau et l'espace libre.

Les matériaux ferrimagnétiques sont basés sur l'aimantation de certains matériaux à base de fer, cobalt et nickel. Les ferrites, souvent basées sur des alliages de Nickel-Zinc, sont en général utilisées dans des applications antennaires ou de [compatibilité électromagnétique \(CEM\)](#) où la fréquence ne dépasse pas 500 MHz. Au-delà, des résonances magnétiques [Dio03] en limitent l'utilisation : le matériau présente alors de fortes pertes ($\tan \delta_d > 0,2$). Des études [Gra10] montrent que la miniaturisation peut atteindre 50% lorsque le matériau est placé près de fortes concentrations de courant (alimentation, point de court circuit), rendant inutile une forte épaisseur de matériau comme c'est le cas des diélectriques. Une étude paramétrique [Moo11, p. 27] sur le gain d'antennes à très basse fréquence (30 MHz) montre que le gain est maximum lorsque ϵ_r tend vers 1. Des variations de gain jusqu'à 10 dB sont observées pour des permittivités allant de 1 à 4. Une conclusion de l'étude est que l'impédance d'onde dans le matériau doit être supérieure à celle de l'espace libre (377Ω) pour améliorer le gain en dessous de 100 MHz.

Les matériaux « *ferromagnétiques* », enfin, présentent une perméabilité bien supérieure à celle des matériaux ferrimagnétiques, de l'ordre de 500-1000 à 2 GHz [Gra10] mais ce sont des conducteurs qui produisent aussi des courants de Foucault à haute fréquence, ce qui rend leur utilisation à haute fréquence impossible. Leur association à des couches minces isolantes semble néanmoins prometteuse [Gra10] pour des utilisations à plus haute fréquence (de l'ordre du GHz).

c Miniaturisation à base de matériaux magnéto-diélectriques

Les inconvénients des matériaux diélectriques et magnétiques ont conduit à des recherches portant sur des matériaux dont à la fois la permittivité relative et la perméabilité relative sont plus grandes que l'unité. Dans ces matériaux, si $\epsilon_r = \mu_r$, l'impédance du milieu est alors adaptée à l'impédance

de l'espace libre [Pet+08b]

$$\eta_{milieu} = \sqrt{\frac{\mu_r \mu_0}{\epsilon_r \epsilon_0}} = \eta_{air} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (2.10)$$

Le champ n'est pas confiné dans le milieu et l'antenne est miniaturisée d'un facteur $n = \sqrt{\mu_r \epsilon_r}$ [MS04a]. Par ailleurs, la largeur de bande est améliorée si le rapport μ_r/ϵ_r augmente [HB00].

Des matériaux magnéto-diélectriques ont été développés dès le début des années 2000 aux Etats-Unis par la société TransTech. L'« hexaferrite de type-Z » développée ($3BaO - 2CoO - 12Fe_2O_3$) présente $\mu_r = \epsilon_r = 16$ jusqu'à 400 MHz ; de faibles pertes jusqu'à 500 MHz ($\tan \delta_m = 0,02$ et $\tan \delta_d = 0,005$) et une permittivité relative ϵ_r non dispersive jusqu'à 1.5 GHz [Bue05].

Afin d'augmenter le rapport μ_r/ϵ_r et à des fins de miniaturisation dans les bandes VHF et UHF, Mosallaei *et al.* présentent dans [MS04b] un empilement successif d'hexaferrite-Z et de diélectrique ($\epsilon_r = 2,2$) à faibles pertes ($\tan \delta_d = 0,001$). Le matériau composite final présente $\epsilon_{reff} = 3,87$ et $\mu_{reff} = 8,50$, d'où un facteur de miniaturisation de 5.

Mais ici encore, les limitations fréquentielles des ferrites traditionnelles ont ouvert la voie à de nouvelles recherches concernant des poudres de ferrite *nanométriques* pressées dont les propriétés, magnétiques et diélectriques, seraient acceptables au-delà de 500 MHz.

Les travaux de [Pet+08b] et [Pet+08a] portent sur la réalisation d'un substrat faibles pertes à 100 MHz basé sur des poudres de ferrites Nickel-Zinc (NZFO) et de ferro-électrique Bismuth-Strontium Titanate (BST). Les auteurs montrent que les propriétés magnétiques (typiquement $\mu_r = 50$ jusqu'à 100 MHz) de la ferrite NFZO et diélectriques ($\epsilon_r = 50$ typiquement) de la poudre BST sont dégradées lorsque ces matériaux sont utilisés en assemblage composite. Pour cet assemblage, jusqu'à 100 MHz, les perméabilités et permittivités relatives sont égales ($\mu_r = \epsilon_r = 16$) ; les pertes sont faibles ($\tan \delta = 0,005$). Au-delà, l'assemblage présente de fortes pertes ($\tan \delta = 0,6$) et un facteur de miniaturisation de 2,5 à 1,3 GHz.

Plus récemment, dans [Abd+10], [Sou+10] et [Nia+10], deux poudres nanométriques à base de ferrites Ni-Zn-Co ont été réalisées et caractérisées pour des applications de 200 MHz à 700 MHz. Les performances du second composite de 200 à 700 MHz sont : $\tan \delta_d + \tan \delta_m < 0,15$; $\epsilon_r = 5$ et $\mu_r = 6$.

Les caractéristiques du second matériau sont plus intéressantes entre 100 MHz et 700 MHz que le superstrat commercial MF-114 à base de ferrites ([Sou+10]) :

matériau $Ni_{0.5}Zn_{0.3}Co_{0.2}In_{0.075}Fe_{1.925}O_4$	matériau MF-114
$\epsilon_r = 3,9$	$\epsilon_r = 12$
$\mu_r = 4,8 - 5,9$	$\mu_r = 2$
$\eta = \sqrt{\mu_r \epsilon_r} = 4,3 - 4,8$	$\eta = \sqrt{\mu_r \epsilon_r} = 5$
$\tan \delta_d < 0,05$	$\tan \delta_d = 0,05$
$\tan \delta_m < 0,01$	$\tan \delta_m < 0,07$

Niamien *et al.* comparent dans [Nia+10] la miniaturisation effectuée avec un superstrat commercial (MF-114) et le matériau ($Ni_{0.5}Zn_{0.3}Co_{0.2}In_{0.075}Fe_{1.925}O_4$). De meilleures performances en miniaturisation ont été obtenues avec le matériau développé ($\lambda/40$) ainsi qu'une efficacité plus élevée (24% avec le matériau en question contre 17% avec la ferrite commerciale).

Les études récentes sur les matériaux composites magnéto-diélectriques semblent indiquer qu'il existe un compromis entre perméabilité, pertes magnétiques et fréquence maximale d'utilisation. Ainsi, un matériau à fort μ_r sera utilisable avec des pertes magnétiques peu importantes à des basses fréquences ; un matériau à μ_r relativement moins élevé pourra être utilisé avec des pertes du même ordre à plus hautes fréquences.

Conclusion Dans cette partie, l'effet de l'ajout de matériaux à propriétés diélectriques ou magnétiques a été étudié dans le cadre de la miniaturisation d'antennes. Ceux-ci peuvent permettre une

miniaturisation de l'ordre de $\sqrt{\epsilon_r}$ (matériau diélectrique) et de $\sqrt{\mu_r}$ (matériau magnétique). L'ajout d'un matériau diélectrique limite la largeur de bande de l'antenne car celui-ci piège l'énergie de cette dernière en champ proche. Le matériau magnétique ne présente pas cette limitation mais il est du fait de sa composition limité en fréquence à quelques centaines de MHz au mieux. La voie des matériaux magnéto-diélectriques semble prometteuse mais elle est aujourd'hui en stade de développement et n'est pas encore industrialisée.

Dans cette partie, les techniques de miniaturisation d'antennes ont été étudiées. Celles-ci s'articulent autour de 3 axes : la méandration de la structure, la maîtrise de l'impédance d'entrée de l'antenne et l'ajout de matériaux magnéto-diélectriques. Dans cette étude, toutes les antennes sont intrinsèquement faible-bande, ce qui rend l'évaluation de la conservation de la largeur de bande de ces techniques impossible. Il apparaît donc essentiel dans le cadre de ces travaux d'évaluer les performances en miniaturisation et en largeur de bande de ces techniques sur des antennes intrinsèquement ultra large-bande. Cette étude fera l'objet de la section 2.4.

Dans la prochaine partie, les techniques de conception d'antennes à diversité de polarisation seront exposées.

2.3 Antennes à diversité de polarisation

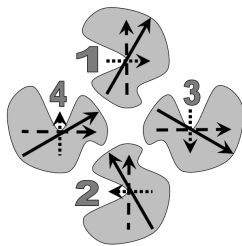


FIGURE 2.18 – Réseau d'antennes à symétrie axiale [Ada10]

Le concept de diversité de polarisation dans le domaine antennaire trouve racine dans la volonté de robustesse de systèmes par rapport aux dépolarisations de l'onde.

Une solution est alors apparue pour faire face aux dépolarisations d'ondes : une antenne robuste aux dépolarisations doit être capable de restituer des signaux dont la polarisation est quelconque et nécessite des éléments rayonnants sensibles à des polarisations orthogonales.

Enfin, avec l'avènement des systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output), la diversité de polarisation -au même titre que la diversité d'espace ou de rayonnement- a pris de l'importance au nom de la capacité du système à transmettre de plus gros volumes de données avec une robustesse accrue.

2.3.1 Antennes à symétrie axiale utilisant une alimentation différentielle

[Cos+09] démontre qu'une structure symétrique par rapport à un point d'alimentation présente une polarisation pure indépendamment de la fréquence. Il y a alors une symétrie parfaite des courants par rapport au plan E (resp. anti-symétrie par rapport au plan H). En dupliquant cette antenne et en la tournant de 90° , il est alors possible d'obtenir une antenne à double accès et à double polarisation dont chaque accès est responsable pour une polarisation linéaire pure.

Ce principe est illustré par les structures de G. Adamiuk (Université de Karlsruhe, [Ada10]). Il constate qu'il existe peu d'antennes (ultra large-bande) à double-polarisation orthogonale, et que les rares spécimens, en particulier les antennes à rayonnement longitudinal qui présentent une polarisation linéaire pure, sont encombrants.

Une importante contribution de ses travaux de doctorat [Ada10] est la démonstration que l'alimentation en mode différentiel de 4 éléments identiques par symétrie axiale produit une antenne à double polarisation orthogonale, ce qui reste valable dans un cas ultra large-bande (fig. 2.18 [Ada10, p. 17]).

En effet, en prenant par exemple la figure 2.18, l'alimentation différentielle des éléments 1 et 2 crée une interférence destructive et supprime la composante horizontale du champ électrique : le réseau 1+2 génère alors une polarisation verticale sans composante croisée ; le réseau 3+4 génère une polarisation horizontale sans composante croisée. Il obtient ainsi une antenne à double polarisation dont chaque accès est responsable pour une polarisation linéaire pure.

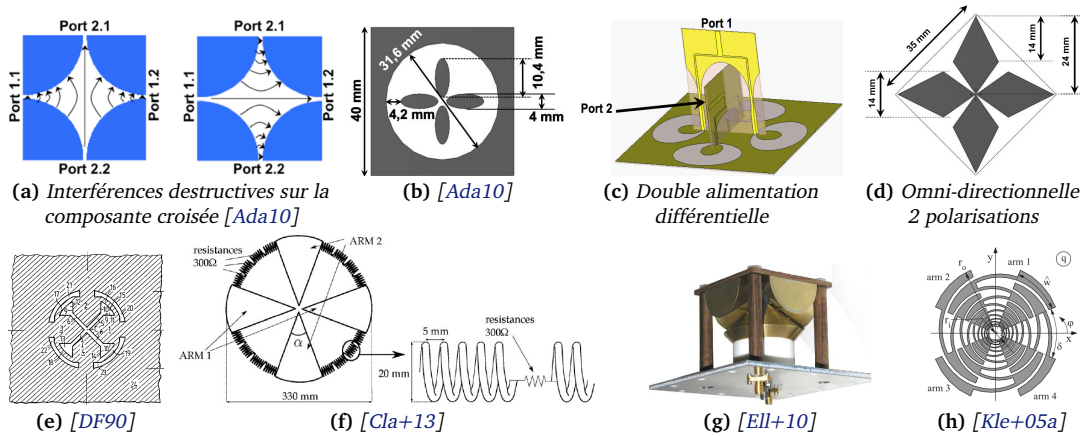


FIGURE 2.19 – Antennes à symétrie axiale et double alimentation symétrique

Les structures de G. Adamiuk (fig. 2.19a, 2.19b et 2.19c) sont basées sur des fentes imposant un confinement du champ dans le diélectrique compris entre les métallisations (fig. 2.19a). L'alimentation différentielle est appliquée entre les deux extrémités des fentes (fig. 2.19c). Elles présentent un rayonnement bi-directionnel perpendiculaire au plan de l'antenne (sauf pour le prototype 2.19d dont le rayonnement est omni-directionnel en azimut).

Les résultats montrent un fort découplage entre les ports : l'orientation du champ E pour des polarisations orthogonales est en effet perpendiculaire, il n'existe donc pas de couplage parasite entre les ports. Cela assure par ailleurs un bon niveau de polarisation croisée en champ lointain car les courants ne sont pas rayonnés une seconde fois par les monopoles orthogonaux.

La taille des antennes est de $\lambda/2$ à la fréquence la plus basse et elles présentent une diversité de polarisation dans les mêmes plans.

Des structures basées sur des monopôles large-bande ont été assemblées par symétrie axiale dans [DF90] (fig. 2.19e), [Cla+13] (fig. 2.19f) et [Ell+10] (fig. 2.19g) pour obtenir respectivement 3 polarisations orthogonales dans l'espace et 2 polarisations orthogonales sur un rayonnement omni-directionnel en azimut.

Enfin, O. Klemp montre dans [Kle+05a] (fig. 2.19h, [Kle+05b], [Kle+06b], [Kle+06a], [KE06])



FIGURE 2.20 – Antennes ultra large-bande à diversité de polarisation

la possibilité de générer plusieurs types de polarisations (verticale et horizontale, circulaire droite et circulaire gauche, ...) sur un réseau d'antennes log-périodiques symétriques en maîtrisant le *déphasage* appliqué à 2 paires d'antennes en regard. C'est ce principe qui est utilisé sur les variations à double polarisation des antennes papillon, log-périodique, et sinueuse (fig. 2.20), qui seront étudiées dans les chapitres qui suivent.

Une autre technique permettant de mettre en oeuvre la diversité de polarisation consiste à exciter des modes orthogonaux sur une même structure. Cette technique sera détaillée dans le prochain paragraphe.

2.3.2 Antennes à excitation de multiples modes orthogonaux

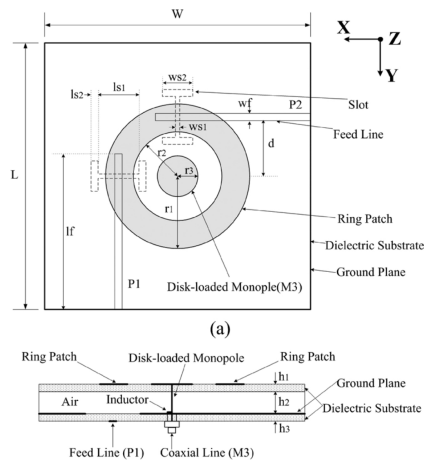


FIGURE 2.21 – Antenne tri polarisation
[Gao+10]

L'excitation de modes suivant une dimension ou une autre de l'antenne génère un champ orienté selon ces dimensions.

Un exemple classique est l'antenne patch, dont le rayonnement unidirectionnel peut présenter une polarisation horizontale ou verticale selon la position de l'excitation sur le patch. Ce principe est réutilisé dans les travaux de [Gao+10] et [Zha+13] (fig. 2.21). Une antenne patch est utilisée de concert avec un monopôle chargé par toit capacitif. Ce dernier est responsable de la polarisation verticale dans le plan azimutal alors que les deux accès de l'antenne patch produisent une double polarisation orthogonale dans le plan d'élévation. La diversité de polarisation avec 3 polarisations orthogonales est effectivement obtenue, mais pas dans un même plan d'observation. En particulier, dans le cas du rayonnement en azimut qui est recherché dans la majorité des applications de goniométrie, une

seule polarisation est générée (par le monopôle).

Dans cette section, plusieurs manières permettant de mettre en oeuvre la diversité de polarisation sur des antennes ont été étudiées. La première consiste à rendre l'antenne symétrique par rotation, et à exciter deux accès identiques par rotation de 90° . Cette méthode génère deux polarisations orthogonales sur des accès découplés. Elle génère par ailleurs peu de polarisation croisée. La seconde consiste à exciter différents modes au sein d'une même antenne. Cette méthode présente le désavantage de générer ces polarisations dans des plans différents (élévation et azimut).

En vue de la conception d'antennes ultra large bande à double polarisation pour la radiogoniométrie, la première technique semble adaptée. Elle permet en effet de concevoir des antennes compactes, ultra large-bande et qui disposent d'une double polarisation dans le plan azimutal via deux accès indépendants.

Après avoir étudié les techniques de conception d'antennes ultra large-bande, miniatures et à diversité de polarisation, la prochaine section portera sur la conception conjointe d'antennes qui sont à la fois ultra large-bande et miniatures. En effet, les techniques de miniaturisation sont principalement présentées pour des antennes à faible largeur de bande. Dans le cadre de cette étude, il est donc important de voir les effets de la miniaturisation sur des antennes ultra large bande.

2.4 Antennes ultra large-bande et électriquement petites

Les antennes électriquement petites créent, du fait de leur petite taille, un stockage d'énergie réactive qui augmente le facteur de qualité, que l'on sait être inverse à des performances large-bande. Inversement, les antennes large-bande tendent, elles, à réduire cette énergie réactive en favorisant des transitions progressives entre le milieu de propagation guidé et l'espace libre. Cette progressivité est liée à la longueur d'onde de travail, et ne crée donc pas une antenne électriquement petite. Il s'agit d'une difficulté majeure. Récemment, des approches inspirées des techniques de miniaturisation déjà présentées, visant à maîtriser l'impédance des antennes, ont permis une réduction de leur encombrement mais parfois au détriment de leur largeur de bande. Beaucoup d'antennes ultra large-bande miniaturisées font d'ailleurs appel à plusieurs techniques de miniaturisation en même temps.

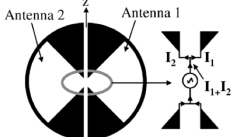
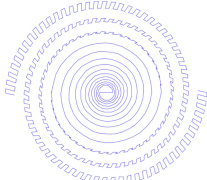
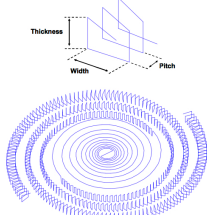
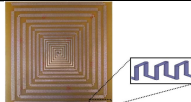
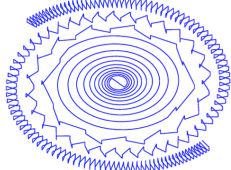
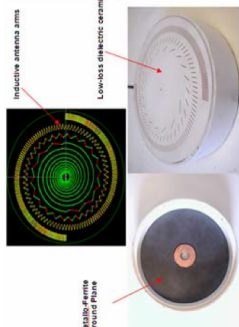
2.4.1 Revue des performances

Dans cette section, on s'intéressera (tab. 2.1) aux performances des techniques de miniaturisation présentées dans les sections précédentes dans le cas ultra large-bande :

- réduction de taille par rapport à la taille originale : facteur de miniaturisation m

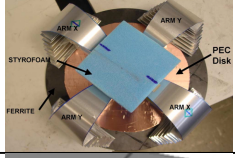
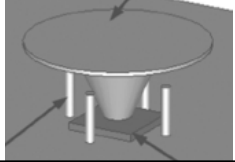
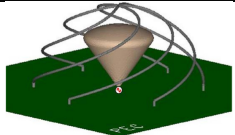
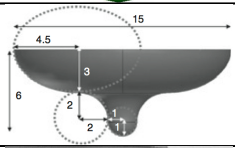
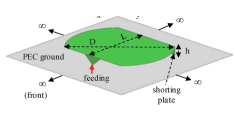
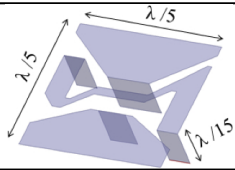
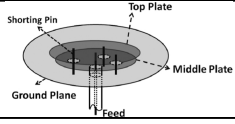
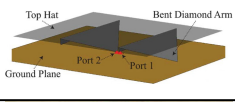
- taille absolue de la plus grande dimension d'antenne par rapport à la plus grande longueur d'onde
 - largeur de bande en impédance de l'antenne, et détérioration éventuelle de celle-ci
- (La colonne "Catégorie *ULB*" se réfère aux principes de conception des antennes ultra large-bande étudiés à la section 2.1.)

TABLE 2.1 – Récapitulatif des antennes miniatures ultra large-bande et de leurs performances

Référence	Structure	Catégorie <i>ULB</i>	Dimensions maximales	Facteur de min.	Principe de miniaturisation	Bande passante
[Beh05]		2	$0,37\lambda_0$	1,35	inductif : boucle de court-circuit	8,5 :1
[Lee+05]		2	$0,2\lambda_0$	1,5	inductif	N.C.
[Che06]		4		1,26	méandration + capacitif	10 :1
[Che06]		4		1,45	méandration	10 :1
[Kra06]		4		1,2	méandration	10 :1
[Kra+08]		4		1,43	méandration + ferrite	10 :1
[Vol+07]		4		1,67	méandration + chargement de ferrite	10 :1
[OC08]		2		1,67	inductif (méandration)	20 :1

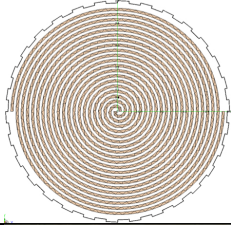
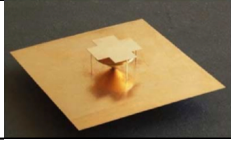
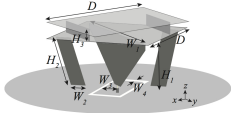
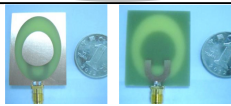
suite en page suivante

TABLE 2.1 – suite

Référence	Structure	Catégorie ULB	Dimensions maximales	Facteur de min.	Principe de miniaturisation	Bande passante
[Osa+09]		2		1,67	inductif (méandration) + chargement de ferrite	20 : 1
[Pal+08]		2	$h = 0,125\lambda_0$	2	capacitif (toit) + inductif (vias de court-circuit)	2,9 : 1
[Tza+08]		4	$0,21\lambda_0$	1,5	chargement de polymères de ferrite (ferrodiélectriques)	10 : 1
[Yan+08]		2	$0,125\lambda_0$	2	chargement inductif avec une spirale à faible Q	10 : 1
[Zha09]		2			méandration	40 : 1
[KNM12]		2	$\lambda_0/4,9 \times \lambda_0/8,9$	1,2	inductif (fente)	4,8 : 1
[Moo+12]		2	$0,06 \times 0,005\lambda_0^2$		inductif (vias de court-circuit) + chargement de ferrite	10 : 1
[OS12]		2	$(0,2^2 \times 0,06)\lambda_0^3$	1,85	inductif et capacitif	2,6 : 1
[AA+13]		2	$(0,24^2 \times 0,06)\lambda_0^3$	1,04	inductif (vias de court-circuit) + capacitif (toit)	1,4 : 1
[BY13]		2	$(0,22^2 \times 0,03)\lambda_0^3$	1,13	capacitif (toit) + inductif (vias de court-circuit)	4 : 1
[Cla+13]		2,95	$(0,17^2 \times 0,07)\lambda_0^3$	1,5	inductif (bobi-nage) + ferrite + charges résistives	5,3 : 1

suite en page suivante

TABLE 2.1 – suite

Référence	Structure	Catégorie ULB	Dimensions maximales	Facteur de min.	Principe de miniaturisation	Bande passante
[Rip13]		4	$(0,2^2 \times 0,0625)\lambda_0^3$	1,23	inductif (méandration et chargement d'éléments inductifs (boucles) en champ proche)	10 : 1
[Koo+14]		2	$(0,2^2 \times 0,86)\lambda_0^3$	1,25	inductif (vias de court-circuit) + capacitif (toit)	1,23 : 1
[MHAB14]		2	$(0,085 \times 0,189^2)\lambda_0^3$	1,33	inductif (vias de court-circuit) + capacitif (toit)	5,5 : 1
[Tan+14b]		2	$(0,3 \times 0,22)\lambda_0^2$	1,13	inductif (fente)	10 : 1

2.4.2 Conclusion

La revue de l'état de l'art des antennes ultra large-bande et électriquement petites permet d'observer les points suivants :

- les tailles minimum atteintes pour des antennes ultra large-bande sont de l'ordre de $0,125\lambda_{BF}$ pour des structures monopolaires et $0,17\lambda_{BF}$ pour des structures dipolaires.
- le facteur de miniaturisation dépend de l'ajout de pertes : dans le cas où la structure est miniaturisée sans l'aide de structures sans pertes, le facteur de miniaturisation peut atteindre 2. Dans le cas où des pertes sont introduites par des charges résistives ou des ferrites, un facteur de miniaturisation plus important (de l'ordre de 3 [Cla+13]) peut être atteint.
- les techniques de miniaturisation appliquées aux antennes ultra large-bande sont de 3 types :
 1. chargement inductif (incluant la méandration) pur ou majoritaire : [Beh05], [Lee+05], [Kra06], [Che06], [Erk+08], [OC08], [Yan+08], [Zha09], [KNM12], [Cla+13], [Rip13], [Tan+14b]
 2. chargement inductif avec ferrite : [Vol+07], [Kra+08], [Tza+08], [Osa+09], [Moo+12]
 3. chargement inductif et capacitif : [Vol05], [Pal+08], [OS12], [AA+13], [BY13], [Koo+14], [MHAB14]
- il est possible de miniaturiser sans dégrader la largeur de bande de l'antenne soit en appliquant uniquement la miniaturisation aux parties d'antennes responsables du rayonnement à basses fréquences ([Kra+08] et [OC08]), soit en appliquant un chargement à la fois inductif et capacitif qui est moins susceptible de dégrader l'adaptation de l'antenne à haute fréquence. Il est également à noter que largeur de bande de l'antenne miniaturisée dépend en particulier de la largeur de bande de l'antenne initiale.

Conclusion générale

Dans ce chapitre, la problématique de cette étude a été déclinée du point de vue de l'état de l'art. Par rapport à cette dernière, il apparaît qu'il existe des antennes ultra large-bandes pouvant

tenir des bandes passantes en impédance ainsi qu'en rayonnement supérieures à la décade : il s'agit des antennes de type log-périodiques (paragraphe 2.1.3) et des antennes à résonance continue (équiangulaires, paragraphe 2.1.4). Parmi ces dernières, les antennes log-périodiques, à laquelle appartiennent l'antenne dentelée log-périodique et l'antenne sinueuse, sont de bonnes candidates à la mise en oeuvre de la double-polarisation linéaire (voir paragraphe 2.3.1).

Dans le prochain chapitre, ces antennes ultra large-bande seront étudiées sous l'angle de leur largeur de bande en impédance et en rayonnement qu'elles présentent. Par la suite, elles seront miniaturisées en utilisant certaines des techniques présentées au paragraphe 2.2, et tout en vérifiant qu'aucunes des bandes passantes ne soient dégradées.

Références

- [Abd+10] W. ABDOUNI *et al.* « Matériaux magnéto-diélectriques à base de nanoferrites pour la miniaturisation d'antennes imprimées ». In : *11emes journées de caractérisation microondes et matériaux*. Brest, 2010, p. 1–4 (cité p. 37).
- [Ada10] G. ADAMIUK. « Methoden zur Realisierung von dual-orthogonal, linear polarisierten Antennen für die UWB-Technik ». Thèse de doct. Karlsruher Institut für Technologie, 2010 (cité pp. 38, 39).
- [AA+13] L. AKHOONDZADEH-ASL *et al.* « Novel Low Profile Wideband Monopole Antenna for Avionics Applications ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 61.11 (2013), p. 5766–5770 (cité pp. 42, 43).
- [Amm99] M. J. AMMANN. « Square planar monopole antenna ». In : *IEE National Conference on Antennas and Propagation*. 1999 (cité p. 23).
- [And+05] J. ANDRIEU *et al.* « Transient Characterization of a Novel Ultrawide-Band Antenna : The Scissors Antenna ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 53.4 (2005), p. 1254–1261 (cité p. 25).
- [AA05] M. Z. AZAD *et al.* « A Miniaturized Hilbert PIFA for Dual-Band Mobile Wireless Applications ». In : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 4 (2005), p. 59–62 (cité p. 31).
- [Aza04] R. AZADEGAN. « Highly Miniaturized Antennas and Filters for Wireless Applications ». Thèse de doct. University of Michigan at Ann Harbor, 2004 (cité p. 34).
- [Bai+06] X.-F. BAI *et al.* « Leaf-shaped monopole antenna with extremely wide bandwidth ». In : *Microwave and Optical Technology Letters* 48 (2006), p. 1247–1250 (cité p. 22).
- [Bal97] C. A. BALANIS. *Antenna Theory : analysis and design*. 2^e éd. Wiley, 1997 (cité pp. 21, 22).
- [Bal07] « Small and Fractal Antennas ». In : *Modern Antenna Handbook*. Sous la dir. de C. A. BALANIS. John Wiley & Sons, 2007, p. 475–528 (cité p. 33).
- [Beg10] X. BEGAUD. *Les antennes Ultra Large Bande*. 2010 (cité pp. 20, 21).
- [Beh05] N. BEHDAD. « A compact antenna for ultrawide-band applications ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 53 (2005), p. 2185–2192 (cité pp. 41, 43).
- [Beh06] N. BEHDAD. « High-Performance, Multi-functional, and Miniaturized Integrated Antennas ». Thèse de doct. University of Michigan at Ann Harbor, juin 2006 (cité p. 34).
- [BY13] N. BEHDAD *et al.* « A Very Low-Profile, Omnidirectional, Ultrawideband Antenna ». In : 12 (2013), p. 280–283 (cité pp. 42, 43).

- [Bes02] S. R. BEST. « On the significance of self-similar fractal geometry in determining the multiband behavior of the Sierpinski gasket antenna ». In : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 1.1 (2002), p. 22–25 (cité p. 27).
- [Bes04] S. R. BEST. « The Radiation Properties of Electrically Small Folded Spherical Helix Antennas ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 52.4 (2004), p. 953–960 (cité p. 32).
- [BM02] S. R. BEST et J. D. MORROW. « The effectiveness of space-filling fractal geometry in lowering resonant frequency ». In : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 1.1 (2002), p. 112–115 (cité pp. 27, 32).
- [BM03] S. R. BEST et J. D. MORROW. « On the Significance of Current Vector Alignment in Establishing the Resonant Frequency of Small Space-Filling Wire Antennas ». In : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 2 (2003), p. 201–204 (cité p. 32).
- [BZ73] H. R. BHOJWANI et L. W. ZELBY. « Spiral Top-Loaded Antenna : Characteristics and Design ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* AP-21.3 (mai 1973) (cité p. 34).
- [Bru+03] C. BRUNS *et al.* « Analysis and Simulation of a 1-18-GHz broadband double-ridged horn antenna ». In : *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 45 (2003), p. 55–60 (cité p. 23).
- [Bue05] K. BUELL. « Development of Engineered Magnetic Materials for Antenna Applications ». Thèse de doct. University of Michigan at Ann Harbor, oct. 2005 (cité p. 37).
- [Cas01] E. D. CASWELL. « Design and Analysis of Star Spiral with Application to Wideband Arrays with Variable Element Sizes ». Thèse de doct. Virginia Polytechnic Institute et State University, 2001 (cité pp. 27, 28).
- [Che06] C.-C. CHEN. « Miniature UWB antenna design and its limitations ». In : *1st European Conference on Antennas and Propagation : EuCAP*. 2006 (cité pp. 41, 43).
- [CL03] H CHOO et H LING. « Design of electrically small planar antennas using inductively coupled feed ». In : *Electronics Letters* 39.22 (2003), p. 1–2 (cité p. 34).
- [Chu48] L. J. CHU. « Physical Limitations of Omni-Directional Antennas ». English. In : *Journal of Applied Physics* 19.12 (1948), p. 1163–1175 (cité p. 29).
- [CT11] L CISONI et D TRINCHERO. « Compact small magnetic antennas an efficient technique to reduce dimensions without affecting the efficiency ». In : *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*. 2011, p. 1020–1023 (cité pp. 31, 32).
- [Cla+13] O. CLAUZIER *et al.* « Compact Dual-Linear Polarized Wideband Antenna for VHF/UHF Band ». In : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 12 (2013), p. 801–804 (cité pp. 39, 42, 43).
- [Cos+09] J. R. COSTA *et al.* « Performance of a Crossed Exponentially Tapered Slot Antenna for UWB Systems ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 57 (2009), p. 1345–1352 (cité p. 38).
- [Din+06] M. DING *et al.* « Design of a CPW-fed Ultra Wideband Crown Circular Fractal Antenna ». In : *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. 2006, p. 2049–2052 (cité pp. 26, 27).
- [Dio03] G. F. DIONNE. « Magnetic relaxation and anisotropy effects of high-frequency permeability ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 39 (2003), p. 3121–3126 (cité p. 36).
- [Dio+07] J.-C. DIOT *et al.* « A Novel Antenna for Transient Applications in the Frequency Band 300 MHz - 3 GHz : The Valentine Antenna ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 55 (2007), p. 987–990 (cité p. 25).

- [DF90] G. DUBOST et R. FRIN. « Plate antenna with double crossed polarizations ». Brev. 344,412. Mai 1990 (cité p. 39).
- [Duh87] R. H. DUHAMEL. « Dual Polarized Sinuous Antennas ». Brev. 703,042. Avr. 1987 (cité pp. 26, 60).
- [DI57] R. H. DUHAMEL et D ISBELL. « Broadband logarithmically periodic antenna structures ». In : *IRE International Convention Record*. 1957, p. 119–128 (cité p. 25).
- [Dys59] J. D. DYSON. « The equiangular spiral antenna ». In : *IRE Transactions on antennas and propagation* 7 (1959), p. 181–187 (cité p. 28).
- [Ell+10] P. G. ELLIOT *et al.* « MIMO polarization diversity antenna with ultra-wide bandwidth and small size ». In : *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*. 2010 (cité p. 39).
- [Ere07] A. ERENTOK. « Metamaterial-based electrically small antennas ». Thèse de doct. University of Arizona, f  v. 2007 (cité pp. 34, 35).
- [Erk+08] F. ERKMEN *et al.* « UWB magneto-dielectric ground plane for low-profile antenna applications ». In : *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 50 (2008), p. 211–216 (cité p. 43).
- [Fuj+86] K. FUJIMOTO *et al.* *Small Antennas*. John Wiley et Sons, Inc., 1986 (cité pp. 29, 31, 33, 34).
- [Gao+10] X. GAO *et al.* « Low-Profile Planar Tripolarization Antenna for WLAN Communications ». In : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 9 (2010), p. 83–86 (cité p. 40).
- [Gop+08] M. GOPIKRISHNA *et al.* « Compact linear tapered slot antenna for UWB applications ». In : *Electronics Letters* 44.20 (2008), p. 1174–1175 (cité p. 24).
- [Gra10] F. GRANGE. « Matériaux composites pour antenne miniature int  gr  e ». Thèse de doct. Université de Rennes 1, nov. 2010 (cité p. 36).
- [Gre11] M. GRELIER. « Miniaturisation des antennes large bande a l'aide de materiaux artificiels ». Thèse de doct. Telecom ParisTech, 2011 (cité pp. 28, 124, 125).
- [Han81] R. C. HANSEN. « Fundamental limitations in Antennas ». In : *Proceedings of the IEEE* 69 (1981), p. 170–182 (cité p. 29).
- [HB00] R. C. HANSEN et M. BURKE. « Antennas with magneto-dielectrics ». In : *Microwave and Optical Technology Letters* 26.2 (f  v. 2000), p. 75–78 (cité p. 37).
- [Hon09] W. HONG. « Miniaturized Antennas for Platform-level Integration Scenarios ». Thèse de doct. University of Michigan at Ann Harbor, jan. 2009 (cité pp. 31, 32).
- [Ele] « IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas. » In : *IEEE Std* 145 (1983), p. 1–31 (cité p. 20).
- [Jin10] P. JIN. « Improving the performance of antennas with metamaterial constructs ». Thèse de doct. University of Arizona, mar. 2010 (cité pp. 34, 35).
- [JZ09a] P. JIN et R. W. ZIOLKOWSKI. « Broadband, Efficient, Electrically Small Metamaterial-Inspired Antennas Facilitated by Active Near-Field Resonant Parasitic Elements ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 58.2 (2009), p. 318–327 (cité p. 34).
- [JZ09b] P. JIN et R. W. ZIOLKOWSKI. « Low-Q, Electrically Small, Efficient Near-Field Resonant Parasitic Antennas ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 57.9 (2009), p. 2548–2563 (cité p. 34).

- [KE06] O. KLEMP et H. EUL. « On the Application of Multimode Diversity Reception using Miniaturized Wideband Log.-Per. Planar Antennas ». In : *The 9th European Conference on Wireless Technology*. 2006, p. 47–50 (cité p. 39).
- [Kle+05a] O. KLEMP et al. « Novel logarithmically periodic planar antennas for broadband polarization diversity reception ». English. In : *AEU - International Journal of Electronics and Communications* 59.5 (juil. 2005), p. 268–277 (cité p. 39).
- [Kle+05b] O. KLEMP et al. « Polarization Diversity Analysis of Dual-Polarized Log.-Per. Planar Antennas ». In : *IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. 2005 (cité p. 39).
- [Kle+06a] O. KLEMP et al. « Miniaturized antenna-arrays for combined wideband polarization- and space diversity ». In : *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. 2006, p. 161–164 (cité p. 39).
- [Kle+06b] O. KLEMP et al. « On the Polarization Diversity Performance of Log-Per Multiarm-Antennas for MB-OFDM UWB Communications ». In : *Proceedings of the 3rd Workshop on Positioning, Navigation and Communication*. 2006 (cité p. 39).
- [KNM12] M. KOOHESTANI et M. NASER-MOGHADASI. « Very compact ultra-wideband antenna with CPW-FED monopole ». In : *Microwave and Optical Technology Letters* (2012) (cité pp. 42, 43).
- [Koo+14] M. KOOHESTANI et al. « A Novel, Low-Profile, Vertically-Polarized UWB Antenna for WBAN ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 62.4 (2014), p. 1888–1894 (cité p. 43).
- [Kra06] B. A. KRAMER. « Miniature UWB Conformal Aperture with Volumetric Inductive Loading ». In : *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. 2006, p. 3693–3696 (cité pp. 41, 43).
- [Kra+08] B. A. KRAMER et al. « Size Reduction of a Low-Profile Spiral Antenna Using Inductive and Dielectric Loading ». In : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 7 (2008), p. 22–25 (cité pp. 41, 43).
- [Kra88] J. D. KRAUS. « The biconical antenna and its impedance ». In : *Antennas 2nd Edition*. McGraw-Hill, 1988 (cité p. 21).
- [Lah01] J.-M. LAHEURTE. *Petites antennes*. Télécommunications. communications sans fil et terminaux. Hermes Science Publication, jan. 2001 (cité p. 31).
- [LS04] R. T. LEE et G. S. SMITH. « A design study for the basic TEM horn antenna ». In : *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 46 (2004), p. 86–92 (cité pp. 24, 25).
- [Lee+05] T.-I. LEE et al. *A compact polarization multiplexing antenna for MIMO applications*. T. 4A. Nov. 2005 (cité pp. 41, 43).
- [Li+11] C.-y. LI et al. « Volcano smoke planar ultra-wideband antenna ». In : *International Conference on Electronic and Mechanical Engineering and Information Technology*. 2011 (cité p. 22).
- [Lin41] N. E. LINDENBLAD. « Wide Band Antenna ». Brev. 2,239,724 (United States). 1941 (cité pp. 21, 22).
- [Liu+01] J.-C. LIU et al. « Fractal multiband antennas based on lotus-pods patterns ». In : *Asia-Pacific Microwave Conference*. 2001 (cité p. 26).
- [Lu+04] G. LU et al. « Diamond and rounded diamond antennas for ultrawide-band communications ». In : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 3 (2004), p. 249–252 (cité p. 22).

- [Meh+07] A MEHDIPOUR *et al.* « A new planar ultra wideband antenna for UWB applications ». In : *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. 2007 (cité p. 25).
- [MHAB14] S MOMENI HASAN ABADI et N. BEHDAD. « An Electrically-Small, Vertically-Polarized Ultra-Wideband Antenna with Monopole-Like Radiation Characteristics ». In : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 99 (2014), p. 1 (cité p. 43).
- [Moo11] H. MOON. « Development of very- low-profile ultra-wideband VHF antennas ». Mém.de mast. Ohio State University, 2011 (cité p. 36).
- [Moo+12] H. MOON *et al.* « An Extremely Low-Profile Ferrite-Loaded Wideband VHF Antenna Design ». In : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 11 (2012), p. 322–325 (cité pp. 42, 43).
- [MS04a] H. MOSALLAEI et K. SARABANDI. « Engineered meta-substrates for antenna miniaturization ». In : *URSI International Symposium on Electromagnetic Theory*. 2004, p. 1–3 (cité p. 37).
- [MS04b] H. MOSALLAEI et K. SARABANDI. « Magneto-Dielectrics in Electromagnetics : Concept and Applications ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 52.6 (2004), p. 1558–1558 (cité p. 37).
- [Nia+10] C NIAMIEN *et al.* « Ultra-miniature planar UHF antenna using a magneto-dielectric superstrate ». In : *Loughborough Antennas & Propagation Conference*. Nov. 2010, p. 1–4 (cité p. 37).
- [Nik+06] S NIKOLAOU *et al.* « Conformal double exponentially tapered slot antenna (DETTSA) on LCP for UWB applications ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 54.6 (2006), p. 1663–1669 (cité p. 24).
- [OS12] J. OH et K. SARABANDI. « Ultra-wideband, miniaturized, low profile, omnidirectional antenna using a novel reactive loading approach ». In : *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. 2012, p. 1–2 (cité pp. 42, 43).
- [OC08] I. A. OSARETIN et C.-C. CHEN. « Compact dual-linearly polarized UWB antenna for VHF/UHF applications ». In : *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. 2008, p. 1–4 (cité pp. 41, 43).
- [Osa+09] I. A. OSARETIN *et al.* « A Novel Compact Dual-Linear Polarized UWB Antenna for VHF/UHF Applications ». In : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 8 (2009), p. 145–148 (cité pp. 42, 43).
- [Pal+08] S. PALUD *et al.* « A Novel Broadband Eighth-Wave Conical Antenna ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 56 (2008), p. 2112–2116 (cité pp. 42, 43).
- [Pau+03] L PAULSEN *et al.* « Recent investigations on the volcano smoke antenna ». In : *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. 2003, p. 845–848 (cité pp. 21, 22).
- [Pet+08a] R. V. PETROV *et al.* « Antenna miniaturization with ferrite-ferroelectric composites ». In : *Microwave and Optical Technology Letters* 50.12 (2008), p. 3154–3157 (cité p. 37).
- [Pet+08b] R. V. PETROV *et al.* « Miniature antenna based on magnetoelectric composites ». In : *Electronics Letters* 44.8 (2008), p. 506–507 (cité p. 37).
- [PC04] J. POWELL et A. P. CHANDRAKASAN. « Spiral Slot Patch Antenna and Circular Disc monopole for Ultra Wideband Communication ». In : *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*. 2004 (cité p. 23).
- [PB+98] C PUENTE-BALIARDA *et al.* « Small but long Koch fractal monopole ». In : *Electronics Letters* 34.1 (1998), p. 9–10 (cité pp. 26, 27).

- [PB+00] C PUENTE-BALIARDA *et al.* « The Koch monopole : a small fractal antenna ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 48.11 (2000), p. 1773–1781 (cité p. 31).
- [QR05] S. QU et C. RUAN. « Quadrate bowtie antenna with round corners ». In : *IEEE International Conference on Ultra Wideband*. 2005 (cité p. 22).
- [RMT91] J. RASHED-MOHASSEL et C.-T. TAI. « A new class of resonant antennas ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 39.9 (1991), p. 1428–1430 (cité p. 31).
- [RM+09] J. RASHED-MOHASSEL *et al.* « New Schemes of Size Reduction in Space Filling Resonant Dipole Antennas ». In : *3rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. 2009 (cité p. 32).
- [RB07] C. B. RAVIPATI et S. R. BEST. « The Goubau Multi Element Monopole Antenna - Revisited ». In : *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. Juin 2007, p. 1–4 (cité p. 33).
- [Rip13] O. RIPOCHE. « Miniaturisation d’antennes en bande VHF pour applications spatiales ». Thèse de doct. 2013 (cité pp. 43, 63).
- [RS01] J. ROMEU et J. SOLER. « Generalized Sierpinski fractal multiband antenna ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 49.8 (2001), p. 1237–1239 (cité p. 26).
- [Rum57] V. H. RUMSEY. « Frequency independent antennas ». In : *IRE International Convention Record*. 1957, p. 114–118 (cité p. 27).
- [Sai+07] N. A. SAIDATUL *et al.* « A hexagonal fractal antenna for multiband application ». In : *International Conference on Intelligent and Advanced Systems*. 2007 (cité pp. 26, 27).
- [Sch05] H. G. SCHANTZ. *The art and science of ultrawideband antennas*. Artech House, Incorporated, 2005 (cité pp. 20, 21, 53).
- [Sch07] H. G. SCHANTZ. « Broadband electric-magnetic antenna apparatus and method ». Brev. 2007 (cité p. 34).
- [Sin+99] M. SINDOU *et al.* « Multiband and wideband properties of printed fractal branched antennas ». In : *Electronics Letters* 35.3 (1999), p. 181–182 (cité p. 26).
- [Smi+04] L. SMITH *et al.* « Novel UWB antennas - theory and simulation ». In : *International Workshop on Ultra-Wideband Systems*. 2004 (cité p. 22).
- [SP92] K. A. SNYDER et G. L. PREISLEY. « Compact omnidirectional antenna ». In : 5,140,344 (1992) (cité pp. 21, 22).
- [Son+99] C. T. P. SONG *et al.* « Fractal stacked monopole with very wide bandwidth ». In : *Electronics Letters* 35.12 (1999), p. 945–946 (cité p. 26).
- [Sou+10] D. SOURIOU *et al.* « Antenna Miniaturization and Nanoferrite Magneto-Dielectric Materials ». In : *14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*. Juil. 2010, p. 1–4 (cité p. 37).
- [Sto68] W. STOHR. « Broadband ellipsoidal dipole antenna ». Brev. (United States). 1968 (cité p. 23).
- [Suh02] S.-Y. SUH. « A Comprehensive Investigation of New Planar Wideband Antennas ». Thèse de doct. Virginia Polytechnic Institute et State University, 2002 (cité p. 22).
- [Tan+14b] M. TANG *et al.* « Compact Hyper-Band Printed Slot Antenna with Stable Radiation Properties ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 99 (2014), p. 1 (cité p. 43).
- [TZ13] M.-C. TANG et R. W. ZIOLKOWSKI. « Efficient, High Directivity, Large Front-to-Back-Ratio, Electrically Small, Near-Field-Resonant-Parasitic Antenna ». In : *IEEE Access* 1 (2013), p. 16–28 (cité pp. 34, 35).

- [Tu+04] Z TU *et al.* « The FDTD Analysis Of Two Ultra Wide-band Dipole Antennas' Impedance Characteristic ». In : *4th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings*. 2004 (cité p. 23).
- [Tza+08] I TZANIDIS *et al.* « Smaller UWB conformal antennas for VHF/UHF applications with ferroelectric loadings ». In : *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. 2008 (cité pp. 42, 43).
- [Vin+01] K. J. VINOY *et al.* « Hilbert curve fractal antenna : a small resonant antenna for VHF/UHF applications ». In : *Microwave and Optical Technology Letters* 29.4 (2001), p. 215–219 (cité p. 31).
- [Vin+03] K. J. VINOY *et al.* « On the relationship between fractal dimension and the performance of multi-resonant dipole antennas using Koch curves ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 51.9 (2003), p. 2296–2303 (cité p. 31).
- [Vol+09] J. VOLAKIS *et al.* *Small Antennas : Miniaturization Techniques & Applications*. McGraw-Hill Education, 2009 (cité pp. 34–36).
- [Vol05] J. L. VOLAKIS. « Miniaturization methods for narrowband and ultrawideband antennas ». In : *IEEE International Workshop on Antenna Technology : Small Antennas and Novel Metamaterials*. 2005, p. 119–121 (cité p. 43).
- [Vol+07] J. L. VOLAKIS *et al.* « Miniature VHF/UHF conformal spirals with inductive and ferrite loading ». In : *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. 2007 (cité pp. 41, 43).
- [Whe75] H. A. WHEELER. « Small Antennas ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 23.4 (1975), p. 462–469 (cité p. 29).
- [Won+07] T.-P. WONG *et al.* « Wideband Fractal Vertical Patch Antenna ». In : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 6 (2007), p. 5–6 (cité pp. 26, 27).
- [YB05] A. D. YAGHJIAN *et al.* « Impedance, Bandwidth, and Q of Antennas ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 53.4 (2005), p. 1298–1324 (cité p. 29).
- [Yan+08] T YANG *et al.* « The Design of Ultra-wideband Antennas with Performance Close to the Fundamental Limit ». In : *Virginia Tech Antenna Group* (2008) (cité pp. 42, 43).
- [YA04] Z YING *et al.* « An ultra wideband "cobra" patch antenna ». In : *IEEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation* 151 (2004), p. 486–490 (cité p. 25).
- [Zha+13] Y. ZHANG *et al.* « A Tri-polarized Antenna with a Capacitive Coupling Strip for Improving Isolation ». In : *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. Juin 2013, p. 1–2 (cité p. 40).
- [Zha09] J. ZHAO. « Low-profile ultra-wideband inverted-hat monopole antenna for 50 MHz-2 GHz operation ». In : *Electronics Letters* 45 (2009), p. 142–144 (cité pp. 42, 43).

3 Etude et développement d'une antenne ULB miniature et à double polarisation linéaire pour application à la goniométrie dans les bandes VHF et UHF

Au chapitre précédent, les techniques de conception d'antennes ULB miniatures et à double polarisation ont été présentées. Dans ce chapitre, il s'agira d'utiliser ces principes pour, dans un premier temps, choisir une antenne ultra large bande. Ses caractéristiques en impédance, en rayonnement ainsi que ses potentialités de miniaturisation doivent être intéressantes au vu du cahier des charges. Dans un second temps, différentes techniques de miniaturisation seront appliquées aux antennes retenues et les performances obtenues seront discutées.

Conventions utilisées dans ce chapitre	52
3.1 Démarche de conception d'antennes à double polarisation linéaire ultra large bande	53
3.1.1 Etude de l'antenne papillon à double polarisation	54
3.1.2 Etude de l'antenne dentelée log-périodique	56
3.1.3 Etude de l'antenne sinueuse	60
3.1.4 Conclusion	63
3.2 Miniaturisation à l'aide de boucles capacitives couplées	63
3.2.1 Performances en miniaturisation sur l'antenne papillon	64
3.2.2 Performances en miniaturisation sur l'antenne dentelée log-périodique	66
3.2.3 Performances en miniaturisation sur l'antenne sinueuse	68
3.2.4 Validation par la mesure sur l'antenne sinueuse	71
3.2.5 Conclusion	77
3.3 Miniaturisation à l'aide d'une boucle de court-circuit	77
3.3.1 Performances sur l'antenne papillon	77
3.3.2 Performances sur l'antenne dentelée log-périodique	78
3.3.3 Performances sur l'antenne sinueuse	79
3.3.4 Conclusions	80
3.4 Miniaturisation par méandration	81
3.4.1 Méandration de l'antenne dentelée log-périodique	82
3.4.2 Méandration de l'antenne sinueuse	84
3.4.3 Méandration progressive de l'antenne sinueuse	85
3.4.4 Conclusion	90
3.5 Miniaturisation par compression	91
3.6 Combinaison d'approches de miniaturisation sur l'antenne sinueuse	92
3.6.1 Méandration et gap-loading	92
3.6.2 Méandration et boucle de court-circuit	94
3.6.3 Méandration et compression	95
3.7 Validation par la mesure de différents principes de miniaturisation	95
3.7.1 Réalisation d'antennes sinueuses de taille 40mm x 40mm	96
3.7.2 Résultats de mesures	98

3.8 Conclusion du chapitre	101
Références	101

Conventions utilisées dans ce chapitre

Sauf indication contraire, la présentation des résultats dans ce chapitre se fera selon les conventions suivantes :

- ▷ le coefficient de réflexion (S_{11}) et le rapport d'onde stationnaire (ROS, VSWR) seront donnés par rapport à une impédance d'entrée $Z_0 = 250\Omega$. Il s'agit en effet de l'impédance optimale d'alimentation des antennes retenues. L'observation des paramètres d'antennes par rapport à cette impédance est alors optimale.
- ▷ Par ailleurs, deux critères de performances sont retenus en ce qui concerne le coefficient de réflexion des antennes : le critère « $S_{11} < -10$ dB » (soit $ROS \gtrapprox 2$) couramment utilisé dans le domaine des antennes ainsi que le critère « $ROS < 3$ » (soit $S_{11} \gtrapprox -6$ dB) souvent acceptable pour une antenne de réception.
- ▷ chaque antenne double-polarisation dispose de deux accès. Par convention, l'accès dit "V" représente l'élément disposé verticalement de l'antenne ; l'accès dit "H" représente l'élément disposé horizontalement de l'antenne comme montré en figure 3.1a.
- ▷ les résultats en rayonnement sont donnés dans le plan dit "azimutal" de l'antenne, elle-même comprise dans le plan (yz). Ce plan azimutal correspond au plan (xy) pour $\theta = 90^\circ$ (3.1b).

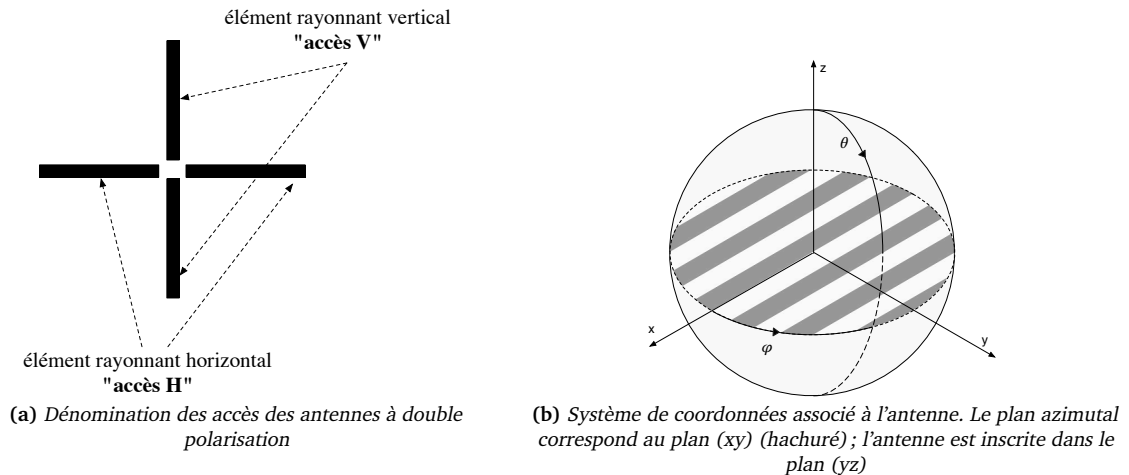


FIGURE 3.1 – Conventions utilisées dans ce mémoire

- ▷ les diagrammes cartésiens de gain dans l'axe ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 90^\circ$) sont donnés indépendamment de l'accès de l'antenne excité : en effet, ces accès sont symétriques et produisent le même gain dans l'axe à la polarisation près. Les diagrammes seront ainsi représentés avec le gain de la polarisation principale dans l'axe (en traits pleins) et le gain associé à la polarisation croisée (en traits pointillés).
- ▷ dans les figures représentant le gain des antennes, la polarisation principale pourra être dénommée "co-pol", la polarisation croisée pourra être dénommée "cross-pol" dans un souci de simplicité des notations.

3.1 Démarche de conception d'antennes à double polarisation linéaire ultra large bande

L'état de l'art établi au chapitre 2 a permis de dégager certaines tendances dans la conception d'antennes ultra large-bande qui sont récapitulées dans le tableau 3.1. Les antennes ULB dérivées du dipôle et les antennes log-périodiques semblent intéressantes pour leurs caractéristiques en impédance (jusqu'à 2 décades) et en rayonnement (mise en oeuvre d'une double-polarisation linéaire et stabilité en fréquence du diagramme de rayonnement).

		Principe ULB	Stabilité de l'impédance	Stabilité du diagramme	Polarisation	Double ?
antennes ULB dérivées du dipôle	papillon cornets biconique	transition d'impédance progressive : évasement de la structure	3 : 1	2 : 1 maximum	linéaire	oui
antennes log-périodiques planaires	antenne dentelée log-périodique, antenne sinueuse	dipôles ULB + ajout de crans imposant de multiples résonances	10 : 1 20 : 1	10 : 1 20 : 1	linéaire	oui
antennes équiangulaires (à résonance continue)	spirale d'Archimède spirale équiangulaire	antennes continuellement adaptées à la longueur d'onde	10 : 1 20 : 1	10 : 1 20 : 1	circulaire	non

TABLE 3.1 – Performances de grandes familles d'antennes ultra large-bande

Pour les applications mono-polarisation, les antennes dérivées du dipôle sont optimales [Sch05]. Elles présentent une pureté de polarisation indépendamment de la fréquence. Par extension, les dipôles épais améliorent la bande passante en impédance. De fait, la plus grande largeur de bande est obtenue lorsque l'antenne présente une transition optimisée entre son alimentation et l'espace libre. Cette transition optimale est matérialisée par l'antenne biconique. L'antenne papillon, qui est une version planaire de l'antenne biconique, lui est malgré tout souvent préférée pour des raisons de compacité et de facilité de fabrication.



FIGURE 3.2 – Antennes à double polarisation linéaire ultra large bande

La version double-polarisation de l'antenne papillon obéit aux principes définis dans [Ada+09] : si un deuxième élément, identique au premier mais tourné de 90° lui est ajouté et qu'ils sont alimentés deux à deux de manière symétrique, alors l'antenne résultante présentera une double-polarisation linéaire via deux accès indépendants (fig. 3.1a). La mise en oeuvre de la double polarisation est semblable pour les antennes dentelées log-périodiques et sinueuses.

Ces trois grandes familles d'antennes font l'objet de l'étude présentée dans ce chapitre. Nous avons cherché à mettre en avant l'évolution qui a mené de l'antenne papillon à l'antenne sinueuse (fig. 3.2c) en passant par l'antenne dentelée log-périodique (fig. 3.2b). Les performances obtenues en impédance et en rayonnement pour chacune d'elles ont été comparées.

3.1.1 Etude de l'antenne papillon à double polarisation

a Construction et étude en impédance

L'antenne papillon est définie par son rayon extérieur (noté R_t), son rayon intérieur (noté R_{int}) et son angle à la base α (fig. 3.3). Le rayon extérieur fixe la fréquence inférieure de fonctionnement alors que le rayon intérieur limite la fréquence haute d'utilisation.

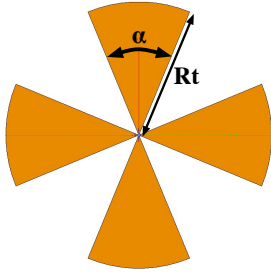


FIGURE 3.3 – Construction de l'antenne papillon à double polarisation

Le tableau 3.2 récapitule les paramètres d'antennes utilisés dans cette étude. L'angle à la base est responsable pour des variations d'impédance d'entrée de l'antenne (fig. 3.4). Ainsi, lorsque cet angle est faible (par exemple $\alpha = 10^\circ$), l'antenne papillon se comporte comme un dipole faible bande classique. Les variations d'impédance (parties réelle et imaginaire) atteignent, voire dépassent, 1000Ω . Lorsque l'angle α augmente, l'antenne présente des variations d'impédance moins importantes (centrées autour de 250Ω pour les paramètres choisis). Si ce dernier est égal à 45° , la surface métallisée est égale à la surface de diélectrique. L'antenne est alors auto-complémentaire [Mus92] et l'impédance d'entrée ainsi que le gain dans l'axe ainsi obtenus atteignent un optimum de stabilité. Dans le cas où l'angle α est proche de 45° , l'antenne papillon est adaptée à -10dB (respectivement -6dB) entre 750 MHz et 3000 MHz (resp. 350 MHz et 3000 MHz) soit une bande passante de 4 :1 (2 octaves) (resp. 8,6 :1 (3 octaves)). Sa taille électrique à la fréquence basse d'adaptation en impédance est λ .

α	R_t	R_{int}
de 10° à 60°	20 cm	0,2cm

TABLE 3.2 – Paramètres

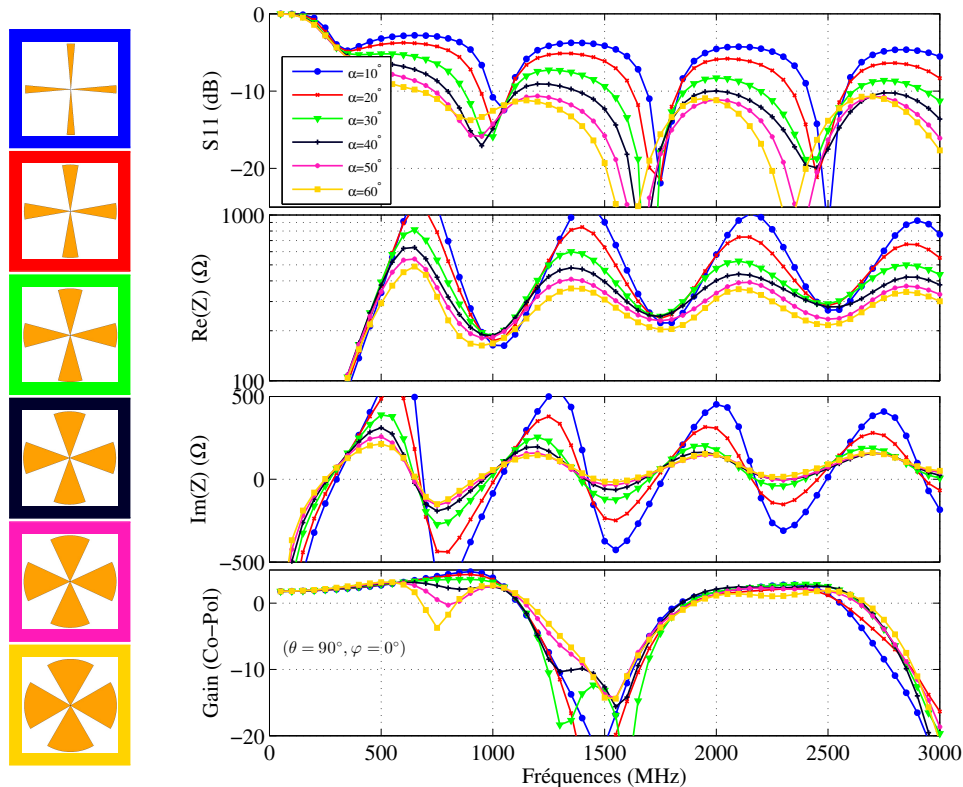


FIGURE 3.4 – Caractéristiques de l'antenne papillon en fonction de la fréquence. Paramètre : α (angle à la base)

b Irrégularité de diagramme sur les antennes papillons électriquement grandes

L'antenne orientée verticalement présente une polarisation linéaire verticale omnidirectionnelle en azimut alors que l'antenne orientée horizontalement présente une polarisation linéaire horizontale bidirectionnelle en azimut (fig. 3.6a et 3.6b). Lorsque l'antenne devient électriquement grande ($2 \times R_t = \lambda$), des modes d'ordre supérieur s'établissent et créent des noeuds de courant sur la structure (Fig. 3.6c et 3.6d). Ces noeuds correspondent à des densités de courant très faibles, le rayonnement qui y est associé l'est aussi. De ce fait, le rayonnement à plus haute fréquence de l'antenne papillon présente des irrégularités de diagramme (figures 3.5 et 3.4). Ces irrégularités de diagramme se manifestent au travers de plusieurs conséquences.

- La première concerne le gain dans l'axe ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 0^\circ$). Lorsque la taille de l'antenne excède la longueur d'onde (1200 MHz environ dans l'exemple proposé), ce dernier chute de l'ordre de 10 dB et réaugmente ensuite périodiquement atteignant des maxima locaux pour des tailles électriques multiples impaires de la longueur d'onde (λ , 3λ et 5λ).
- La deuxième conséquence concerne le diagramme de rayonnement en azimut ($\theta = 90^\circ$). Pour des tailles électriques proches de λ (soit une fréquence de 750 MHz), celui-ci présente des déformations (Fig. 3.5). Il s'agit de lobes secondaires. Au fur et à mesure que la taille électrique de l'antenne augmente, le nombre de lobes secondaires augmente.

Le niveau de polarisation croisée reste faible sur toute la bande (il est inférieur à la polarisation principale de plus de 15 dB) ce qui est en accord avec le principe de conception utilisé [Ada+09]. Sur l'antenne étudiée, de dimensions $2 \times R_t = 40\text{cm}$, le diagramme est stable jusqu'à la fréquence de 1000 MHz.

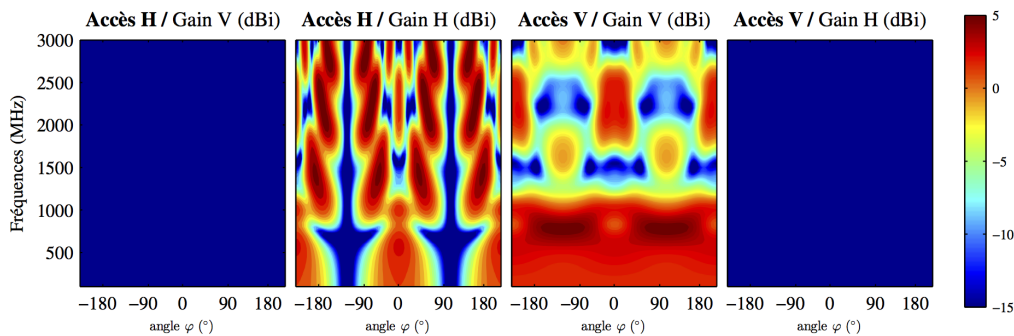


FIGURE 3.5 – Rayonnement dans le plan azimutal de l'antenne papillon à double polarisation. $\alpha = 45^\circ$ et $R_t = 20\text{cm}$

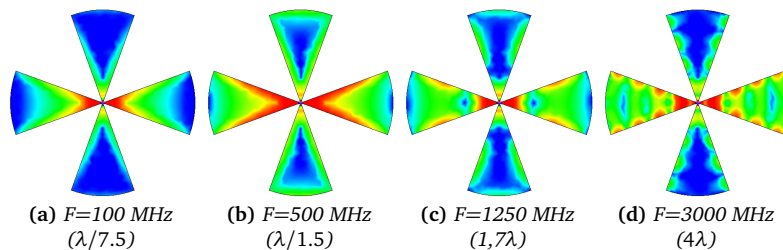


FIGURE 3.6 – Répartition des courants sur l'antenne papillon (excitation de l'accès H). $\alpha = 45^\circ$ et $R_t = 20\text{cm}$

c Conclusions sur les bandes passantes en impédance et en rayonnement de l'antenne papillon double-polarisation

L'antenne papillon auto-complémentaire ($\alpha = 45^\circ$) d'encombrement $40\text{cm} \times 40\text{cm}$, est adaptée en impédance à -10dB entre 750 MHz et 3000 MHz, soit une bande passante en impédance de 4 :1. Son rayonnement est stable, c'est-à-dire qu'il présente peu de variations et pas d'apparition soudaine de lobes secondaires, des plus basses fréquences jusqu'à 1000 MHz.

Ceci pose un problème car les deux bandes passantes de l'antenne, celle concernant l'impédance et celle concernant le rayonnement, ne se recouvrent pas. L'antenne est en réalité adaptée en impédance sur une large plage de fréquences où son diagramme présente de fortes variations. Ce comportement est indésirable dans le cas de la radiogoniométrie où le diagramme doit être maîtrisé sur toute la bande d'intérêt.

3.1.2 Etude de l'antenne dentelée log-périodique

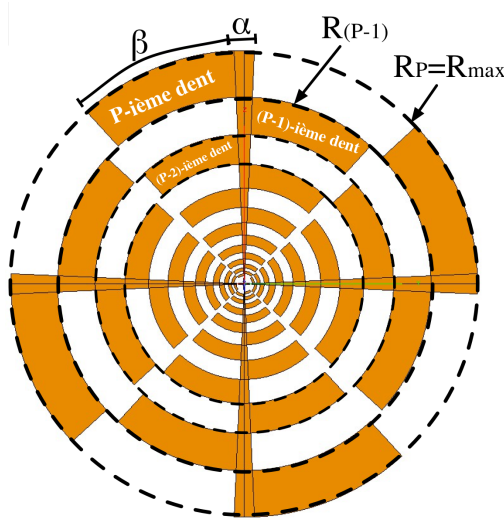


FIGURE 3.7 – Construction de l'antenne DLP à double polarisation

angulaire β et l'angle à la base α sont telles que $2 \times (\beta + \alpha) = 90^\circ$. Lorsque β est fixé, l'angle α s'exprime alors comme $\alpha = 45^\circ - \beta$.

L'antenne **dentelée log-périodique (DLP)** appartient à la catégorie des antennes multi-résonantes. Dans cette étude, il semble néanmoins pertinent de considérer cette antenne non seulement comme une antenne multi-résonante, mais aussi comme une évolution "méandrée" de l'antenne papillon. Cette antenne a été introduite en 1961 par R.H. DuHamel. Des discontinuités périodiques en forme de dents sont introduites le long de l'antenne papillon d'angle à la base α (fig. 3.7).

Ces discontinuités sont réparties en utilisant une loi logarithmique :

$$R_{p-1} = R_p \times \tau \quad (3.1)$$

où R_p est le rayon de l'extrémité de la p -ième discontinuité et τ est le facteur d'expansion qui définit la largeur de la dent. L'épaisseur angulaire β est responsable pour la longueur de chaque dent et P représente le nombre de dents sur la structure. Afin de conserver l'auto-complémentarité de la structure, l'épaisseur an-

a Similarités et différences avec l'antenne papillon

La figure 3.8 montre une antenne dentelée log-périodique (DLP) où le nombre de discontinuités N est 15, le facteur d'expansion τ est 0.75 et l'épaisseur angulaire β est 40° (la justification de ce choix de paramètres vient de l'étude des discontinuités -paragraphe b, p. 58). Comme le montre la figure 3.8, cette antenne est adaptée en impédance à des fréquences plus basses que pour l'antenne papillon (à critère de S_{11} inférieur à -10dB : 620 MHz $-\lambda/1,2$ au lieu de 750 MHz $-\lambda$). A critère de $S_{11} < -6$ dB, l'adaptation en impédance est cependant défavorable pour l'antenne dentelée log-périodique : 450 MHz ($\lambda/1,7$) au lieu de 350 MHz ($\lambda/2,1$). La bande passante en impédance est alors augmentée dans le cas du premier critère puisque sa fréquence basse est diminuée et la fréquence haute reste inchangée sur la bande de fréquences allant jusqu'à 3GHz. Une chute de gain similaire à celle de l'antenne papillon est par ailleurs observée lorsque l'antenne est électriquement petite. Sur l'antenne dentelée log-périodique, cette chute de gain apparaît à une fréquence plus basse (400 MHz) que sur l'antenne papillon (1000 MHz).

Il y a cependant une différence majeure dans le comportement en rayonnement (Fig. 3.8 et 3.9) de ces deux antennes. Pour l'antenne papillon, la polarisation croisée reste faible quelle que soit la fréquence : l'accès V rayonne en polarisation verticale et l'accès H rayonne en polarisation horizontale. L'antenne dentelée log-périodique génère, elle, de la polarisation croisée au-delà de la fréquence pour laquelle la chute de gain apparaît. Comme montré sur les figures 3.9 et 3.8, la polarisation verticale (respectivement horizontale) est principale pour l'accès V (respectivement l'accès H) lorsque la taille d'antenne est inférieure à $\lambda/2$ (soit lorsque la fréquence est inférieure à

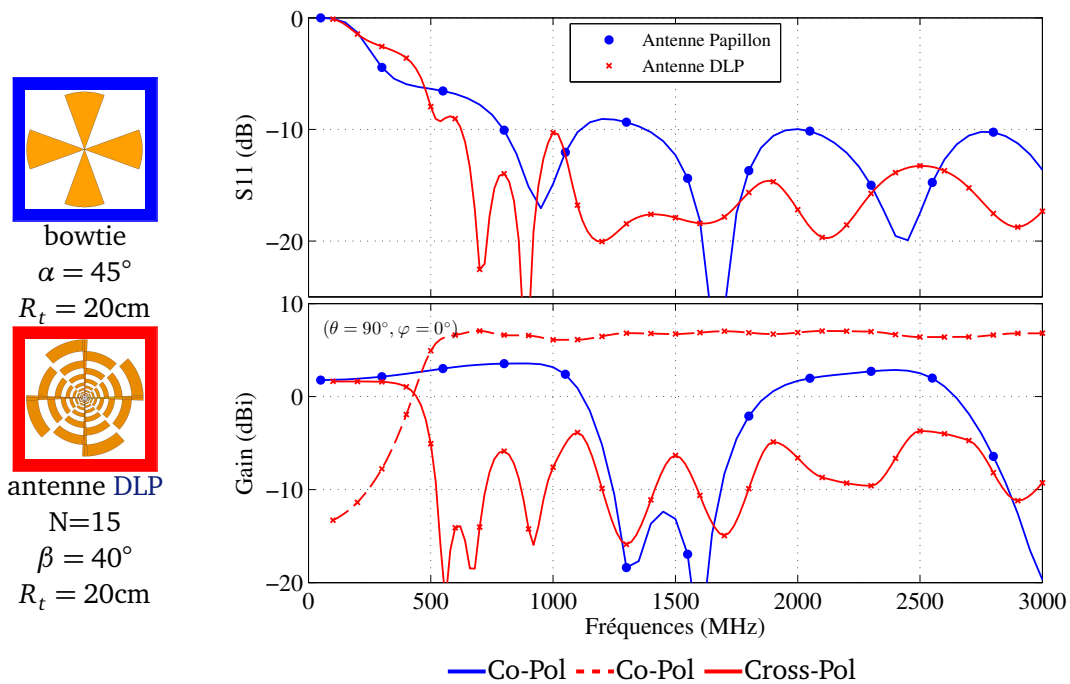


FIGURE 3.8 – Comparaison de l'adaptation en impédance et du gain dans l'axe en fonction de la fréquence pour l'antenne papillon et l'antenne DLP.

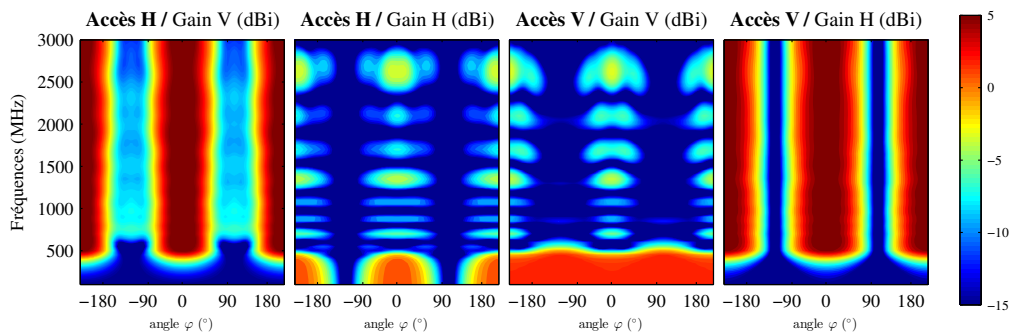


FIGURE 3.9 – Rayonnement dans le plan azimutal de l'antenne dentelée log-périodique à double polarisation. $\beta = 40^\circ$, $N=15$ et $R_t=20\text{cm}$

425 MHz). Pour cette bande de fréquence, le diagramme de rayonnement est par ailleurs identique à celui de l'antenne papillon : omnidirectionnel en polarisation verticale (accès V) et bi-directionnel en polarisation horizontale (accès H). Après la chute de gain, c'est-à-dire pour des fréquences supérieures à 425 MHz, la polarisation horizontale devient principale pour l'accès V ; la polarisation verticale devient principale pour l'accès H. Par la suite, les diagrammes de rayonnement issus des polarisations croisées restent stables sur tout le reste de la bande. Ce phénomène correspond à une **"inversion de polarisation"** et sera ainsi dénommé par la suite.

Une explication concernant l'inversion de polarisation vient du fait que les discontinuités périodiques génèrent la polarisation orthogonale (croisée) à celle de l'élément original issu du papillon. Le papillon lui-même ne peut générer de polarisation croisée car il s'agit d'une antenne symétrique et alimentée de manière différentielle. Cependant, si des éléments asymétriques et orthogonaux à la structure originale sont introduits le long de la structure, les courants peuvent propager le long de ces nouveaux chemins. Ceux-ci sont asymétriques, les champs qui sont associés ne s'annulent pas en champ lointain et génèrent alors la polarisation croisée. Lorsque la taille des discontinuités périodiques est du même ordre que la longueur d'onde, la contribution de ces nouveaux chemins

n'est plus négligeable. L'énergie n'est alors plus couplée à la polarisation principale, ce phénomène induit alors l'inversion de polarisation.

Ce comportement est confirmé par la répartition des courants sur l'antenne. Aux fréquences basses, avant l'inversion de polarisation comme à 100 MHz (Fig. 3.10a), l'antenne a un rayonnement du même type que celui de l'antenne papillon. Le rayonnement provient de l'élément central et les dents sont parcourues par un courant dont la distribution n'est pas uniforme puisqu'elles sont petites devant la longueur d'onde. Aux fréquences proches de l'inversion de polarisation ($F=500$ MHz, Fig. 3.10b), toute la structure est parcourue par une densité de courant uniforme. C'est pour cette raison que le taux de polarisation croisée est mauvais à ces fréquences. Enfin, à plus haute fréquence (Fig. 3.10c et 3.10d), ce sont les dents qui rayonnent. Ce sont ces dernières qui génèrent la polarisation orthogonale. Au fur et à mesure que la fréquence augmente, les courants se répartissent en "zones actives" dont le rayon diminue avec la fréquence. Ainsi, les modes d'ordre supérieur ne peuvent s'établir puisque l'amplitude du courant décroît en fonction de la distance au centre.

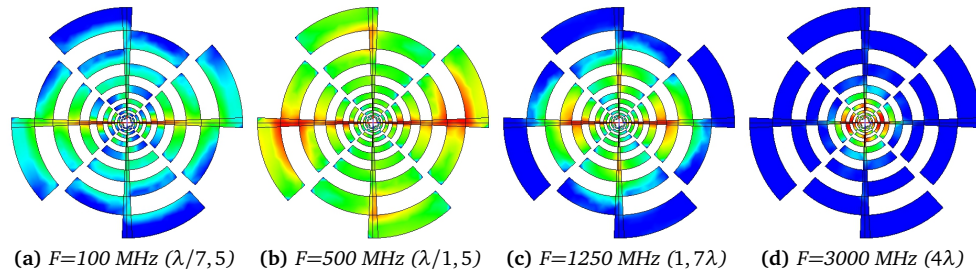


FIGURE 3.10 – Répartition des courants sur l'antenne dentelée log-périodique à double polarisation (excitation de l'accès horizontal). $\beta = 40^\circ$, $R_t = 20\text{cm}$, $\tau = 0,75$, $N=15$.

b Effet des discontinuités sur l'antenne

Variation du nombre de sections méandrées N La figure 3.11 montre la comparaison des performances de l'antenne TLPA lorsque le nombre de bras N varie. Le caractère multi-résonant de l'antenne dentelée log-périodique apparaît lorsque N est suffisamment grand (figure 3.11). Lorsqu'il est faible, la bande passante en impédance est limitée à 3 :1 et des variations de gain de l'ordre de 10dB apparaissent pour la polarisation principale comme pour la polarisation croisée. Lorsque N augmente, des comportements répétitifs en fréquence apparaissent tout le long de la bande d'analyse. Ces résonances multiples améliorent la bande passante en impédance de l'antenne. Ces effets s'observent également sur le diagramme de rayonnement. La polarisation principale reste plus stable avec des variations de l'ordre de 2 dB et le niveau de polarisation croisée est inférieur d'environ 10 dB. Ce comportement est radicalement différent de celui de l'antenne papillon : malgré l'inversion de polarisation, les diagrammes de rayonnement ne sont plus sujets aux modes d'ordre supérieur et peuvent devenir stables lorsque l'antenne devient électriquement grande (lorsque sa taille est supérieure à la longueur d'onde). Il est important de constater cependant que le nombre de discontinuités n'a plus d'influence sur la fréquence d'inversion de polarisation lorsqu'il est supérieur à 10.

Variation de l'expansion angulaire β Lorsque l'épaisseur angulaire β augmente, la fréquence basse d'adaptation en impédance diminue (Fig. 3.12). Parallèlement, l'inversion de polarisation se produit à des fréquences plus basses. En fait, les discontinuités périodiques résonnent à des fréquences de plus en plus basses à mesure que l'épaisseur angulaire augmente.

En conclusion, les discontinuités périodiques qui différencient l'antenne dentelée log-périodique de l'antenne papillon empêchent l'établissement de modes d'ordre supérieur sur la structure. En conséquence, le diagramme de rayonnement devient stable lorsque l'antenne est électriquement

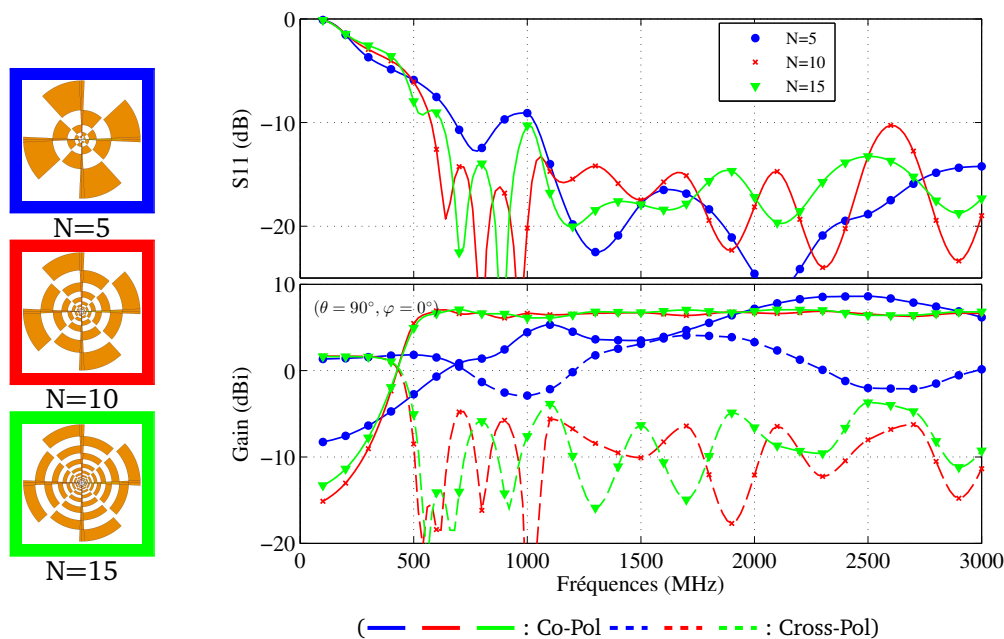


FIGURE 3.11 – Caractéristiques de l'antenne dentelée log-périodique en fonction de la fréquence. Paramètre : N (nombre de dents)

grande et l'antenne est par ailleurs miniaturisée par rapport à l'antenne papillon originale (de l'ordre de 30 %). Les deux principaux paramètres N et β ont un impact sur le diagramme de rayonnement ainsi que sur la fréquence basse d'adaptation en impédance. Lorsque ces deux paramètres sont proches de 15 et 40° respectivement, l'antenne a un comportement quasi-indépendant de la fréquence. La fréquence basse d'adaptation à -10dB est alors de 620 MHz (respectivement à -6dB, 470 MHz) et l'inversion de polarisation apparaît à 430 MHz. Ici, les deux bandes passantes, en impé-

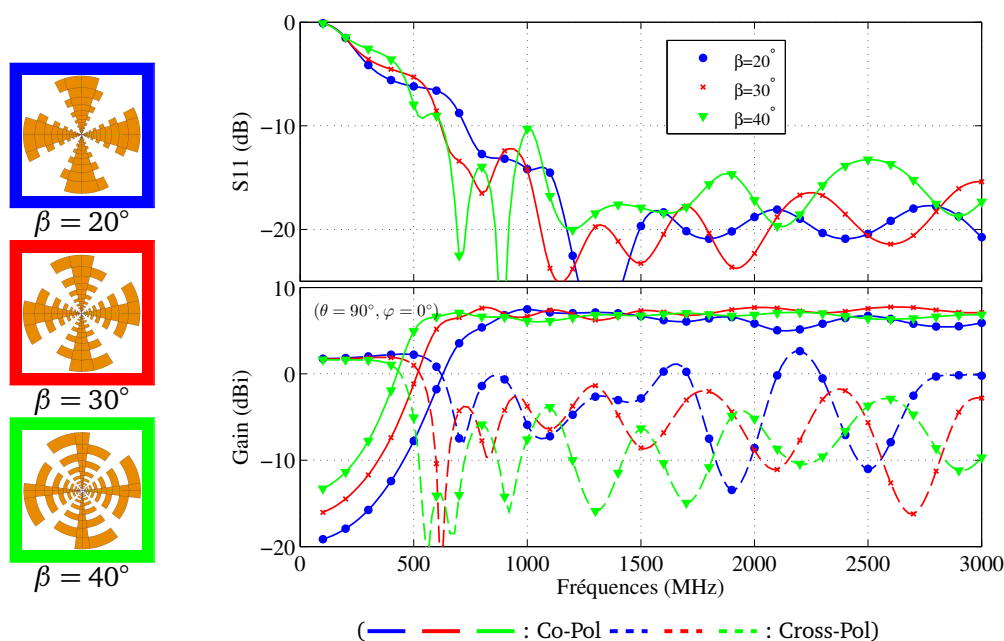


FIGURE 3.12 – Caractéristiques de l'antenne dentelée log-périodique en fonction de la fréquence. Paramètre : β (expansion angulaire)

dance et en rayonnement, se recouvrent. Cependant, le niveau de la polarisation croisée peut être un problème car elle est souvent inférieure de 10 dB ou moins au niveau de polarisation principale.

3.1.3 Etude de l'antenne sinueuse

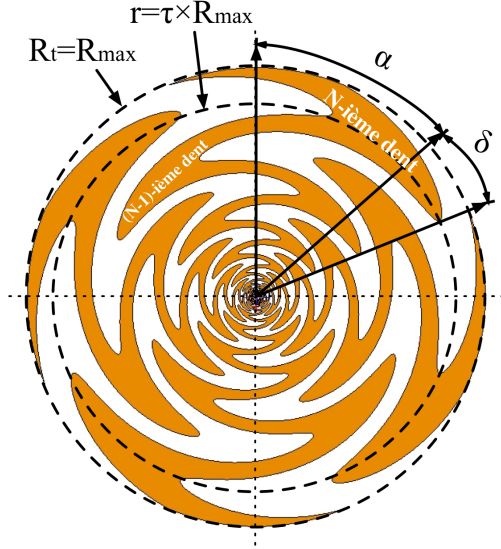


FIGURE 3.13 – Construction de l'antenne sinueuse à double polarisation

En 1981, l'inventeur de l'antenne dentelée log-périodique, R.H. DuHamel, introduit l'antenne sinueuse dans le brevet [Duh87]. L'antenne sinueuse plane (fig. 3.13) est définie par plusieurs courbes en coordonnées polaires (R, φ) :

$$\begin{cases} R_t \times \tau^N \leq r \leq R_t \\ R = r \\ \varphi = \alpha \times \frac{\pi}{180} \times \sin\left(\frac{\pi \times \ln\left(\frac{r}{R_t}\right)}{\ln(\tau)}\right) \pm \delta \end{cases} \quad (3.2)$$

avec R_t le rayon extérieur de la structure, α l'expansion angulaire, δ l'épaisseur angulaire, τ le facteur d'expansion et N le nombre de sections méandrées (ou discontinuités périodiques).

L'antenne sinueuse constitue effectivement une évolution "méandrée" de l'antenne papillon : la fonction sinus de son équation module les arêtes extérieures du papillon pour y créer les discontinuités périodiques. Mais elle peut également être considérée comme une évolution de l'antenne dentelée log-périodique : les arêtes des dents (ou discontinuités périodiques) sont lissées ce qui rend le comportement en impédance ainsi qu'en rayonnement de l'antenne d'autant plus stable (fig. 3.14).

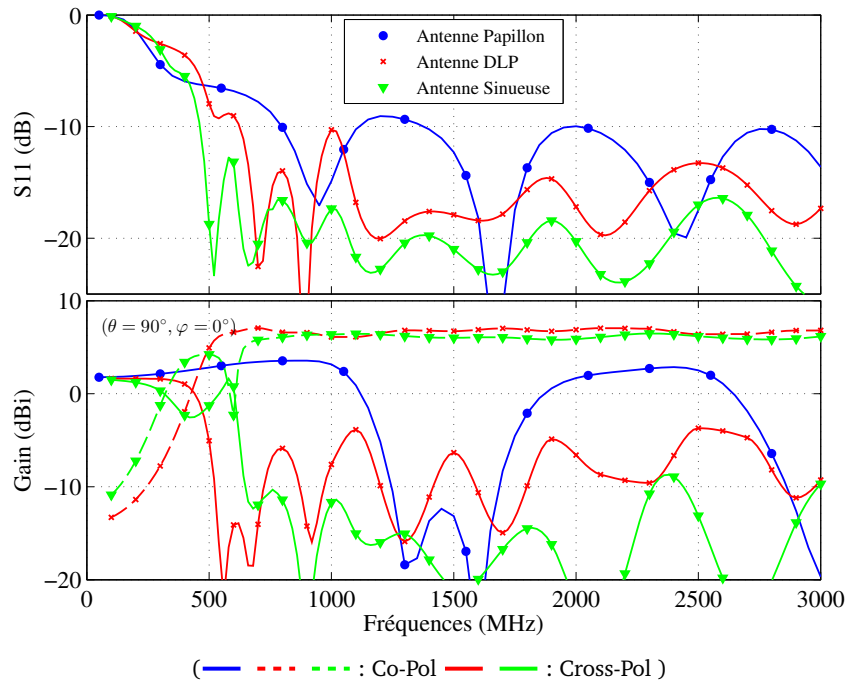
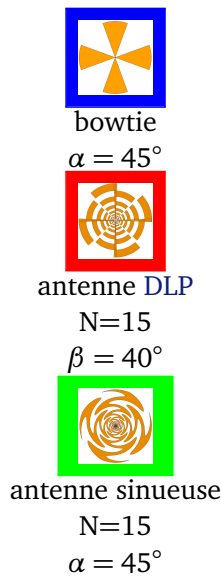


FIGURE 3.14 – Comparaison de l'adaptation en impédance et du gain dans l'axe en fonction de la fréquence pour trois antennes ULB double-polarisation.

a Similarités et différences avec les antennes ULB double polarisation

La figure 3.14 montre la comparaison des caractéristiques des trois formes auto-complémentaires d'antennes ULB double-polarisation. L'antenne sinueuse est adaptée à plus basse fréquence (à -10dB, 440 MHz, $\lambda/1,7$; à -6dB, 430 MHz) que l'antenne dentelée log-périodique (à -10dB, 620 MHz, $\lambda/1,22$; à -6dB, 375 MHz $-\lambda/2$) et l'antenne papillon dans le cas du critère à -10dB (800 MHz, λ). Elle présente par ailleurs de meilleurs niveaux d'adaptation (proches de -20 dB) sur sa bande passante en impédance.

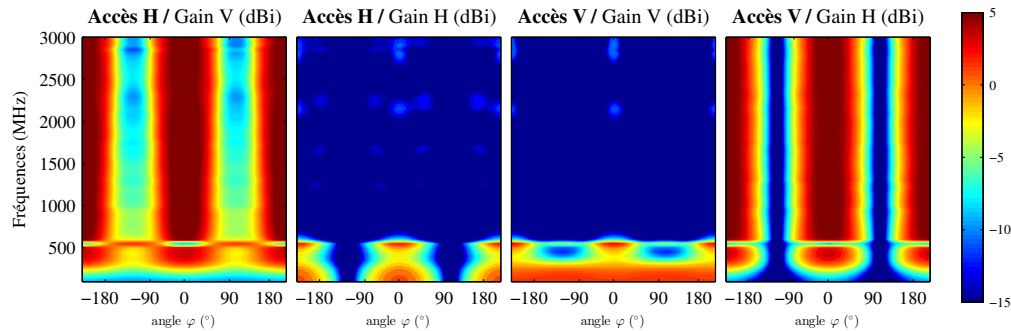


FIGURE 3.15 – Rayonnement dans le plan azimutal de l'antenne sinueuse à double polarisation. $\alpha = 45^\circ$, $N=15$ et $R_t=20\text{cm}$

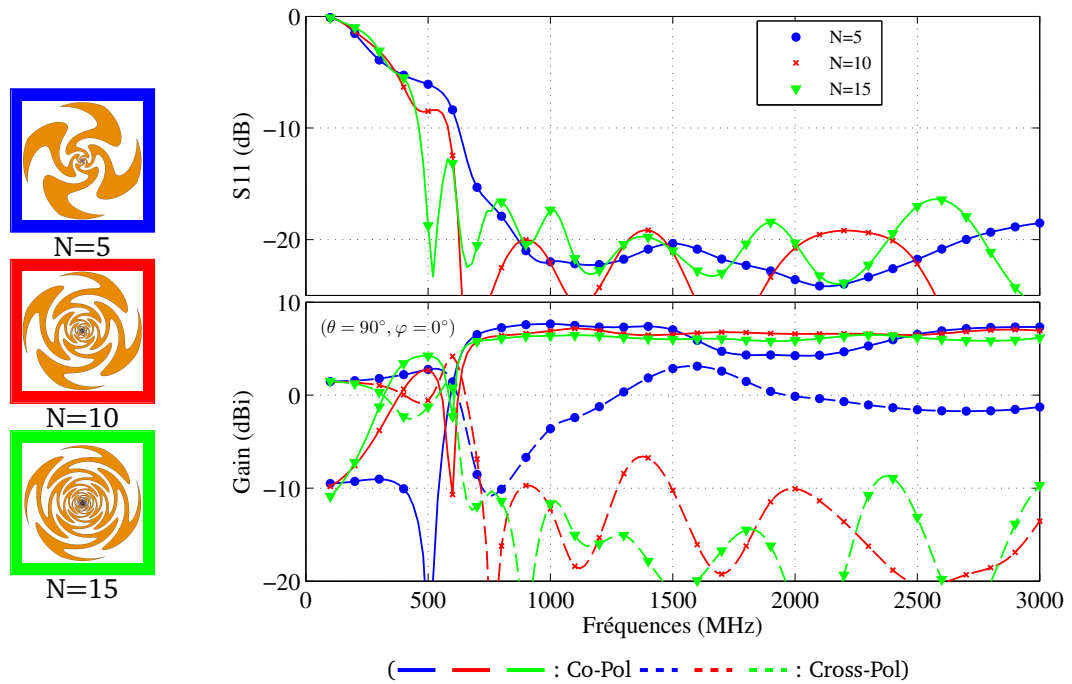
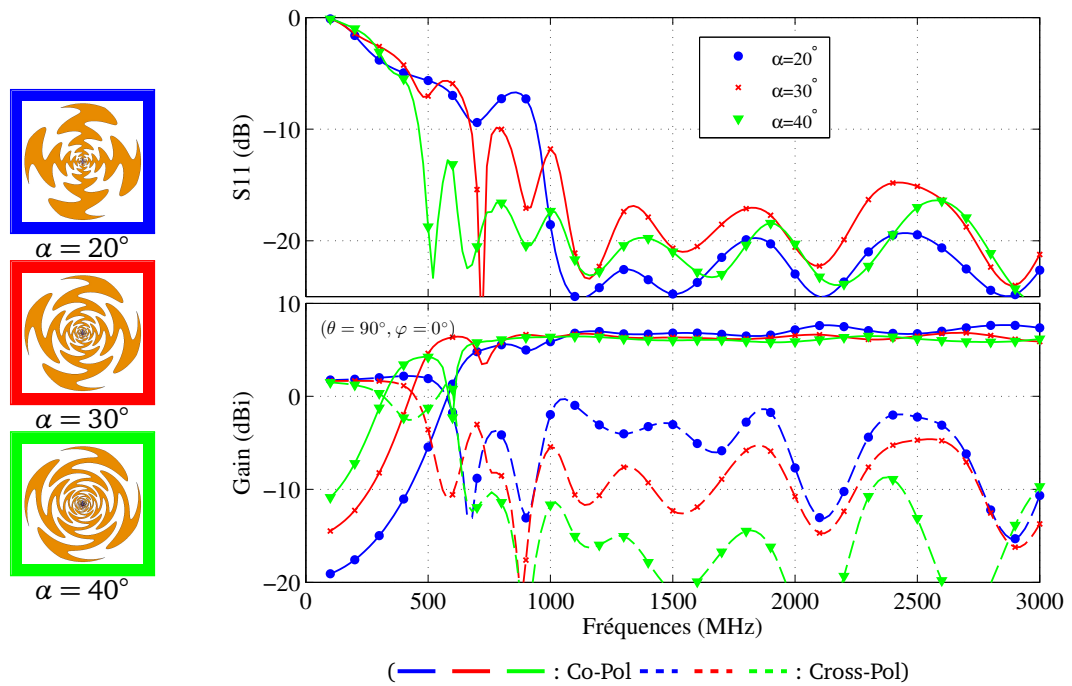
Tout comme l'antenne dentelée log-périodique, elle est sujette à une inversion de polarisation (fig. 3.15, autour de 610 MHz). Cette inversion de polarisation se produit plus haut en fréquence que pour l'antenne dentelée log-périodique (425 MHz). Par ailleurs, il existe pour l'antenne sinueuse une zone (entre 320 MHz et 610 MHz) où la polarisation croisée de l'antenne est du même ordre que la polarisation principale. Ce phénomène n'existe pas pour l'antenne dentelée log-périodique où l'inversion de polarisation est précédée et suivie d'un découplage entre la polarisation principale et la polarisation croisée de plus de 5 dB.

b Effets de la variation du nombre de sections méandrées N

Lorsque le nombre de sections méandrées N augmente (fig. 3.16), le même comportement répétitif en fréquence que pour l'antenne dentelée log-périodique est observé sur l'antenne sinueuse. La fréquence basse d'adaptation en impédance diminue sans changer la fréquence haute. Après l'inversion de polarisation, le diagramme de rayonnement est par ailleurs de plus en plus stable à mesure que N augmente. Le même effet est également observé sur le niveau de la polarisation croisée : une meilleure réjection, de l'ordre de 10 ou 15 dB, est observée pour un nombre N important (supérieur à 10 ou 15 dents, fig. 3.16).

c Effets de la variation de l'expansion angulaire α

Lorsque l'expansion angulaire α augmente (fig. 3.17), la fréquence basse d'adaptation en impédance diminue, résultant en une miniaturisation de l'antenne, puisque le volume occupé par cette dernière reste constant, et en une bande passante en impédance améliorée puisque la fréquence supérieure de la bande d'analyse (3 GHz) reste la même. Un phénomène d'inversion de polarisation similaire à celui de l'antenne dentelée log-périodique se produit. Le niveau de polarisation croisée en revanche augmente avec l'expansion angulaire pour atteindre 15 dB lorsqu' $\alpha = 40^\circ$. Les mêmes conclusions peuvent alors être tirées pour les deux antennes : les discontinuités périodiques le long de l'antenne en améliorent la bande passante en impédance, ainsi qu'en rayonnement. L'antenne sinueuse est adaptée en impédance à partir de 450 MHz.

FIGURE 3.16 – Caractéristiques de l'antenne sinueuse en fonction de la fréquence. Paramètre : N (nombre de dents)FIGURE 3.17 – Caractéristiques de l'antenne sinueuse en fonction de la fréquence. Paramètre : α (expansion angulaire)

En rayonnement, pour les fréquences basses, une observation plus fine permet de constater qu'il y a toujours une bande de fréquence pour laquelle le rapport de polarisation croisée est mauvais (de l'ordre de moins de 5 dB). Ainsi, les bandes passantes en impédance et en rayonnement ne coïncident pas.

3.1.4 Conclusions : avantages et inconvénients de l'antenne dentelée log-périodique et de l'antenne sinueuse

Cette étude s'est focalisée sur trois antennes planaires, ultra large-bande et à double-polarisation. En ajoutant des discontinuités périodiques le long de l'antenne papillon, l'étude montre que les bandes passantes en impédance ainsi qu'en rayonnement sont améliorées.

L'antenne dentelée log-périodique est intéressante car elle présente des bandes passantes en impédance et en rayonnement qui coïncident. Il s'agit ainsi d'une bonne candidate pour l'application de radiogoniométrie où stabilité de diagramme, double polarisation et adaptation en impédance sont requis sur de larges bandes de fréquence. Cependant, le taux de polarisation croisée de cette antenne reste faible avec moins de 10 dB de réjection.

L'antenne sinueuse présente certains avantages de l'antenne dentelée log-périodique. La bande passante en impédance est améliorée et l'antenne est miniaturisée. Cependant, lorsque l'antenne est petite devant la longueur d'onde, la réjection de la polarisation croisée est faible. Après l'inversion de polarisation toutefois, le diagramme reste stable sur la bande d'analyse. Ici, les deux bandes passantes ne coïncident pas du fait du comportement à basse fréquence de l'antenne. L'antenne sinueuse présente cependant un avantage majeur sur l'antenne dentelée log-périodique : lorsque elle est électriquement grande, les niveaux de polarisation croisée sont bien plus faibles que ceux de l'antenne dentelée log-périodique.

Par rapport à la problématique initiale, l'antenne sinueuse apparaît comme une bonne candidate si ses caractéristiques en basse fréquence sont améliorées. Il serait alors possible de concevoir une antenne pour laquelle les bandes passantes en impédance et en rayonnement seraient identiques tout en gardant les dimensions compactes avec des niveaux de polarisation croisée faibles.

Ainsi, les prochaines sections porteront sur la miniaturisation des trois antennes ULB à double polarisation afin d'établir les limites de leur utilisation dans le cas d'une problématique ultra large-bande en impédance et en rayonnement.

3.2 Miniaturisation d'antennes ultra large-bande à double polarisation à l'aide de boucles capacitives couplées

La miniaturisation à l'aide de boucles capacitives couplées (ou "gap loading", en anglais) est une technique de miniaturisation dont le premier développement porte sur l'antenne papillon monopolaire simple polarisation [Qu+] (Fig. 3.18a). Elle a par la suite été étendue aux antennes de type "spirale d'Archimède" (Fig. 3.18b) et 3.18c)).

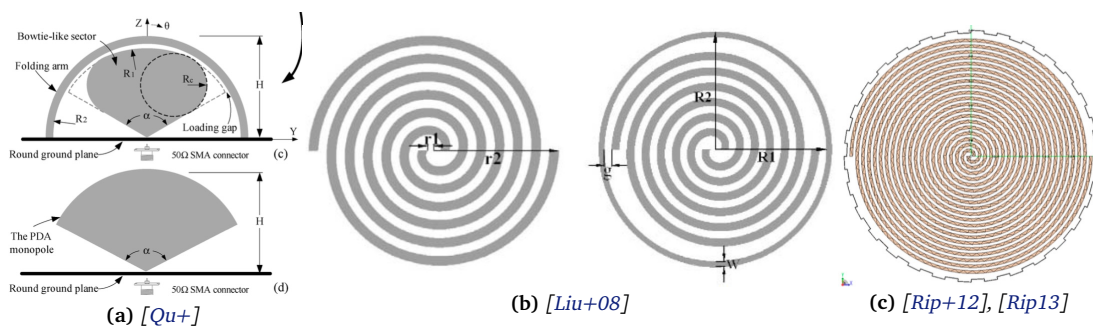


FIGURE 3.18 – Miniaturisation à l'aide de boucles capacitives couplées sur des antennes ultra large-bande à simple polarisation

Cette technique consiste à ajouter une boucle métallique sur le pourtour de l'antenne initiale sans qu'aucunes d'entre elles ne soient en contact. A l'inverse des techniques de miniaturisation

impliquant par exemple un toit capacitif, cette technique est particulièrement adaptée à la miniaturisation d'antennes planaires puisque la boucle est dans le plan de l'antenne. Deux paramètres entrent en compte : l'espacement entre l'antenne et la boucle (noté G) et la largeur de la boucle (notée W).

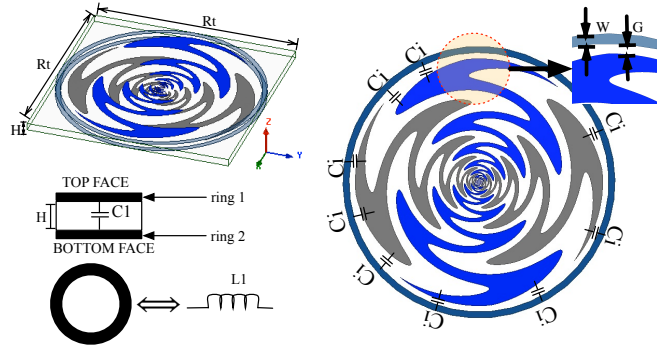


FIGURE 3.19 – Miniaturisation avec l'utilisation de boucles capacitives couplées [Lor+15]

Le principe de miniaturisation [Lor+15] est tel qu'illustré avec l'antenne sinueuse sur la figure 3.19. La boucle présente une inductance $L1$ répartie sur le pourtour de l'antenne. Par ailleurs, un couplage capacitif réparti représenté par des capacités C_i se crée entre la boucle et l'extrémité de l'antenne. La combinaison de ces effets crée une résonance RLC parallèle qui agit en tant que charge réactive à l'antenne [Vol+11]. Dans une bande de fréquence où l'impédance de l'antenne est réactive, cette charge peut permettre de décaler la bande de fréquence d'adaptation en impédance de l'antenne.

Cette technique a donc été appliquée sur les trois antennes ultra large-bande retenues. Une étude sur les deux principaux paramètres définissant la géométrie du *gap loading* (espacement entre l'antenne et la boucle et largeur de boucle) a été menée sur les trois antennes ultra large-bande retenues. Il est par ailleurs important de noter que les dimensions totales de l'antenne restent fixées à 40cm de diagonale. Ainsi, le rayon extérieur de l'antenne est $R_t = 20\text{cm} - W - G$.

3.2.1 Performances en miniaturisation sur l'antenne papillon

Sur la figure 3.20, l'espacement entre l'antenne et la boucle est paramétré alors que la largeur de boucle reste constante ($W=5\text{mm}$). La bande de fréquence d'adaptation en impédance commence à 250 MHz au lieu de 700 MHz (respectivement 220 MHz au lieu de 350 MHz dans le cas du critère $S_{11} < -6\text{dB}$) pour l'antenne sans *gap loading*. Il s'agit d'une réduction d'encombrement de 35%. Le paramètre G n'a pas d'influence sur la fréquence basse d'adaptation, puisque celle-ci reste la même dans les 3 cas. Cependant, les niveaux d'adaptation sont meilleurs lorsque G est faible. Il est possible d'expliquer ce résultat par le fait que le couplage capacitif a une influence favorable sur les niveaux d'impédance. Ainsi un couplage fort renforce l'influence de la boucle sur l'impédance de l'antenne alors qu'un couplage plus faible en diminue l'impact.

Sur la figure 3.21, la largeur de la boucle couplée varie alors que l'espacement reste constant à $G=5\text{mm}$. Lorsque W est faible (5mm), la fréquence d'adaptation est légèrement plus basse (critère $S_{11} < -10\text{dB}$: 250 MHz au lieu de 260 MHz). A basse fréquence, les niveaux d'adaptation sont cependant meilleurs lorsque la boucle est plus large. Ceci peut s'expliquer par la nature inductive de la boucle : lorsque la largeur W est faible, l'inductance équivalente de la boucle est d'autant plus élevée. Ceci a un effet miniaturisant supplémentaire du fait de la nature en $jL\omega$ de l'impédance de la boucle. Cependant, une inductance trop forte peut dégrader les niveaux d'adaptation en impédance puisque la réactance devient plus forte.

Le diagramme d'antenne (Fig. 3.20, 3.21 et 3.22) reste similaire à celui de l'antenne papillon à

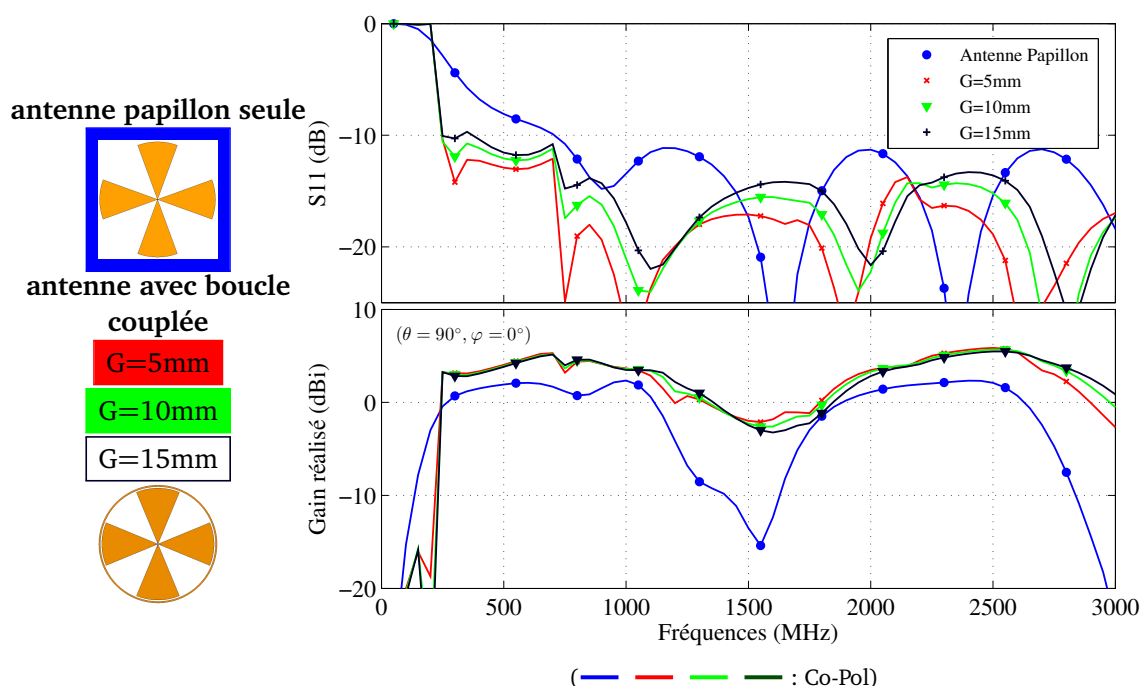


FIGURE 3.20 – Miniaturisation de l'antenne papillon à l'aide d'une boucle capacitive couplée. Variation de l'espacement entre l'antenne et la boucle.

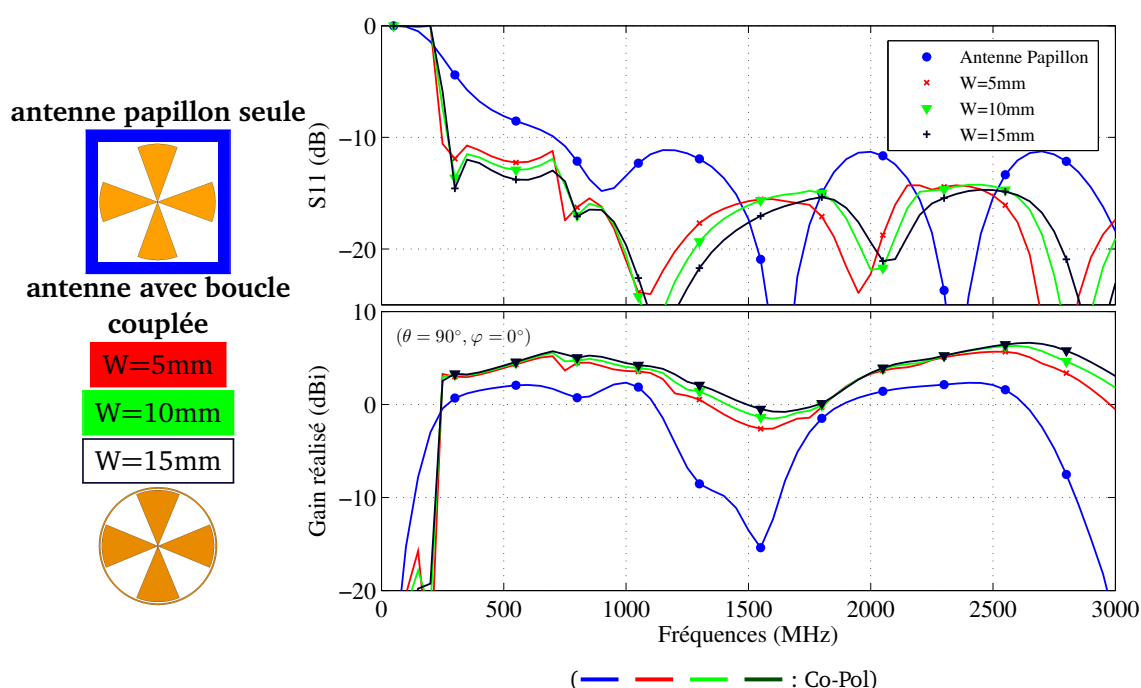


FIGURE 3.21 – Miniaturisation de l'antenne papillon à l'aide d'une boucle capacitive. Variation de la largeur de la boucle.

double polarisation. Une chute de gain se produit à la fréquence de 175 MHz sur l'antenne miniaturisée. Il est à noter cependant que l'apparition des lobes secondaires se produit à une fréquence légèrement plus haute. Ceci s'explique par le fait que l'élément rayonnant, c'est-à-dire l'antenne papillon sans sa boucle, est plus petit afin de garder un encombrement constant. Ses caractéristiques en fréquence sont donc translatées vers des fréquences plus hautes. A la fréquence de 175 MHz,

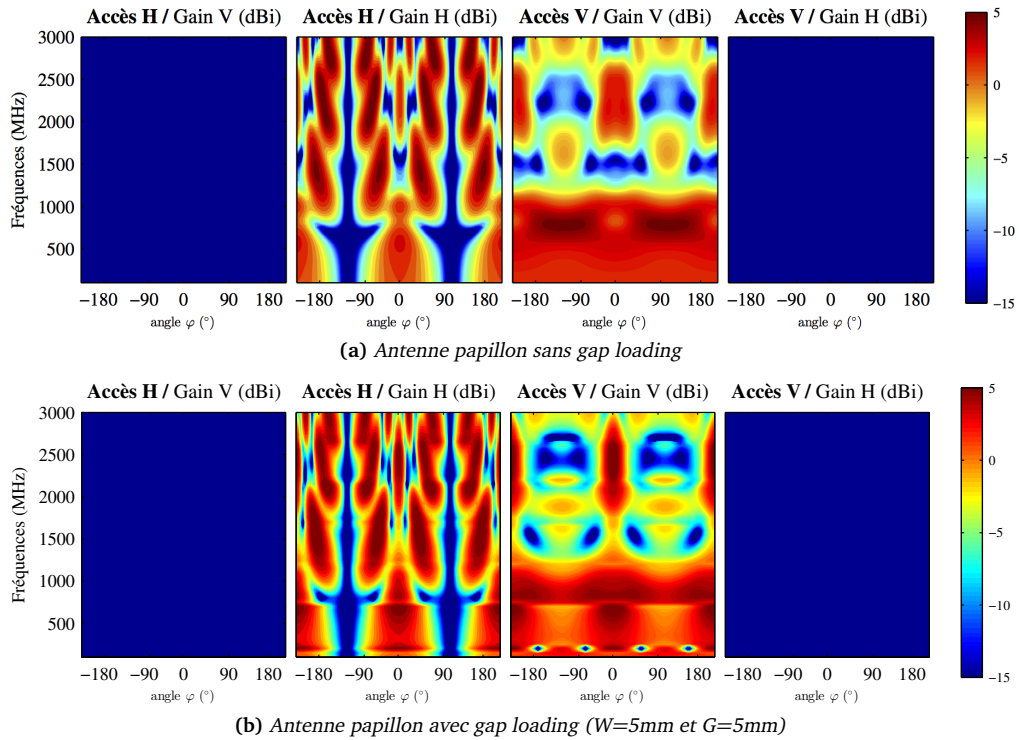


FIGURE 3.22 – Comparaison du rayonnement dans le plan azimutal de l'antenne papillon avec et sans gap loading.

une chute de gain réalisé est observée (fig. 3.20). Le gain réalisé de l'antenne avec *gap loading* reste par ailleurs inférieur à celui de l'antenne papillon seule jusqu'à la fréquence de 250 MHz. Il lui est par la suite supérieur de plus de 2 dBi. Peu de différences en terme de gain réalisé sont observées lorsque l'espacement G et la largeur W varient.

Conclusions La technique du *gap loading* est efficace en terme de miniaturisation d'antenne, avec des performances en miniaturisation de 35%. La bande passante en impédance atteint alors 12 :1.

Cette technique dégrade par ailleurs le gain réalisé hors bande de l'antenne, c'est-à-dire pour des fréquences inférieures à 250 MHz. Le gain réalisé dans la bande est cependant amélioré d'au moins 2 dBi. Les diagrammes de rayonnement sont similaires à ceux de l'antenne originale. La bande passante en rayonnement atteint alors 4 :1.

3.2.2 Performances en miniaturisation sur l'antenne dentelée log-périodique

La figure 3.23 montre les résultats de simulation pour l'antenne dentelée log-périodique avec une boucle de largeur $W=5\text{mm}$. L'antenne avec *gap loading* est adaptée en impédance pour des fréquences supérieures à 250 MHz contre 600 MHz pour l'antenne originale soit 58% de miniaturisation. Cette fréquence basse d'adaptation (250 MHz lorsque le S_{11} est inférieur à -6dB et -10dB) est identique à celle de l'antenne papillon avec *gap loading*. Ce résultat peut laisser penser que le comportement de la boucle est prédominant autour de cette fréquence, ce qui rend la fréquence d'adaptation peu dépendante de l'antenne. Par ailleurs, la variation de l'espacement G n'a pas d'influence majeure sur l'adaptation en impédance.

La figure 3.24, concernant la variation de la largeur de boucle W pour un espacement G de 5mm, indique que la variation de la largeur de la boucle a peu d'impact sur les performances en adaptation en impédance et rayonnement.

Sur les antennes dentelées log-périodiques chargées par une boucle capacitive, l'inversion de polarisation se produit à une fréquence supérieure (500 MHz) à celle de l'antenne originale (430

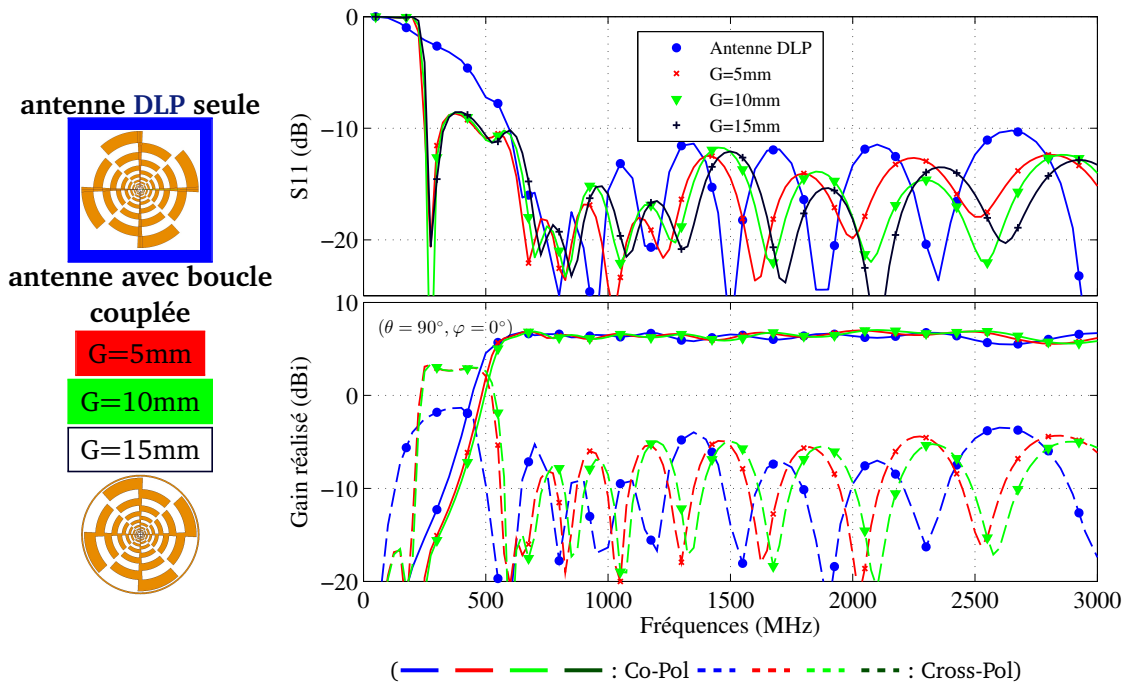


FIGURE 3.23 – Miniaturisation de l'antenne dentelée log-périodique à l'aide d'une boucle capacitive couplée. Variation de l'espacement entre l'antenne et la boucle.

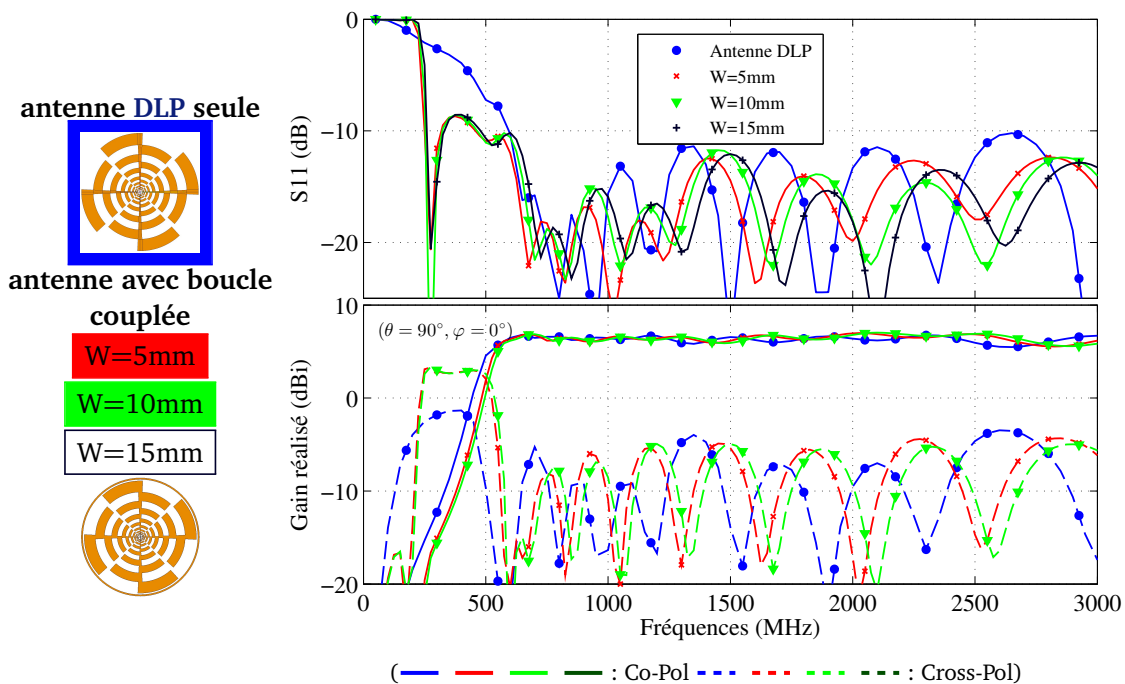


FIGURE 3.24 – Miniaturisation de l'antenne dentelée log-périodique à l'aide d'une boucle capacitive couplée. Variation de la largeur de la boucle.

MHz). Ce décalage s'explique ici aussi par le fait que l'antenne seule est plus petite afin de garder un encombrement constant avec l'ajout de la boucle.

La même chute de gain est retrouvée à la fréquence de 175 MHz. Sur le diagramme de rayonnement, elle s'accompagne d'une irrégularité de diagramme locale (Fig. 3.25b). Cette irrégularité se

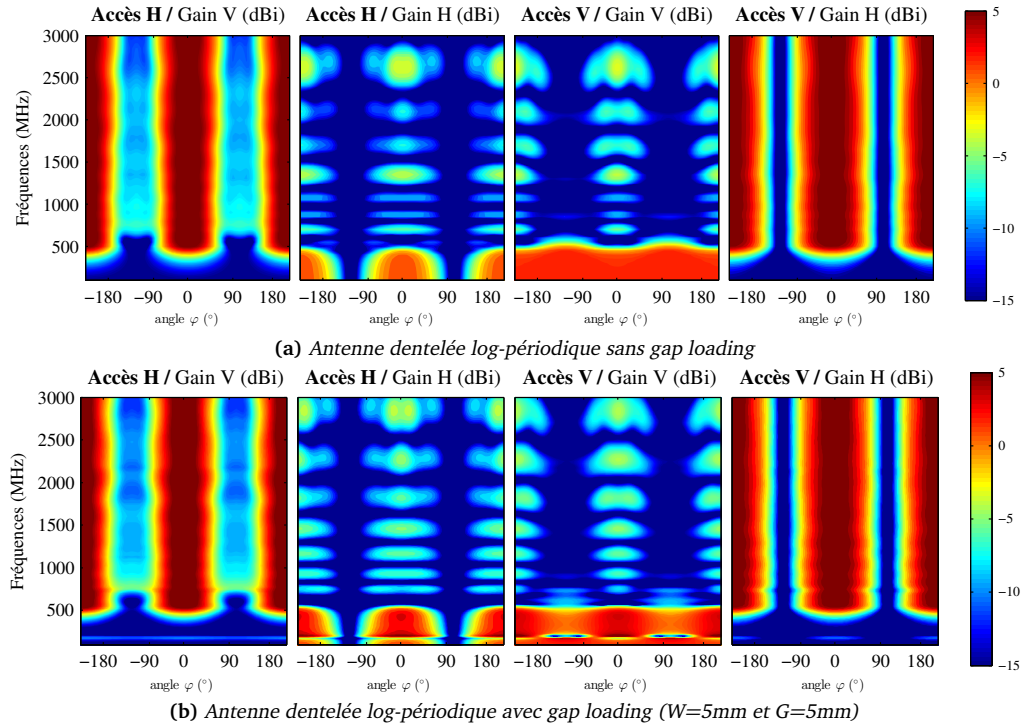


FIGURE 3.25 – Comparaison du rayonnement dans le plan azimutal de l'antenne dentelée log-périodique avec et sans gap loading.

produit à la même fréquence que pour l'antenne papillon avec gap loading, ce qui laisse à penser qu'elle est liée au rayonnement propre de la boucle.

Après l'inversion de polarisation, le diagramme de l'antenne dentelée log-périodique avec gap loading est similaire à celui sans gap loading (fig. 3.25a). Les deux accès rayonnent de manière bidirectionnelle en azimut et les variations de gain dans l'axe en fonction de la fréquence sont de l'ordre du dB.

Pour l'antenne dentelée log-périodique originale, l'adaptation en impédance se fait à partir de 620 MHz ; l'inversion de polarisation se produit à 430 MHz. Le rayonnement est donc stable sur toute la bande passante en impédance. Dans le cas de l'antenne dentelée log-périodique avec gap loading, la miniaturisation fait que l'inversion de polarisation se produit à une fréquence (500 MHz) où l'antenne est déjà utilisable, car adaptée en impédance (250 MHz).

Conclusions La technique du gap loading appliquée aux antennes dentelées log-périodiques permet de miniaturiser l'antenne de 58%, ce qui correspond à une taille électrique de $\lambda/3$. Des irrégularités de diagramme apparaissent en dehors de la bande passante en impédance de l'antenne et, du fait de la miniaturisation, les bandes passantes en impédance et en rayonnement ne coïncident plus.

3.2.3 Performances en miniaturisation sur l'antenne sinueuse

a Ajout d'une boucle

La figure 3.26 montre les résultats de simulation en rayonnement et en adaptation d'antennes sinueuses comportant une boucle couplée. L'espacement G entre la boucle et l'antenne varie alors que la largeur de boucle W est fixée à 5mm. L'adaptation en impédance de l'antenne est réalisée à 250 MHz, indépendamment de la valeur de l'espacement. Il s'agit d'une miniaturisation d'environ 40% par rapport à l'antenne sinueuse originale (adaptée à partir de 440 MHz). Globalement, sur

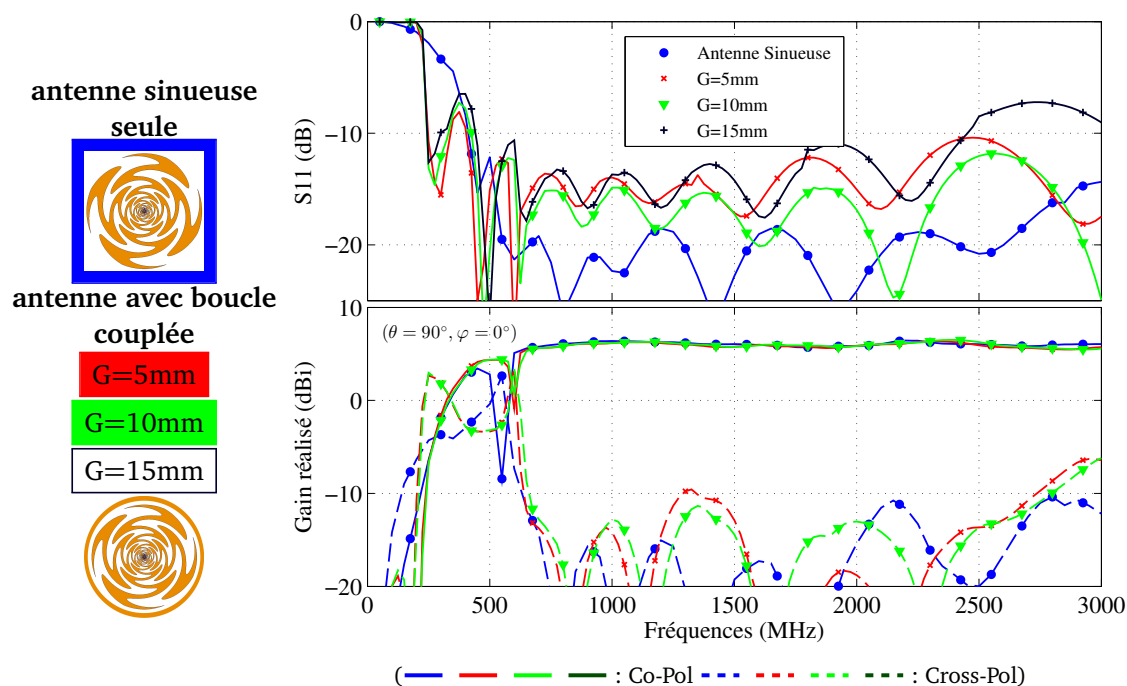


FIGURE 3.26 – Miniaturisation de l'antenne sinueuse à l'aide d'une boucle capacitive couplée. Variation de l'espacement entre l'antenne et la boucle.

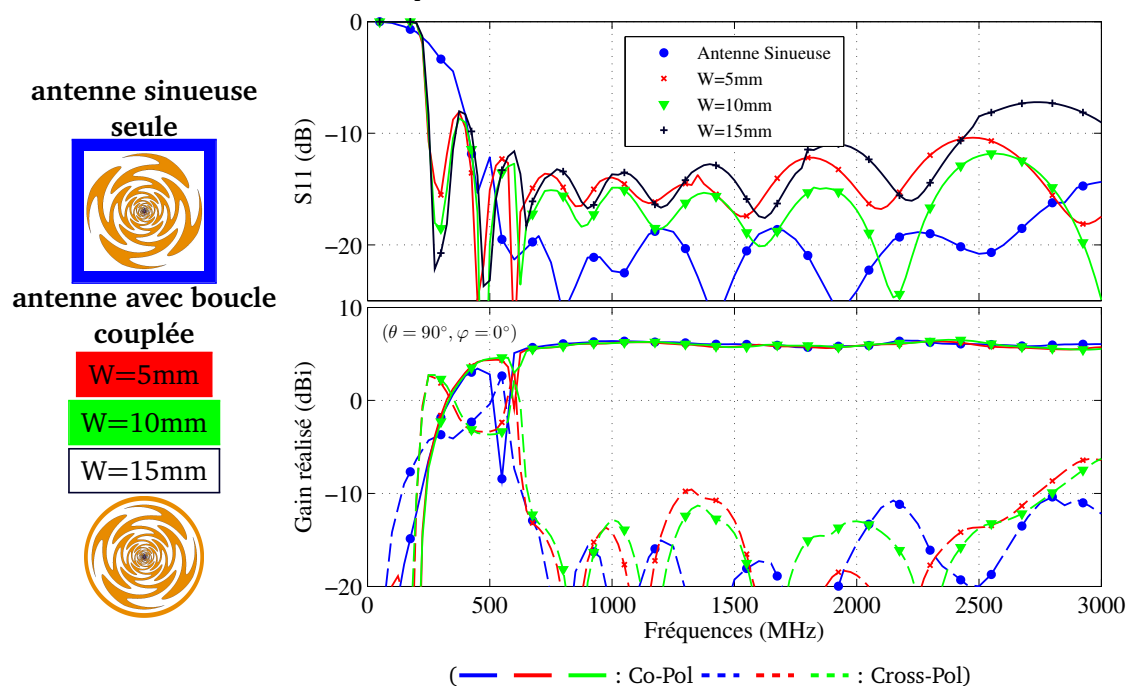


FIGURE 3.27 – Miniaturisation de l'antenne sinueuse à l'aide d'une boucle capacitive couplée. Variation de la largeur de la boucle.

l'ensemble de la bande de fréquence d'analyse, de meilleurs niveaux d'adaptation sont par ailleurs obtenus lorsque l'espacement est faible (par exemple, $G=5\text{mm}$). Cette remarque est en particulier vraie pour la remontée de S_{11} qui se produit à 375 MHz. Cette dernière apparaît également sur l'antenne papillon et dentelée log-périodique avec *gap loading*, ce qui laisse à penser qu'il s'agit d'une résonance induite par la boucle.

La variation de la largeur de boucle W à espacement constant ($G=5\text{mm}$, Fig. 3.27) produit peu

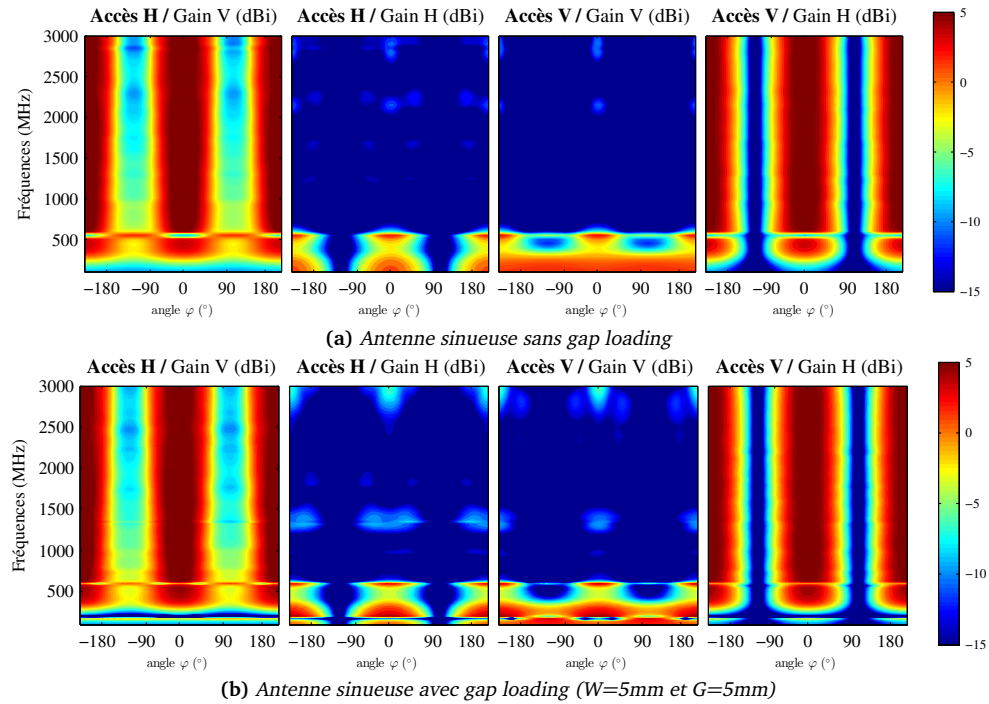


FIGURE 3.28 – Comparaison du rayonnement dans le plan azimutal de l'antenne sinueuse avec et sans gap loading.

de différences sur l'adaptation en impédance à basses fréquences. Les niveaux d'adaptation sont globalement meilleurs avec une valeur moyenne de largeur $W=10\text{mm}$.

Le rayonnement (Fig. 3.28) reste proche de l'antenne sinueuse originale : la polarisation croisée reste faible après l'inversion de polarisation ; cette dernière se produit légèrement plus haut en fréquence pour l'antenne avec gap loading du fait du facteur d'échelle. Les diagrammes de rayonnement sont par ailleurs stables jusqu'à 3000 MHz et affichent une variation de gain dans l'axe de l'ordre de 2dB.

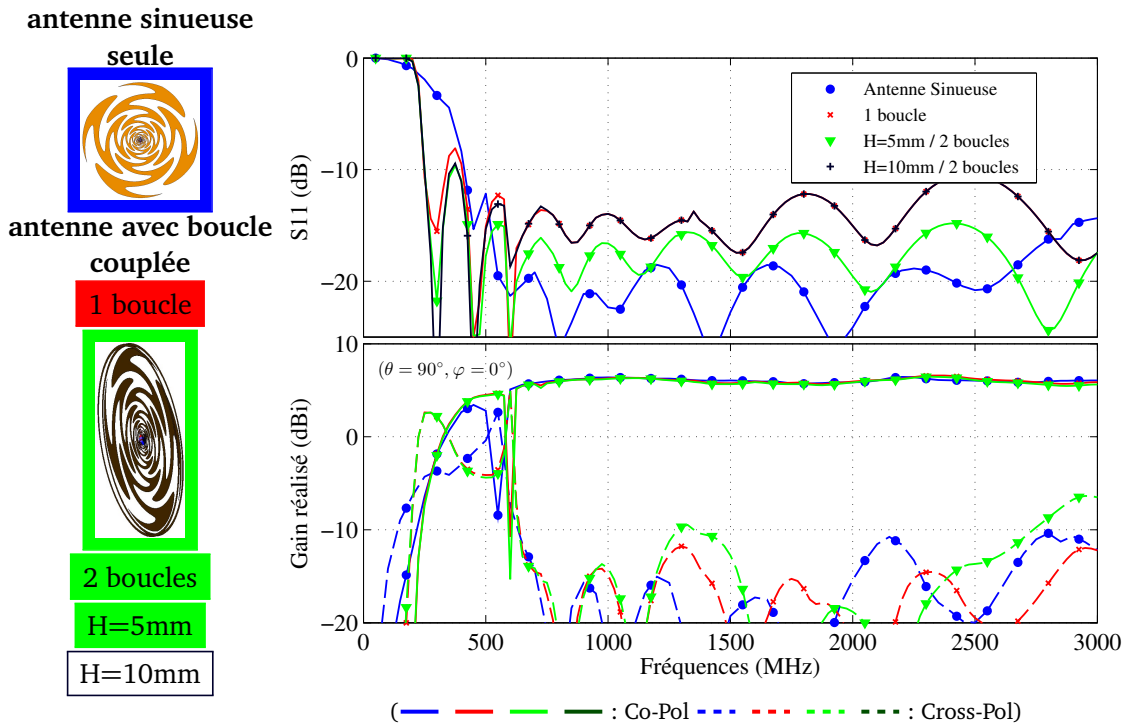
Entre 325 MHz et 600 MHz (où se produit l'inversion de polarisation), le rapport de polarisation croisée est faible. Ce problème a déjà été évoqué sur les antennes sinueuses : leurs bandes passantes en impédance et en rayonnement ne coïncident pas, ce qui est d'autant plus vrai lorsque l'antenne est adaptée plus bas en fréquence.

b Ajout de 2 boucles

L'antenne sinueuse a également été étudiée avec cette fois-ci 2 boucles capacitatives positionnées en vis à vis sur chaque face du substrat afin d'obtenir une capacitance *a priori* plus forte.

La figure 3.29 montre la comparaison de l'adaptation en impédance et du gain réalisé pour une et deux boucles, en faisant varier la hauteur de substrat H entre elles. La fréquence basse d'adaptation à -10 dB ne change pas (250 MHz). Cependant, les niveaux d'adaptation au niveau de la résonance (remontée de S_{11} autour de 400 MHz) sont meilleurs dans le cas où deux boucles sont ajoutées. Alors que ce dernier constat est indépendant de la distance entre les boucles H , l'adaptation sur la globalité de la bande est meilleure lorsque H est faible (5mm). Des niveaux inférieurs à -15 dB sont alors atteints.

Concernant le rayonnement, les mêmes conclusions que pour le cas "une boucle" s'appliquent.



3.2.4 Validation par la mesure sur l'antenne sinueuse

La validation par la mesure sur l'antenne sinueuse est détaillée dans la publication [Lor+15]. Plusieurs raisons justifient le choix de mesurer cette antenne sur la bande s'étendant de 1 GHz à 10 GHz. Les dimensions réduites inhérentes à la bande 1-10 GHz impliquent une réalisation plus aisée. Enfin, il est plus simple de mesurer ces antennes dans une chambre anéchoïque. Ainsi, dans le cadre de cette publication, les antennes ont été dimensionnées pour fonctionner entre 3 GHz et 10 GHz ; elles ont été mesurées entre 1GHz et 10 GHz.

a Dimensionnement des antennes

D'après les résultats précédents, l'antenne sinueuse originale (ASO) est adaptée en impédance à -10 dB à partir d'une taille électrique de $\lambda/1,7$ alors que l'antenne sinueuse miniaturisée avec gap loading (ASM) est adaptée en impédance lorsque sa taille électrique atteint $\lambda/3$. Ainsi, pour une fréquence de 3 GHz, la taille d'antenne a se déduit avec la relation suivante :

$$a_{elec} = a \cdot \lambda = a \cdot \frac{c}{f} \quad (3.3)$$

avec a_{elec} la taille électrique, λ la longueur d'onde de travail dans l'espace libre, c la célérité des ondes électromagnétiques, f la fréquence de travail.

Ainsi, pour $f=3$ GHz, les diamètres d'antennes a_{ASO} et a_{ASM} sont respectivement de **58 mm** et de **33 mm**.

La réalisation de l'antenne se fait par gravure d'une plaque de substrat où le cuivre est prédéposé. Le substrat choisi est le Arlon Diclاد 527, de permittivité relative ϵ_r 2,5 et de hauteur $H=1,6$ mm. Sa permittivité relative est faible ce qui permet de peu dégrader les performances d'antenne (en particulier la largeur de bande, voir chapitre 2). L'antenne sinueuse ne fonctionne pas selon le mode de confinement de champ à l'intérieur d'un diélectrique (à l'inverse de l'antenne patch par exemple), ce qui implique que l'impact de la permittivité relative, modélisé par la permittivité

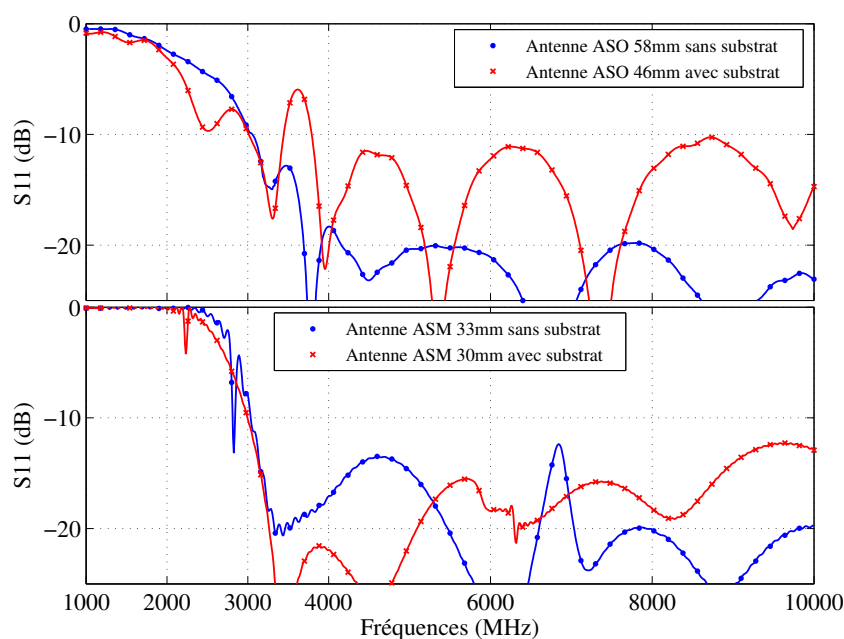


FIGURE 3.30 – Influence du substrat sur le dimensionnement des antennes ASO et ASM

relative « effective » devrait être inférieure à la racine carrée de cette dernière ($\sqrt{2,5} = 1,58$). Les dimensions des antennes **ASO** et **ASM** sont optimisées de manière à ce que les fréquences basses d'adaptation (3 GHz) coïncident. La comparaison des antennes avec et sans substrat est donnée en figure 3.30. Les dimensions pour lesquelles les fréquences basses d'adaptation des antennes avec substrat coïncident avec les antennes sans substrat sont respectivement de **46 mm** pour l'**ASO** et de **30mm** pour l'**ASM**.

Ainsi, l'ajout d'une plaque de diélectrique a un effet miniaturisant (avec un facteur d'environ 1,2) sur les antennes, ce qui est en adéquation avec les hypothèses formulées. Par ailleurs, le coefficient de réflexion est plus élevé pour les antennes placées sur un substrat. Ceci illustre en effet l'augmentation du facteur de qualité produite par l'ajout d'un diélectrique.

Cette étude montre donc qu'il est acceptable de réaliser les antennes proposées sur un substrat avec une permittivité diélectrique faible mais qu'il est nécessaire de prendre en compte ce dernier car son effet n'est cependant pas négligeable.

b Conception du circuit d'alimentation

Mesurer efficacement des antennes symétriques implique l'utilisation d'une alimentation symétrique. La plupart des lignes de transmission (coaxiales, microruban) sont asymétriques, un composant appelé « balun » est nécessaire pour effectuer la symétrisation. Par ailleurs, l'antenne sinieuse présente une impédance d'entrée de 250Ω et il est ainsi nécessaire de transformer l'impédance de la ligne d'alimentation.

Une première méthode consiste à utiliser des lignes de transmission afin de transformer l'impédance ainsi que le mode. La transformation d'impédance se fait au moyen de tapers (comme Chebychev ou Klopfenstein) ; la symétrisation du mode se fait au moyen d'une transition progressive entre une ligne asymétrique et une ligne symétrique. Un balun utilisant un taper de Klopfenstein a été conçu et prototypé dans le cadre de ces travaux (fig. 3.31). Le principal désavantage de ces circuits reste leur taille (de l'ordre de $\lambda_{guide}/2$) qui impose une large présence métallique à proximité de l'antenne. De fait, ils en perturbent le fonctionnement. Ceci est particulièrement visible sur le diagramme de rayonnement de l'antenne qui présente beaucoup de déformations (fig. 3.31 c) et d)).

Ces résultats justifient l'exploration d'une autre solution, qui consiste à utiliser un composant

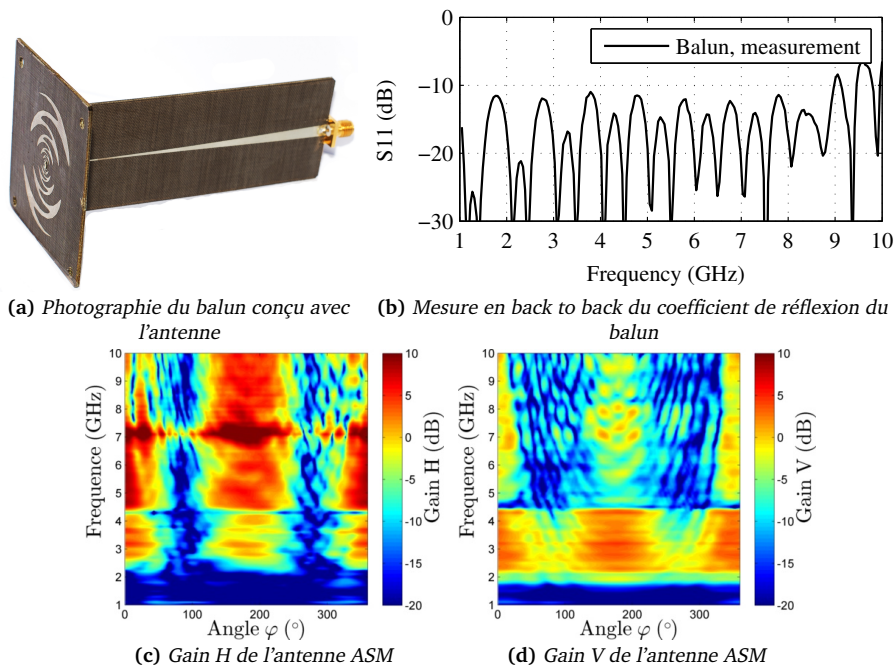


FIGURE 3.31 – Utilisation d'un balun avec un profil de transformation de type Klopfenstein

pour transformer l'impédance et le mode. Des compromis s'imposent vis à vis de la problématique (transformation d'impédance de rapport 5 (50 vers 250 Ω), entre 1 GHz et 10 GHz, avec symétrisation du mode). Finalement, il semble que deux composants existent sur les bandes 1,6 GHz-3,1 GHz et 3 GHz-8 GHz. Leur impédance de sortie est 100 Ω différentiel (50 Ω non-balancé). Une solution limitant la désadaptation consiste à relier la sortie du balun à l'antenne avec une ligne de transmission quart d'onde dont l'impédance caractéristique est la moyenne géométrique des deux impédances de bout. De cette manière, l'adaptation entre ces deux impédances peut atteindre -7dB. La solution finalement retenue comporte deux circuits d'alimentation avec deux baluns gérant des bandes différentes. Les limites de cette approche sont notamment la non gestion de la double polarisation et le niveau de réflexion élevée.

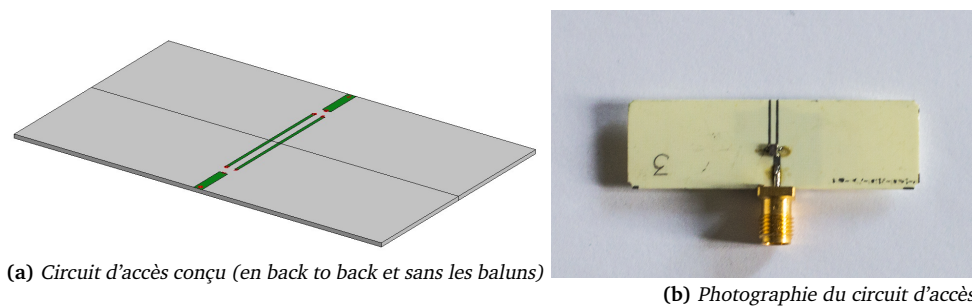


FIGURE 3.32 – Circuit d'alimentation des antennes

Le circuit d'accès est fait de la manière suivante (voir fig. 3.32a et 3.32b) : une ligne microstrip 50 Ω alimente l'entrée du balun alors que la sortie se fait sur deux lignes microstrip couplées d'impédance de mode impair 79 Ω .

La figure 3.33 montre le S11 (coefficient de réflexion en entrée) et le S21 (coefficient de transmission direct) simulés en configuration "back to back" (deux baluns "tête bêche"). Le circuit est adapté en impédance à partir d'environ 3,2 GHz et présente des pertes d'insertion inférieures à 3 dB jusqu'à 8 GHz, fréquence maximale du balun choisi (TDK HHM1595A1).

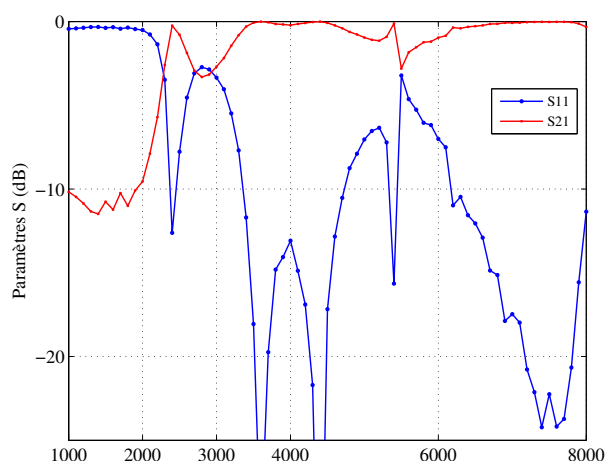


FIGURE 3.33 – Résultats de simulation du circuit d'accès balun en configuration "back to back"

c Résultats de mesures

La figure 3.34 (resp. 3.36) montre les comparaisons entre les simulations et les mesures pour l'antenne sinueuse originale (ASO) (resp. l'antenne sinueuse miniaturisée (ASM)). Les résultats sont présentés dans les tableaux 3.3 et 3.4. Pour rappel, les antennes mesurées sont dimensionnées pour une bande de fréquence allant de 3 GHz à 10 GHz.

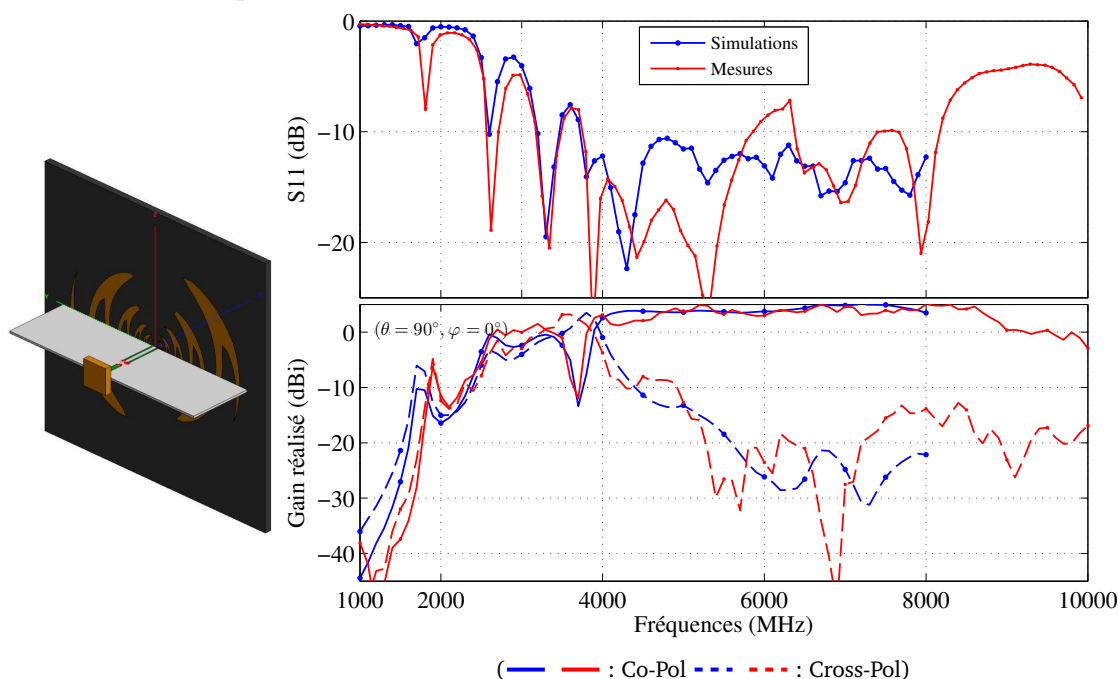


FIGURE 3.34 – Miniaturisation de l'antenne sinueuse à l'aide de deux boucles capacitatives couplées. Comparaison simulations/mesures pour l'antenne sinueuse non miniaturisée.

Les résultats de mesure de l'antenne sinueuse non-miniaturisée (ASO, tab. 3.3) montrent une très bonne adéquation entre la simulation et la mesure sur les fréquences basses d'adaptation ainsi que sur le rayonnement. Globalement, les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés (fig. 3.35) sont cohérents tant dans leur forme que dans leurs niveaux (et donc de la stabilité de diagramme). Il est à noter une différence de gain lorsque la fréquence est inférieure à 2500 MHz. Il est possible que cette différence soit due au composant balun utilisé (opérationnel à partir de 3000 MHz) ainsi qu'à des incertitudes de mesures liées à la chambre anéchoïque (positionnement des antennes, tolérance de mesures ...). Lorsque la fréquence est supérieure à 5 GHz environ, des différences sur les niveaux

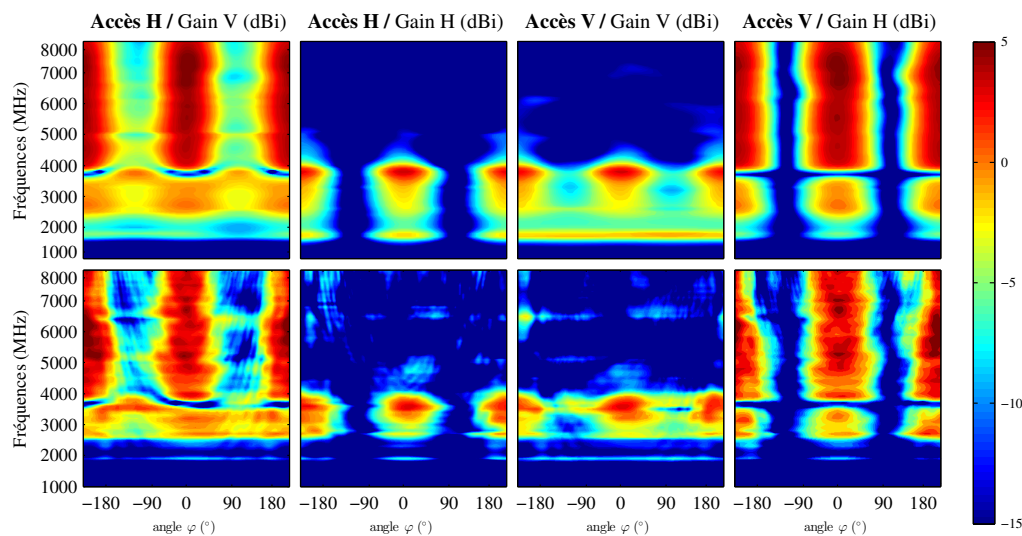


FIGURE 3.35 – Antenne sinueuse originale (46mm) Figure du haut : simulations ; figure du bas : mesures

	simulation	mesure
S11 (-10 dB)	3,2 GHz	3,2 GHz
S11 (-6 dB)	3,1 GHz	3,1 GHz
inversion de polarisation	3,95 GHz	3,85 GHz

TABLE 3.3 – Récapitulatif des caractéristiques en impédance et en polarisation de l'antenne sinueuse originale

d'adaptation apparaissent. Cela peut être dû à la non prise en compte de certains éléments dans la simulation, notamment le connecteur coaxial (seulement pris en compte par un cube métallique dans la simulation) ainsi que le câble coaxial. Ces deux éléments deviennent en effet de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde et peuvent ainsi perturber le champ proche de l'antenne.

	simulation	mesure
S11 (-10 dB)	3,1 GHz	2,8 GHz
S11 (-6 dB)	2,9 GHz	2,6 GHz
inversion de polarisation	5,9 GHz	6 GHz

TABLE 3.4 – Récapitulatif des caractéristiques en impédance et en polarisation de l'antenne sinueuse miniaturisée

Il peut également s'agir d'une différence entre le fonctionnement réel du balun et le fichier de paramètres S utilisé dans la simulation. Enfin, des éléments pouvant perturber l'antenne n'ont pas été pris en compte et peuvent expliquer la dégradation des performances à haute fréquence.

Dans le cas de l'antenne sinueuse miniaturisée avec deux boucles couplées (ASM), des différences plus fortes que pour l'antenne sinueuse originale sont à noter. Ainsi, les fréquences basses d'adaptation diffèrent en mesure de celles issues des simulations d'environ 10%. Cet écart est nécessairement lié aux deux boucles puisque l'adéquation est bonne sur l'antenne sans boucle. Cette "meilleure" adaptation en impédance (à basse fréquence) semble plutôt liée à des pertes (par exemple les pertes du substrat) qui jouent sur le comportement des boucles (résonantes).

En ce qui concerne le rayonnement (fig. 3.37), la prévision de la fréquence d'inversion de polarisation est excellente avec un écart de l'ordre de 2 %. Les formes de diagrammes restent cohérentes

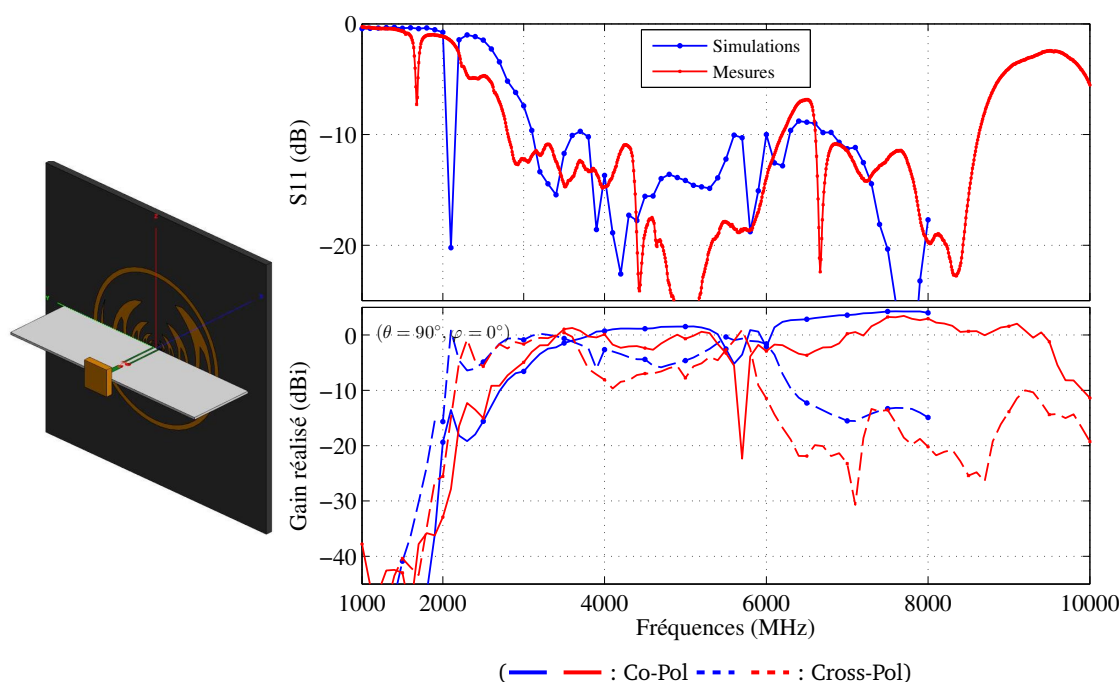


FIGURE 3.36 – Miniaturisation de l'antenne sinueuse à l'aide de deux boucles capacitives couplées. Comparaison simulations/mesures pour l'antenne sinueuse miniaturisée.

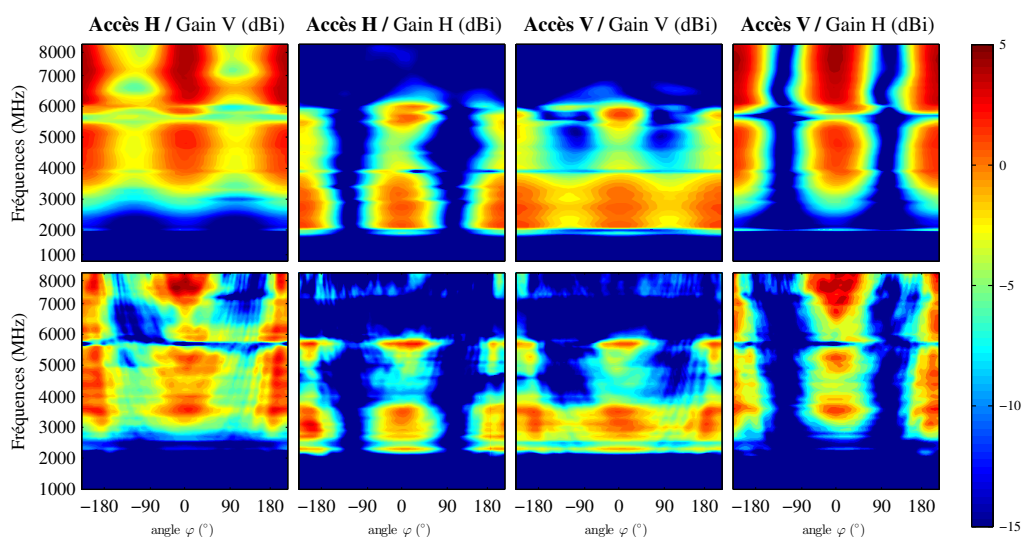


FIGURE 3.37 – Antenne sinueuse miniaturisée (30mm) Figure du haut : simulations ; figure du bas : mesures

entre la simulation et la mesure mais il existe des écarts de gain, notamment avant 6 GHz. Il est à noter qu'entre 5 et 6 GHz, une perturbation apparaît sur tous les diagrammes (simulés et mesurés). Celle-ci n'apparaissait pas sur l'antenne sinueuse sans boucle. Il s'agit probablement de l'influence du circuit d'accès sur l'ensemble constitué de l'antenne et des deux boucles.

Finalement, dans le cas de l'antenne sinueuse miniaturisée avec des boucles, les écarts entre la simulation et la mesure sont plus importants que lorsqu'il n'y a pas de boucle. Cependant, l'adéquation semble assez bonne malgré tout entre les résultats et ces mesures valident nos prédictions concernant l'efficacité de miniaturisation de l'antenne sinueuse en utilisant deux boucles capacitives couplées.

3.2.5 Conclusion

L'utilisation d'une boucle couplée capacitivement a permis de miniaturiser les trois antennes ultra large-bande étudiées avec un facteur allant jusqu'à 2. Cette technique a par ailleurs été validée par la mesure. Pour les trois antennes, la fréquence basse d'adaptation est de 250 MHz, soit une taille électrique de $\lambda/3$, à encombrement constant. L'ajout de la boucle ne change pas les caractéristiques en rayonnement dans les bandes de fréquences pour lesquelles les antennes sont adaptées en impédance. Cependant, elle induit des perturbations de diagramme localisées autour de 175 MHz.

Malgré tout, en utilisant cette technique, les antennes ne sont pas adaptées à partir de 30 MHz et leur diagramme de rayonnement n'est pas non plus stable sur toute la bande. Ce constat justifie l'exploration d'autres techniques éventuellement complémentaires permettant de miniaturiser ainsi que d'améliorer les caractéristiques en rayonnement des antennes.

3.3 Miniaturisation d'antennes ultra large-bande à double polarisation à l'aide d'une boucle de court-circuit

La miniaturisation à l'aide d'une boucle de court-circuit est identique à la technique de miniaturisation précédente à ceci près que la boucle court-circuitée cette fois-ci les extrémités de l'antenne, alors que ces dernières n'étaient pas en contact précédemment. Il s'agit là encore d'une technique de miniaturisation planaire. Le comportement de la boucle est inductif, la réactance est alors égale à $jL\omega$. C'est ce chargement uniquement inductif qui miniaturise l'antenne. La boucle de court-circuit est caractérisée par sa largeur W . Afin de garder un encombrement constant, le rayon d'antenne est alors $R_t = 20\text{cm} - W$.

3.3.1 Performances sur l'antenne papillon

La figure 3.38 présente les résultats de simulation en impédance et en rayonnement pour l'antenne papillon avec une boucle de court-circuit dont la largeur W varie. Lorsque la boucle est fine (W

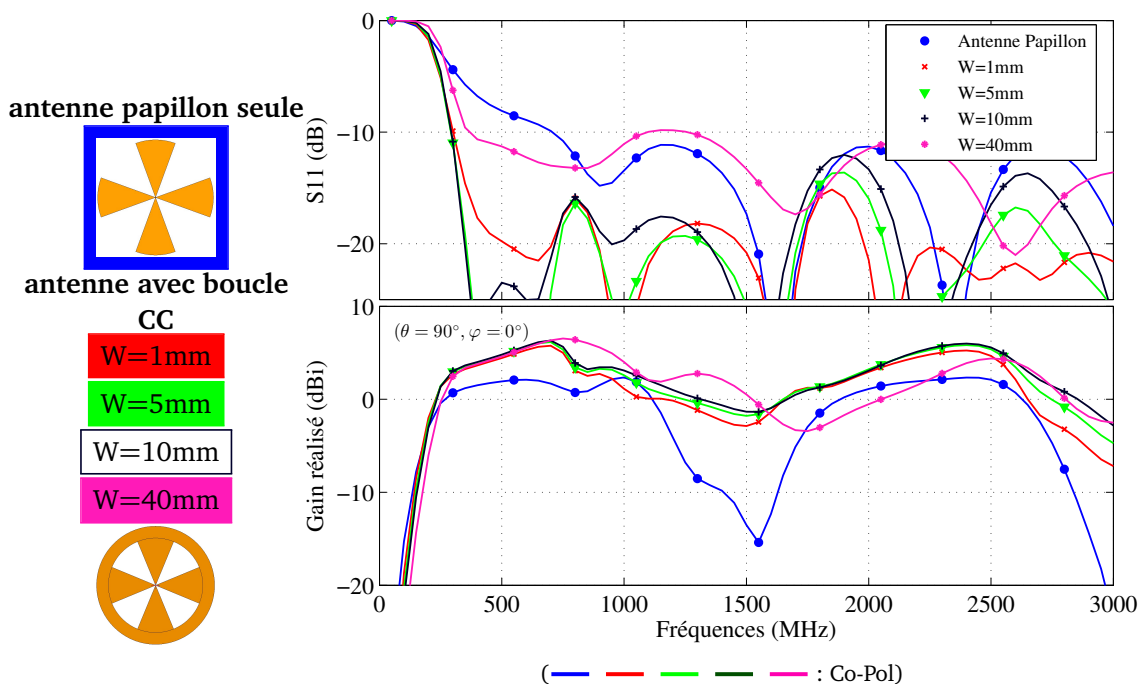


FIGURE 3.38 – Miniaturisation de l'antenne papillon à l'aide d'une boucle de court-circuit. Variation de la largeur de la boucle.

est inférieure à 40mm), l'antenne est adaptée à -10dB à partir de 300 MHz et sur tout le reste de la bande de fréquence, soit une taille électrique à la fréquence minimale de $\lambda/2,5$ (à -6dB, la fréquence basse d'adaptation est de 260 MHz). Ce résultat correspond à une miniaturisation de 60 % soit un facteur 2,5. Les niveaux d'adaptation sont par ailleurs meilleurs (inférieurs à -15dB) pour les antennes court-circuitées par les boucles dont la largeur est de l'ordre 5 à 10mm.

Sur les antennes miniaturisées par court-circuit, le gain réalisé pour les fréquences se situant dans la bande d'adaptation en impédance est supérieur à celui de l'antenne originale de près de 5dBi. Les diagrammes de rayonnement sont cohérents avec ceux de l'antenne papillon originale. La bidirectionnalité est également plus marquée (fig. 3.39 : environ 7dB de différence entre le gain dans l'axe et le gain à 90°). Sur les antennes miniaturisées comme sur l'antenne originale, les irrégularités de diagramme sont similaires : une chute de gain est observée vers 1000 MHz et des lobes secondaires apparaissent au-delà. Sur les antennes miniaturisées, cette chute de gain dans

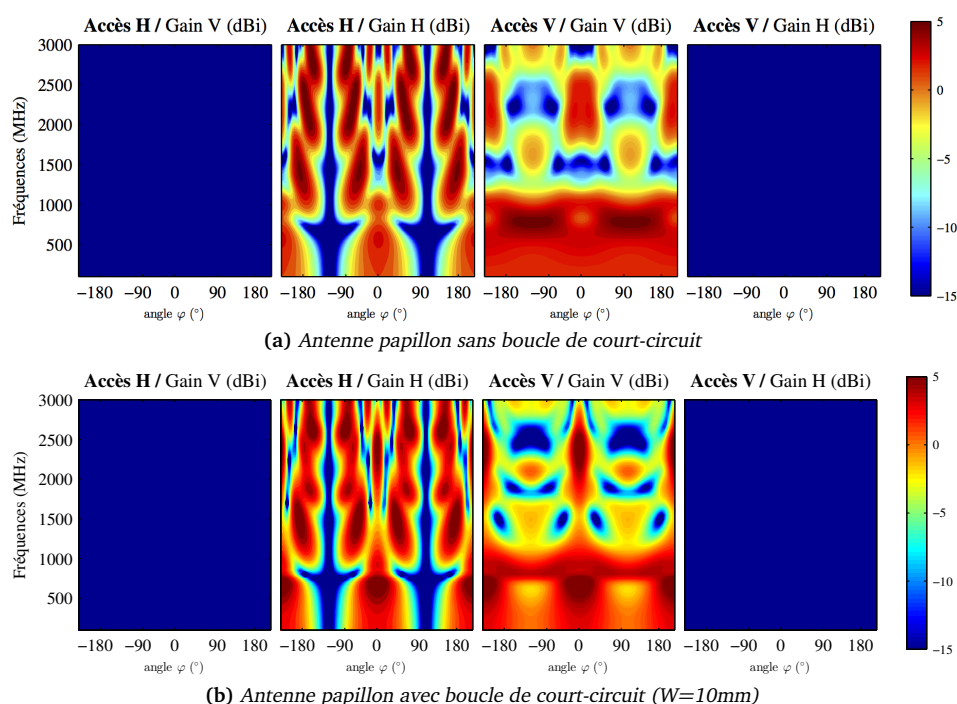


FIGURE 3.39 – Comparaison du rayonnement dans le plan azimutal de l'antenne papillon avec boucle de court circuit.

l'axe est moins faible sans que les phénomènes de déformation de diagramme ne soient améliorés. La polarisation croisée reste faible (plus de 20 dB au-dessous de la polarisation principale) sur toute la bande.

3.3.2 Performances sur l'antenne dentelée log-périodique

La figure 3.40 représente les résultats de simulation de l'antenne dentelée log-périodique avec ajout d'une boucle de court-circuit. De nouveau, les résultats en impédance dépendent de la largeur de boucle W (voir tableau 3.5 et 3.6). Les niveaux d'adaptation sont globalement meilleurs lorsque la largeur W est faible (le S_{11} atteint des valeurs comprises entre -15dB et -20 dB). Ce phénomène s'observe sur toute la bande mais en particulier sur une résonance qui apparaît vers 600 MHz. Lorsque la largeur est plus grande ($W=10$ ou 40mm), l'adaptation à -10 dB n'est pas réalisée autour de cette fréquence de résonance.

Aucune différence majeure n'est observée dans les caractéristiques en rayonnement (fig. 3.41) : la fréquence d'inversion de polarisation reste du même ordre et les diagrammes de rayonnement, avant et après l'inversion, restent cohérents (stabilité, forme du diagramme, gain dans l'axe). Il

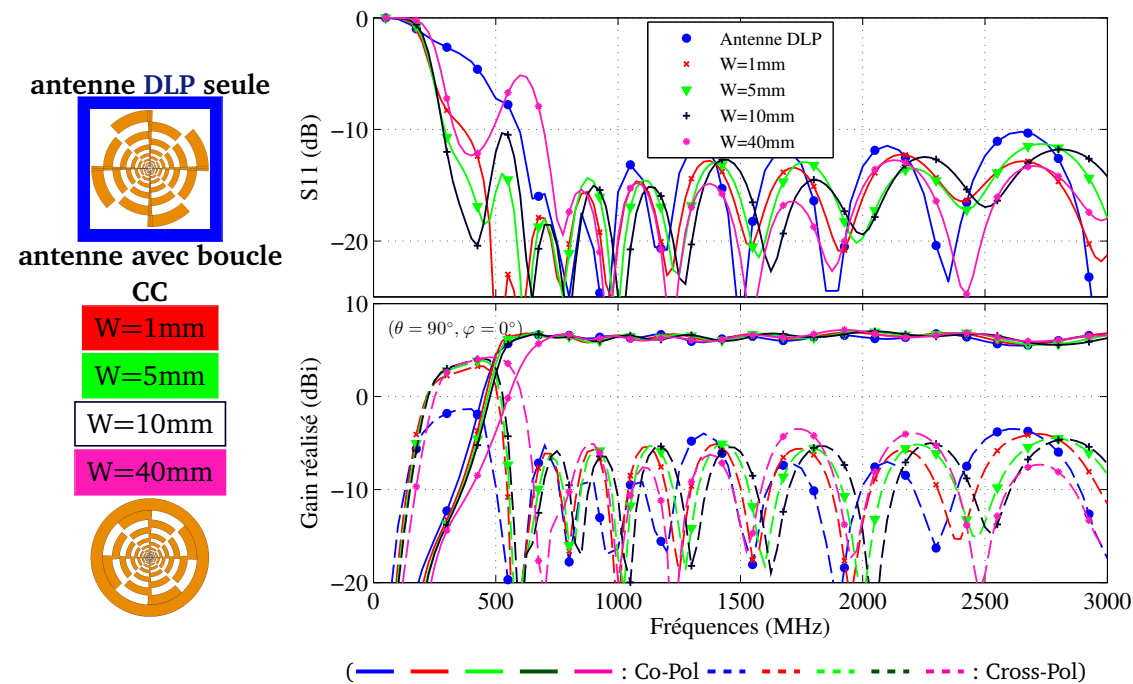


FIGURE 3.40 – Miniaturisation de l'antenne dentelée log-périodique à l'aide d'une boucle de court-circuit. Variation de la largeur de la boucle.

Antenne DLP	Antenne DLP W=1mm	Antenne DLP W=5mm	Antenne DLP W=10mm	Antenne DLP W=40mm
600 MHz	325 MHz	280 MHz	280 MHz	350 MHz

TABLE 3.5 – Fréquence basse de la bande d'adaptation en impédance à -10 dB des antennes dentelées log-périodiques avec une boucle de court circuit

Antenne DLP	Antenne DLP W=1mm	Antenne DLP W=5mm	Antenne DLP W=10mm	Antenne DLP W=40mm
475 MHz	280 MHz	260 MHz	260 MHz	260 MHz

TABLE 3.6 – Fréquence basse de la bande d'adaptation en impédance à -6 dB des antennes dentelées log-périodiques avec une boucle de court circuit

convient de noter cependant que pour des fréquences inférieures à l'inversion de polarisation, la polarisation croisée est plus haute d'environ 5dB dans le cas des antennes miniaturisées par court-circuit par rapport à l'antenne DLP originale. La miniaturisation par boucle de court-circuit affecte ainsi peu le rayonnement de l'antenne.

3.3.3 Performances sur l'antenne sinueuse

Les résultats de simulation de l'antenne sinueuse miniaturisée par une boucle de court-circuit sont présentés dans la figure 3.42. Lorsque la largeur est faible, l'effet inductif est d'autant plus important et l'antenne est au mieux adaptée en impédance à partir de 310 MHz ($\lambda/2, 4$). La miniaturisation représente alors une proportion de 26%. En revanche, lorsque la boucle de court-circuit est large, l'antenne seule est plus petite afin de respecter la contrainte d'encombrement. Dans ce cas, l'effet de miniaturisation est réduit à néant puisque la fréquence minimale de la bande d'adaptation est quasiment égale à celle d'une antenne simple (voir tableaux 3.7 et 3.8, W=40mm). Le rayonnement reste cohérent avec celui de l'antenne sinueuse originale (fig. 3.43).

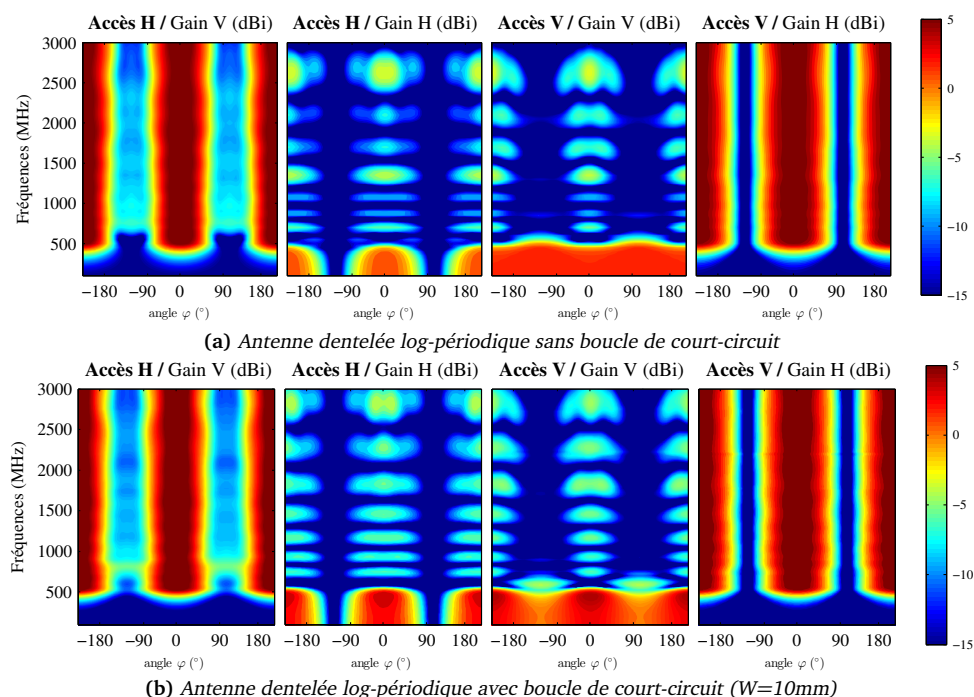


FIGURE 3.41 – Comparaison du rayonnement dans le plan azimuthal de l'antenne dentelée log-périodique avec et sans boucle de court circuit.

Antenne sineuse	$W=1\text{mm}$	$W=5\text{mm}$	$W=10\text{mm}$	$W=40\text{mm}$
440 MHz	320 MHz	310 MHz	310 MHz	430 MHz

TABLE 3.7 – Fréquence basse de la bande d'adaptation en impédance à -10 dB des antennes sinueuses avec une boucle de court circuit

Antenne sineuse	$W=1\text{mm}$	$W=5\text{mm}$	$W=10\text{mm}$	$W=40\text{mm}$
375 MHz	280 MHz	280 MHz	280 MHz	320 MHz

TABLE 3.8 – Fréquence basse de la bande d'adaptation en impédance à -6 dB des antennes sinueuses avec une boucle de court circuit

3.3.4 Conclusions

L'ajout d'une boucle venant court-circuiter les extrémités des antennes a permis de miniaturiser avec un facteur 2,5 (papillon), 2,14 (antenne DLP) et 1,29 (antenne sinieuse) au maximum. Pour les trois antennes, la taille électrique avoisine $\lambda/2,5$ à la fréquence la plus basse de la bande d'adaptation à -10 dB (à -6 dB, la taille électrique est de $\lambda/2,7$). Il s'agit d'une miniaturisation moins importante qu'avec la technique utilisant une boucle couplée ($\lambda/3$). Cependant, cette technique n'induit aucun changement sur les diagrammes de rayonnement. Par ailleurs, les problèmes liés à la coïncidence des bandes passantes en impédance et en rayonnement sur les antennes dentelées log-périodiques et sinueuses se retrouvent avec l'application de cette miniaturisation.

Une autre solution pour miniaturiser les 3 types d'antenne a été de la mise en oeuvre d'une technique de méandration. Dans la section qui suit, les effets de la méandration sur l'adaptation en impédance ainsi que l'inversion de polarisation seront étudiés.

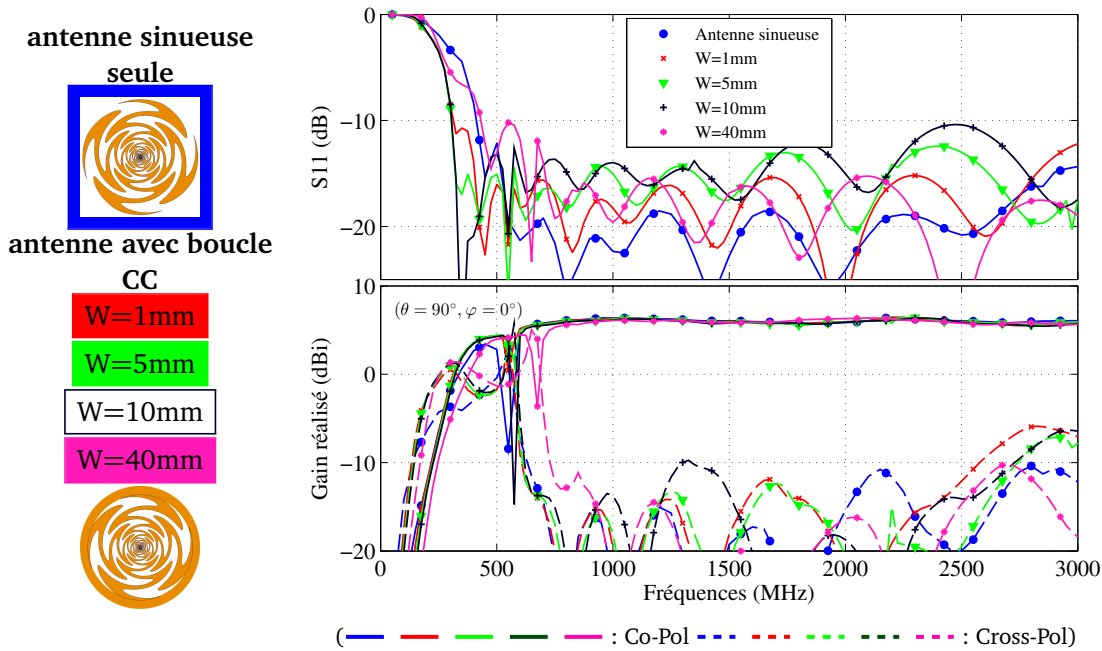


FIGURE 3.42 – Miniaturisation de l'antenne sinueuse à l'aide d'une boucle de court-circuit. Variation de la largeur de la boucle.

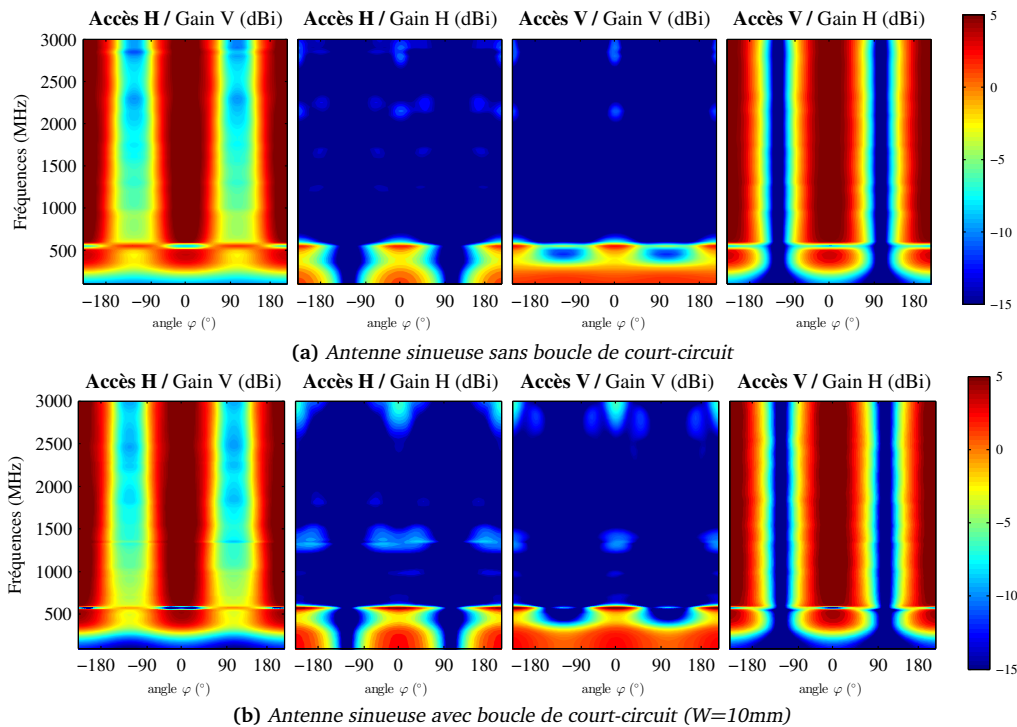


FIGURE 3.43 – Comparaison du rayonnement dans le plan azimutal de l'antenne sinueuse avec et sans boucle de court circuit.

3.4 Miniaturisation d'antennes ultra large-bande à double polarisation par méandration de la structure

A l'instar des techniques présentées en section 2.2.2, la méandration d'antennes ultra large-bande à double polarisation consiste à replier la structure de manière à rallonger le chemin des courants,

et ainsi en abaisser la fréquence d'opération. Dans cette section, la méandration sera étudiée sur deux antennes ultra large-bande à double polarisation pouvant en bénéficier : l'antenne dentelée log-périodique et l'antenne sinueuse.

Cette technique ne sera pas étudiée sur l'antenne papillon. En effet, une méandration efficace appliquée à l'antenne papillon a pour résultats l'obtention des antennes dentelée log-périodique et sinueuse. Il n'y a donc pas de lieu de l'étudier sur l'antenne papillon.

La méandration se fait à partir d'une équation de modulation du rayon des bras de l'antenne.

3.4.1 Méandration de l'antenne dentelée log-périodique

Les bras de l'antenne dentelée log-périodique sont définis par leur rayon r_n . La méandration consiste à le moduler par l'équation suivante :

$$R_n = r_n \times (1 + r_p \times \cos(\xi \times \varphi(t))) \quad (3.4)$$

avec $\varphi(t) = [-\beta/2; \beta/2]$

Deux paramètres apparaissent : ξ fixe le nombre de méandres et r_p en fixe l'amplitude.

a Variation du nombre de méandres ξ

La figure 3.44 présente les résultats de simulation d'antennes dentelées log-périodiques méandrées dont le nombre de méandres ξ varie (avec un zoom sur la bande de fréquence 50-750 MHz sur la partie gauche). Les résultats sont récapitulés dans le tableau 3.9 et la figure 3.45.

	DLP	$\xi = 8$	$\xi = 16$	$\xi = 32$	$\xi = 64$
S11 (-10 dB)	600 MHz	600 MHz	555 MHz	510 MHz	460 MHz
S11 (-6 dB)	475 MHz	500 MHz	475 MHz	450 MHz	420 MHz
inversion de polarisation	425 MHz	440 MHz	425 MHz	400 MHz	365 MHz

TABLE 3.9 – Récapitulatif des valeurs de fréquences minimales des bandes passantes en impédance et en rayonnement de l'antenne dentelée log-périodique méandrée

Lorsque le nombre de méandres augmente, les caractéristiques d'antennes se décalent vers les basses fréquences à partir d'un nombre de méandres (ici compris entre 8 et 16). Il existe ainsi une relation quasi linéaire entre le nombre de méandres ξ et les fréquences minimales d'adaptation à -10 dB et d'inversion de polarisation. Ainsi, dans le cas le plus favorable ($\xi = 64$), la miniaturisation atteint 33% pour le S11 (soit une taille électrique de $\lambda/1.63$) et 26% pour la fréquence d'inversion de polarisation ($\lambda/2$).

Les diagrammes de rayonnement (voir en annexe A) restent similaires à ceux de l'antenne dentelée log-périodique non méandrée. Ils restent stables jusqu'à 3000 MHz et la réjection de la polarisation croisée reste moyenne avec des niveaux compris entre 5 et 10 dB.

Malgré la miniaturisation de l'antenne, l'inversion de polarisation se produit à des fréquences plus basses que la fréquence d'adaptation (à -10dB comme à -6 dB). Ainsi, les bandes passantes en rayonnement et en impédance coïncident.

b Variation de l'amplitude des méandres r_p

La figure 3.46 montre les résultats de simulation d'antennes dentelées log-périodiques méandrées dont l'amplitude relative des méandres r_p varie. Les résultats sont récapitulés dans le tableau 3.10.

Lorsque l'amplitude relative des méandres r_p augmente, les caractéristiques en impédance et en polarisation se décalent vers les basses fréquences. Dans le cas le plus favorable ($r_p = 0,1$),

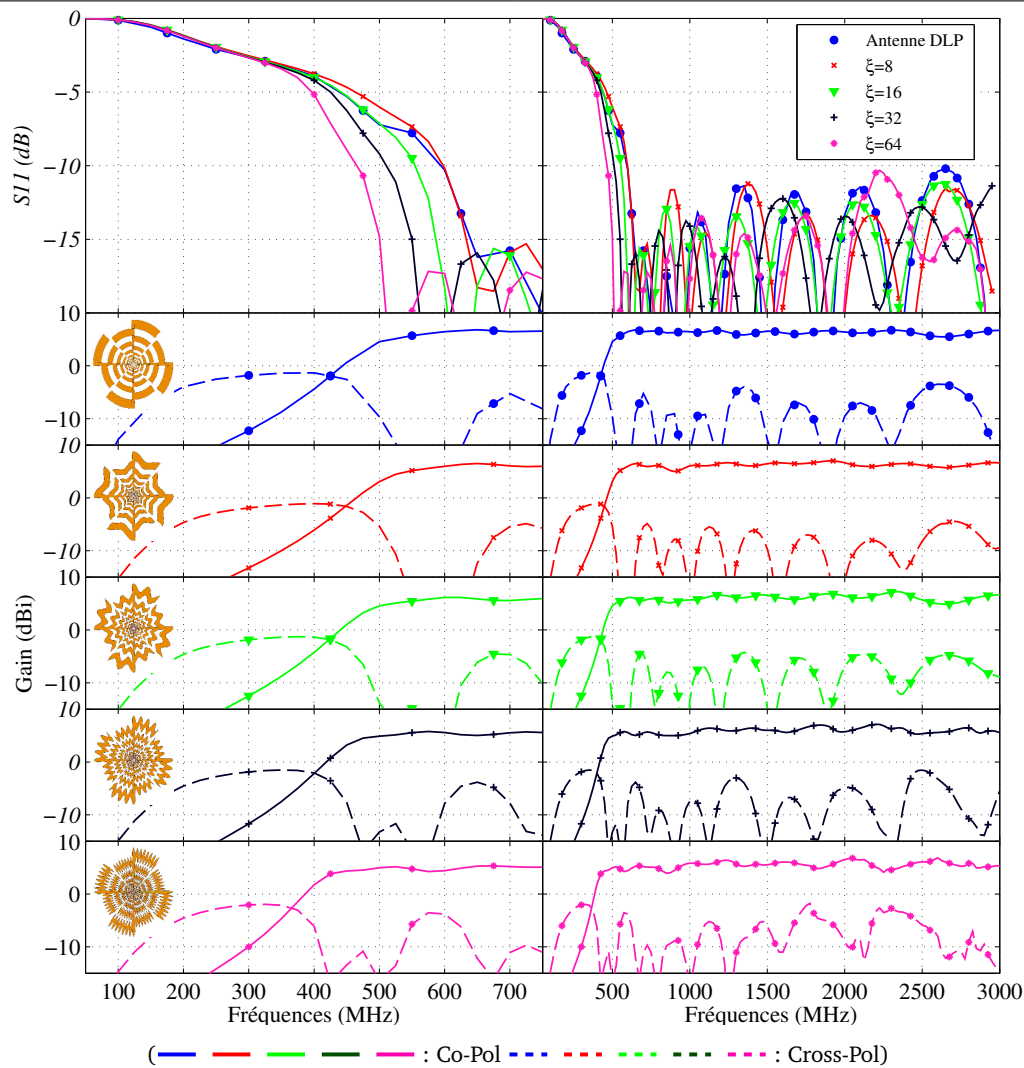


FIGURE 3.44 – Miniaturisation de l'antenne dentelée log-périodique par méandration. Variation du nombre de méandres ξ

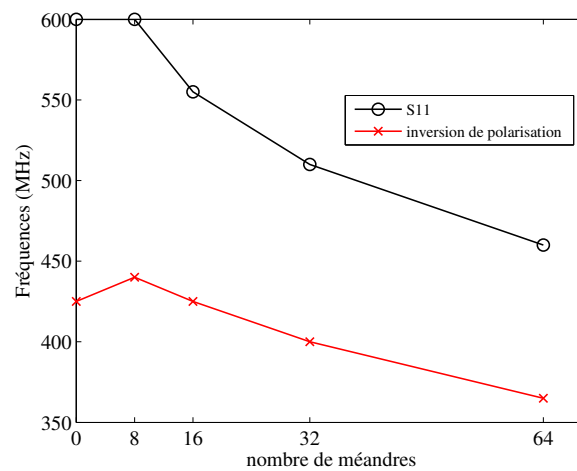


FIGURE 3.45 – Evolution des fréquences d'adaptation en impédance et d'inversion de polarisation en fonction du nombre de méandres ξ

la miniaturisation atteint 33% pour le S11 (soit une taille électrique de $\lambda/1.63$) et 26% pour la fréquence d'inversion de polarisation ($\lambda/2$).

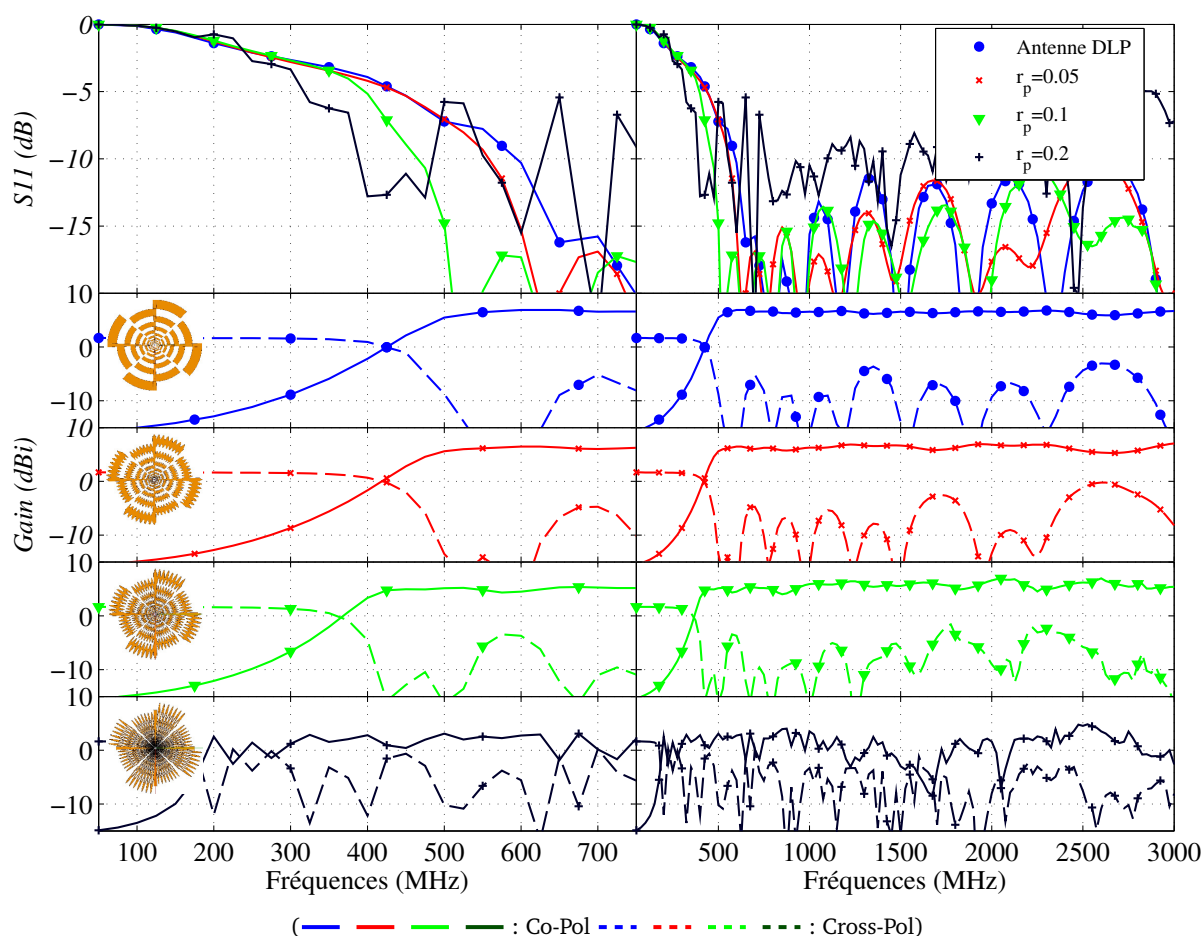


FIGURE 3.46 – Miniaturisation de l'antenne dentelée log-périodique par méandration. Variation de l'amplitude des méandres r_p

	DLP	$r_p = 0,05$	$r_p = 0,1$	$r_p = 0,2$
S11 (-10 dB)	600 MHz	560 MHz	460 MHz	N.A.
S11 (-6 dB)	475 MHz	475 MHz	420 MHz	N.A.
inversion de polarisation	425 MHz	425 MHz	365 MHz	N.A.

TABLE 3.10 – Récapitulatif des valeurs de fréquences minimales des bandes passantes en impédance et en rayonnement de l'antenne dentelée log-périodique méandree

Lorsque r_p devient élevé (0,2 par exemple), les méandres sont grands vis à vis de la longueur d'onde et génèrent des irrégularités de diagramme et d'impédance. Ainsi, le taux de polarisation croisée se dégrade et la polarisation principale n'est plus stable (Fig. 3.46 et A.2e).

Il convient alors d'être prudent avec l'amplitude relative des méandres et de la limiter à une valeur de 0,1.

3.4.2 Méandration de l'antenne sinieuse

La méandration de l'antenne sinieuse reste dans le principe similaire à celle de l'antenne dentelée log-périodique. Le terme $1 + r_p \times \cos(\xi \times \varphi(t))$ module le rayon de l'antenne sinieuse à l'aide du nombre de méandres ξ et de leur amplitude relative r_p . L'équation de conception de l'antenne sinieuse (eq. 3.2, p. 60) devient :

$$R_t \times \tau^N \leq t \leq R_t \quad (3.5)$$

$$\begin{cases} R = t \times \left(1 + r_p \times \cos(\xi \times \varphi(t)) \right) \\ \varphi(t) = \alpha \times \frac{\pi}{180} \times \sin\left(\frac{\pi \times \ln\left(\frac{t}{R_t}\right)}{\ln(\tau)}\right) \pm \delta \\ \theta = 90^\circ \end{cases} \quad (3.6)$$

La figure 3.47 montre une antenne sinueuse méandree selon ce principe. Il est à noter que cette structure met en oeuvre des métallisations dont les ordres de grandeur en largeur et en espacement varient de quelques centaines de μm à quelques mm. Cette antenne génère alors une complexité de

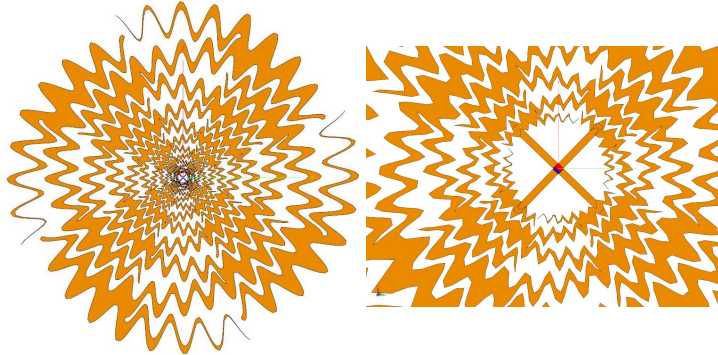


FIGURE 3.47 – Antenne sinueuse méandree avec $\xi = 32$ et $r_p = 0,1$

maillage importante qui augmente les temps de simulation de manière significative. A ce stade, un des problèmes qui peut apparaître est une connexion parasite entre deux métallisations voisines en simulation, du fait d'un maillage trop lâche ou en réalisation compte-tenu des précisions de gravure. Le zoom sur la partie centrale de l'antenne montre un exemple de zone où les pistes sont fines, ce qui peut potentiellement poser problème lors de la réalisation de l'antenne.

3.4.3 Méandration progressive de l'antenne sinueuse

Motivations La question de l'intérêt d'une méandration au centre de l'antenne, zone responsable du rayonnement aux plus hautes fréquences, mérite également d'être posée dans la mesure où l'objectif est de miniaturiser l'antenne et donc d'améliorer ses performances à basse fréquence. Il pourrait alors être judicieux de laisser intactes les zones les plus proches du centre de l'antenne, et de méandrer l'extérieur qui n'impacte que le comportement de l'antenne aux plus basses fréquences.

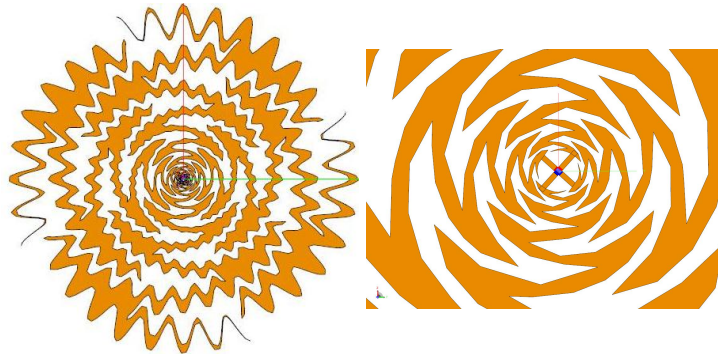


FIGURE 3.48 – Antenne sinueuse méandree avec $\xi = 32$ et $r_p = 0,1$. Méandration progressive de l'intérieur vers l'extérieur de l'antenne.

La figure 3.48 montre les modifications opérées sur l'antenne précédente avec une méandration progressive pour atteindre une amplitude relative maximale à l'extérieur. Cette antenne ne génère une complexité de maillage moins importante que pour l'antenne méandree sans progressivité, à paramètres équivalents.

Il convient de vérifier que les performances associées aux deux types de méandratons sont proches (fig. 3.49) et qu'une méandration moins importante au centre de l'antenne n'impacte que faiblement les performances.

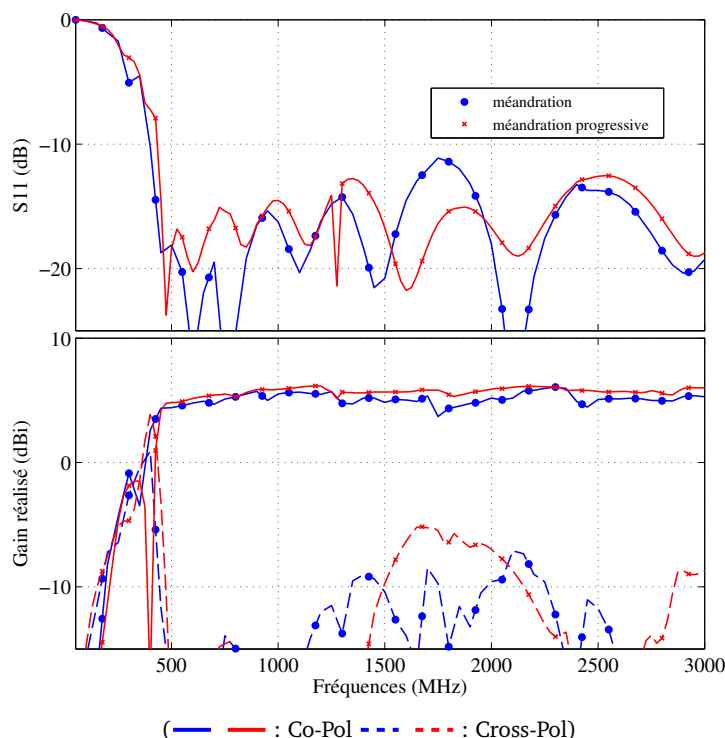


FIGURE 3.49 – Comparaison des caractéristiques en impédance et en rayonnement pour la méandration "classique" et la méandration "progressive"

L'antenne sinueuse méandree présente une adaptation en impédance à partir de 400 MHz ; celle méandree de manière progressive est adaptée à partir de 425 MHz. La fréquence basse d'adaptation en impédance est alors supérieure d'environ 6% dans le cas de la méandration progressive.

En ce qui concerne l'inversion de polarisation, l'antenne méandree classiquement a une inversion de polarisation à 380 MHz alors que la méandration progressive résulte en une inversion à la fréquence de 425 MHz. Il s'agit d'une dégradation des performances de 11%, qui est donc légèrement plus importante que pour l'impédance. Il semble ainsi que le rayonnement de l'antenne, et donc l'inversion de polarisation, soit plus dépendant du profil de méandration que l'adaptation en impédance.

Cependant, la stabilité de diagramme est meilleure dans le cas de l'antenne méandree progressivement. Des écarts sur le niveau de gain dans l'axe d'environ 1 dB sont observés, alors qu'ils peuvent atteindre 3 dB dans le cas de l'antenne méandree classiquement.

En conclusion, la méandration progressive de l'antenne sinueuse présente des performances proches de la méandration uniforme (elles sont en retrait de 6% en impédance et de 11% en rayonnement). La complexité du modèle est diminuée d'un facteur 3 environ et les caractéristiques de rayonnement aux plus hautes fréquences (en particulier la stabilité de diagramme) sont améliorées.

Dans la section qui suit, l'étude des performances de l'antenne sinueuse avec une méandration progressive sera effectuée de manière similaire à celle de l'antenne dentelée log-périodique méandree.

Mise en oeuvre La méandration progressive consiste à assigner un profil de méandration, c'est-à-dire un nombre de méandres ξ et une amplitude relative r_p pour chaque point $M(r, \varphi)$ appartenant à la courbe de l'antenne sinueuse. Précédemment, ce profil de méandration était gardé constant tout le long de la courbe. Ainsi, un point situé au centre de l'antenne était méandré avec le même couple (ξ, r_p) qu'un point situé à l'extérieur de l'antenne. La première approche a été détaillée à la section précédente et présente des inconvénients tels que la complexité de maillage et de réalisation et une moindre stabilité de diagramme. Dans cette section, chaque point $M(r, \varphi)$ sera associé à un couple (ξ, r_p) qui dépend de t . Plus précisément, l'amplitude relative des méandres r_p dépend du paramètre t alors que le nombre de méandres ξ reste constant.

Ainsi, pour $t = R_{min} = R_t \times \tau^N$, l'amplitude relative est nulle (pas de méandration) ; pour $t = R_{max} = R_t$, l'amplitude relative est maximale de valeur R_{p_m} . L'amplitude relative r_p obéit donc à une fonction dépendant de t et dont les conditions aux limites sont celles décrites précédemment. Il peut ainsi s'agir d'une fonction linéaire, carrée, exponentielle, etc ...

Dans le cas le plus simple où r_p obéit à une fonction linéaire de t , $r_p(t)$ s'écrit de la manière suivante :

$$r_p(t) = a \times t + b \quad (3.7)$$

avec

$$a = \frac{R_{p_m} - 0}{R_t - R_t \times \tau^N} = \frac{R_{p_m}}{R_t \times (1 - \tau^N)} \quad (3.8)$$

$$b = \frac{R_t \times R_{p_m} - R_t \times \tau^N \times 0}{R_t - R_t \times \tau^N} = \frac{R_{p_m}}{1 - \tau^N} \quad (3.9)$$

Finalement, l'équation de dessin de l'antenne sinueuse méandree s'écrit à partir de l'équation (3.6) en remplaçant la valeur fixe r_p par son expression qui dépend de t :

$$R_t \times \tau^N \leq t \leq R_t \quad (3.10)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R = t \times \left(1 + \left(\frac{R_{p_m}}{R_t \times (1 - \tau^N)} \times t + \frac{R_{p_m}}{1 - \tau^N} \right) \times \cos(\xi \times \varphi(t)) \right) \\ \varphi(t) = \alpha \times \frac{\pi}{180} \times \sin \left(\frac{\pi \times \ln \left(\frac{t}{R_t} \right)}{\ln(\tau)} \right) \pm \delta \\ \theta = 90^\circ \end{array} \right. \quad (3.11)$$

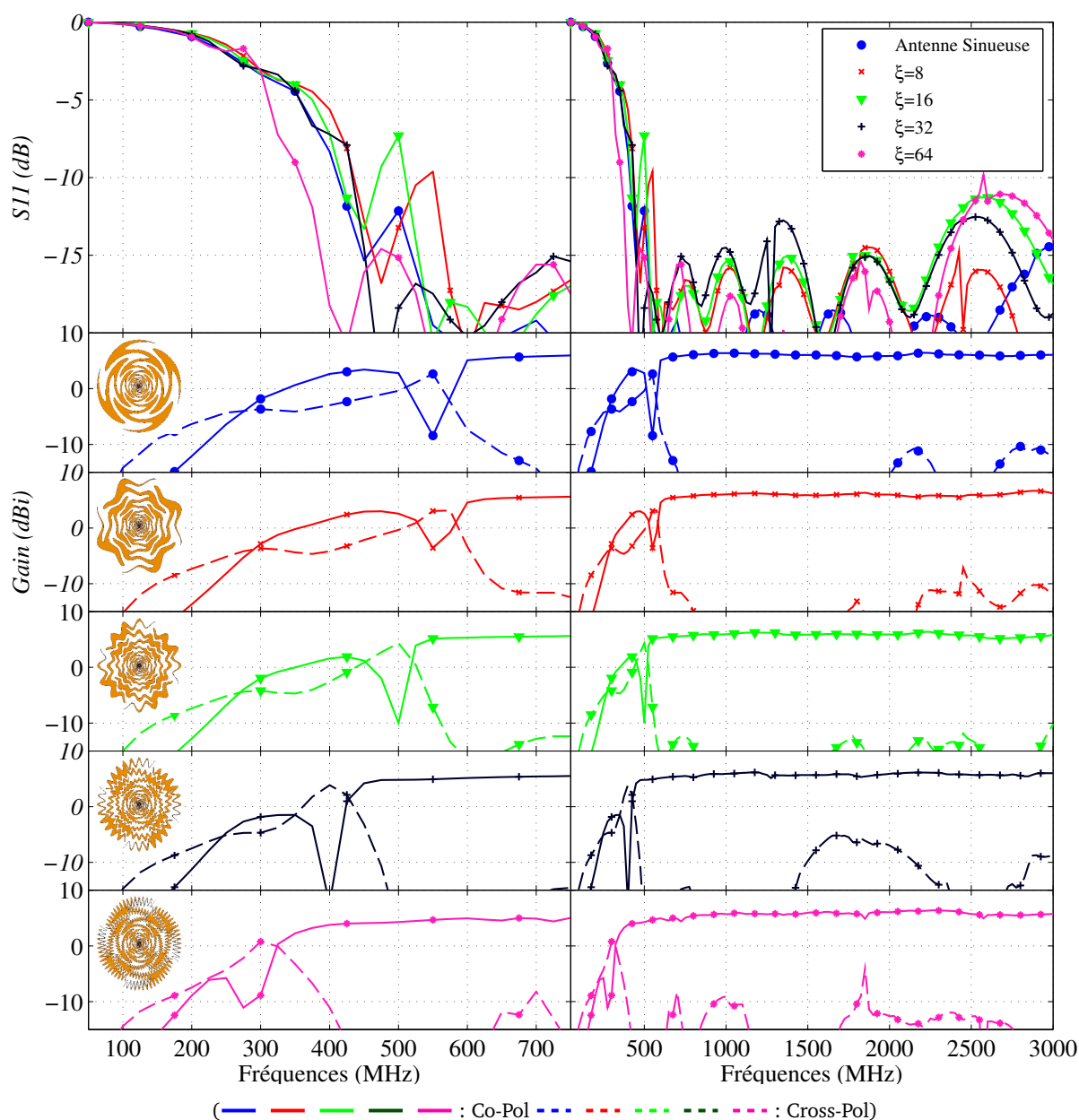
a Variation du nombre de méandres ξ

La figure 3.50 montre les résultats de simulation d'antennes sinueuses méandrees progressivement dont le nombre de méandres ξ varie. Les résultats sont récapitulés dans le tableau 3.11 et la figure 3.51.

Similairement aux effets de la méandration sur l'antenne dentelée log-périodique, la fréquence basse d'adaptation en impédance et la fréquence d'inversion de polarisation diminuent lorsque le nombre de méandres augmente.

A partir de $\xi = 32$, l'inversion de polarisation se produit à des fréquences inférieures à celle d'adaptation en impédance à -10 dB. Dans le cas le plus favorable, où le nombre de méandres atteint 64, l'adaptation en impédance se produit à une taille électrique de $\lambda/2$ et l'inversion de polarisation à une taille électrique de $\lambda/2,3$. Il s'agit de miniaturisations atteignant respectivement 24% et 43%.

Ces résultats sont légèrement meilleurs que pour l'antenne dentelée log-périodique (miniaturisation de 33% pour le S11 (soit une taille électrique de $\lambda/1.63$) et de 26% pour la fréquence

FIGURE 3.50 – Miniaturisation de l'antenne sinueuse par méandration. Variation du nombre de méandres ξ

	sinueuse	$\xi = 8$	$\xi = 16$	$\xi = 32$	$\xi = 64$
S11 (-10 dB)	420 MHz	440 MHz	425 MHz	435 MHz	360 MHz
S11 (-6 dB)	375 MHz	440 MHz	390 MHz	375 MHz	320 MHz
inversion de polarisation	575 MHz	585 MHz	520 MHz	430 MHz	325 MHz

TABLE 3.11 – Récapitulatif des valeurs de fréquences minimales des bandes passantes en impédance et en rayonnement de l'antenne sinueuse méandree progressivement. Paramètre : ξ

d'inversion de polarisation ($\lambda/2$)). Les meilleures caractéristiques à basses fréquences de l'antenne sinueuse par rapport à l'antenne dentelée log-périodique peuvent expliquer ces meilleurs résultats.

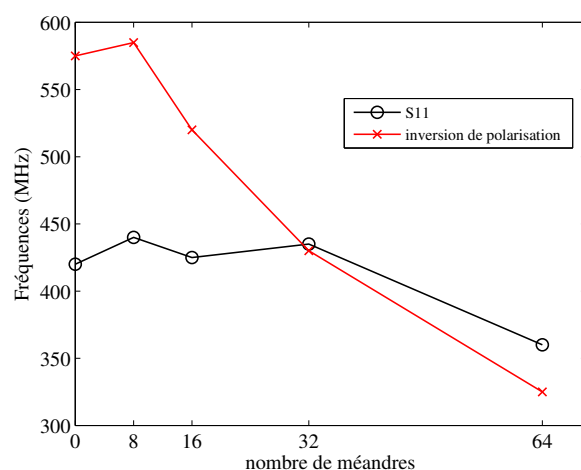


FIGURE 3.51 – Evolution des fréquences d'adaptation en impédance et d'inversion de polarisation en fonction du nombre de méandres ξ

b Variation de l'amplitude relative maximale des méandres R_{p_m}

La figure 3.52 montre les résultats de simulation d'antennes sinueuses méandrées progressivement dont l'amplitude maximale des méandres R_{p_m} varie. Les résultats sont récapitulés dans le tableau 3.12 et la figure 3.53.

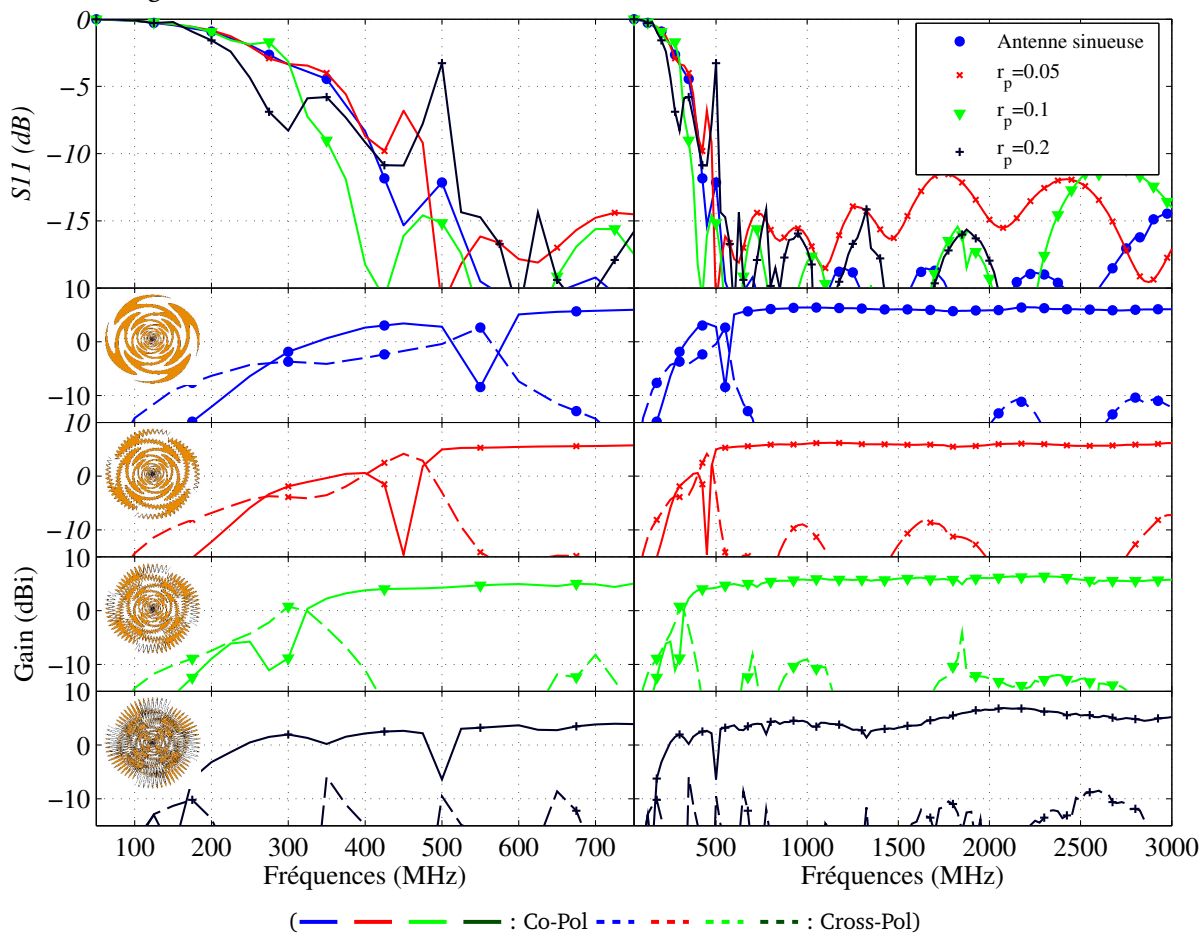


FIGURE 3.52 – Miniaturisation de l'antenne sinueuse par méandration. Variation de l'amplitude des méandres r_p

Lorsque l'amplitude des méandres augmente, la fréquence d'inversion de polarisation diminue

	sinueuse	$R_{pm} = 0,05$	$R_{pm} = 0,1$	$R_{pm} = 0,2$
S11 (-10 dB)	420 MHz	480 MHz	360 MHz	520 MHz
S11 (-6 dB)	370 MHz	380 MHz	320 MHz	270 MHz
inversion de polarisation	575 MHz	475 MHz	325 MHz	175 MHz

TABLE 3.12 – Récapitulatif des caractéristiques en impédance et en rayonnement de l'antenne sinueuse méandree progressivement. Paramètre : R_{pm}

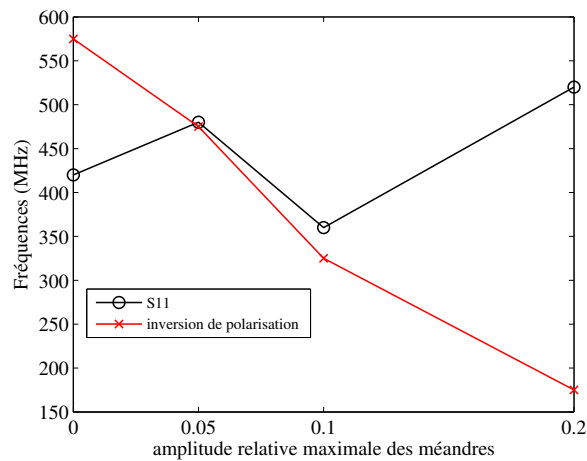


FIGURE 3.53 – Evolution des fréquences d'adaptation en impédance et d'inversion de polarisation en fonction de l'amplitude relative maximale des méandres R_{pm}

de manière quasiment linéaire. Cependant, aucun réel effet de miniaturisation n'est observé sur le S11 (voir fig. 3.53). Dans le cas où $R_{pm} = 0,2$, l'inversion de polarisation se produit à 175 MHz, soit une taille électrique de $\lambda/4$, mais l'adaptation en impédance est réalisée à partir de 520 MHz, soit une taille électrique de $\lambda/1,4$ (il y a par ailleurs un creux supplémentaire parasite sur le gain à 500 MHz). Cette dernière donnée est en retrait par rapport à l'antenne sinueuse de base (420 MHz). L'augmentation de l'amplitude relative des méandres est donc favorable à la diminution de l'inversion de polarisation, mais défavorable à la miniaturisation en impédance.

La stabilité du gain (fig. 3.52) est cependant meilleure pour l'antenne sinueuse fortement méandree ($R_{pm} = 0,2$) que pour l'antenne dentelée log-périodique de caractéristiques équivalentes. Le gain oscille cependant entre 0 et 6 dBi, ce qui n'est pas le cas pour les antennes dont l'amplitude des méandres est plus faible. Il convient alors, comme pour l'antenne dentelée log-périodique, de ne pas trop augmenter l'amplitude relative des méandres, dont la valeur optimale est proche de 0,1.

3.4.4 Conclusion

La méandration est une technique efficace en terme de miniaturisation d'antenne (abaissement de la fréquence d'adaptation). Un autre effet bénéfique apparaît alors : sur des antennes à double polarisation présentant une inversion de polarisation dans leur plage de fonctionnement, telles que l'antenne dentelée log-périodique et l'antenne sinueuse, la méandration décale les fréquences pour lesquelles ce phénomène se produit vers de plus basses fréquences. Il est alors ainsi possible de concevoir des antennes adaptées en impédance sur plus d'une décade, avec un diagramme de rayonnement qui reste stable sur la totalité de cette bande.

Ces bonnes performances justifient l'exploration d'autres techniques permettant éventuellement de miniaturiser davantage les antennes étudiées. Dans la prochaine section, les effets de la compression des antennes dentelées log-périodiques et sinueuses seront étudiés sur ces dernières.

3.5 Miniaturisation d'antennes ultra large-bande à double polarisation par compression de la structure

La miniaturisation par compression (fig. 3.54) tire parti des paramètres de conception des antennes log-périodique et sinueuse. Ces dernières sont définies par les paramètres respectivement exposés dans les paragraphes 3.1.2 et 3.1.3.

Parmi ces paramètres, le facteur d'expansion τ détermine l'espacement relatif entre deux dents successives ; le nombre N représente le nombre de dents.

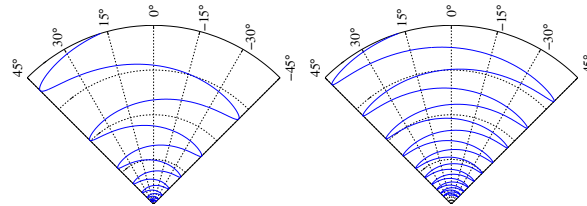


FIGURE 3.54 – Principe de la compression

Ces paramètres sont reliés au rayon intérieur R_{int} et au rayon extérieur R_{ext} :

$$R_{int} = \tau^N \times R_{ext} \quad (3.12)$$

soit :

$$\frac{R_{int}}{R_{ext}} = \tau^N \quad (3.13)$$

Autrement dit, si R_{ext} et R_{int} sont fixés, alors il est possible de faire varier τ et N , à la seule condition que le facteur τ^N reste constant. En imposant le nombre de dents N , le taux d'expansion se calcule comme :

$$\tau = \sqrt[N]{\frac{R_{int}}{R_{ext}}} \quad (3.14)$$

Finalement, à encombrement constant, une augmentation du nombre de dents amène un taux d'expansion plus fort. Il en résulte une surface métallisée accrue, toujours à encombrement constant. Une hypothèse peut être faite : la compression de la structure amène à une méandration plus importante de l'antenne originale (l'antenne papillon) et donc à une miniaturisation supplémentaire.

	N=15 / $\tau = 0,75$	N=20 / $\tau = 0,81$	N=30 / $\tau = 0,86$
S11 (-10 dB)	420 MHz	430 MHz	375 MHz
S11 (-6 dB)	360 MHz	330 MHz	350 MHz
inversion de polarisation	575 MHz	575 MHz	575 MHz

TABLE 3.13 – Récapitulatif des caractéristiques en impédance et en rayonnement de l'antenne sinueuse compressée.
Paramètres : N et τ

Dans le paragraphe qui suit, l'effet de la compression sur l'antenne sinueuse sera ainsi étudié. La figure 3.55 représente le résultat de la compression sur les antennes sinueuses étudiées en figure 3.55. Le tableau 3.13 récapitule les différents résultats.

En terme d'adaptation en impédance à -10dB, une miniaturisation de 11% est effectuée dans le cas plus favorable où le couple (N, τ) est $(30, 0.86)$. L'antenne a alors une taille électrique de $\lambda/2$. Il ne s'agit donc pas d'une miniaturisation plus efficace que d'autres techniques de miniaturisation. Par ailleurs, les fréquences d'inversion de polarisation ne changent pas significativement (fig. 3.55 et fig. 3.56). En terme de stabilité de diagramme, pas de changement majeur n'est à signaler. Cependant, lorsque l'antenne est fortement compressée ($N=30, \tau = 0,86$), la réjection de polarisation croisée

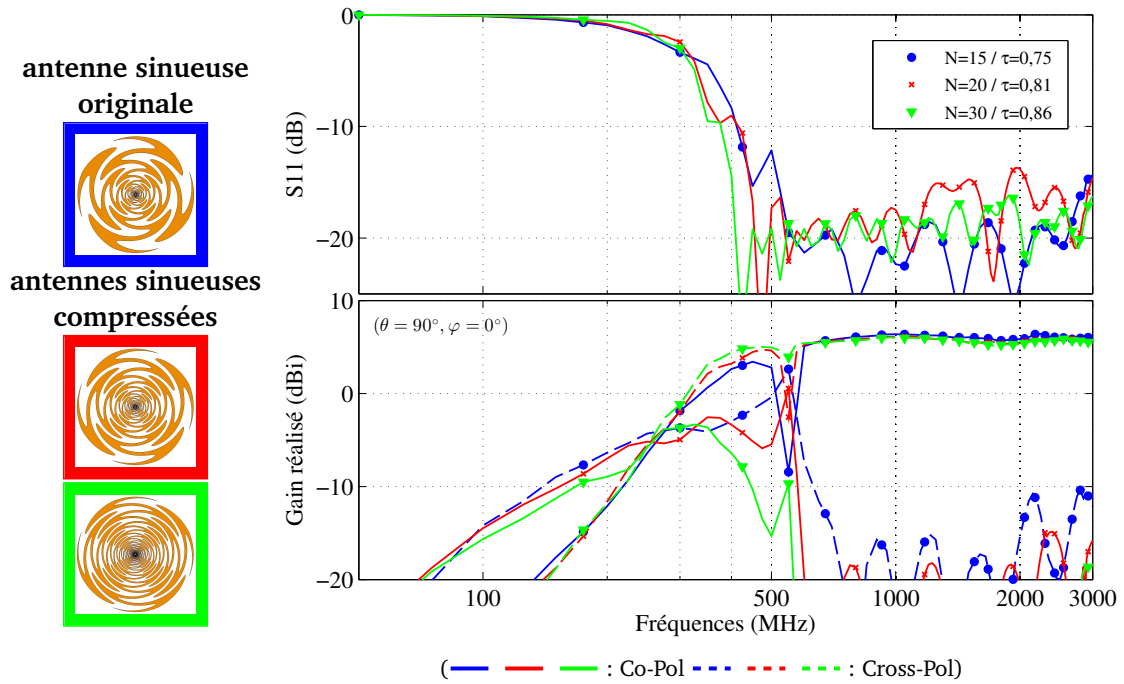


FIGURE 3.55 – Miniaturisation de l'antenne sinueuse par compression de la structure

augmente légèrement (de 15dB à environ 20 dB). Pour des fréquences inférieures à la fréquence d'inversion de polarisation, le taux de polarisation croisée est aussi plus faible lorsque le couple (N, τ) augmente (voir fig. 3.56). Ceci peut justifier l'utilisation de cette technique de miniaturisation pour également améliorer les caractéristiques en rayonnement à basse fréquence de l'antenne sinueuse.

En conclusion, la compression consiste à augmenter les surfaces de métallisation de l'antenne en ajoutant des sections méandrées à cette structure. Finalement, l'antenne est miniaturisée de 11 % ce qui ne rend pas cette technique plus efficace que d'autres précédemment étudiées. Il n'y a pas non plus de changements en ce qui concerne l'inversion de polarisation. En revanche, de meilleurs niveaux de polarisation croisée sont observés lorsque l'antenne est davantage compressée. Ces meilleurs niveaux sont observés sur l'ensemble de la bande d'analyse.

Dans la prochaine partie, les différentes techniques de miniaturisation seront combinées afin de déterminer si l'antenne peut être davantage miniaturisée ou si ses caractéristiques en rayonnement peuvent être améliorées.

3.6 Combinaison d'approches de miniaturisation sur l'antenne sinueuse

Dans cette section, la synthèse des techniques de miniaturisation sera effectuée sur l'antenne sinueuse. Ainsi, l'utilisation d'une boucle couplée et d'une boucle de court-circuit agissent sur l'impédance de l'antenne et permettent de la miniaturiser ; la compression de la structure et la méandration agissent sur le rayonnement ainsi que sur l'impédance. Il s'agira ainsi de combiner ces différentes approches et d'en évaluer leurs performances sur les bandes passantes en impédance et en rayonnement.

3.6.1 Méandration et gap-loading

La figure 3.57 montre les résultats issus des simulations pour une antenne sinueuse méandrée, puis pour une antenne sinueuse méandrée à laquelle a été ajoutée une boucle capacitive.

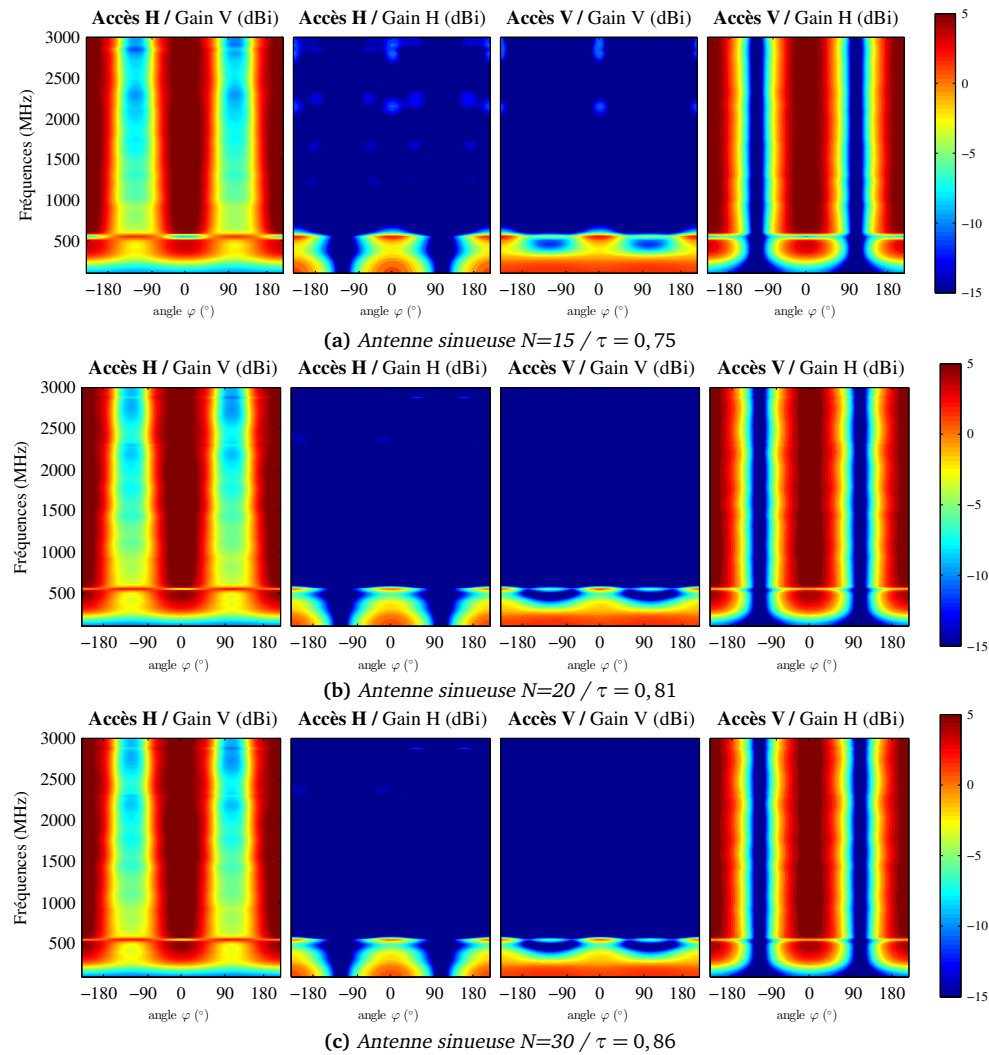


FIGURE 3.56 – Rayonnement dans le plan azimutal de l'antenne sinueuse avec application de la compression.

	sinueuse méandrée	sinueuse méandrée et gap loading
S11 (-10 dB)	360 MHz	340 MHz
S11 (-6 dB)	320 MHz	330 MHz
inversion de polarisation	325 MHz	350 MHz

TABLE 3.14 – Récapitulatif des caractéristiques en impédance et en rayonnement de l'antenne sinueuse méandrée avec gap loading.

D'après les résultats de la figure 3.57 et du tableau 3.14, la combinaison de la méandration et de l'ajout d'une boucle capacitive couplée n'est pas plus intéressant que l'utilisation de chacune de ces techniques séparément. En effet, il n'y a pas de miniaturisation supplémentaire ; par ailleurs les niveaux d'adaptation sont moins satisfaisants avec des résonances qui apparaissent et qui viennent désadapter l'antenne (à 350 MHz et 450 MHz par exemple). L'inversion de polarisation se produit à une fréquence légèrement plus élevée et la stabilité de diagramme est altérée (à 450 MHz par exemple). Il n'apparaît donc pas judicieux de combiner ces deux approches.

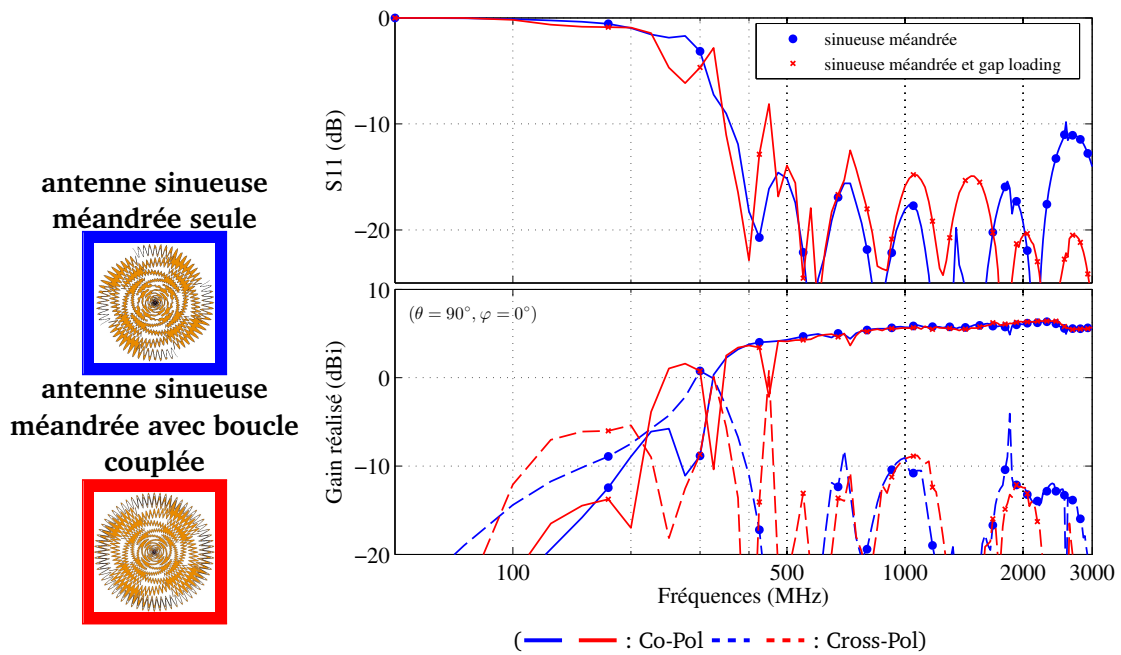


FIGURE 3.57 – Miniaturisation de l'antenne sinueuse à l'aide de la méandration de la structure ainsi que l'ajout d'une boucle capacitive couplée

Dans la section qui suit, les techniques de méandration et de court-circuit seront combinées et leurs conséquences étudiées.

3.6.2 Méandration et boucle de court-circuit

La figure 3.58 montre les résultats issus des simulations pour une antenne sinueuse méandree, puis pour une antenne sinueuse méandree à laquelle a été ajoutée une boucle de court-circuit.

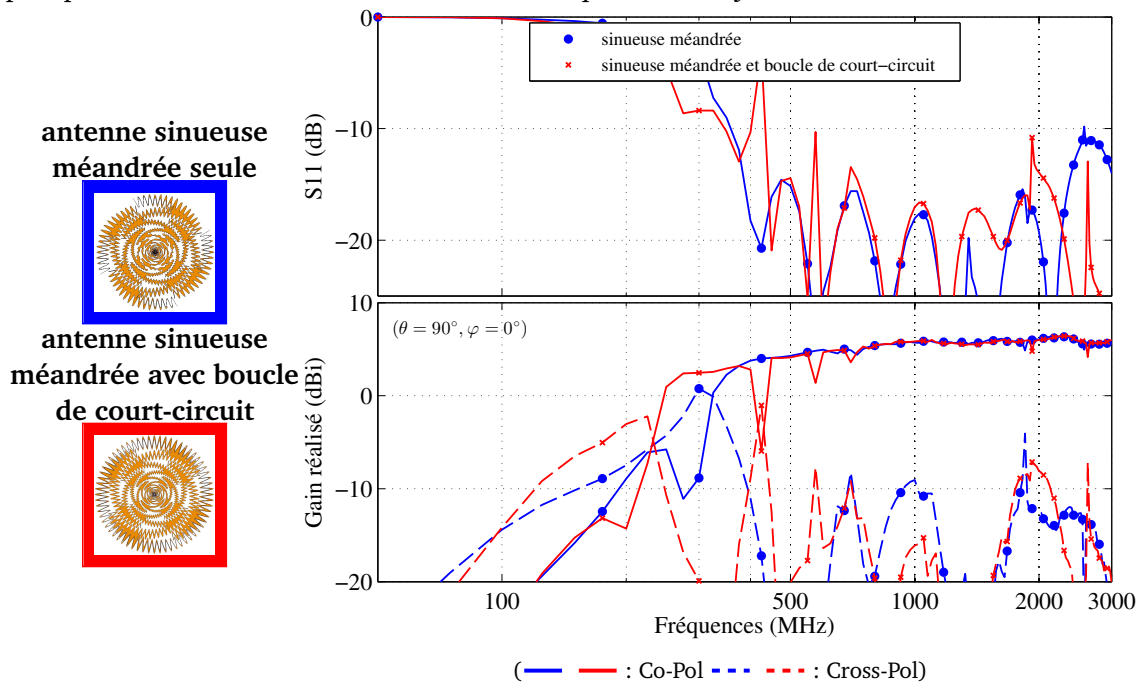


FIGURE 3.58 – Miniaturisation de l'antenne sinueuse à l'aide de la méandration de la structure ainsi que l'ajout d'une boucle de court-circuit

	sinueuse méandree	sinueuse méandree et boucle de court-circuit
S11 (-10 dB)	360 MHz	350 MHz
S11 (-6 dB)	320 MHz	260 MHz
inversion de polarisation	325 MHz	425 MHz

TABLE 3.15 – Récapitulatif des caractéristiques en impédance et en rayonnement de l'antenne sinueuse méandree avec boucle de court-circuit.

D'après les résultats de la figure 3.58 et du tableau 3.15, la combinaison de la méandration et de l'ajout d'une boucle de court-circuit n'est pas plus intéressant que l'utilisation de chacune de ces techniques séparément. S'il y a effectivement une miniaturisation supplémentaire (critère de S11 < -6 dB), les niveaux d'adaptation sont cependant moins bons avec des résonances qui apparaissent et qui viennent désadapter l'antenne (à 450 MHz par exemple). L'inversion de polarisation se produit à une fréquence légèrement plus élevée (puisque l'élément rayonnant est plus petit afin de garder l'encombrement constant) et la stabilité de diagramme est altérée avec des chutes dans le gain dans l'axe. Il n'apparaît donc pas judicieux de combiner ces deux approches.

Dans la section qui suit, les techniques de méandration et de compression seront combinées et leurs conséquences étudiées.

3.6.3 Méandration et compression

La figure 3.59 montre les résultats issus des simulations pour une antenne sinueuse méandree progressivement ($\xi = 64$, $r_p = 0,1$, $N=15$, $\tau = 0,75$), puis pour une antenne sinueuse méandree progressivement et compressée ($\xi = 64$, $r_p = 0,1$, $N=25$, $\tau = 0,86$).

D'après les résultats de la figure 3.59 et du tableau 3.16, la combinaison de la méandration et de la compression est intéressant car il y a une miniaturisation supplémentaire (de l'ordre de 15 %). De plus, l'inversion de polarisation se produit à une fréquence significativement plus basse (250 MHz soit 23% plus basse). Par ailleurs, le diagramme de rayonnement reste stable (fig. 3.60) et le taux de polarisation croisée est meilleur avec la compression (de l'ordre de 5dB environ).

	sinueuse méandree	sinueuse méandree compressée
S11 (-10 dB)	360 MHz	300 MHz
S11 (-6 dB)	320 MHz	260 MHz
inversion de polarisation	325 MHz	250 MHz

TABLE 3.16 – Récapitulatif des caractéristiques en impédance et en rayonnement de l'antenne sinueuse méandree avec compression.

Dans ce paragraphe, les effets de la méandration et de la compression ont été étudiées sur l'antenne sinueuse. Les résultats étant prometteurs, la prochaine section est dédiée aux résultats du prototypage de ces antennes.

3.7 Validation par la mesure de différents principes de miniaturisation

D'après les résultats discutés à la section précédente (3.6), la méandration ainsi que la compression semblent être des approches intéressantes afin d'améliorer la bande passante et de miniaturiser

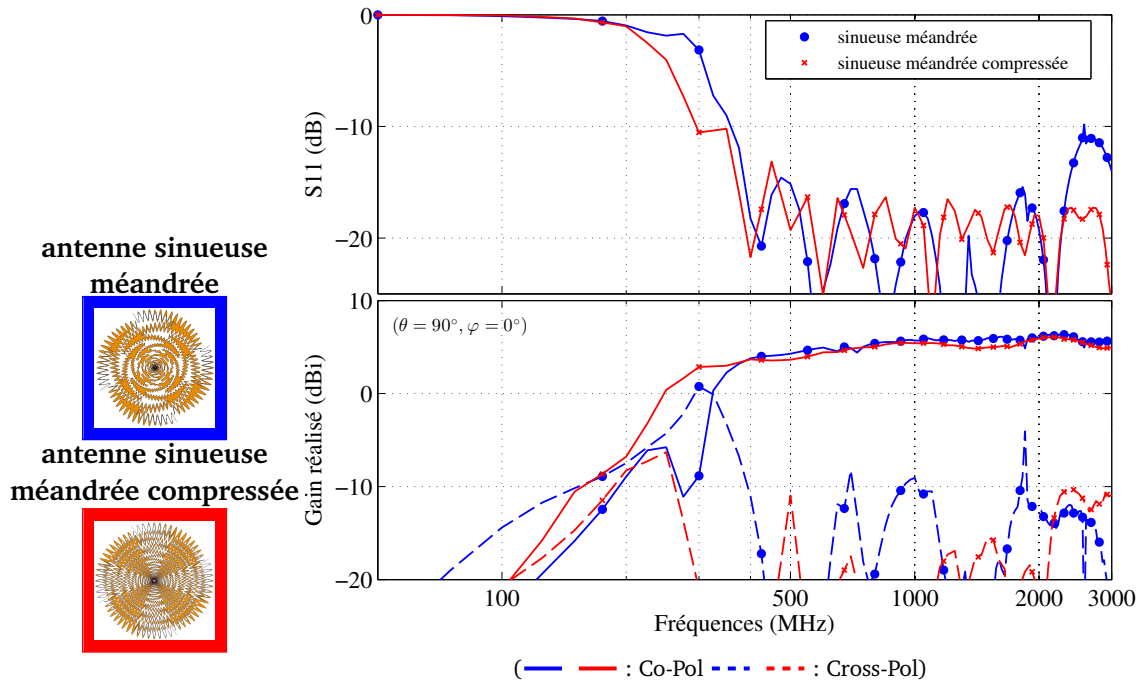


FIGURE 3.59 – Miniaturisation de l'antenne sinueuse à l'aide de la méandration de la structure ainsi que de la compression

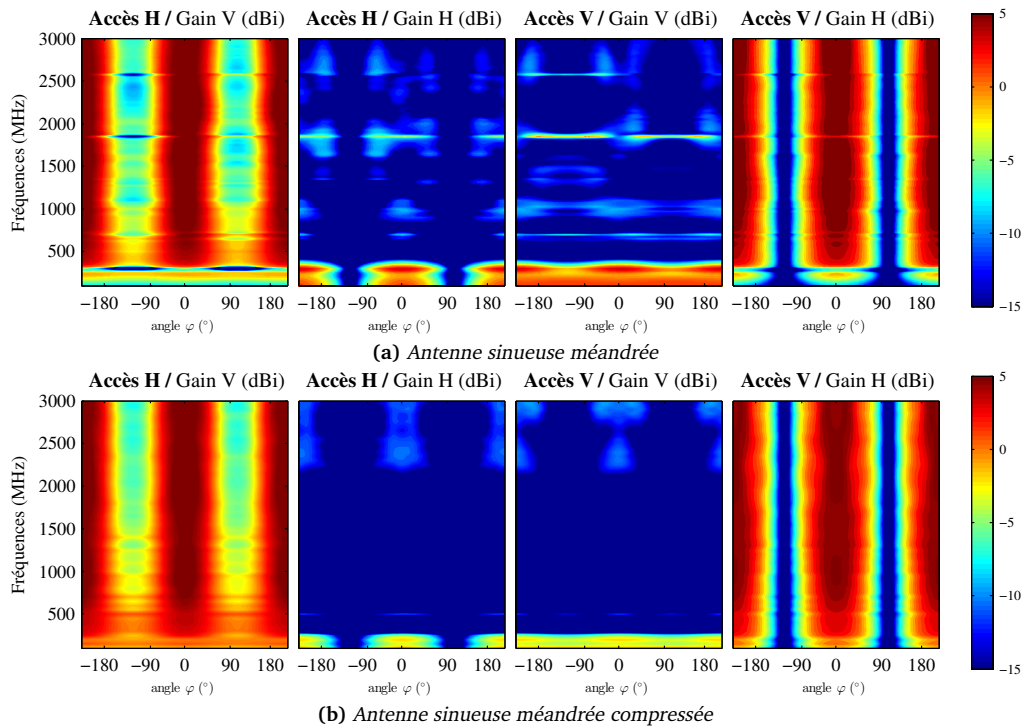


FIGURE 3.60 – Rayonnement dans le plan azimutal de l'antenne sinueuse avec méandration et compression.

l'antenne sinueuse. Dans les paragraphes qui suivent, les résultats issus des mesures d'antennes sinueuses méandrées et compressées seront présentés.

3.7.1 Réalisation d'antennes sinueuses de taille 40mm x 40mm

Pour les mêmes raisons que celles énoncées au paragraphe 3.2.4, des antennes de dimensions plus petites que les dimensions visées dans la problématique (400mm x 400mm) seront mesurées.

Les dimensions choisies sont alors de 40mm x 40mm : ces dimensions sont 10 fois inférieures à celles de la problématique, ainsi leurs caractéristiques en fréquence devraient être les mêmes à des fréquences 10 fois supérieures. Ce choix de réalisation permet de mesurer les antennes de manière aisée dans une chambre anéchoïque entre 1 et 10 GHz, ce qui correspondrait à des mesures entre 100 MHz et 1 GHz avec des antennes de dimensions 400mm x 400mm.

Les inconvénients inhérents à ce choix de réalisation ont été entrevus au paragraphe 3.6 : en premier lieu, il est difficile de mettre en œuvre une alimentation à double polarisation au sein de ces antennes du fait de la place limitée en leur centre. Les dimensions du circuit d'alimentation sont par ailleurs du même ordre de grandeur que celles de l'antenne : à des fréquences inférieures, le circuit d'alimentation ne serait pas plus grand que celui qui est utilisé. Pour les fréquences visées, le circuit d'alimentation est donc électriquement grand et perturbe les caractéristiques de rayonnement de l'antenne. Enfin, un dernier problème lié aux dimensions réduites est la précision de gravure. Sur les antennes méandrées, des lignes trop fines ($W < 100\mu m$) ou des dégagement trop faibles ($< 100\mu m$) peuvent apparaître.

Finalement, pour tenir compte de toutes les contraintes énoncées, les antennes suivantes sont réalisées et mesurées :

- antenne sinueuse **sans méandration sans compression**, $N=10$ et $\tau = 0,75$
- antenne sinueuse **méandree progressivement sans compression**, $\xi = 32$, $N=10$ et $\tau = 0,75$
- antenne sinueuse **méandree progressivement avec compression**, $\xi = 32$, $N=15$ et $\tau = 0,86$

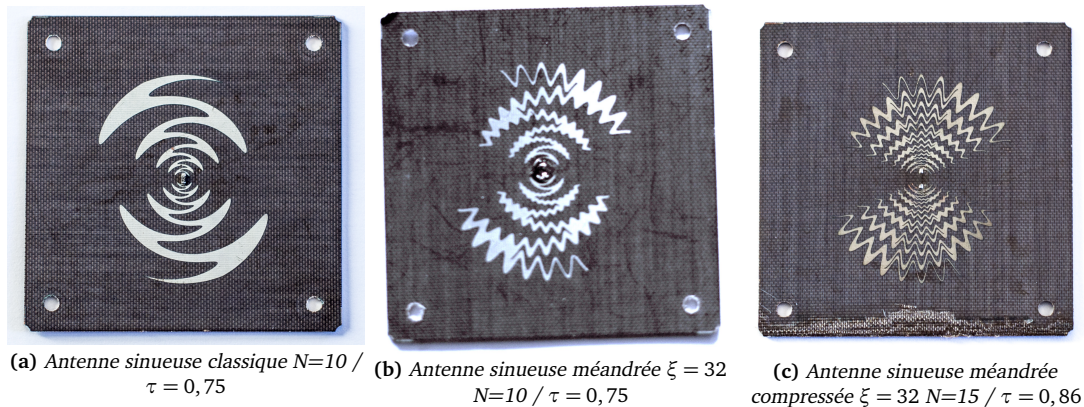


FIGURE 3.61 – Prototypes d'antennes réalisées

La figure 3.61 montre des photos de ces antennes. Il est à noter qu'à l'instar des premières réalisations d'antennes, les antennes sont imprimées sur les deux faces du substrat pour des raisons de place. Ainsi, seul un accès (vertical en l'occurrence) est représenté sur les photographies, l'autre accès (identique après une rotation de 90°) étant imprimé sur la face arrière. Le dispositif de mesure en rayonnement est illustré dans la figure 3.62.

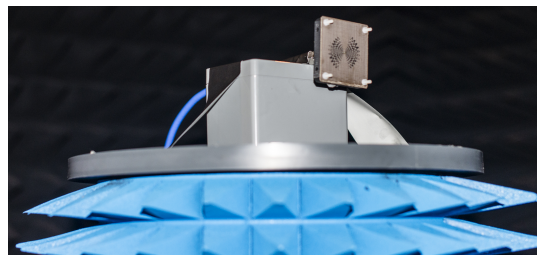


FIGURE 3.62 – Configuration de mesure dans la chambre anéchoïque ; l'antenne est placée sur des supports en plastique.

3.7.2 Résultats de mesures

Les mesures de ces différentes antennes sont récapitulées dans la figure 3.63 et le tableau 3.17.

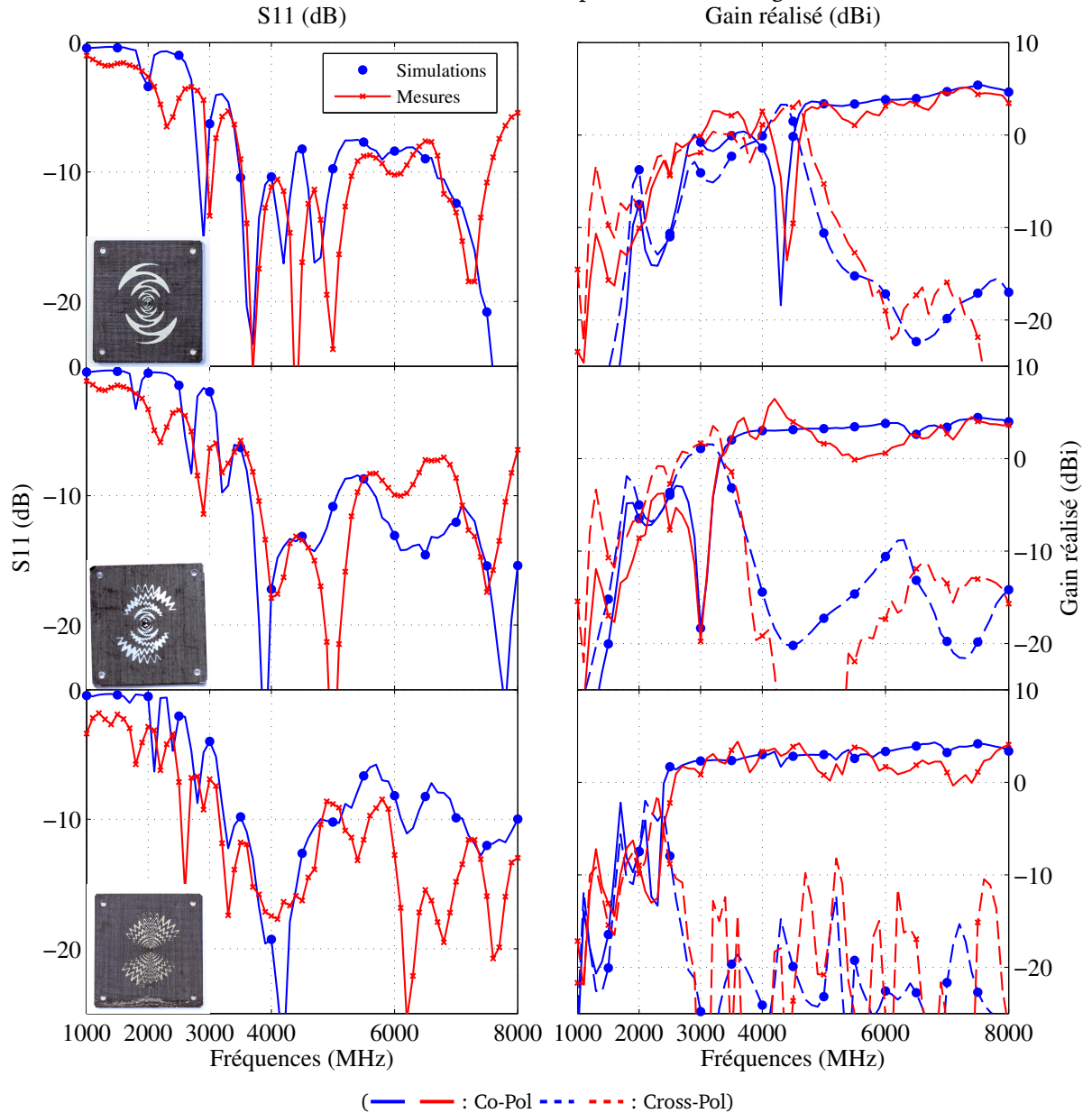


FIGURE 3.63 – Résultats de mesure des prototypes d'antenne sinueuse miniaturisés par méandration et compression

Les résultats de mesure représentés en figure 3.63 montrent qu'il convient de nuancer l'adéquation du rayonnement mesuré. La prédiction de l'inversion de polarisation reste ici encore très précise avec moins de 5% d'écart -la précision de cette prédiction était déjà du même ordre dans le cas des premières mesures avec les antennes miniaturisées par *gap loading*. Cependant, de forts écarts de gain dans l'axe apparaissent sur toutes les antennes, méandrées ou non, compressées ou non. L'adéquation des diagrammes de rayonnement (fig. 3.64) est également discutable dans la mesure où il est déformé (voir en particulier la figure 3.64. c.).

Les causes de ces irrégularités de diagramme ne sont à ce stade pas encore déterminées : celles-ci sont probablement dues à la présence du circuit d'accès à l'arrière de l'antenne. Une nouvelle réalisation (voir chapitre 4.) sans ce dernier devrait permettre de déterminer si sa présence cause effectivement l'inadéquation observée dans les diagrammes et le gain dans l'axe. Pour le reste, ces

	sinueuse non méandree non compressée		sinueuse méandree non compressée		sinueuse méandree compressée	
	<i>Sim</i>	<i>Mes</i>	<i>Sim</i>	<i>Mes</i>	<i>Sim</i>	<i>Mes</i>
S11 (-10 dB)	3,5 GHz	3,5 GHz	3,65 GHz	3,8 GHz	3,25 GHz	3,2 GHz
S11 (-6 dB)	3,4 GHz	3,4 GHz	3,5 GHz	3,55 GHz	3,15 GHz	3 GHz
inversion de polarisation	4,5 GHz	4,7 GHz	3,3 GHz	3,4 GHz	2,35 GHz	2,4 GHz

TABLE 3.17 – Récapitulatif des caractéristiques en impédance et en rayonnement des antennes mesurées

mesures permettent au moins de valider la miniaturisation en impédance et le décalage vers les basses fréquences de l'inversion de polarisation. Ainsi, par rapport à l'antenne non méandree, la miniaturisation de l'antenne atteint 10% dans le cas de l'antenne sinueuse méandree et compressée et le décalage de l'inversion de polarisation est proche de 50% pour cette même antenne. Par rapport à l'antenne méandree, la miniaturisation en impédance atteint 16% et l'inversion de polarisation se produit à une fréquence 30% plus basse : ces résultats sont en cohérence avec ceux de la section 3.16 (respectivement 15% et 23% pour l'impédance et le rayonnement). Ainsi, l'antenne sinueuse méandree compressée est adaptée en impédance sur une bande de fréquence où la polarisation reste stable. Il reste cependant à vérifier que les écarts de diagramme ne soient pas imputables à la méandration et à la compression. Ces hypothèses seront vérifiées au chapitre 4. Cependant, les résultats de mesure en S11 (fig. 3.63) des prototypes sont très cohérents avec ceux obtenus en simulation. Ainsi, les fréquences basses d'adaptation diffèrent de moins de 5%. Pour toutes les antennes, il y a vers 6 GHz une remontée du S11 qui n'est pas toujours prédite par la simulation. Ces écarts, déjà observés dans le cas des antennes avec *gap loading*, peuvent être attribués à la non prise en compte du câble ou du connecteur dans la simulation, ainsi qu'à des écarts de caractéristiques du balun.

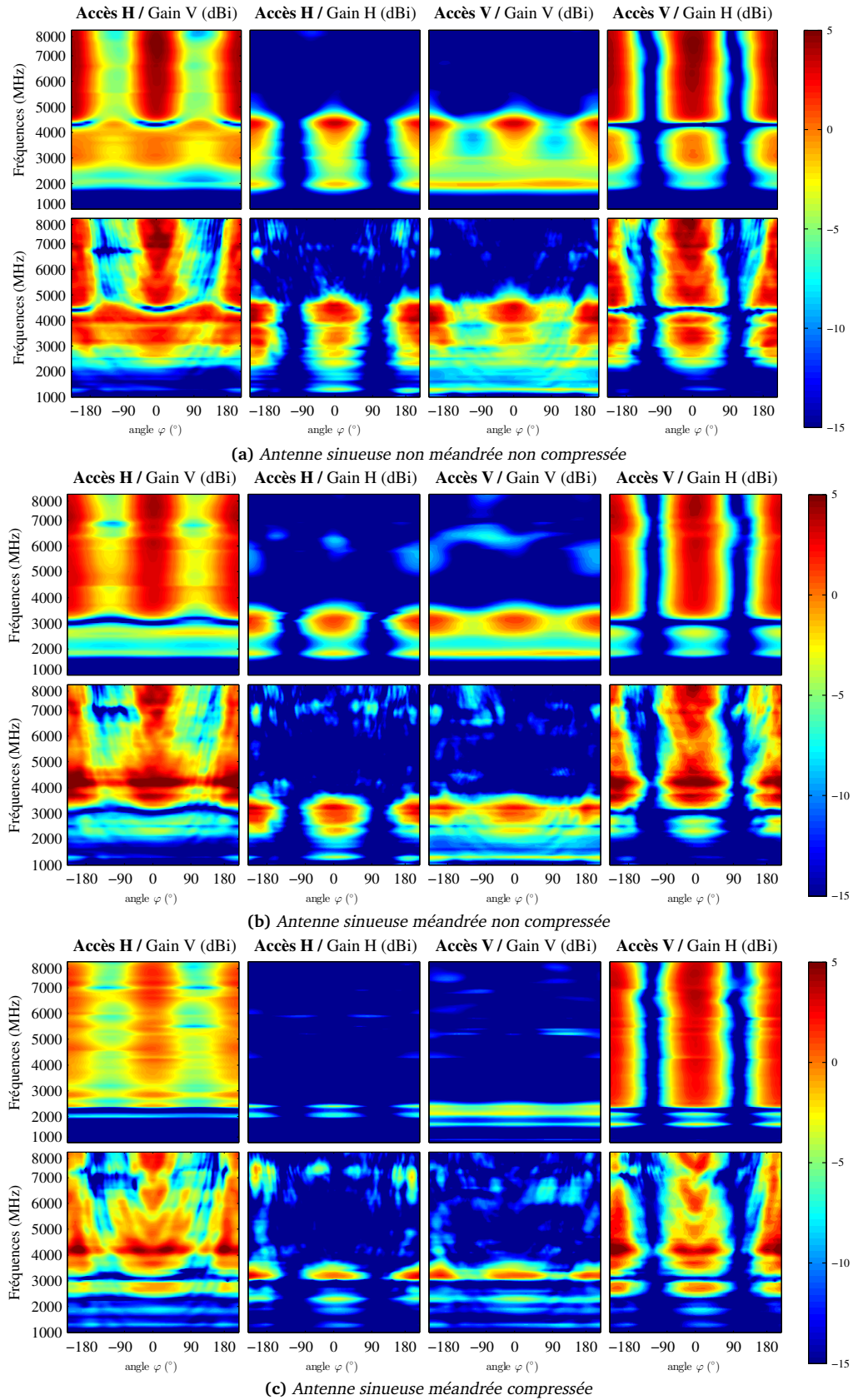


FIGURE 3.64 – Comparaison simulation et mesures du rayonnement dans le plan azimutal des antennes sinueuses prototypées.

3.8 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, une démarche de conception d'antennes à double polarisation linéaire, ultra large bande et miniature a été mise en place.

Dans un premier temps, trois antennes ont été analysées : l'antenne papillon, l'antenne dentelée log-périodique et l'antenne sinueuse. Cette analyse a permis de montrer que l'antenne dentelée log-périodique et l'antenne sinueuse sont des évolutions de l'antenne papillon. Leurs principaux avantages par rapport à cette dernière sont un encombrement moindre ainsi qu'une meilleure bande passante en rayonnement. L'antenne sinueuse est également une évolution de l'antenne dentelée log-périodique dans la mesure où ses sections ("bras") présentent des discontinuités moins abruptes rendant le rayonnement de l'antenne plus stable et avec un taux de polarisation croisée plus intéressant. Par rapport à la problématique, l'antenne sinueuse semble être un bon choix dans la mesure où elle présente une polarisation double-linéaire et stable sur une bonne partie de la bande de fréquence visée. A l'instar de l'antenne dentelée log-périodique, elle présente cependant un désavantage qui est le phénomène d'"inversion de polarisation".

Dans un second temps, diverses techniques de miniaturisation ont été appliquées aux trois antennes lorsque cela a été possible : le chargement de l'extérieur de l'antenne par boucle couplée, le chargement extérieur par boucle de court-circuit, la méandration de l'antenne et la compression de l'antenne. Enfin, une combinaison judicieuse de ces techniques de miniaturisation a été étudiée. De cette étude, il ressort que le chargement extérieur de l'antenne améliore la bande passante en impédance de toutes les antennes du fait de la miniaturisation ; la méandration et la compression améliorent la bande passante en rayonnement de l'antenne sinueuse en décalant vers les basses fréquences l'inversion de polarisation et améliorent légèrement la bande passante en impédance.

Enfin, diverses mesures ont été effectuées afin de valider ces travaux. La technique de chargement par boucle couplée a été validée sur l'antenne sinueuse et a fait l'objet d'une communication dans une conférence internationale [Lor+15]. L'étude complète de la bande passante en impédance et en rayonnement des trois antennes ainsi que la solution, mesurée, permettant de mettre en oeuvre une amélioration de ces bandes passantes sur l'antenne sinueuse (méandration et compression) fait l'objet d'une publication en revue internationale [Lor+16].

Finalement, cette étude a permis de retenir des choix d'antennes miniaturisées, ultra large-bande et à double polarisation linéaire. Il s'agit maintenant d'en étudier les performances dans un contexte de radiogoniométrie. Ainsi, dans le prochain chapitre, l'intégration des antennes sinueuses sur des réseaux de goniométrie sera étudiée.

Références

- [Ada+09] G. ADAMIUK *et al.* « Dual-Orthogonal Polarized Antenna for UWB-IR Technology ». In : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 8 (2009), p. 981–984 (cité pp. 53, 55).
- [Duh87] R. H. DUHAMEL. « Dual Polarized Sinuous Antennas ». Brev. 703,042. Avr. 1987 (cité pp. 26, 60).
- [Liu+08] Q. LIU *et al.* « A novel compact archimedean spiral antenna with gap-loading ». English. In : *Progress In Electromagnetics Research Letters* 3 (2008), p. 169–177 (cité p. 63).
- [Lor+15] N. LORHO *et al.* « Miniaturization of an UWB Dual-Polarized Antenna ». In : *2015 IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)*. 2015 (cité pp. 64, 71, 101, 149).
- [Lor+16] N. LORHO *et al.* « Bandwidth enhancement of UWB dual-polarized antennas ». In : *Progress In Electromagnetics Research C* 68 (2016), p. 57–73 (cité pp. 101, 149).

- [Mus92] Y. MUSHIAKE. « Self-complementary antennas ». In : *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 34 (1992), p. 23–29 (cité p. 54).
- [Qu+] S.-W. QU *et al.* « A Planar Folded Ultrawideband Antenna With Gap-Loading ». In : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 55.1 (), p. 216–220 (cité p. 63).
- [Rip13] O. RIPOCHE. « Miniaturisation d’antennes en bande VHF pour applications spatiales ». Thèse de doct. 2013 (cité pp. 43, 63).
- [Rip+12] O. RIPOCHE *et al.* « Spiral antenna miniaturization in Very High Frequency band ». In : *15th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*. 2012 (cité p. 63).
- [Sch05] H. G. SCHANTZ. *The art and science of ultrawideband antennas*. Artech House, Incorporated, 2005 (cité pp. 20, 21, 53).
- [Vol+11] J. L. VOLAKIS *et al.* *Small Antennas : Miniaturization Techniques & Applications*. Mc Graw Hill, oct. 2011 (cité p. 64).

4 Etude de la mise en réseau d'une antenne ULB, compacte à diversité de polarisation pour la radiogoniométrie

Ce chapitre porte sur la conception de réseaux de radiogoniométrie utilisant les antennes développées au chapitre précédent. Pour rappel, ces réseaux ont pour contrainte d'encombrement des dimensions maximales de 400mm x 400mm x 400mm. Plusieurs stratégies de conception seront étudiées dans ce chapitre. Celles-ci diffèrent en fonction des bandes de fréquence visées ainsi que des méthodes de traitement appliquées.

4.1	Stratégies de conception de réseaux de radiogoniométrie compacts	104
4.1.1	Stratégies de conception de réseaux électriquement petits	106
4.1.2	Stratégies de conception de réseaux électriquement grands	107
4.1.3	Application à l'antenne sinueuse	109
4.2	Etude d'un réseau cubique d'antennes sinueuses	109
4.2.1	Performances à basse fréquence avec formation de voies (20-500 MHz)	110
4.2.2	Performances à haute fréquence sans formation de voies (300-3000 MHz)	112
4.2.3	Performances à haute fréquence avec un réflecteur central	114
	Conclusion	116
4.3	Etude d'un réseau pentagonal d'antennes sinueuses	116
4.3.1	Performances théoriques avec des voies cardioïdes	117
4.3.2	Réseau pentagonal de sinueuses de diamètre 26cm	118
4.3.3	Réseau pentagonal de sinueuses avec un réflecteur central, diamètre 26cm	119
	Conclusion	120
4.4	Conception d'une antenne directive, compacte, ULB, de faible épaisseur	121
4.4.1	Problématique	121
4.4.2	Solutions existantes	122
a	Solutions à base de réflecteurs	122
b	Solutions à base d'absorbants	125
c	Conclusions	126
4.4.3	Etude et développement de l'absorbant	127
a	Variation de l'impédance de surface	127
b	Variation de l'épaisseur de la structure	128
c	Variation de la périodicité du motif	129
d	Variation de la distribution de la charge résistive	129
4.4.4	Intégration de l'absorbant sur des antennes sinueuses	130
4.4.5	Bilan de l'étude de l'absorbant	132
4.4.6	Validation par la mesure d'antennes 150mm x 150 mm	133
a	Conception du circuit d'alimentation	133
b	Mesure du balun	134
c	Comparaisons simulations / mesures	134
d	Analyse comparée des résultats	140
	Conclusion	141

4.5 Réalisation et mesures de réseaux pour la bande 500-3000 MHz	142
4.5.1 Performances antennaires des réseaux d'antennes sinueuses méandrées	142
4.5.2 Performances de goniométrie des réseaux d'antennes sinueuses méandrées	144
4.6 Conclusion du chapitre	146
Références	147

Conventions et méthodologie

L'évaluation des performances de goniométrie suit la méthodologie décrite ci-après. Dans un premier temps, une simulation électromagnétique de l'ensemble du réseau est effectuée avec le logiciel commercial ALTAIR Feko. Dans cette simulation, les N voies sont simulées sur les M points de fréquences. Un fichier de sortie qui comprend les données en champ lointain des N voies et M points de fréquence est alors généré. Ce fichier de sortie est ensuite utilisé comme donnée d'entrée dans un outil propriétaire développé par Thales Communications & Security. Celui-ci permet d'évaluer les performances en goniométrie d'un réseau donné. Ses paramètres d'entrée sont les suivants :

- ▷ fichier de données en champ lointain issu d'un logiciel de simulation EM
- ▷ nombre de réalisations de bruit : il s'agit du nombre de « mesures », c'est-à-dire le nombre d'évaluations de la direction d'arrivée, également appelé un « tir de goniométrie ». Il permet d'évaluer la disparité statistique et d'estimer les valeurs quadratiques moyennes.
- ▷ BT : il s'agit du nombre d'acquisitions du signal (produit Base x Temps) effectuées lors d'une réalisation.
- ▷ erreur de modèle σ_e : il s'agit d'un scalaire (dans ce travail, la valeur de ce scalaire est $\sigma_e = 0,12$) qui introduit dans la méthode de traitement la non-idéalité du réseau. Il représente ainsi de possibles écarts entre le réseau simulé et le réseau réel. Il s'agit d'imperfections ou de tolérances (diagramme d'antennes, pertes dans les câbles, performances de la chaîne de réception RF par exemple).
- ▷ méthode : il s'agit de la méthode de traitement utilisée (voir le chapitre 1). Dans le cadre de cette étude, une méthode de **corrélation vectorielle à diversité de polarisation** est utilisée.
- ▷ rapport signal à bruit : il s'agit d'une donnée importante car les performances des réseaux de goniométrie étudiés sont données pour un RSB fixé afin de caractériser l'impact du diagramme d'antenne.
- ▷ polarisation : il s'agit de la polarisation du signal issu de la source. Dans le cadre de cette étude, il s'agit de la polarisation verticale ou de la polarisation linéaire « 45° » (polarisations V et H de même amplitude et en phase)

4.1 Stratégies de conception de réseaux de radiogoniométrie compacts dans les bandes V/UHF

La contrainte d'encombrement imposée (400x400x400mm), la largeur de bande (20-3000 MHz) et le traitement de radiogoniométrie utilisé (corrélation vectorielle à diversité de polarisation) impliquent des contraintes majeures sur la conception du réseau et des éléments rayonnants associés. Pour s'en convaincre, les performances de goniométrie d'un réseau de 4 puis 5 dipôles (fig. 4.1) sont présentées en figure 4.2 et 4.3.

▷ Cas d'un réseau circulaire à 4 dipôles :

Pour ce réseau, la protection aux ambiguïtés est bonne jusqu'à 500 MHz (supérieure à 0,2). Au-delà de cette fréquence, le réseau devient ambigu ce qui entraîne par ailleurs une dégradation de la précision. Il s'agit d'un résultat classique pour cette topologie de réseau du fait de sa symétrie (le nombre d'antennes est pair et chaque antenne est identique) et du manque de diversité en amplitude des dipôles (diagrammes omnidirectionnels).

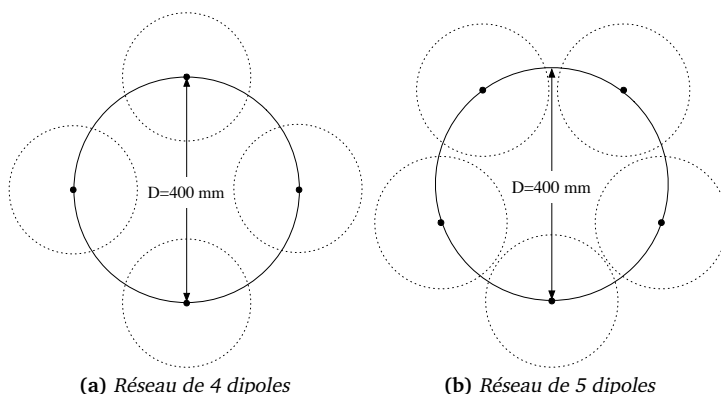


FIGURE 4.1 – Réseaux de goniométrie 400x400mm

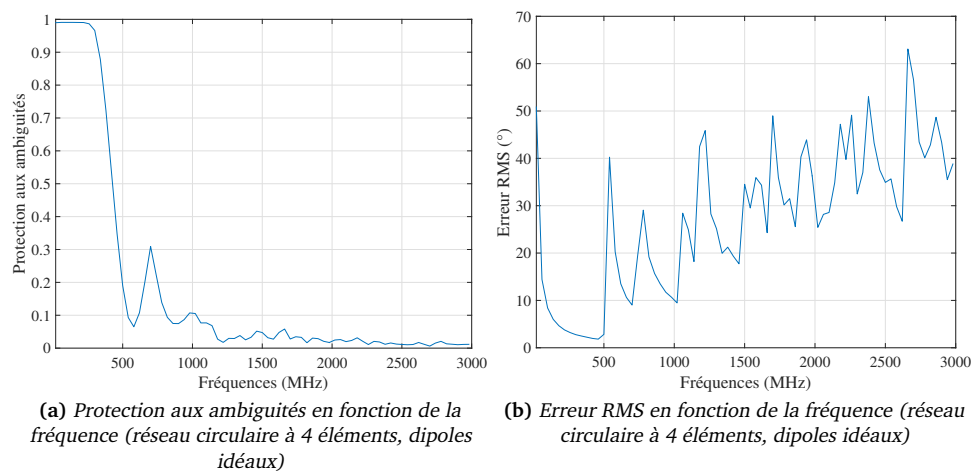


FIGURE 4.2 – Performances de goniométrie d'un réseau circulaire à 4 éléments avec des dipôles idéaux

- **Cas d'un réseau circulaire à 5 dipôles :** Pour ce réseau également, la protection aux ambiguïtés chute après 1000 MHz mais l'erreur RMS n'est élevée que pour les fréquences inférieures à 500 MHz. La diversité de phase apparaissant après 1000 MHz améliore en effet la précision au détriment de la protection aux ambiguïtés. Il s'agit d'un réseau asymétrique qui n'est naturellement pas ambigu lorsqu'il est électriquement petit.

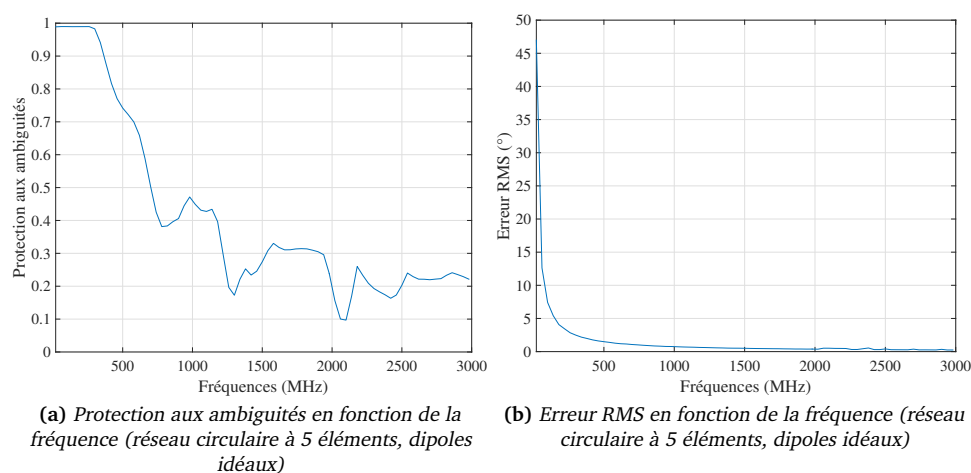


FIGURE 4.3 – Performances de goniométrie d'un réseau circulaire à 5 éléments avec des dipôles idéaux

Ces résultats montrent que la conception de réseaux de radiogoniométrie ultra large-bande répond à des exigences particulières. Il existe en effet une dualité entre la conception de réseaux électriquement petits et la conception de réseaux électriquement grands. Cette dernière est liée à la méthode de traitement utilisée, qui tient compte des données en amplitude et en phase.

- ★ lorsque le réseau est électriquement petit, soit une distance électrique bien inférieure à $\lambda/4$, la « diversité de phase » est faible du fait des faibles distances physiques au sein du réseau. La précision est donc faible. Par ailleurs, il est difficile d'obtenir des diagrammes directifs qui introduiraient une « diversité d'amplitude ». En premier lieu, les antennes sont de fait électriquement petites et leurs diagrammes tendent à devenir isotropes. Les méthodes permettant d'obtenir de la directivité par formation de voies sont par ailleurs encombrantes : une manière classique consiste à alimenter en opposition de phase deux antennes omnidirectionnelles distantes de $\lambda/4$ (le diagramme résultant est dit "cardioïde" (fig. 4.4)). Sa mise en œuvre a été étudiée dans [Bel08].
- ★ lorsque le réseau est électriquement grand, ses dimensions excèdent $\lambda/4$. Il devient alors plus aisé de concevoir des antennes à diagrammes directifs. Par ailleurs, la « diversité de phase » augmente, ce qui rend la mesure plus précise. Cela peut cependant être problématique lorsque l'amplitude et la phase deviennent redondantes.

Ces observations justifient des stratégies de conception de réseaux de radiogoniométrie différentes selon la bande de fréquence visée.

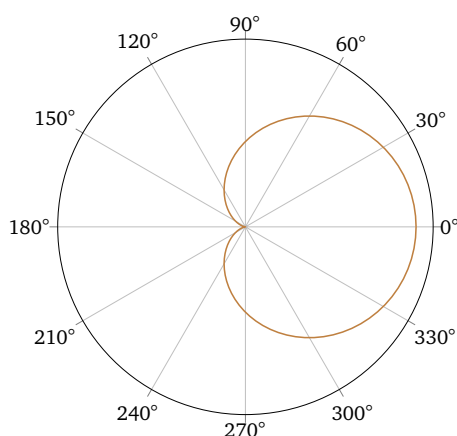


FIGURE 4.4 – Diagramme d'antenne « cardioïde »

4.1.1 Stratégies de conception de réseaux électriquement petits

Dans le paragraphe introductif, il a été évoqué la difficulté inhérente à obtenir de la diversité à la fois en amplitude et en phase sur des réseaux électriquement petits (et donc naturellement composés d'éléments rayonnants électriquement petits).

Une solution permet d'augmenter la diversité en amplitude des réseaux compacts à diagrammes omnidirectionnels. Celle-ci consiste à utiliser l'architecture inventée par F. Adcock : l'association en opposition de phase de deux antennes à diagrammes omnidirectionnels produit un diagramme bidirectionnel (voir section 1.3.d, p. 9). De ce fait, la diversité en amplitude est alors augmentée. La figure 4.6 présente alors respectivement les performances de radiogoniométrie associées à ce réseau. Celles-ci indiquent que la protection aux ambiguïtés est forte jusqu'à 500 MHz et que l'erreur RMS est de l'ordre de 2-3° jusqu'à cette même fréquence. Au-delà, le risque d'ambiguïté augmente de même que l'erreur sur l'estimation. Ces deux phénomènes sont dus au facteur de réseau (déjà étudié au chapitre 1 : fig. 1.11a, p.11 et fig. 4.5) qui crée des lobes secondaires sur les diagrammes lorsque la distance entre les dipôles excède λ .

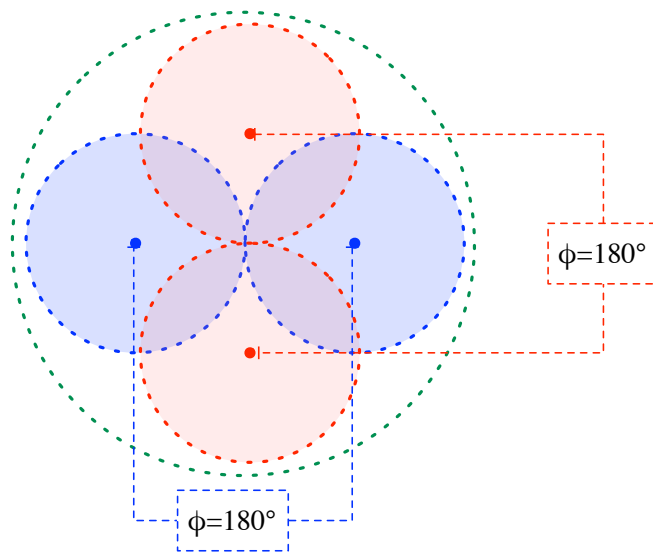


FIGURE 4.5 – Architecture Adcock sur un réseau de 4 dipôles

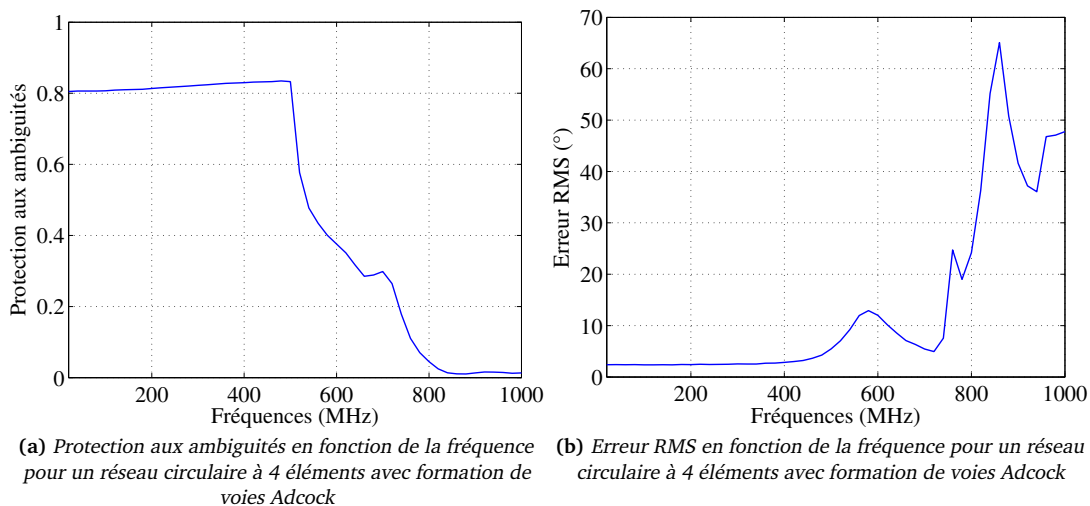


FIGURE 4.6 – Performances de goniométrie d'un réseau circulaire à 4 éléments avec formation de voies Adcock

En conclusion, la formation de voies en opposition de phase permet d'améliorer la diversité en amplitude de réseaux compacts. La précision y est de l'ordre de 2-3° dans sa bande d'utilisation. Cependant cette méthode est, du fait de la distance entre les éléments, limitée en fréquence et ne peut être appliquée que pour des réseaux où les distances électriques sont faibles. Elle ne permet par ailleurs pas de bénéficier de la diversité de phase entre les éléments rayonnants à plus haute fréquence puisque la mise en opposition de phase impose par symétrie que le centre de phase soit au milieu des deux éléments. La stratégie est donc nécessairement différente à plus haute fréquence où les réseaux ne sont plus électriquement petits.

4.1.2 Stratégies de conception de réseaux électriquement grands

Cette problématique apparaît lorsque les dimensions du réseau sont de l'ordre de la longueur d'onde. La diversité d'amplitude est alors plus aisée à obtenir, soit au moyen d'antennes naturellement directives, soit par la formation de voies cardioïdes. De même, la diversité de phase augmente également du fait des déphasages physiques dans le réseau. Les figures 4.8 et 4.9 proposent une étude des performances de goniométrie de réseaux circulaires de diamètre 400mm avec respectivement 4 et 5 éléments rayonnants à diagrammes cardioïdes idéaux (fig. 4.7).

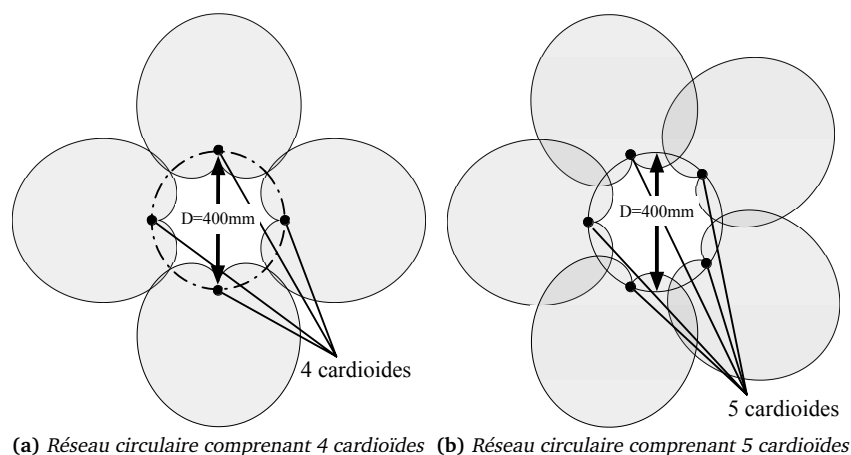


FIGURE 4.7 – Modèles de réseaux circulaires à éléments rayonnants cardioides

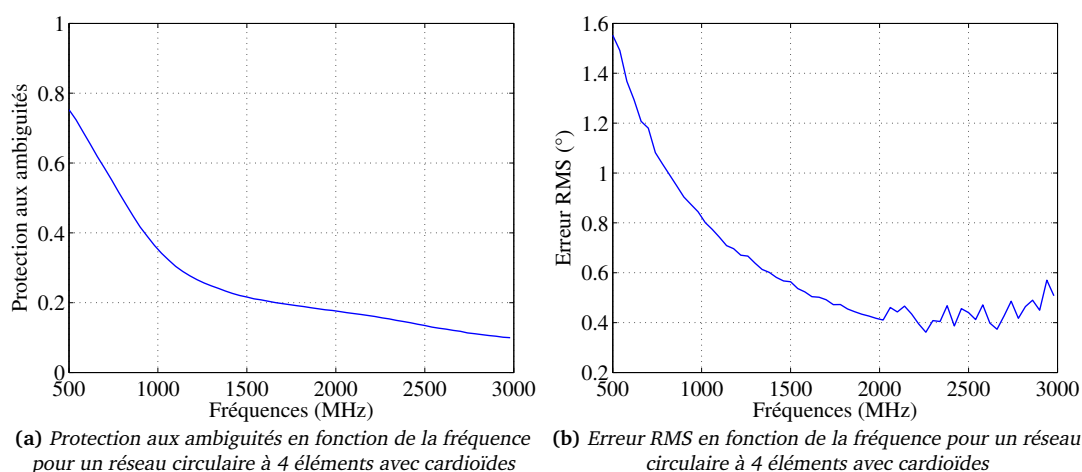


FIGURE 4.8 – Performances de goniométrie d'un réseau circulaire à 4 éléments à diagrammes cardioides

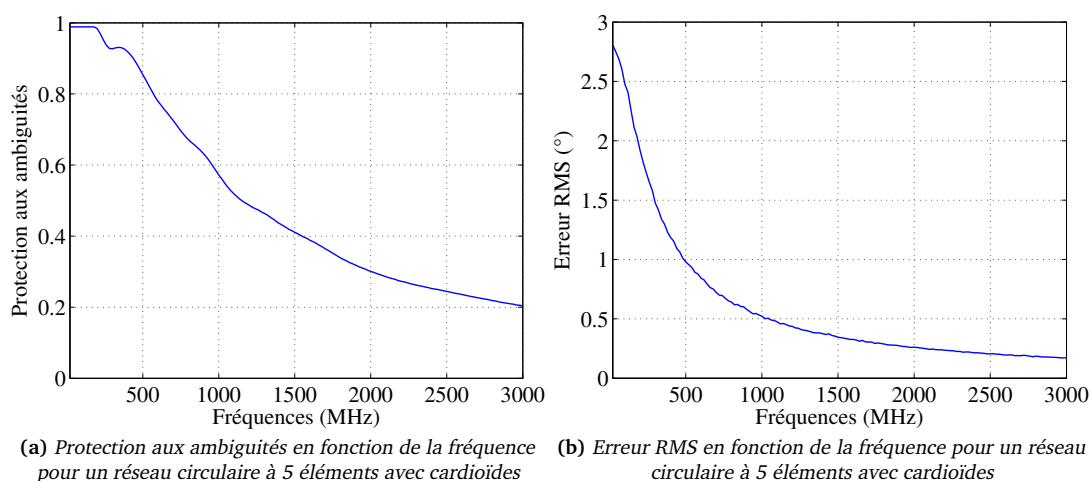


FIGURE 4.9 – Performances de goniométrie d'un réseau circulaire à 5 éléments à diagrammes cardioides

Dans le cas du réseau à 4 éléments rayonnants, la protection aux ambiguïtés est faible après 1500 MHz. Ce phénomène est dû à la topologie du réseau (4 éléments à diagrammes symétriques à 90° près). La précision y est de l'ordre de plus de 1°. Dans le cas du réseau à 5 éléments rayonnants,

nants, la protection aux ambiguïté est dégradée plus tard en fréquence, vers 3000 MHz ce qui rend cette topologie (asymétrique) plus intéressante pour la conception de réseaux ultra large-bande électriquement grands. Le diagramme cardioïde est donc pertinent en vue de la conception de réseaux électriquement grands destinés à être traités avec une méthode à corrélation vectorielle. Cette étude met cependant en évidence la difficulté de concevoir un réseau (cubique ou pentagonal) de diamètre 400mm performant sur la totalité de la bande 20-3000MHz du fait des trop grandes dimensions électriques aux plus hautes fréquences.

4.1.3 Application à l'antenne sinueuse

Les constats des sections précédentes montrent qu'il est possible de créer de la diversité d'amplitude lorsque les éléments rayonnants sont électriquement petits grâce à la formation de voies de type Adcock et que, à plus haute fréquence, les topologies d'antennes à diagramme sectoriel, compactes et de faible épaisseur pourraient avoir un intérêt dans le cadre de la conception de réseaux de goniométrie compacts et ultra large-bande. Pour s'en convaincre, une étude des performances de l'antenne sinueuse dans différentes topologies de réseau, avec formation de voies ou de manière cardioïde, sera présentée dans les prochaines sections.

Les diagrammes unitaires de l'antenne sinueuse simple 400mm x 400mm sont rappelés en figure 4.10. Pour des fréquences plus basses que l'inversion de polarisation, son élément horizontal ("accès H") rayonne de manière bidirectionnelle en polarisation horizontale ; son élément vertical ("accès V") rayonne de manière omnidirectionnelle (puis bidirectionnelle) en polarisation verticale. Pour des fréquences supérieures à la fréquence d'inversion de polarisation, tous les diagrammes sont globalement bidirectionnels : en polarisation horizontale pour l'accès vertical ; en polarisation verticale pour l'accès horizontal. Au vu de ces diagrammes et du cahier des charges, l'antenne sinueuse

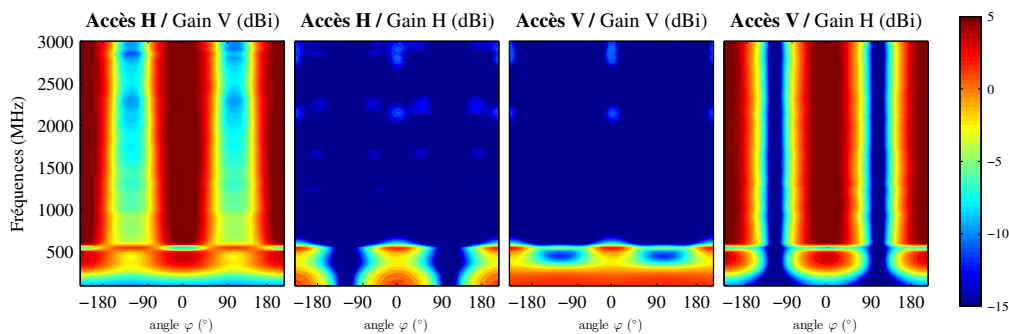


FIGURE 4.10 – Rayonnement dans le plan azimutal de l'antenne sinueuse à double polarisation.

peut être imaginée dans le cadre d'un réseau cubique à formation de voies bidirectionnelles avec un traitement de type "corrélacion vectorielle" pour les fréquences inférieures à l'inversion de polarisation. A plus haute fréquence, elle peut être imaginée au sein d'un réseau cubique sans formation de voie utilisé avec un traitement de type "corrélacion vectorielle" également. Dans les prochaines sections, ces différentes hypothèses seront étudiées au moyen de simulations électromagnétiques et d'évaluation des performances de goniométrie.

4.2 Etude d'un réseau cubique d'antennes sinueuses

Cette section est consacrée à l'étude des performances de réseaux de goniométrie à base d'antennes sinueuses. Deux configurations seront analysées : une première pour laquelle le réseau se limite à 4 antennes qui forment 4 faces d'un cube sur et une seconde, identique à la première à

la différence qu'un réflecteur est positionné au centre du cube. Dans la première configuration, le réseau sera étudié avec une formation de voie bidirectionnelle dans un premier temps, puis sans formation de voie dans un second temps.

4.2.1 Performances à basse fréquence avec formation de voies (20-500 MHz)

Dans cette section, les performances en radiogoniométrie du cube 400mm x 400mm x 400mm d'antennes sinueuses (fig. 4.11) seront étudiées. Dans un premier temps, les antennes sinueuses étudiées ne seront pas miniaturisées afin de réduire la complexité des calculs. Il s'agit principalement de valider l'intérêt de l'antenne sinueuse dans des configurations de goniométrie avant d'introduire de la complexité supplémentaire avec, par exemple, la méandration.

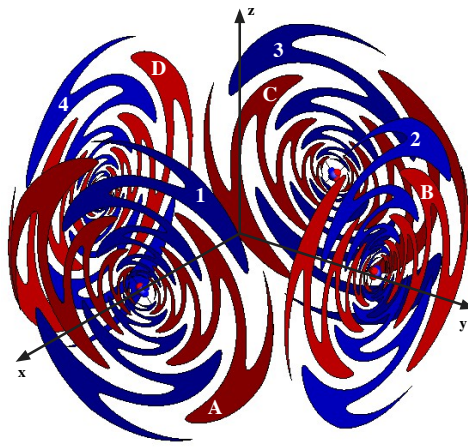


FIGURE 4.11 – Cube d'antennes sinueuses

Par convention, les accès orientés **verticalement** seront dénommés par des chiffres : 1, 2, 3, 4 ; les accès orientés **horizontalement** seront dénommés par des lettres : A, B, C, D. Les formations de voies étudiées (fig. 4.12) se réfèrent alors aux combinaisons suivantes :

- voie $\Sigma 1234$: sommation en phase de 1, 2, 3, 4
(avec pour objectif l'obtention d'une voie omnidirectionnelle en polarisation V)
- - - voie $\Sigma ABCD$: sommation en phase de A, B, C, D
(avec pour objectif l'obtention d'une voie omnidirectionnelle en polarisation H)
- voie $\Delta 13$: soustraction de 1 et 3
(avec pour objectif l'obtention de la première voie bidirectionnelle en polarisation V)
- voie $\Delta 24$: soustraction de 2 et 4
(avec pour objectif l'obtention de la seconde voie bidirectionnelle en polarisation V)
- - - voie ΔAC : soustraction de A et C
(avec pour objectif l'obtention de la première voie bidirectionnelle en polarisation H)
- - - voie ΔBD : soustraction de B et D
(avec pour objectif l'obtention de la seconde voie bidirectionnelle en polarisation H)

Les diagrammes de rayonnement (fig. 4.12) montrent que la voie — $\Sigma 1234$ est omnidirectionnelle en polarisation verticale jusqu'à 350 MHz à l'exception d'un défaut aux alentours de 100 MHz. Sa polarisation croisée (H) augmente et n'est plus négligeable à partir de 250 MHz. La voie - - - $\Sigma ABCD$ est omnidirectionnelle en polarisation H et V pour des fréquences inférieures à 100 MHz. Au delà de 100 MHz, sa polarisation principale est horizontale et la voie est omnidirectionnelle jusqu'à 400 MHz. Les voies — $\Delta 13$ et — $\Delta 24$ rayonnent de manière bidirectionnelle en polarisation V jusqu'à 350 MHz avec un mauvais taux de polarisation croisée (de l'ordre de 5 dB). Les voies

--- ΔAC et --- ΔBD rayonnent de manière bidirectionnelle en polarisation H entre 20 MHz et 200 MHz. A partir de 200 MHz, celles-ci rayonnent de manière bidirectionnelle en polarisation V

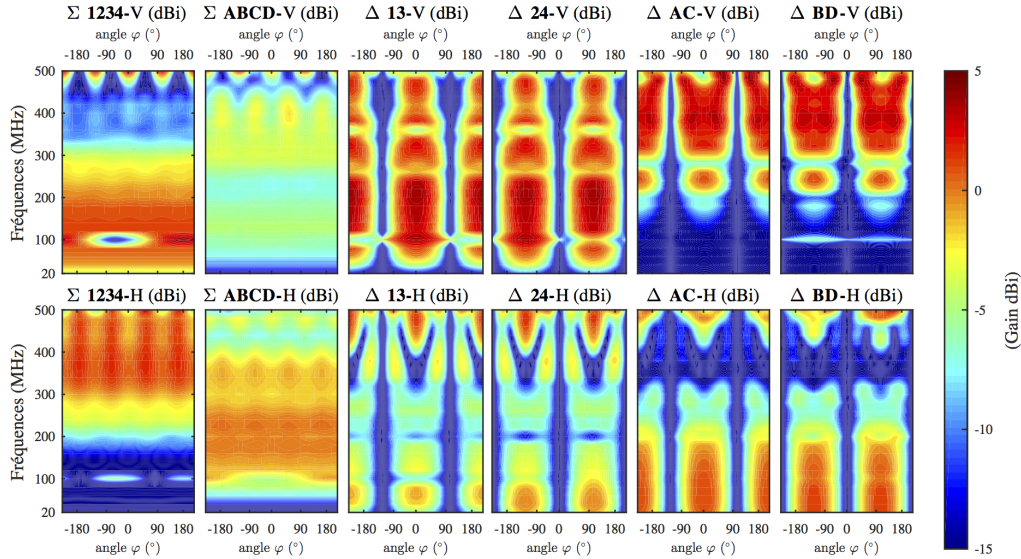


FIGURE 4.12 – Rayonnement (gain) associé au cube 400mm x 400mm d'antennes sinueuses en fonction de l'azimut et de la fréquence

Ces résultats peuvent donc laisser penser que ce réseau présente des diagrammes compatibles avec une association en réseau de type Adcock jusqu'à 350 MHz, fréquence à partir de laquelle les diagrammes se déforment. Cette fréquence (350 MHz) est inférieure à la fréquence limite (500 MHz) liée au facteur de réseau pour de telles dimensions (400mm x 400mm).

La figure 4.13 présente la protection aux ambiguïtés ainsi que l'erreur RMS associées à différentes configurations de polarisation et de RSB pour ce réseau. Ces performances sont par ailleurs homogènes en azimut et sont récapitulées dans le tableau 4.1.

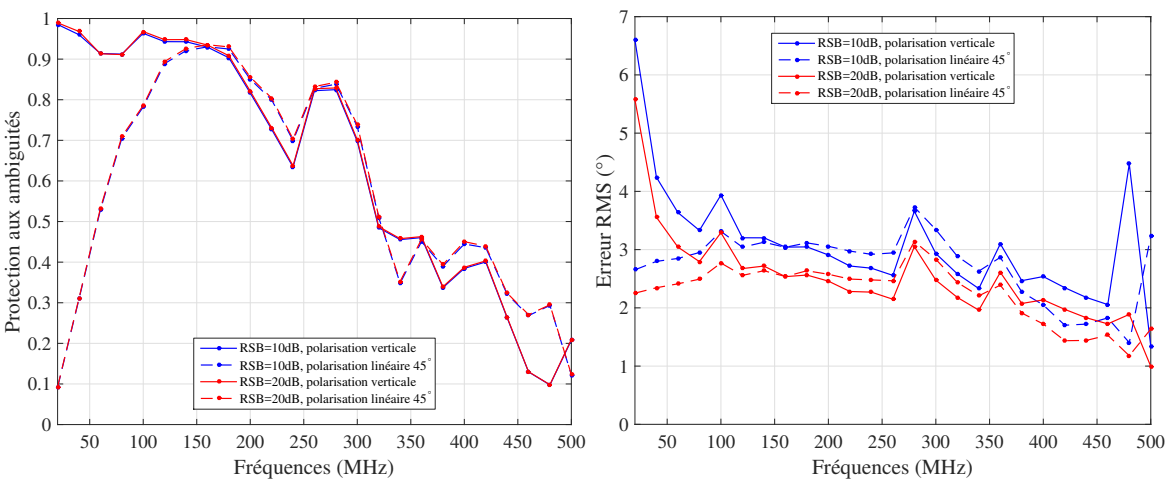


FIGURE 4.13 – Performances de goniométrie du cube d'antennes sinueuses avec formation de voies.

- Dans le cas d'un signal en polarisation verticale, la protection aux ambiguïtés est acceptable entre 20 MHz et 450 MHz. La précision y est de l'ordre de 2-7°. Ces performances sont cohérentes avec celles de réseaux à architecture Adcock. Au-delà de 450 MHz, la dégradation des performances est due à la déformation des diagrammes des voies (omnidirectionnelles et

polarisation du signal incident	B telle que protection aux ambiguïtés $>0,2$	erreur RMS sur B	
		RSB = 10 dB	RSB = 20 dB
verticale	B = 20 MHz - 450 MHz	2-7°	2-6°
45°	B = 40 MHz - 450 MHz	1-4°	1-4°

TABLE 4.1 – Récapitulatif des performances de goniométrie

bidirectionnelles). Cette déformation est principalement due à l'inversion de polarisation de l'antenne sinueuse (500 MHz ici) dont les effets sont visibles dès 200 MHz environ.

- Dans le cas d'un signal en polarisation 45°, les performances sont similaires à celles du cas en polarisation verticale, à l'exception des fréquences inférieures à 150 MHz pour la protection aux ambiguïtés. Ceci est un artefact causé par la méthode de traitement : le faible niveau relatif de la voie omnidirectionnelle en polarisation horizontale par rapport aux voies bidirectionnelles en est la cause. La précision est par ailleurs légèrement meilleure que pour le cas d'un signal polarisé verticalement, notamment pour des fréquences inférieures à 80 MHz. A ces fréquences, les diagrammes sont effet redondants (voies $\Delta 13$ et $\Delta 24$ dont la polarisation horizontale n'est que de 2 dB inférieure à la polarisation verticale).

En conclusion, les antennes sinueuses associées en réseau cubique de 400mm x 400mm présentent des performances assez acceptables entre 20 MHz et 450 MHz. En premier lieu, le faible gain à basse fréquence induit de mauvaises précisions (lorsque le signal est polarisé verticalement). Par ailleurs, sur la bande 20-300MHz, la précision est de l'ordre de 4° avec des erreurs maximales de l'ordre de 7°. Il est par ailleurs impossible d'utiliser la formation de voies sur cette configuration au-delà de 500 MHz. Dans la prochaine section, il s'agira alors de vérifier l'intérêt du même réseau entre 300 MHz et 3000 MHz sans formation de voies.

4.2.2 Performances à haute fréquence sans formation de voies (300-3000 MHz)

Dans cette section, le même réseau que celui de la section précédente est étudié (fig. 4.14). Le même formalisme concernant les accès et l'orientation des antennes est utilisé : les accès orientés **verticalement** seront dénommés par des chiffres : 1, 2, 3, 4 ; les accès orientés **horizontalement** seront dénommés par des lettres : A, B, C, D.

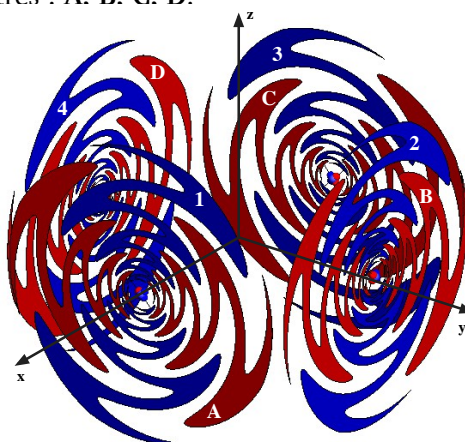


FIGURE 4.14 – Cube d'antennes sinueuses

Les voies étudiées ne sont ici pas issues d'une combinaison linéaire (formation de voie) mais correspondent directement aux diagrammes d'antennes :

- , —, —, — voies 1, 2, 3, 4 correspondant aux accès verticaux
 - - - - - , - - - - - , - - - - - , - - - - - voies A, B, C, D correspondant aux accès horizontaux

Le rayonnement associé est montré en figure 4.15 pour les antennes 1 et A par souci de clarté. Les diagrammes de rayonnement des autres antennes sont effet identiques par symétrie de 90° .

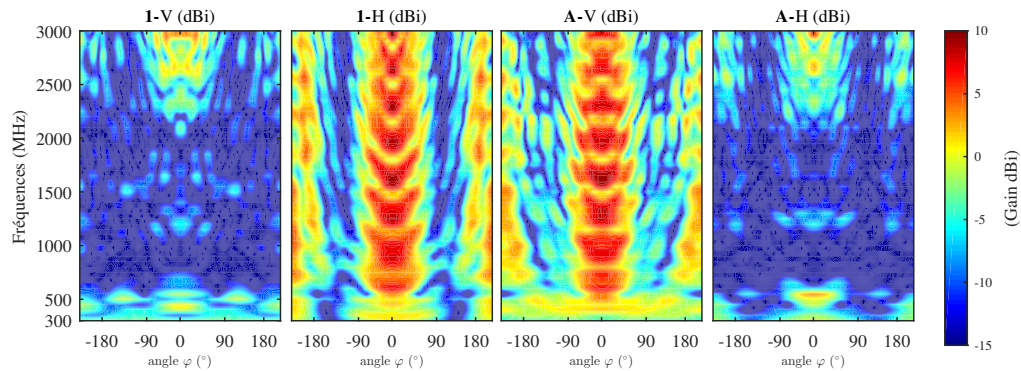


FIGURE 4.15 – Rayonnement (gain) associé au cube 400mm x 400mm d'antennes sinueuses en fonction de l'azimut et de la fréquence

Sur ce réseau, les antennes 1,2,3,4 rayonnent en polarisation horizontale à partir de 300 MHz ; les antennes A,B,C,D rayonnent en polarisation verticale à partir de 300 MHz. Entre 300 MHz et 500 MHz puis entre 2500 MHz et 3000 MHz, la polarisation croisée est forte. Les diagrammes des polarisations principales dérivent de ceux de l'antenne sinueuse seule (bidirectionnels) cependant ils sont déformés du fait du couplage des antennes avec leurs voisines et des réflexions à l'intérieur du cube. Il est cependant à noter que le lobe avant présente un gain supérieur d'environ 7 dB à celui du lobe arrière, du fait de la présence des autres antennes. Ce phénomène peut présenter un intérêt car les diagrammes d'antenne tendraient alors vers un rayonnement de type cardioïde.

Les performances de goniométrie associées à cette configuration pour un RSB de 20 dB sont présentées dans la figure 4.16. Celles-ci ne sont pas homogènes en azimut et nécessitent une analyse en fonction de la fréquence et de l'azimut.

Ces résultats indiquent de mauvaises performances tant en terme de protection aux ambiguïtés que de précision sur l'ensemble de la bande d'intérêt.

- ▷ A 300 MHz, la protection aux ambiguïtés est de l'ordre de 0,8 (dans le cas de signaux polarisés V ou 45°), ce qui est acceptable. A cette fréquence, les voies sont plutôt omidirectionnelles en polarisation verticale avec une faible réjection de la polarisation croisée. Ainsi, le système de goniométrie peut présenter des résultats acceptables puisqu'il s'agit d'une configuration de type "interférométrie" (corrélation de phase uniquement, pas de corrélation d'amplitude)
- ▷ A 500 MHz, la protection aux ambiguïtés est de l'ordre de 0,2-0,4. Cette fréquence est celle pour laquelle l'inversion de polarisation se produit. Les diagrammes de rayonnement sont alors déformés.
- ▷ A 800 MHz, les diagrammes d'antenne sont peu déformés. Pourtant, la protection aux ambiguïtés est faible, de l'ordre de 0,2 et moins. Le manque de discrimination entre le lobe avant et le lobe arrière de l'antenne (de l'ordre de 3 dB sur la polarisation principale) induit des réponses similaires du réseau d'antennes pour des directions d'arrivées différentes de 180° . Ce phénomène est responsable pour les ambiguïtés.
- ▷ A 1000 MHz, les diagrammes commencent à être déformés du fait des phénomènes de couplage à l'intérieur du réseau. Des redondances apparaissent dans les caractéristiques de gain et de phase des diagrammes, ce qui est à l'origine de la mauvaise protection aux ambiguïtés à cette fréquence.

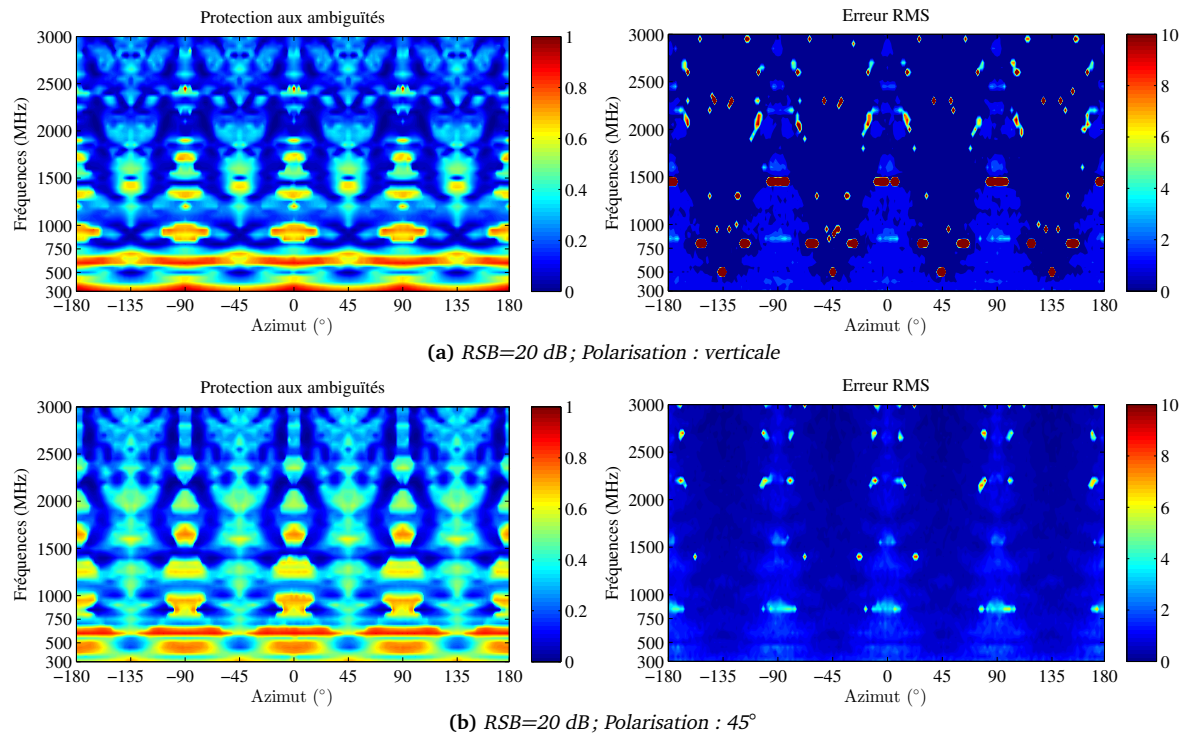


FIGURE 4.16 – Performances de goniométrie du cube d'antennes sinueuses sans formation de voies.

- A 2000 MHz et 3000 MHz, les mêmes remarques et conséquences concernant les diagrammes se déduisent de ces derniers.

En conclusion, l'utilisation du cube d'antennes sinueuses présente de mauvaises performances de radiogoniométrie sur la totalité de la bande 300-3000 MHz. (Les figures C.3, C.4 et C.5 en annexe C apportent des éléments d'information permettant d'expliquer ces mauvaises performances). Ces mauvaises performances sont plutôt dues aux conséquences de la mise en réseau des antennes, qui amène ici des déformations de diagramme. Une solution afin de limiter ces effets négatifs peut alors être d'introduire un plan réflecteur au centre du réseau : il permettrait de limiter les multiples réflexions au sein du réseau et donc d'améliorer la stabilité des diagrammes de rayonnement.

4.2.3 Performances à haute fréquence avec un réflecteur central sans formation de voie

Dans cette section, le même réseau que celui de la section précédente est étudié mais un plan réflecteur métallique est placé **25mm** derrière chaque antenne (fig. 4.17). Cette distance correspond à $\lambda/4$ à la fréquence la plus haute (3000 MHz) et permet de ne pas déformer le lobe à cause du facteur de réseau à cette fréquence. Le même formalisme concernant les accès et l'orientation des antennes est utilisé : les accès orientés **verticalement** seront dénommés par des chiffres : **1, 2, 3, 4**; les accès orientés **horizontalement** seront dénommés par des lettres : **A, B, C, D**.

Les voies étudiées ne sont ici pas issues d'une combinaison linéaire (formation de voie) mais correspondent directement aux diagrammes d'antennes :

- , —, —, — voies 1, 2, 3, 4 correspondant aux accès verticaux
- , ---, ---, --- voies A, B, C, D correspondant aux accès horizontaux

Le rayonnement associé est montré en figure 4.18 pour les antennes 1 et A par souci de clarté. Les diagrammes de rayonnement des autres antennes sont effet identiques par symétrie de 90° .

Sur ce réseau, les antennes 1,2,3,4 rayonnent en polarisation horizontale à partir de 300 MHz ; les antennes A,B,C,D rayonnent en polarisation verticale à partir de 300 MHz. Entre 300 MHz et 500 MHz puis entre 2500 MHz et 3000 MHz, la polarisation croisée est forte. Les diagrammes des

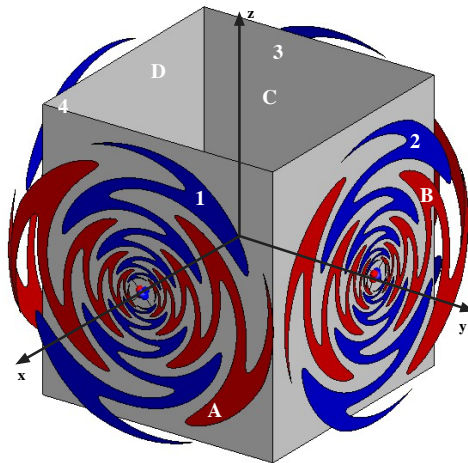


FIGURE 4.17 – Cube d'antennes sinueuses avec un réflecteur central

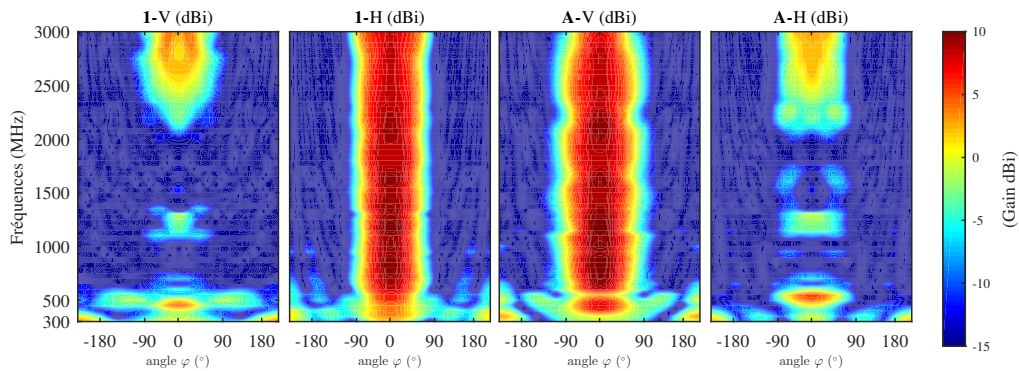


FIGURE 4.18 – Rayonnement (gain) associé au cube 400mm x 400mm d'antennes sinueuses avec réflecteur en fonction de l'azimut et de la fréquence

polarisations principales dérivent de ceux de l'antenne sinueuse seule (bidirectionnels), cependant le lobe arrière présente un gain inférieur du fait de l'introduction du plan réflecteur. Le lobe avant présente alors un gain supérieur d'au moins 15 dB à celui du lobe arrière à partir de 500 MHz. Ici, les diagrammes ne sont pas déformés grâce à la mise en réseau : ce constat s'applique à la forme des diagrammes mais aussi aux niveaux de gain qui restent stables, au contraire de la configuration précédente où aucun réflecteur n'était utilisé. Cette configuration permet alors, à encombrement constant, d'obtenir une stabilité de diagramme malgré la mise en réseau.

Les performances de goniométrie associées à cette configuration pour un RSB de 20 dB sont présentées dans la figure 4.19.

Pour les deux configurations étudiées, les performances ne sont pas homogènes : la protection aux ambiguïtés est forte jusqu'à 1500 MHz pour des angles proches de -180° , -90° , 0° et 90° ; pour des angles proches de -135° , -45° , 45° et 135° , elle est cependant assez faible (inférieure à 0,4). La précision est par ailleurs comprise entre 1° et 5° entre 300 MHz et 2000 MHz.

Les diagrammes de rayonnement de la figure C.6 permettent d'envisager une explication à ces mauvaises performances. Pour des fréquences supérieures à 500 MHz, les diagrammes sont en effet directifs avec un lobe principal dont le gain dépasse de plus de 10 dB celui du lobe arrière. L'ouverture à -3dB de ces lobes est constante en fréquence et sa valeur est d'environ 80° . Une hypothèse permettant d'expliquer ces performances est que cette ouverture est insuffisante pour les algorithmes de goniométrie à corrélation vectorielle : le point de recoupement de deux diagrammes associés à des voies adjacentes se trouve 5 dB au dessous du gain maximal. Il eût fallu en effet que deux diagrammes adjacents se recoupent avec un gain plus proche du maximum.

La configuration en cube d'antennes sinueuses avec un plan réflecteur central améliore la stabilité

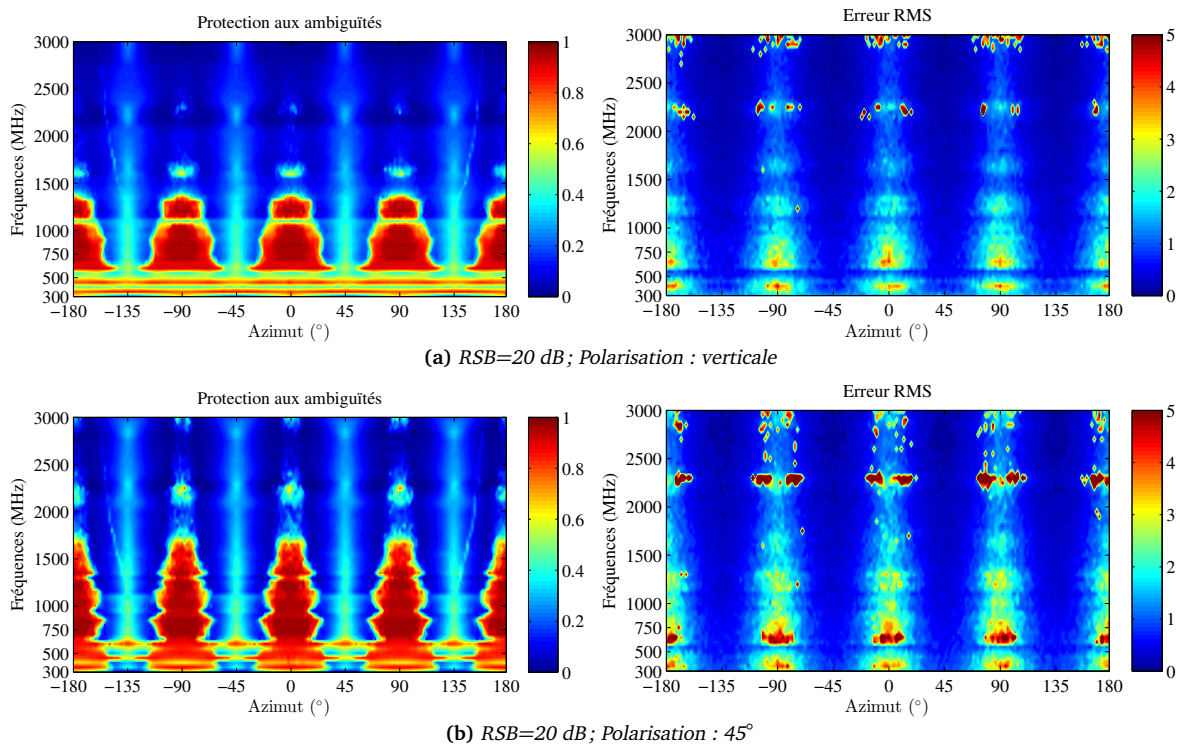


FIGURE 4.19 – Performances de goniométrie du cube d'antennes sinueuses avec réflecteur sans formation de voies.

de diagramme et permet d'obtenir des diagrammes directifs entre 300 et 3000 MHz. Cependant, la configuration à 4 éléments amène des symétries dans le critère de corrélation de goniométrie et l'ouverture des diagrammes est insuffisante. Afin d'améliorer les performances tout en conservant les avantages liés à l'utilisation des antennes sinueuses, il est alors judicieux d'augmenter le nombre d'antennes du réseau (5).

Conclusion

Dans cette section, les performances du réseau cubique d'antennes sinueuse ont été étudiées. Dans un premier temps, la formation de voie a été étudiée entre 20 MHz et 500 MHz. Celle-ci présente des performances acceptables entre 20 MHz et 300 MHz. Par la suite, le même réseau cubique a été étudié entre 300 MHz et 3000 MHz. Pour ce dernier, les diagrammes de rayonnement sont déformés du fait de couplages et réflexions parasites au sein du réseau. Les performances sont mauvaises sur la totalité de la bande. Finalement, un réflecteur central est ajouté au même réseau cubique. La stabilité de diagramme est nettement améliorée par rapport au cas sans réflecteur. Cette amélioration est cependant insuffisante en vue de l'amélioration des performances de goniométrie : l'ouverture du lobe principal est insuffisante ce qui rend la protection aux ambiguïtés faible. Ces constatations justifient l'exploration, dans la prochaine section, de réseaux pentagonaux qui semblent mieux adaptés au diagramme de rayonnement de l'antenne sinueuse (ouverture à -3dB de l'ordre de 70° - 80°), présentant également un réflecteur central indispensable au maintien de diagrammes de rayonnement réguliers sur l'ensemble de la bande d'analyse.

4.3 Etude d'un réseau pentagonal d'antennes sinueuses

Du fait des mauvaises performances obtenues dans le cas d'un réseau cubique, une solution consiste à concevoir un réseau pentagonal (fig. 4.20). Pour rappel, les performances de réseaux cubiques de diamètre 400mm avec des diagrammes cardioïdes sont mauvaises du fait de la faible ou-

verture du réseau, de la symétrie des diagrammes et d'une trop grande taille électrique. Les réseaux pentagonaux présentent de meilleures performances pour un même diamètre mais la protection aux ambiguïtés n'est plus que de 0,2 à 3000 MHz. Cette dernière est au niveau de la limite de tolérance (0,2) et ne laisse aucune marge. Ces performances seraient par ailleurs davantage dégradées si un diagramme non idéal, tel que celui de l'antenne sinueuse, était utilisé. Un changement de stratégie est alors nécessaire : un réseau de diamètre plus petit (260mm) est alors considéré sur la bande 500 MHz - 3000 MHz.

Dans un premier temps, le réseau pentagonal de diamètre 260mm sera analysé avec des diagrammes cardioïdes. Il s'agira de justifier le choix de cette topologie et de ses dimensions, ainsi que ses avantages par rapport à la configuration avec un diamètre de 400mm. Enfin, dans un second temps, les performances de cette topologie de réseau avec des antennes sinueuses seront présentées.

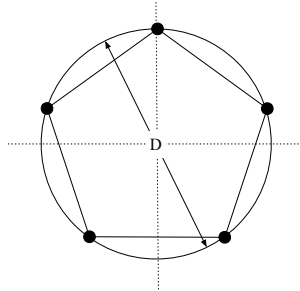


FIGURE 4.20 – Configuration de goniométrie de type pentagone

4.3.1 Performances théoriques avec des voies cardioïdes

Dans cette section, un réseau de 260mm de diamètre utilisant des diagrammes cardioïdes idéaux en polarisations verticale et horizontale sera étudié sur 500 MHz - 3000 MHz. La figure 4.21 présente ces performances pour un RSB de 20 dB et un signal en polarisation verticale. Il n'est pas nécessaire de faire l'étude avec un signal dont la polarisation est linéaire à 45° puisque les diagrammes sont idéaux et donc complètement identiques quelle que soit la polarisation.

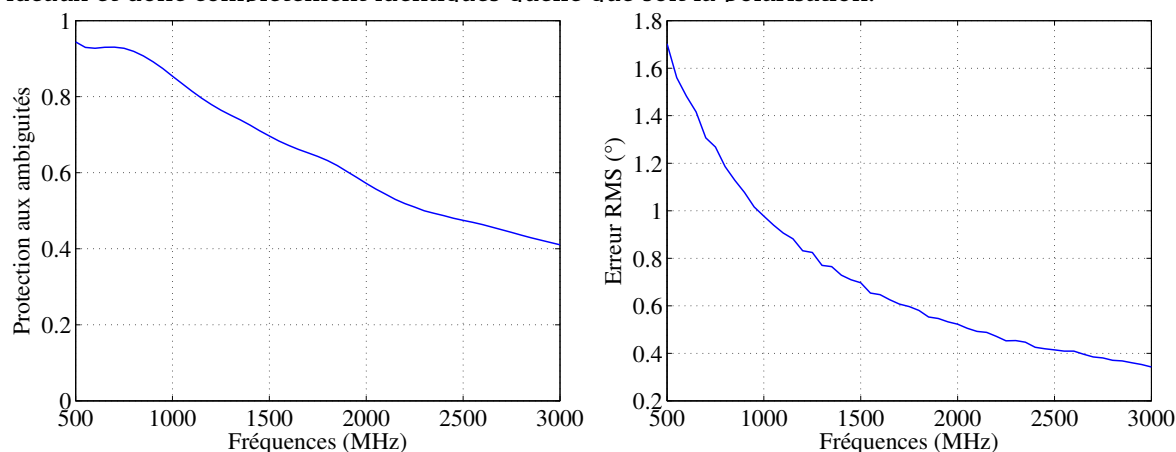


FIGURE 4.21 – Performances de goniométrie du réseau pentagonal d'antennes à diagramme cardioïde. $D=260\text{mm}$, $\text{RSB}=20\text{ dB}$, polarisation verticale.

Pour ce réseau, la protection aux ambiguïtés est forte (supérieure à 0,4) jusqu'à 3000 MHz. La précision est elle de l'ordre de moins de 2° RMS. Il s'agit de très bonnes performances sur l'ensemble de la bande. Cette analyse montre l'intérêt d'une configuration à antennes directives en réseau pentagonal et de diamètre 260mm : ses dimensions permettent de meilleures performances sur une bande certes restreinte.

4.3.2 Réseau pentagonal de sinueuses de diamètre 26cm

Dans cette section, un réseau pentagonal de dimensions similaires au réseau théorique précédent sera étudié avec pour éléments rayonnants des antennes sinueuses. Le diamètre du réseau est de 260mm et la taille des éléments rayonnants est de 150mm x 150mm (fig. 4.22). Sur cette figure, il est possible de constater que des charges (résistives) sont placées sur la couronne métallique extérieure des antennes sinueuses. Ces charges, dont la valeur est $R = 100\Omega$, améliorent l'adaptation pour des fréquences inférieures à 500 MHz mais ne modifient pas le diagramme de rayonnement. La même analyse que pour les antennes ne présentant pas de charges peut être menée.

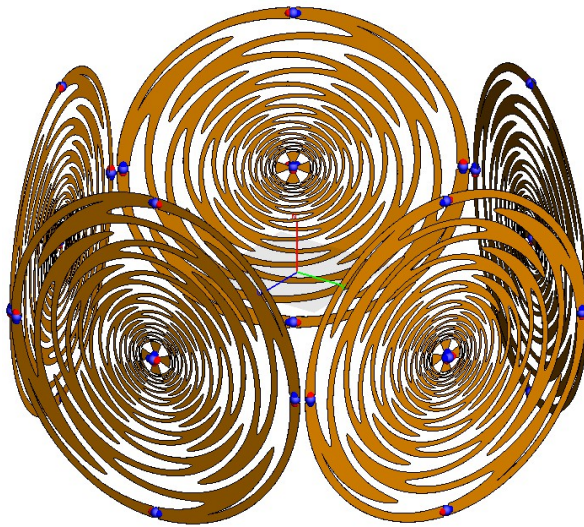


FIGURE 4.22 – Pentagone d'antennes sinueuses

Les diagrammes sont présentés en figure 4.23. La figure 4.24 présente ces performances et le tableau 4.2 en récapitule les performances. Ces dernières sont globalement moins bonnes que pour les réseaux avec des diagrammes cardioïdes.

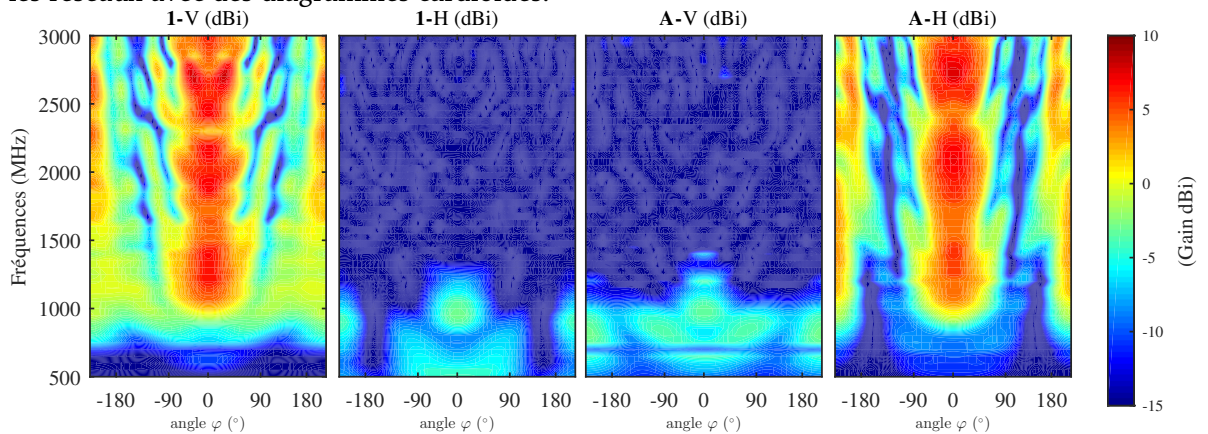


FIGURE 4.23 – Rayonnement (gain) associé au pentagone de diamètre 260mm d'antennes sinueuses en fonction de l'azimut et de la fréquence

Les diagrammes ne sont en effet pas idéaux, à l'inverse de l'étude précédente. Des asymétries apparaissent à cause du couplage entre éléments, celles-ci apportent de l'information. Elles ne suffisent cependant pas à améliorer les performances du réseau. De plus, l'ouverture de diagramme des antennes sinueuses est plus faible que pour le diagramme cardioïde. D'autre part, des déformations localisées de diagramme, liées à l'absence de plan réflecteur au sein du réseau (autour de 2300 MHz et 2800 MHz) provoquent une chute de la protection aux ambiguïtés autour de ces fréquences.

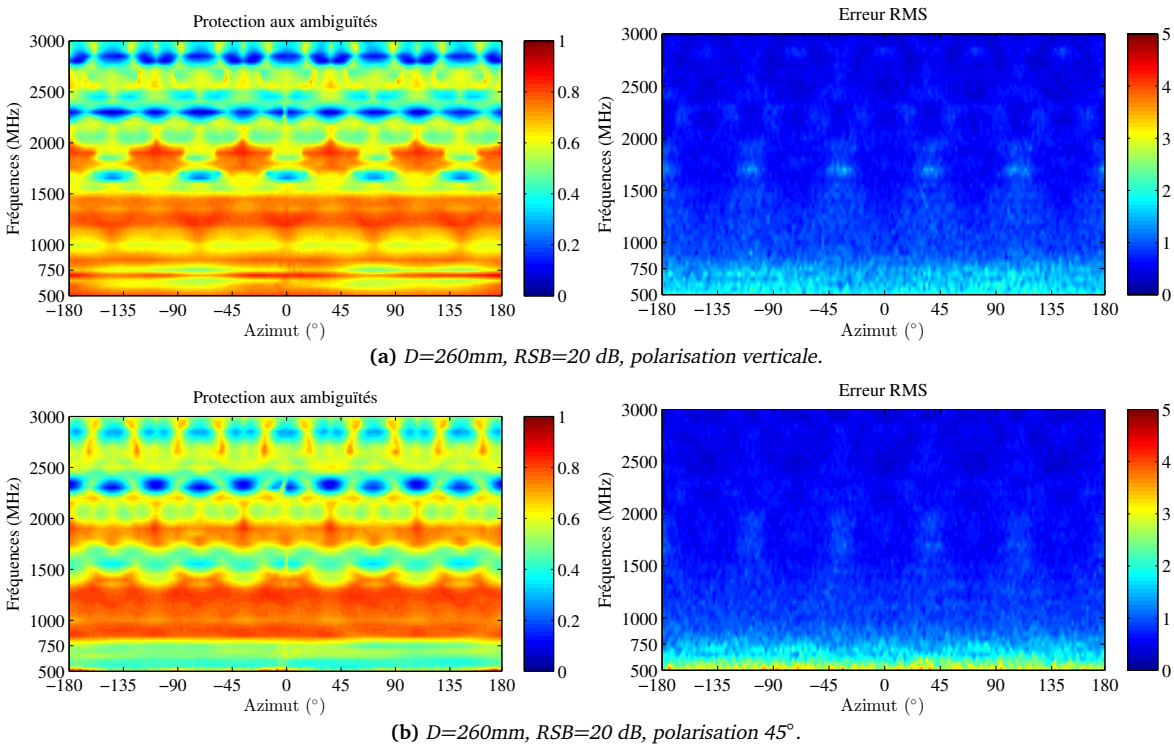


FIGURE 4.24 – Performances de goniométrie du réseau pentagonal d'antennes sinueuses.

polarisation du signal incident	bande B telle que protection aux ambiguïtés $>0,2$	erreur RMS pour $RSB = 20\text{ dB}$
verticale	B = 500 MHz - 3000 MHz sauf 2350 MHz, 2800 MHz et 2850 MHz	1° 2° à 500 MHz
45°	B = 500 MHz - 3000 MHz sauf 2300 MHz et 2350 MHz	1° 3° à 500 MHz

TABLE 4.2 – Récapitulatif des performances du réseau pentagonal d'antennes sinueuses

Finalement, l'analyse des réseaux pentagonaux utilisant des antennes cardioïdes et sinueuses mène au constat qu'il est plus aisé de maîtriser le comportement du réseau lorsque les antennes sont directives. Leur fonctionnement, et donc leurs diagrammes, est ainsi moins affecté par les éléments présents à l'arrière de l'antenne (les câbles ou le mât par exemple) et peuvent présenter moins de redondances qui provoquent l'apparition d'ambiguïtés. Cette conclusion justifie l'exploration dans la prochaine section d'une solution de réseau pentagonal d'antennes sinueuses présentant un réflecteur central.

4.3.3 Réseau pentagonal de sinueuses avec un réflecteur central de diamètre total 26cm

Dans cette section, un réseau pentagonal présentant un réflecteur central de dimensions similaires au réseau précédent sera étudié. Le diamètre du réseau est de 260mm et la taille des éléments rayonnants est de 150mm x 150mm (fig. 4.25). Sur cette figure, il est également possible de constater que des charges (résistives) sont placées sur la couronne métallique extérieure des antennes sinueuses, à l'instar de la configuration précédente. Ici encore, la même analyse que pour les antennes ne présentant pas de charges peut être menée.

Les diagrammes sont présentés en figure 4.26 et la figure 4.27 présente les performances du réseau. En terme de protection aux ambiguïtés, toutes les configurations de polarisation et de

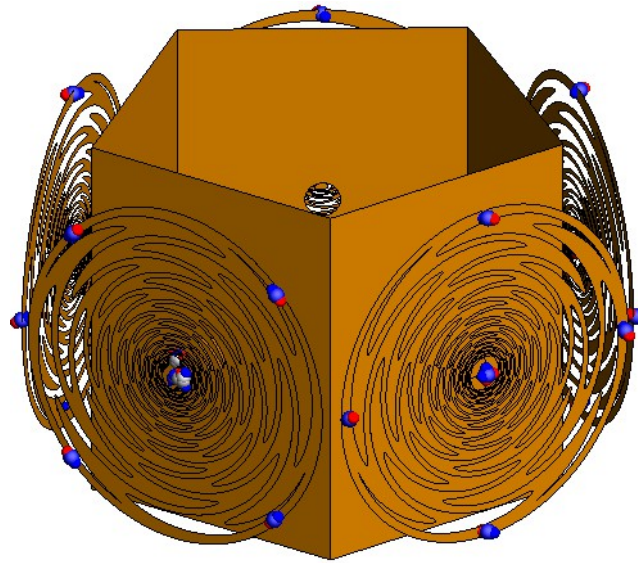


FIGURE 4.25 – Pentagone d'antennes sinueuses avec un réflecteur central

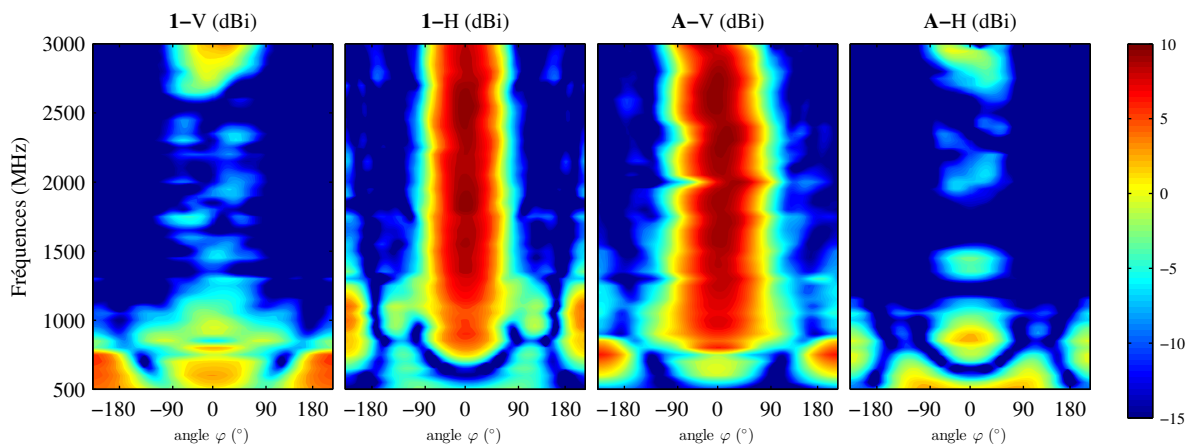


FIGURE 4.26 – Rayonnement (gain) associé au pentagone de diamètre 260mm d'antennes sinueuses avec un réflecteur central en fonction de l'azimut et de la fréquence

RSB étudiées résultent en une protection aux ambiguïtés supérieure à 0,3 ; la précision est de l'ordre de 2° RMS à 500 MHz et au delà, elle est de l'ordre de 1° et moins. Il s'agit de bonnes performances, même si l'antenne sinueuse présente une inversion de polarisation vers 700 MHz. Ces bonnes performances confirment la nécessité d'un plan réflecteur à l'arrière des antennes mais elles confirment aussi l'intérêt de l'antenne sinueuse comme élément unitaire de réseaux pentagonaux compacts et sensibles à des polarisations quelconques.

Conclusion

Dans cette section, l'intérêt de réseaux pentagonaux à antennes directives a été démontré au moyen de simulations et évaluations des performances en goniométrie. Dans un premier temps, ces topologies ont été étudiées avec des antennes cardioïdes idéales. Lorsque le diamètre du réseau est de 400mm, les performances en goniométrie sont acceptables entre 20 MHz et 1000 MHz environ. Au-delà, le réseau est électriquement grand et la protection aux ambiguïtés diminue. D'après ce constat, il apparaît compliqué d'obtenir de bonnes performances avec un réseau sur une bande d'analyse aussi large. De ce fait, les performances associées à un réseau plus petit (avec diamètre de 260mm) ont été étudiées entre 500 MHz et 3000 MHz. Avec des antennes cardioïdes idéales,

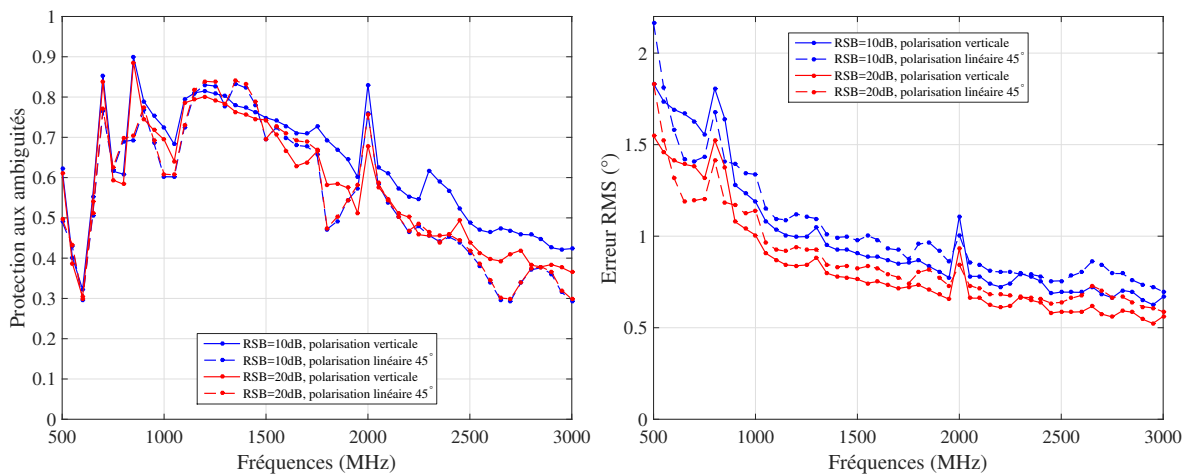


FIGURE 4.27 – Performances de goniométrie du réseau pentagonal d'antennes sinueuses avec un réflecteur central.

les performances sont acceptables entre 500 MHz et 2000 MHz. Avec des antennes sinueuses et un réflecteur central, elles le sont sur la totalité de la bande, tant en terme de protection aux ambiguïtés que de précision.

Ces résultats sont encourageants car ils confirment que l'antenne sinueuse présente un intérêt dans le cadre de l'étude de réseaux de goniométrie double polarisation, ULB (500 MHz - 3000 MHz) et compacts (diamètre de 260 mm).

Ces résultats sont cependant conditionnés à la présence d'un réflecteur central, qui impacte sur la directivité de l'antenne -pour les plus hautes fréquences, le réflecteur casse la symétrie de l'antenne qui la fait rayonner vers l'arrière ; ainsi elle n'est plus perturbée par les couplages au sein du réseau. Le réflecteur est donc indispensable aux bonnes performances en rayonnement de l'antenne, et donc aux bonnes performances en goniométrie du réseau. Un inconvénient majeur subsiste : le réflecteur dégrade l'adaptation en impédance de l'antenne sur la totalité de la bande d'analyse. Ceci pose des problèmes en terme de rapport signal à bruit (le gain d'antenne devient plus faible par désadaptation) mais aussi en terme de stabilité de la chaîne de réception pour laquelle des forts niveaux de réflexion au niveau de l'antenne sont à proscrire. Ainsi, dans la prochaine section de ce chapitre, il s'agira d'étudier des solutions visant à rendre l'antenne sinueuse directive mais également adaptée en impédance sur une très large bande sans dégrader la compacité et les propriétés de rayonnement de cette dernière.

4.4 Conception d'une antenne directive, compacte et ultra large-bande de faible épaisseur

4.4.1 Problématique

Les études précédentes de réseaux de goniométrie montrent qu'il est nécessaire de limiter l'impact de certains éléments perturbateurs tels que les autres antennes du réseau, les câbles, le porteur ou le mât. Il convient dans un premier temps de limiter le rayonnement arrière des antennes. La conception de cette solution doit cependant s'effectuer dans le respect des mêmes problématiques que lors de la conception de l'antenne initiale, à savoir la compacité (encombrement et masse) et la largeur de bande tant en terme d'adaptation en impédance qu'en rayonnement.

4.4.2 Solutions existantes

Les solutions existantes s'articulent autour de deux principes. Il s'agit soit de solutions à base de **réflecteurs** (a), soit de solutions à base d'**absorbants** (b).

a Solutions à base de réflecteurs

Les solutions à base de réflecteurs consistent de manière générale à rendre l'antenne directive en réfléchissant (préférentiellement en phase) les champs issus de l'antenne. Généralement, ceci s'effectue en plaçant, proche de l'antenne, un plan conducteur électrique (parfait (CEP) ou bon conducteur), mais d'autres approches existent et seront listées dans les paragraphes qui suivent.

Plan réflecteur classique Cette solution est généralement appelée "plan réflecteur". Il s'agit de placer à une distance h à l'arrière de l'antenne un plan métallique (fig. 4.28).

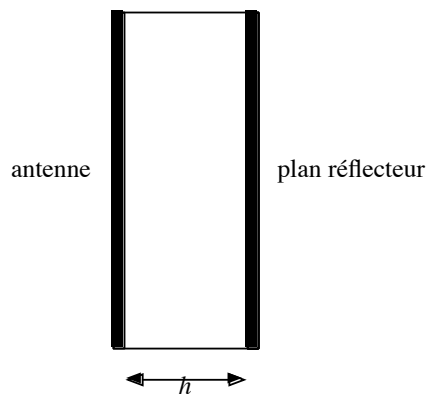
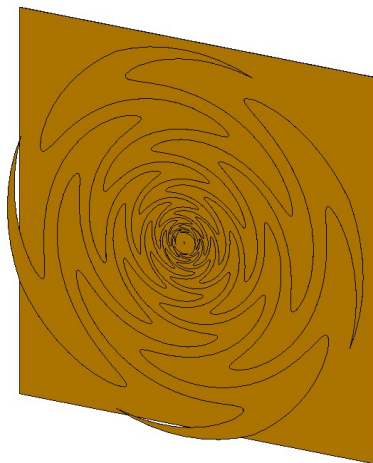


FIGURE 4.28 – Plan réflecteur électrique parfait

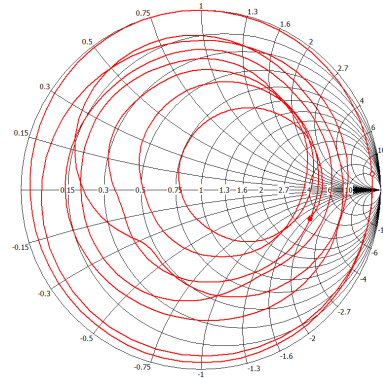
Le fonctionnement de cette solution est optimal lorsque le plan réflecteur est placé à une distance égale au quart de la longueur d'onde à la fréquence de fonctionnement : l'onde subit un déphasage de deux fois $\pi/2$ de par le trajet effectué et un déphasage de π par la réflexion ($\gamma = -1$) sur le plan réflecteur. Il s'agit alors d'interférences constructives.

De par ses limitations, cette solution n'est donc ni faible épaisseur (cette dernière doit être de l'ordre du quart de la longueur d'onde) ni large-bande (les solutions quart d'onde fonctionnent généralement sur une octave). Par ailleurs, le plan réflecteur conducteur est sujet à la propagation de courants de surface dont les effets de bord provoquent une diffraction aux arêtes qui dégrade les performances antennaires. Une simulation proposée en figure 4.29 permet de vérifier que l'adaptation d'antenne est dégradée du fait de la proximité du plan réflecteur (fig. 4.29b).

Plan réflecteur à base de surfaces dichroïques Les surfaces dichroïques ([Mun05], aussi connues sous les noms de **surfaces sélectives en fréquences** (SSF) ou **frequency selective surfaces** (FSS)) sont des motifs métalliques dont les propriétés (réflexion, transmission) dépendent de la fréquence. Des propriétés macroscopiques sont alors obtenues en arrangeant plusieurs de ces motifs de manière



(a) Modèle de sinuose avec un plan réflecteur



(b) Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne sur la bande de fréquences

FIGURE 4.29 – Sinuose avec un plan réflecteur

périodique dans l'espace. C'est pourquoi ces surfaces sont aussi appelées « filtres d'espace ». Elles diffèrent principalement des structures à bande électromagnétique interdite (BEI ou BIE) par l'absence totale de plan métallique continu (voir section suivante).

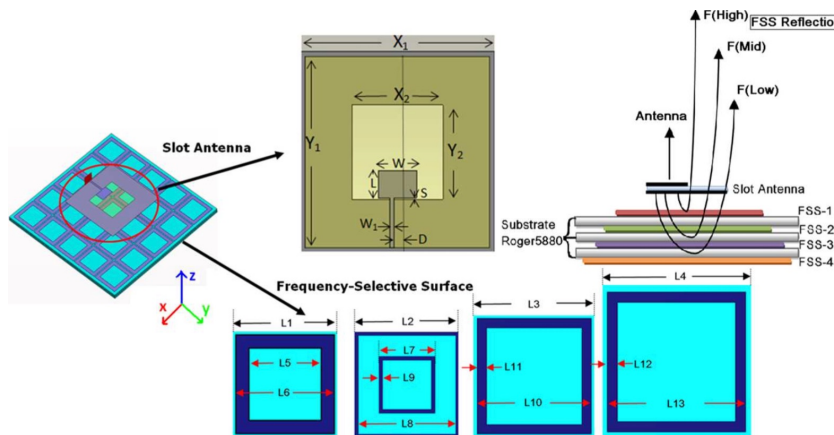


FIGURE 4.30 – Plan réflecteur à base de surfaces dichroïques [Ran+13]

De manière générale, leur comportement est faible bande, c'est-à-dire que pour une surface plutôt réfléchissante, la bande de transmission est faible ; pour une surface transmissive, la bande de réflexion est faible. Cependant, des travaux récents visent à associer des surfaces dichroïques de dimensions différentes afin d'en augmenter la largeur de bande. C'est le cas des travaux [Ran+13] qui proposent une antenne dont la largeur de bande est 6,27 : 1 et dont le diagramme est directif (fig. 4.30). Sur ces solutions, une épaisseur totale de $\lambda/4$ à la fréquence la plus basse est nécessaire. La largeur de bande des antennes y est cependant améliorée par rapport à une solution avec un plan réflecteur continu.

Cette structure a été testée dans le cadre des présents travaux sur l'antenne sinuose (fig. 4.31a) et des optimisations relatives à la fréquence de fonctionnement et à l'adaptation de la structure sur l'antenne sinuose ont été faites. L'application a montré que la mise en œuvre de cette solution a conduit à une dégradation de la largeur de bande (fig. 4.31b). Il est probable que ce comportement provienne de la nature multi-résonante de l'antenne sinuose.

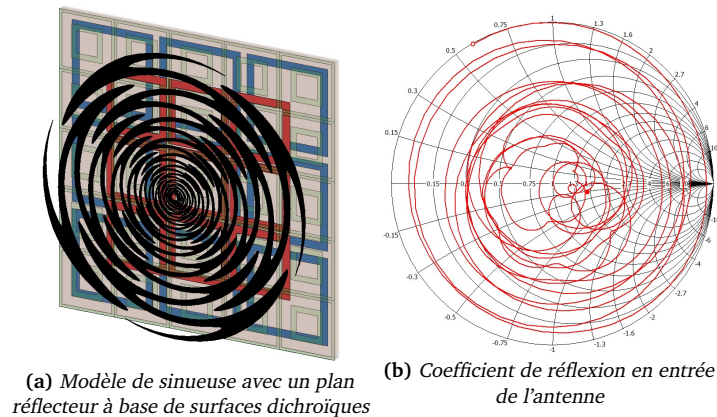


FIGURE 4.31 – Sinueuse avec un plan réflecteur à base de surfaces dichroïques

Plan réflecteur à base de structures à bandes électromagnétiques interdites (BEI ou BIE) Les structures à BEI sont aussi dénommées « structures EBG » de l'anglais « Electromagnetic Bandgap » ou plus généralement « métamatériaux ».

A l'instar des surfaces dichroïques, il s'agit de structures métalliques dont l'arrangement en structure périodique produit un comportement résonant. Ce dernier est à l'origine de caractéristiques macroscopiques particulières. A la différence des surfaces dichroïques, celles-ci sont toujours accompagnées d'un plan réflecteur continu. Une première mise en œuvre a été proposée par Sievenpiper en 1999 [Sie+99], leur association périodique résulte en une bande de fréquence sur laquelle l'onde ne peut pas propager. Parmi de nombreuses applications, l'une d'entre elles consiste à utiliser ces surfaces périodiques pour synthétiser un matériau d'impédance finie. Elles sont alors dénommées « Surfaces Haute Impédance » (SHI).

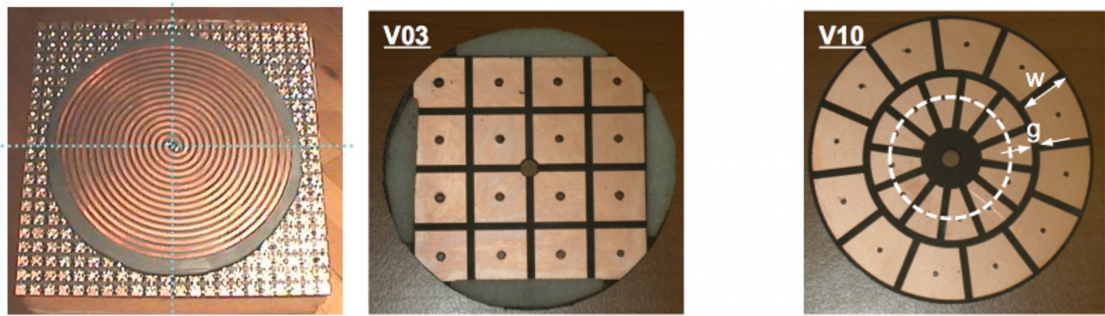


FIGURE 4.32 – Plan réflecteur à base de structures BEI ([Sch06] et [Gre11])

Les travaux de L. Schreider [Sch06], M. Grelier [Gre11] et C. Djoma [Djo13] (fig. 4.32) ont visé à mettre en œuvre de telles structures afin de réaliser des réflecteurs de faible épaisseur pour antenne ultra large-bande. Le principe sous-jacent est que de telles structures présentent, sur certaines bandes de fréquence, un coefficient de réflexion γ égal à 1 qui, à la différence du conducteur électrique parfait, nécessite une faible épaisseur.

Ici encore, ces solutions sont appliquées à l'antenne sinueuse, avec des modifications liées à la structure et à la largeur de bande. Certains résultats sont présentés dans la figure 4.33. Ceux-ci permettent de conclure que, de nouveau sur l'antenne sinueuse, de telles structures ne permettent pas un fonctionnement optimal : l'impédance d'entrée n'est plus stable et l'antenne est difficilement adaptable aux impédances caractéristiques standard (50Ω, 75Ω).

Conclusion Du fait de la nature multi-résonante de l'antenne sinueuse, les solutions de l'état de l'art à base de réflecteurs (conducteur électrique parfait, surfaces sélectives en fréquence ou surfaces

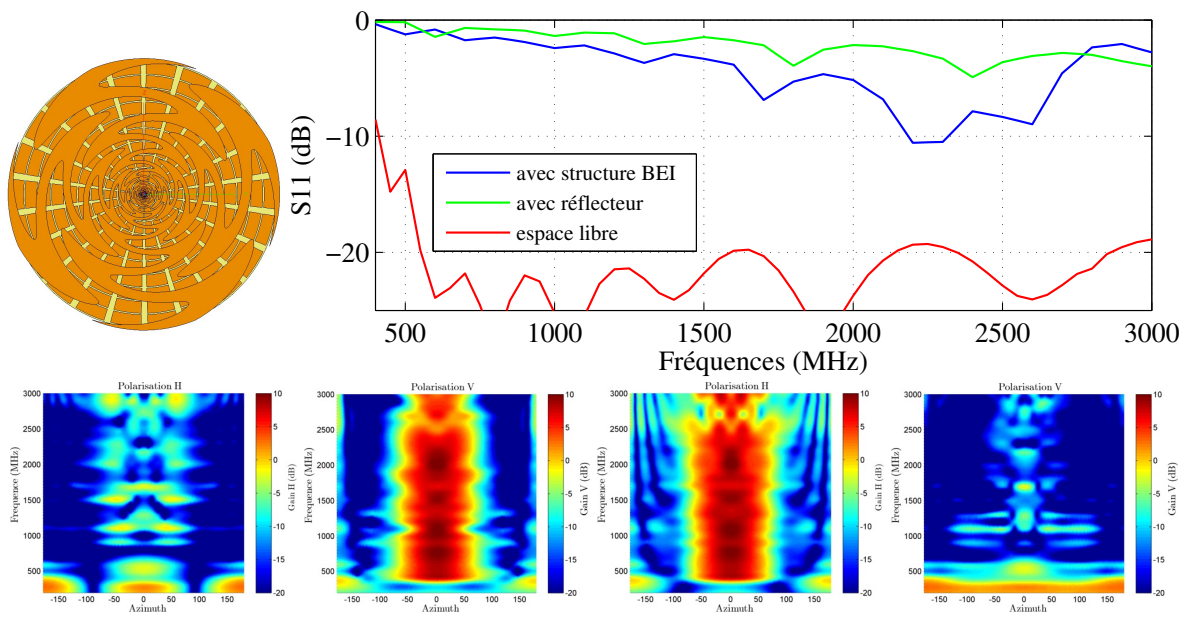


FIGURE 4.33 – Application de la structure de [Gre11] sur l'antenne sinueuse

haute impédance) sont inadaptées. Si elles permettent en effet de réduire le rayonnement arrière de l'antenne par réflexion, d'après les travaux menés dans cette étude, elles dégradent l'adaptation en impédance de l'antenne. Une autre option, envisagée dans la section suivante, consiste à utiliser des solutions à base d'absorbants.

b Solutions à base d'absorbants

Dans cette section, il s'agira de détailler les solutions permettant d'absorber le rayonnement des antennes. Il peut s'agir de matériaux composites absorbants, mais également de structures électromagnétiques présentant des pertes. Dans tous les exemples détaillés dans cette section, il est important qu'un plan métallique réflecteur soit toujours présent derrière l'absorbant. Celui-ci est indispensable soit pour garantir le comportement absorbant de la structure -c'est le cas des absorbants résonants, soit pour éviter des perturbations de rayonnements extérieurs à la structure -c'est le cas des absorbants pyramidaux par exemple. Dans le cas présent, l'application diffère de la réflexion pure du rayonnement arrière en cela que ce dernier est ici absorbé en tout ou partie. Le lecteur intéressé peut se référer à [Pri16] pour de plus amples détails.

Absorbants résonants Ces absorbants fonctionnent de la manière suivante : une onde stationnaire est créée entre un plan réflecteur métallique et une interface surface absorbante / air. Trois principaux types se distinguent :

- ★ l'écran de Salisbury (respectivement Jaumann) est constitué d'une fine (resp. plusieurs) couche(s) absorbante(s) : une paroi métallique est placée à une distance h d'une fine (resp. plusieurs) couche de résistivité ρ donnée (fig. 4.34a). L'absorption est maximale lorsque $h = \lambda/4$ et $\rho = 377\Omega/\square$ [Pri16].
- ★ l'absorbant à base de matériaux est constitué d'un matériau homogène à pertes d'épaisseur h remplissant l'espace entre le plan réflecteur métallique et l'antenne (fig. 4.34b). Si le matériau a un comportement plutôt diélectrique, une épaisseur de $\lambda_g/4$ est nécessaire afin de garantir des taux d'absorption élevés. La largeur de bande est faible du fait du comportement quart d'onde. Si le matériau a un comportement plutôt magnétique, une épaisseur plus faible est suffisante [Rah+12]. La largeur de bande est meilleure que dans le cas précédent mais ces

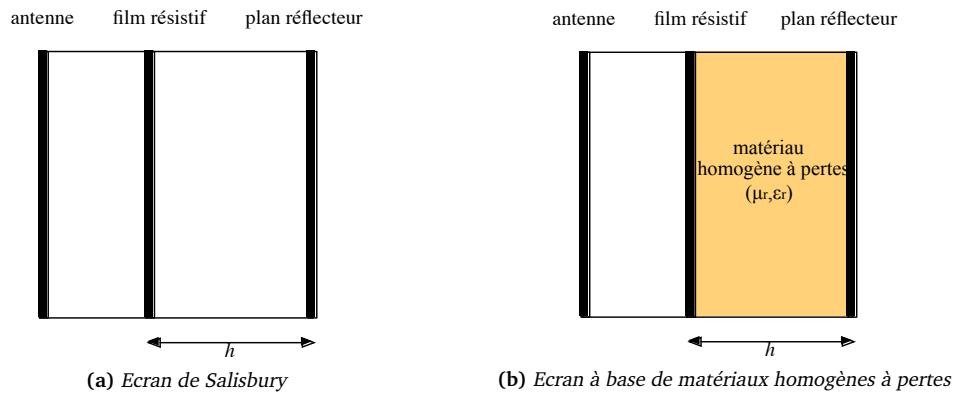


FIGURE 4.34 – Absorbants résonants

matériaux sont limités à des applications inférieures à 500 MHz. Par ailleurs, il s'agit souvent de ferrites dont la densité de masse, de l'ordre de 5g/cm^3 , pénalise la masse des structures.

- ★ les écrans à base de SSF comportent des motifs métalliques en plus de la surface absorbante. Il s'agit d'une approche théorisée dans [Mun05] qui est parfois appelée également « absorbant à base de circuits analogiques » ou « absorbant à base de surfaces sélectives en fréquence ». Il s'agit d'adjoindre à un écran de Salisbury (à surface purement résistive) des éléments réactifs (fig. 4.35). Il peut s'agir d'éléments réactifs localisés (des condensateurs et bobines confinés dans un milieu à pertes) mais aussi d'éléments réactifs répartis à l'instar des surfaces sélectives en fréquence (des motifs métalliques périodiques). Sur ces structures, une absorption sur une plus large bande est obtenue du fait de la présence d'une composante réactive [Pri16].

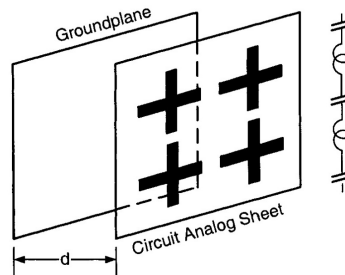


FIGURE 4.35 – Ecran à base de couches réactives [Mun05]

Ils comptent parmi leurs avantages ceux d'être large bande, conformés, de faible épaisseur vis à vis de la longueur d'onde, faible cout, à performances reproductibles et légers.

Absorbants progressifs Ces absorbants sont basés sur des transitions progressives absorbantes [Pri16]. Les deux exemples principaux sont les absorbants pyramidaux et les absorbants à couches inhomogènes. Leur progressivité implique une grande épaisseur et les rend incompatibles avec l'application de cette étude.

c Conclusions

L'étude de différentes solutions permettant de gérer le rayonnement arrière des antennes mène aux conclusions suivantes :

- les solutions à base de réflecteurs plus élaborés tels que les plans réflecteurs à base de surfaces sélectives en fréquence ou à base de structures à bande électromagnétique interdite semblent des solutions prometteuses en terme d'efficacité, de largeur de bande et d'encombrement. Cependant, des travaux visant à intégrer ces structures sur l'antenne sinueuse montrent qu'à

ce stade, ces plans réflecteurs amènent systématiquement une dégradation de l'impédance de l'antenne qui la rend inadaptable sur de très larges bandes de fréquences.

- les solutions à base d'absorbants de l'état de l'art sont soit trop faible bande (absorbant à base de matériau diélectrique, écran de Salisbury), soit trop épais (absorbants à base de matériau diélectrique et de Salisbury, absorbants progressifs), soit trop lourds (absorbants à base de matériau magnétique). Une solution semble alors sortir du lot : l'absorbant à base de couches réactives.

4.4.3 Etude et développement de l'absorbant

Le motif unitaire tel que présenté dans la figure 4.36 montre l'absorbant proposé. Il s'agit d'une croix métallique entourée d'une surface résistive de résistance surfacique R_s . L'expression de cette dernière se déduit de la résistance R totale présentée :

$$R = \rho \frac{L}{Wt} \iff R = R_s \frac{L}{W} \iff R_s = \frac{RW}{L}$$

avec ρ la résistivité ($\Omega.m$), Wt la section transversale (avec W la largeur du film (m), t l'épaisseur du film (m)), R_s la résistance de couche ($\Omega/\square$).

Ces deux motifs sont placés à une distance h d'un plan réflecteur métallique et la périodicité du motif est p .

Les courbes de cette section représentent la réflectivité (γ en dB) de la structure et le taux d'absorption (TA), défini comme : $TA(\%) = 100 \times (1 - \gamma^2 - T^2)$. La transmissivité (T) de la structure est nulle du fait de la présence du plan réflecteur. Le taux d'absorption est donc : $TA(\%) = 100 \times (1 - \gamma^2)$

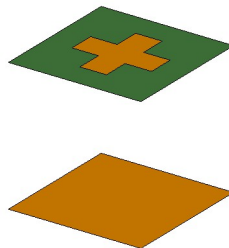


FIGURE 4.36 – Motif unitaire de l'absorbant proposé. Vert : couche résistive ; orange : couche PEC

a Variation de l'impédance de surface

Dans un premier temps, la variation de la résistance surfacique R_s est étudiée (fig. 4.37).

Lorsque l'impédance de surface augmente, la réflectivité de la structure diminue, augmentant ainsi le taux d'absorption de la structure. Ces caractéristiques sont dépendantes de la fréquence ; ainsi lorsque la fréquence augmente, le taux d'absorption augmente. L'impédance de surface fixe ainsi le maximum d'absorption de la structure : il est de 30 % pour $R_s = 50\Omega/\square$, 55% pour $R_s = 100\Omega/\square$, 80% pour $R_s = 200\Omega/\square$ et de l'ordre de 90 % au-delà. Il convient également de noter que le minimum d'absorption change également en fonction de l'impédance de surface. Il est ainsi de 40% pour $R_s = 100\Omega/\square$ et de 20 % pour $R_s = 400\Omega/\square$.

En terme d'absorption maximale, il semble ainsi qu'une résistivité surfacique proche de l'impédance du vide $R_s = 377\Omega/\square$ soit optimale. En terme d'absorption la plus constante, il semble qu'une valeur de résistivité de $R_s = 100\Omega/\square$ soit optimale.

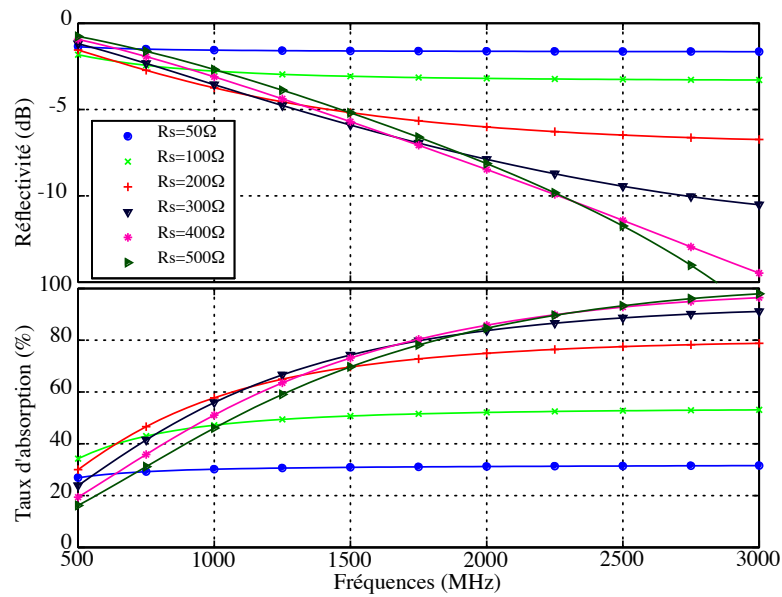


FIGURE 4.37 – Caractéristiques en réflectivité et en absorption de l'absorbant développé, variation de l'impédance de surface. Autres paramètres : $h=20\text{mm}$, $p=5\text{mm}$.

b Variation de l'épaisseur de la structure

Lorsque l'épaisseur de la structure augmente (fig. 4.38), le minimum d'absorption (qui correspond à $F=500\text{ MHz}$) et le maximum d'absorption (à 3000 MHz) augmentent. Ainsi, pour $h=30\text{mm}$, la réflectivité atteint -10 dB à 1500 MHz (soit un taux d'absorption de 90% à une taille électrique de $\lambda/6,7$) ; pour $h=15\text{mm}$, ces mêmes caractéristiques sont atteintes pour une fréquence deux fois supérieure (3000 MHz). Les caractéristiques des absorbants varient donc linéairement avec leur épaisseur. Le taux d'absorption est de 90% à une taille électrique de $\lambda/6,7$; il est de 50% à $\lambda/15$.

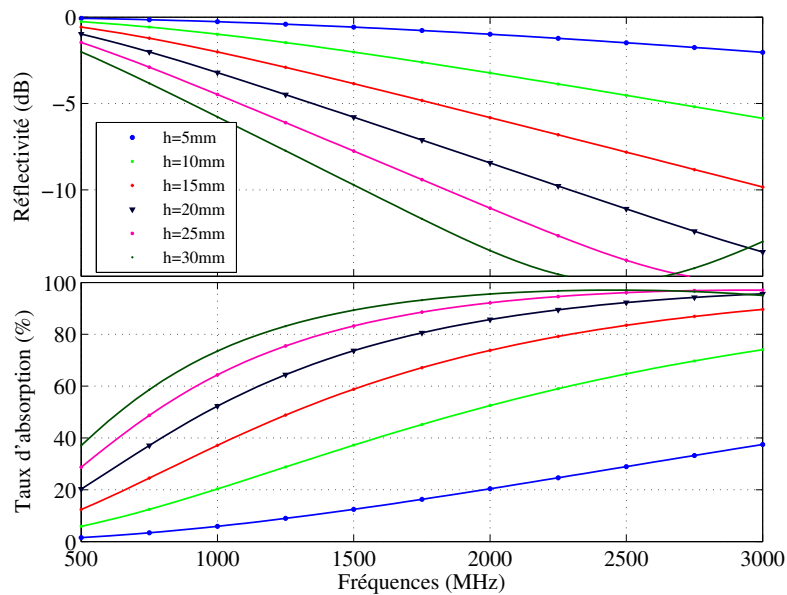


FIGURE 4.38 – Caractéristiques en réflectivité et en absorption de l'absorbant développé, variation de l'épaisseur. Autres paramètres : $R_s = 377\Omega/\square$, $p=5\text{mm}$.

c Variation de la périodicité du motif

Lorsque la taille de la cellule unitaire varie (fig. 4.39), peu de différences sur le taux d'absorption ou la réflectivité de la structure sont à remarquer. Les taux d'absorption minimum restent proches à 20% et les maxima sont de l'ordre de 80%. Les performances de la structure ne sont donc que faiblement dépendantes de leur taille.

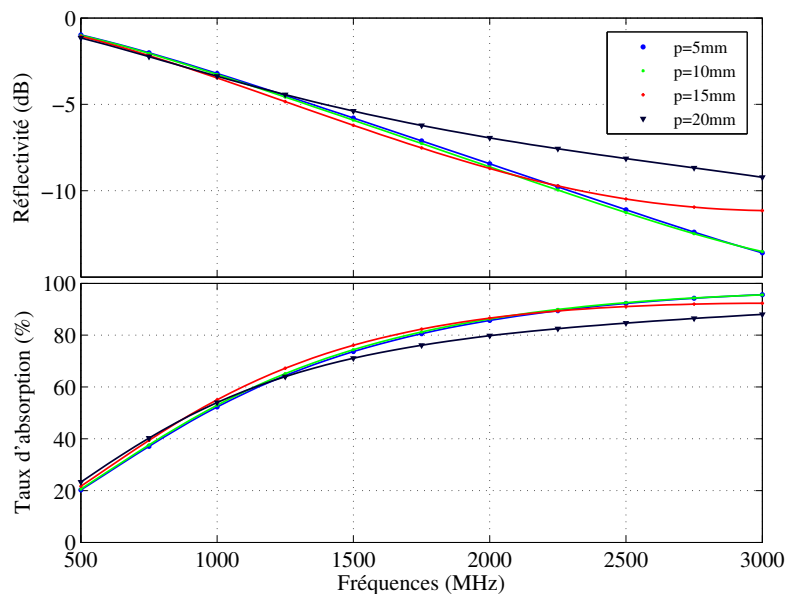


FIGURE 4.39 – Caractéristiques en réflectivité et en absorption de l'absorbant développé, variation de la périodicité. Autres paramètres : $R_s = 377\Omega/\square$, $h=20\text{mm}$.

d Variation de la distribution de la charge résistive

En pratique, la mise en œuvre des charges résistives peut se faire de trois manières. La première consiste à déposer un film résistif sur la totalité de la structure (il s'agit d'un processus qui peut être couteux). La seconde consiste à déposer une encre résistive sur la structure (il s'agit d'un processus moins couteux mais également moins précis en terme de valeur de résistivité). La dernière consiste à utiliser des charges discrètes (c'est-à-dire des résistances localisées). Il convient alors de vérifier s'il est équivalent en terme d'absorption d'utiliser un film résistif réparti ou localisé.

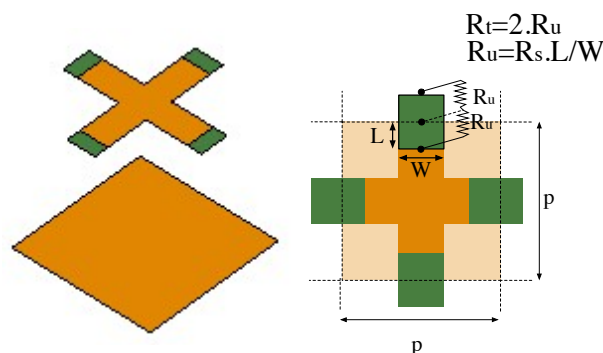


FIGURE 4.40 – Motif unitaire de l'absorbant proposé modifié. Vert : couche résistive; orange : couche PEC

La modification proposée en figure 4.40 est simulée et l'effet des variations de résistance sont illustrées en figure 4.41. La résistance prise en compte R_t dans ces simulations correspond à deux

fois la résistance R_u de chaque couche verte ($R_u = R_s \cdot L/W$) puisque chaque motif est connecté en série avec son voisin.

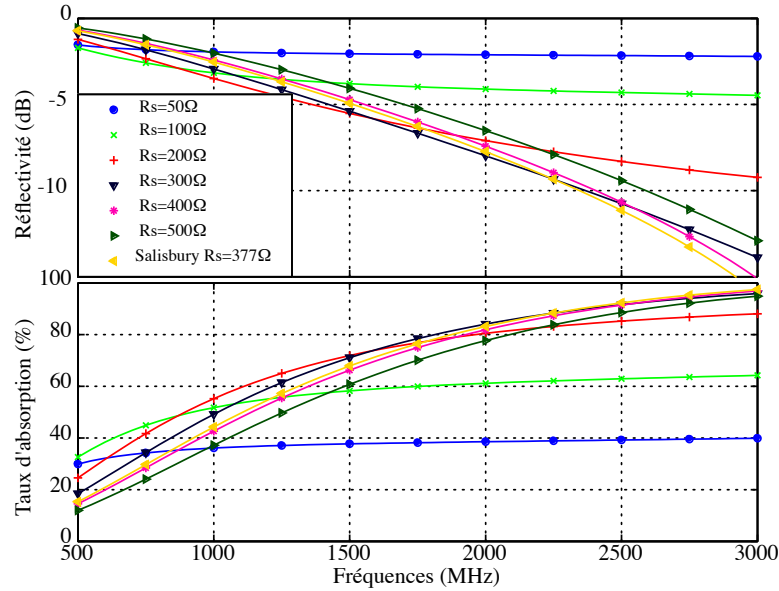


FIGURE 4.41 – Caractéristiques en réflectivité et en absorption de l'absorbant modifié, variation de la charge. Autres paramètres : $p=5\text{mm}$, $h=20\text{mm}$.

Dans ces simulations, les performances obtenues avec l'absorbant modifié 4.40 sont assez proches de celles de l'absorbant avec une couche résistive uniforme. Ici, à titre de comparaison, les performances obtenues avec un écran de Salisbury de mêmes dimensions avec une couche résistive de $R_s = 377\Omega/\square$ y sont comparées. Il apparaît que les performances en absorption de ce dernier sont les mêmes que pour l'absorbant proposé (avec une résistance de $400\Omega/\square$). Il n'est donc à ce stade pas encore possible de conclure quant à l'intérêt de l'absorbant proposé par rapport à l'écran de Salisbury.

Il convient cependant de noter que l'absorbant proposé reste intéressant en vue d'une réalisation avec de l'encre résistive qui n'est pas forcément disponible pour n'importe quelle valeur de résistivité. En effet, la résistance présentée entre deux croix dépend de la largeur et de la longueur de la couche résistive. A titre d'exemple, l'encre résistive "ACHESON Minico M2000RS MOD2" est disponible avec des valeurs de 1, 10, 100, 1 000, 10 000 et 100 000 $\Omega/\square$.

4.4.4 Intégration de l'absorbant sur des antennes sinueuses

La structure absorbante proposée dans la section précédente en figure 4.40 est alors répétée et intégrée à l'arrière d'une antenne sinueuse (fig. 4.42). Les performances en terme de S11 et de gain réalisé ont été comparées : versions avec absorbant¹ (—, — et —), avec réflecteur² (---), avec écran de Salisbury (---) et en espace libre (---).

La version avec un réflecteur (---) présente les plus mauvaises performances avec un niveau de S11 proche de -3dB. Les performances obtenues avec l'écran de Salisbury (---) sont légèrement meilleures sans être optimales (les niveaux d'adaptation sont de l'ordre de -5dB). L'antenne sinueuse en espace libre (---) sert, elle, de référence puisqu'elle n'est pas perturbée en champ proche ; elle est adaptée sur la totalité de la bande à -6dB. Les versions avec absorbant (—, — et —) ont des performances assez peu homogènes : lorsque $R_s = 100\Omega/\square$ (—), les performances en

1. L'absorbant est placé à 5mm de l'antenne et a pour épaisseur 20mm.

2. Le réflecteur est placé à la même distance (25mm) que le réflecteur des versions avec absorbant

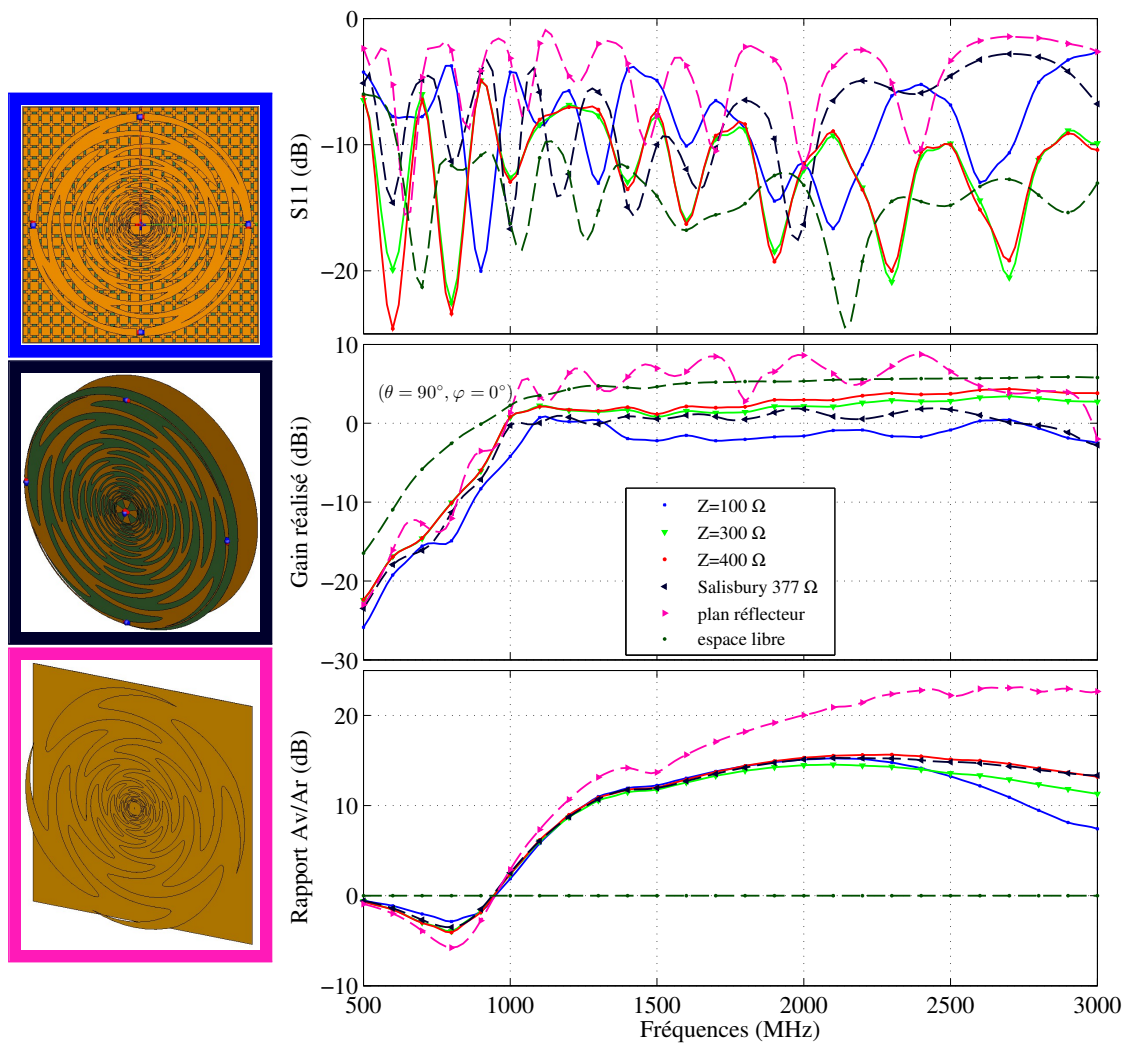


FIGURE 4.42 – Performances de l'antenne sinueuse avec l'absorbant proposé

adaptation sont proches de la version avec réflecteur (---); au-delà de $R_s = 300\Omega/\square$ (— et —), les performances en adaptation sont proches de la version en espace libre (---).

Sur ces antennes, le gain réalisé dans la direction principale d'émission est inhomogène selon la fréquence. Deux bandes se distinguent : de 500 MHz à 1000 MHz et au-delà de 1000 MHz. Entre 500 MHz et 1000 MHz, le gain réalisé de l'antenne sinueuse en espace libre (---) est compris entre -16 dBi (500 MHz) et 2 dBi (1000 MHz). Les antennes sinueuses avec plan réflecteur (---), écran de Salisbury (---) et absorbant ($R_s = 300\Omega/\square$ — et $R_s = 400\Omega/\square$ —) ont des gains semblables et compris entre -23 dBi (500 MHz) et 0 dBi (1000 MHz). Seules les performances de l'antenne sinueuse avec absorbant de $100\Omega/\square$ (—) sont en retrait par rapport aux autres avec un gain réalisé compris entre -26 dBi et -5 dBi.

Au-delà de 1000 MHz, le gain réalisé de l'antenne sinueuse en espace libre (---) est stable et de l'ordre de 5 dBi. Celui de l'antenne sinueuse avec réflecteur (---) oscille lui entre 2 dBi et 10 dBi avant de chuter régulièrement après 2500 MHz pour atteindre -3 dBi à 3000 MHz. Les antennes sinueuses avec absorbant ($R_s = 300\Omega/\square$ — et $R_s = 400\Omega/\square$ —) présentent un gain stable de l'ordre de 3 dBi jusqu'à 3000 MHz. Enfin, les performances des antennes avec écran de Salisbury (---) et absorbant $R_s = 100\Omega/\square$ (—) sont en retrait avec des gains réalisés plus faibles (inférieurs à 0 dBi) et moins stables, chutant par ailleurs après 2500 MHz.

Enfin, il convient de vérifier l'augmentation de la directivité après ajout des solutions absorbantes/réfléchissantes. Le rapport avant-arrière est un critère intéressant à cet effet. Pour toutes les

antennes avec réflecteur, le rapport avant-arrière est négatif entre 500 MHz et 900 MHz ; il est par ailleurs compris entre 0 et -5dB. Cela signifie qu'à ces fréquences, l'antenne rayonne légèrement plus vers l'arrière que vers l'avant. Ce phénomène est dû à la faible distance entre l'antenne et le réflecteur. Les courants induits sur ce dernier provoquent des effets de bord qui renforcent le rayonnement à l'arrière. Au-delà de 900 MHz, le rapport avant arrière est compris entre 0 dB et 15 dB pour les antennes sinueuse avec écran de Salisbury (-.-.), absorbant ($R_s = 300\Omega/\square$ — et $R_s = 400\Omega$ —). Il chute au-delà de 2500 MHz pour la version avec absorbant $R_s=100\Omega/\square$ (—). Enfin, l'antenne sinueuse avec un réflecteur (-.-.) atteint un rapport avant-arrière de l'ordre de 20 dB après 2000 MHz.

4.4.5 Bilan de l'étude de l'absorbant

Dans cette section, un absorbant avec une couche réactive et résistive a été développé. L'étude de cet absorbant a montré qu'il atteint des performances en absorption semblables à l'écran de Salisbury lorsqu'il est illuminé par une onde plane. L'intégration de cet absorbant sur l'antenne sinueuse a cependant montré que celui-ci améliorerait significativement les performances d'antenne (notamment le S11 et le gain réalisé) comparativement au réflecteur simple et à l'écran de Salisbury. En effet, les antennes dotées de l'absorbant développées présentent une meilleure adaptation en impédance et une meilleure stabilité du gain à hautes fréquences. Toutes ces solutions permettent par ailleurs de rendre l'antenne plus directive après 900 MHz.

Ainsi, il reste parmi les perspectives d'amélioration celle de le rendre plus efficace à encombrement constant. L'ajout de plusieurs couches ou la présence d'un matériau à pertes pourrait permettre d'atteindre cet objectif. Une autre perspective concerne la direction principale d'émission pour des fréquences basses (entre 500 MHz et 900 MHz). En effet, il reste toujours des courants circulant sur le plan de masse et générant un rayonnement plus élevé à l'arrière de l'antenne à ces fréquences. Une solution consiste à placer une couronne métallique autour de l'antenne, qui augmente significativement le rapport avant-arrière, comme illustré en figure 4.43). Sur cette figure, la couronne est placée autour de l'antenne sinueuse sans entrer en contact. Le placement et les dimensions du réflecteur et de l'absorbant sont identiques à la version sans couronne. Il apparaît que le rapport avant-arrière est augmenté d'au moins 10 dB dans la version utilisant une couronne.

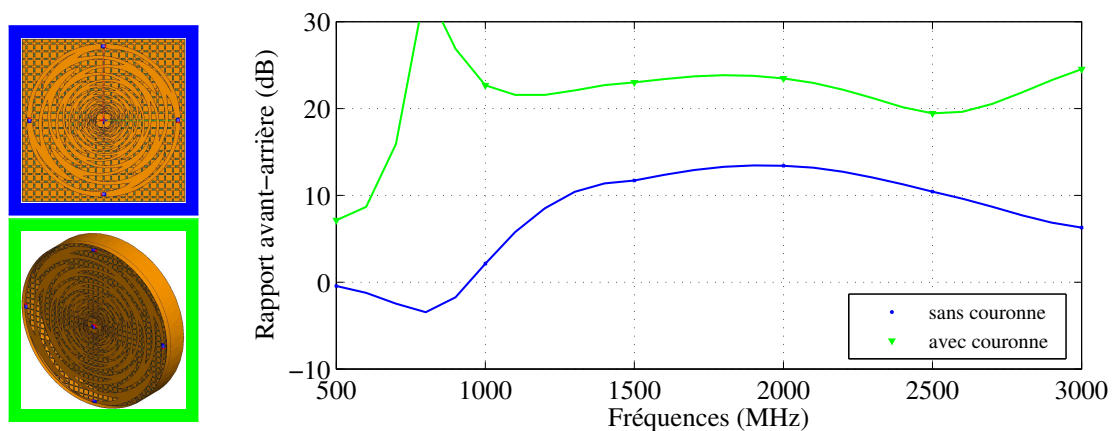


FIGURE 4.43 – Performances de l'antenne sinueuse avec une couronne

4.4.6 Validation par la mesure d'antennes 150mm x 150 mm pour la bande 500-3000 MHz

Dans cette section, il s'agira de valider par la mesure des prototypes d'antennes sinueuses simples et méandrées, avec ou sans réflecteur et absorbant. Les contraintes sur les prototypes sont les suivantes :

- encombrement : 150mm x 150mm x 25mm³
- bande d'adaptation à -6dB : 500 MHz - 3000 MHz
- rayonnement stable sur la totalité de la bande en adaptation
- gain réalisé supérieur à -15 dBi à 500 MHz, supérieur à 2 dBi au-delà de 1000 MHz
- substrat utilisé de type Rogers RO4350B

Dans un premier temps, la conception d'un circuit d'alimentation pour des antennes ultra large-bande à double polarisation sera étudié et intégré sur les antennes sinueuses. Dans un second temps, les performances des différents prototypes seront discutées.

a Conception du circuit d'alimentation

Les observations du chapitre 3 montrent qu'il est judicieux de disposer d'un circuit d'alimentation aussi petit que possible. Pour les dimensions visées, l'espace central (de diamètre environ 10mm) est suffisant pour accueillir un circuit d'accès composé de deux connecteurs mini-SMP, deux baluns et des lignes d'accès aux antennes. Le circuit d'accès proposé est représenté en figure 4.44. Les performances de l'antenne sinueuse simple avec une alimentation idéale et de l'antenne sinueuse simple avec le circuit proposé sont représentées en figure 4.45.

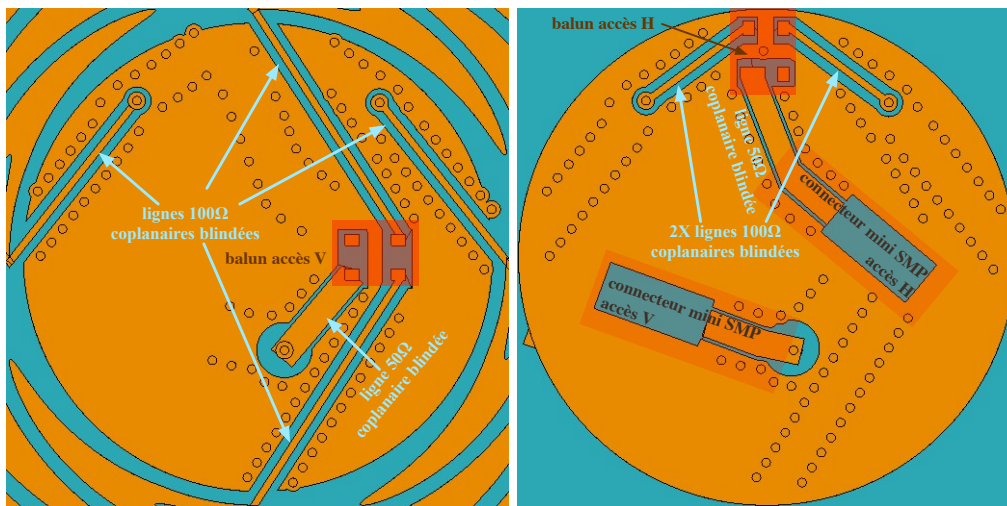


FIGURE 4.44 – Circuit d'accès proposé pour les antennes sinueuses. Bleu : diélectrique (Ro4350B) ; orange : PEC

Le balun retenu est le composant Anaren BD0826J50200AHF dont les performances en impédance ($50\ \Omega$ vers $200\ \Omega$), balance d'amplitude et de phase et réjection de mode commun sont garanties entre 800 et 2600 MHz. Il s'agit du composant dont les performances sont les plus proches des spécifications.

Les deux antennes sont adaptées à -6 dB à partir de 600MHz. Ces résultats ne montrent donc pas de différence majeure liée au circuit d'alimentation. Sur le reste de la bande, les niveaux d'adaptation sont comparables (inférieurs à -10dB).

Le gain réalisé est plus faible pour l'antenne avec circuit sur la totalité de la bande. A 500 MHz, l'écart atteint 6dB ; il est ensuite de 2,2 à 1000 MHz et reste du même ordre au-delà. Ces différences

3. Dans le cas des antennes avec réflecteur et absorbant.

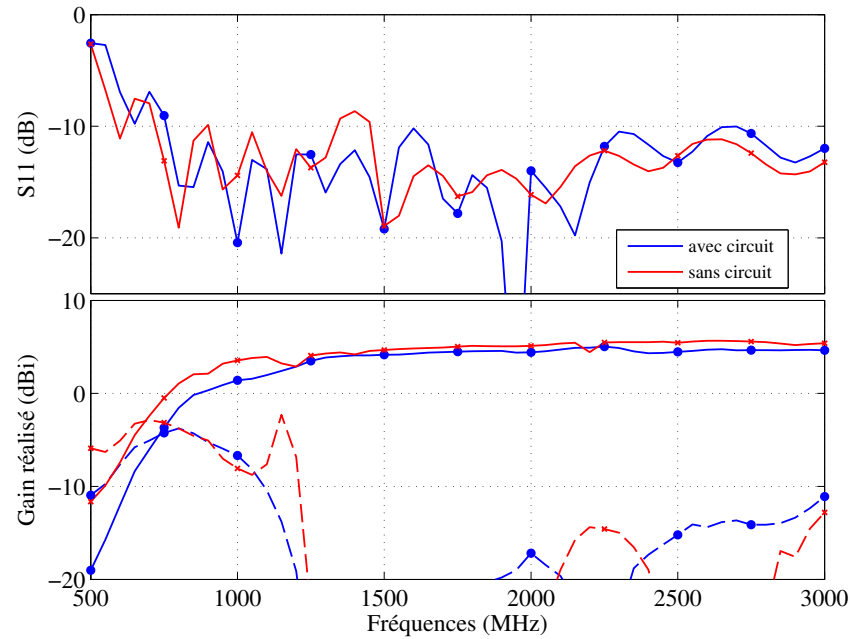


FIGURE 4.45 – Comparaison du S_{11} et du gain réalisé pour l'antenne sinusoïdale avec circuit idéal d'alimentation et le circuit proposé.

s'expliquent en partie par les pertes d'insertion du balun (comprises entre 1,2 et 1,5 dB après 1000 MHz). Ce circuit d'accès semble donc tout à fait convenable en vue de la réalisation des antennes sinusoïdales.

b Mesure du balun

Les caractéristiques en fréquence du balun utilisé ont également été mesurées. Les résultats sont présentés dans la figure 4.46. Ces mesures confirment l'adaptation en impédance de ce dernier à 50Ω à partir de 600 MHz à -6dB. Il est ensuite adapté à partir de 750 MHz à -10dB et le reste jusqu'à 3000 MHz. Ces performances sont par ailleurs légèrement meilleures que celles du fabricant puisque l'adaptation à -10dB y est réalisée jusqu'à 2100 MHz.

Les pertes d'insertion sont de 6dB à 500 MHz, 3dB à 600 MHz et sont de l'ordre de 1dB entre 1000 MHz et 2000 MHz. Après 2500 MHz, les pertes d'insertion augmentent régulièrement pour atteindre 2dB à 3000 MHz. Ces performances sont légèrement en retrait par rapport aux données fabricant mais peuvent être dues au circuit utilisé pour ces mesures.

c Comparaisons simulations / mesures

6 configurations d'antennes (fig. 4.47) ont été réalisées et mesurées : 2 antennes "seules" ($R_t=75\text{mm}$, $\tau=0,86$, $N=20$), sans méandration et avec méandration progressive ($\xi=64$, $r_{pm}=0,1$), puis avec réflecteur et avec absorbant. La configuration de mesure est montrée en figure 4.47g.

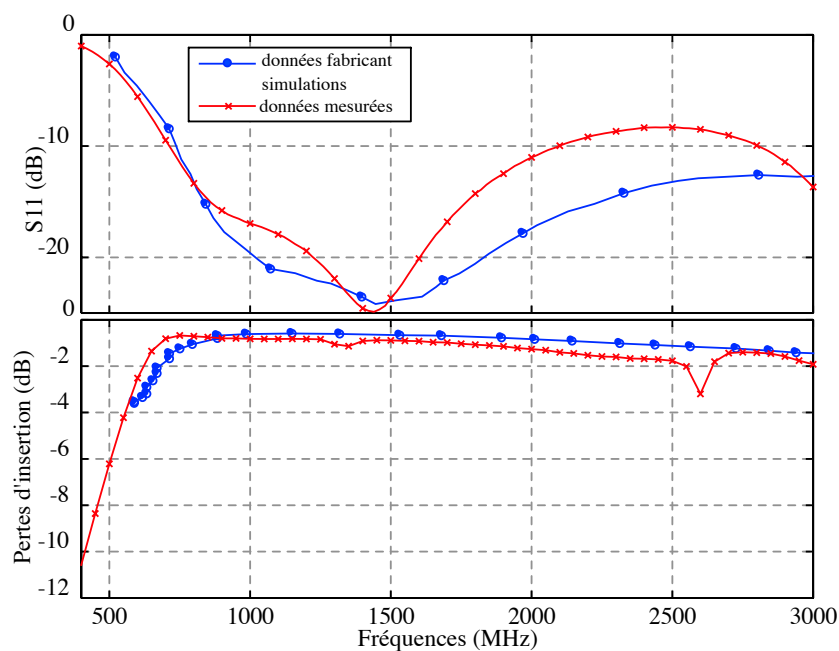


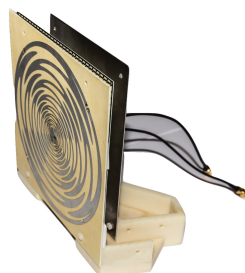
FIGURE 4.46 – Comparaison du S_{11} et des pertes d'insertion du balun entre les données constructeurs et les données mesurées.



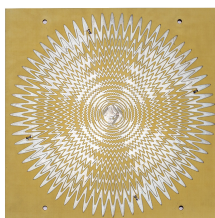
(a) Sinueuse en espace libre



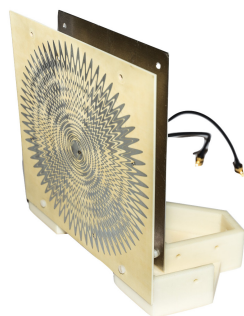
(b) Sinueuse avec réflecteur



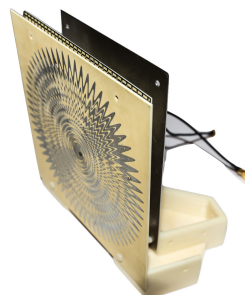
(c) Sinueuse avec l'absorbant



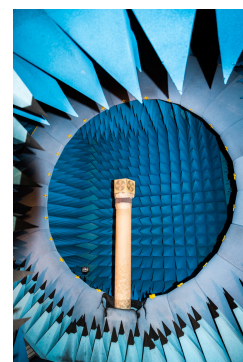
(d) Sinueuse méandree en espace libre



(e) Sinueuse méandree avec réflecteur



(f) Sinueuse méandree avec l'absorbant



(g) Mesure des antennes dans une chambre de mesure en champ proche

FIGURE 4.47 – Prototypes d'antennes réalisés et mesurés

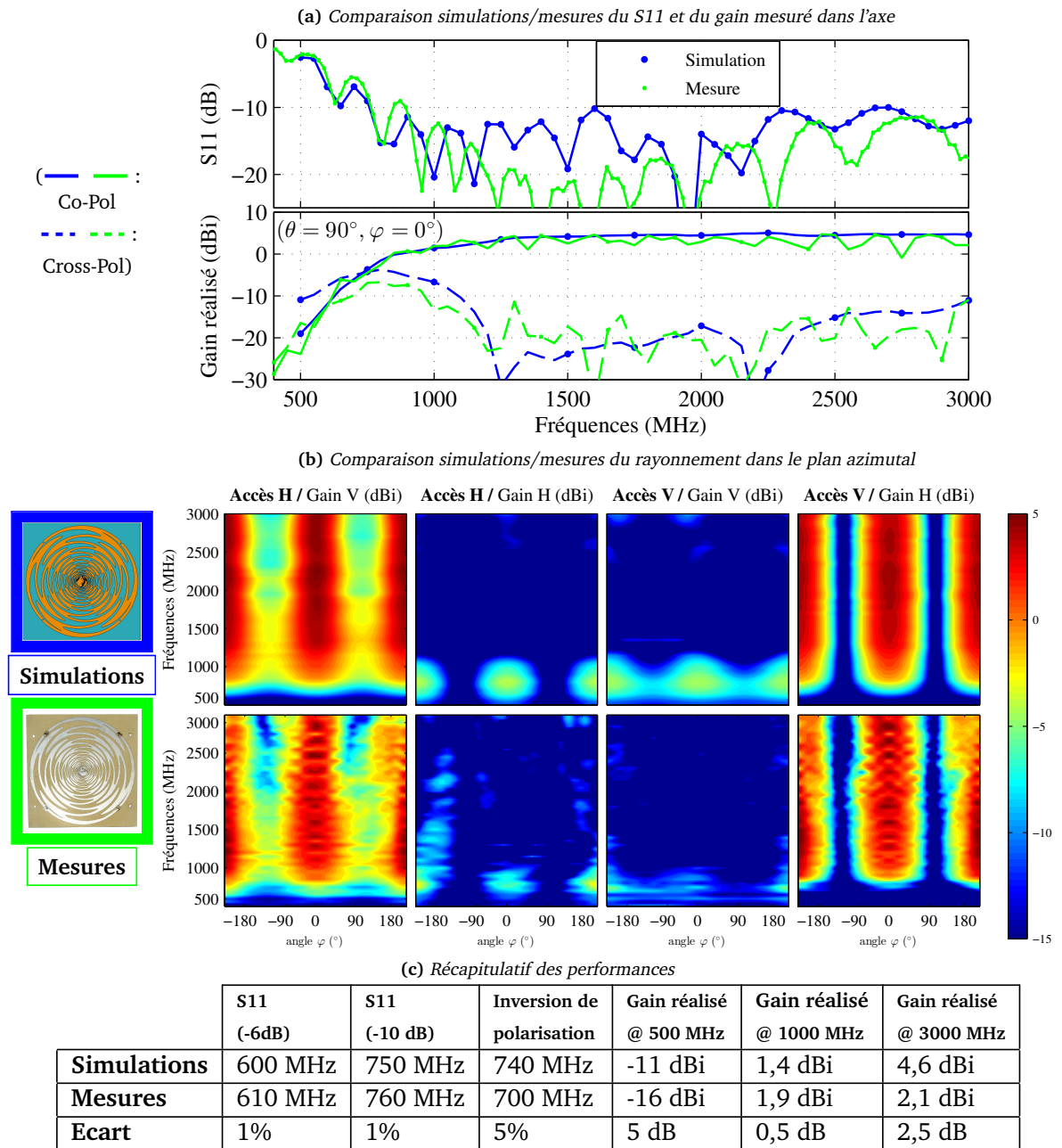


FIGURE 4.48 – Performances de l'antenne sinueuse seule en espace libre

Antenne sinueuse simple en espace libre D'après la figure 4.48 (a et b), l'écart entre la simulation et la mesure du S11 est de moins de 5%. A 500 MHz, l'écart de gain réalisé est de l'ordre de 5dB (peut-être dû à des changements de performances du balun) ; au-delà il s'agit de 1 dB. Après 2000 MHz, ces écarts peuvent atteindre 3dB. Le rayonnement (fig. 4.48b) est conforme aux prévisions. Pour des fréquences inférieures à 1000 MHz, le gain est plus faible en mesures (de l'ordre de 5 dB) et les variations de gain dans l'axe apparaissent après 1500 MHz. Il s'agit d'une très bonne adéquation entre la simulation et la mesure ; l'antenne répondant par ailleurs aux spécifications sauf celle concernant l'inversion de polarisation.

Les autres comparaisons simulation/mesures seront alors consacrées à l'antenne sinueuse méandree dont l'inversion de polarisation ne se situe pas dans la bande de fréquences.

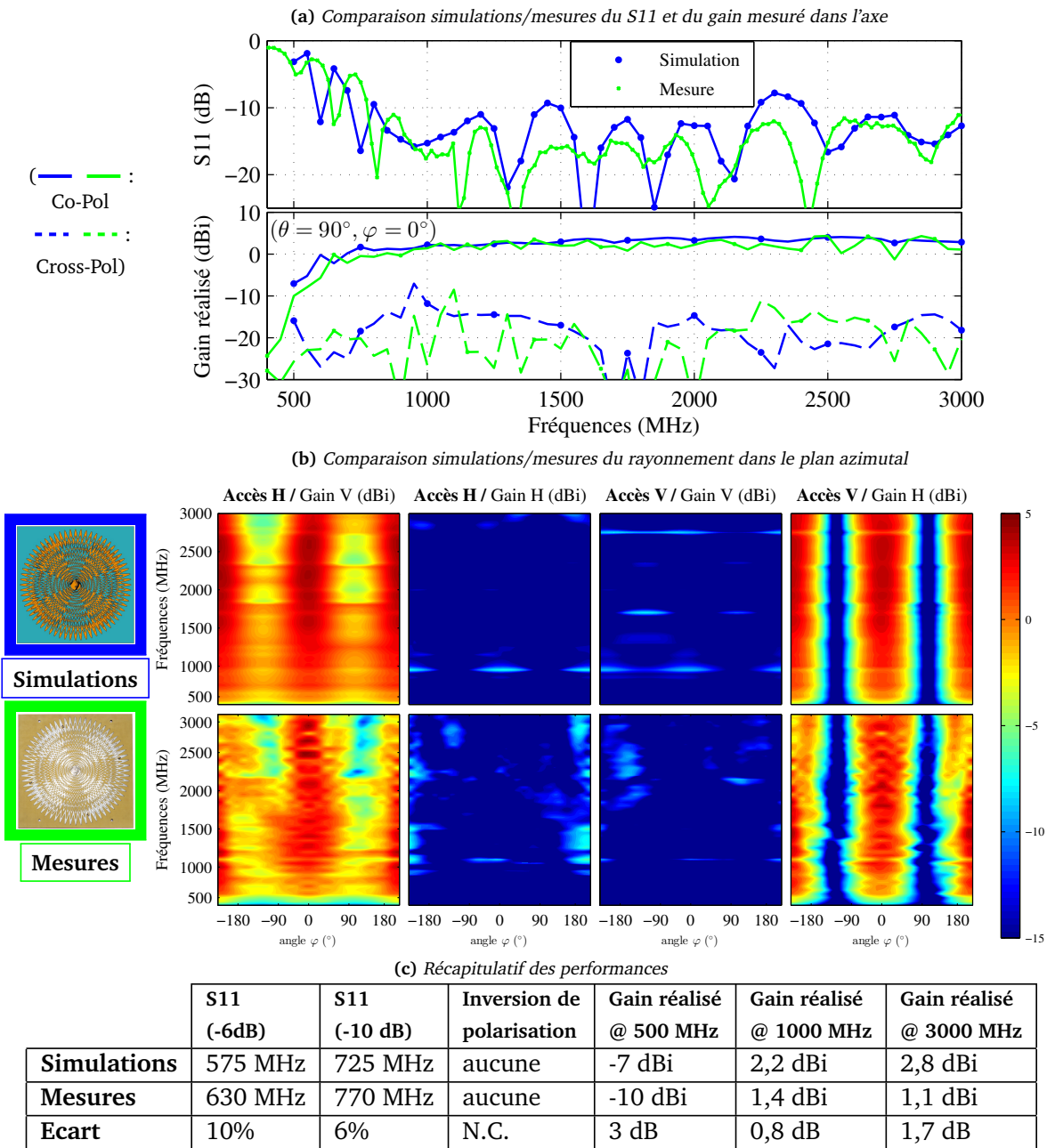


FIGURE 4.49 – Performances de l'antenne sinueuse méandrée seule en espace libre

Antenne sinueuse méandrée sans réflecteur D'après la figure 4.49 (a et b), la simulation et la mesure du S11 donne des résultats proches : l'antenne est adaptée à partir de 630 MHz à -6dB. L'écart de gain réalisé est de l'ordre de 3dB autour de 500 MHz, au-delà de 1000 MHz, cet écart est inférieur à 1dB.

Le rayonnement (fig. 4.49b) est conforme aux prévisions de par la forme des diagrammes ainsi que les niveaux de gain. L'inversion de polarisation ne se produit pas dans la bande de fréquence d'intérêt. Il s'agit d'une bonne adéquation entre la simulation et la mesure et conforte le choix d'utiliser cette antenne dans la suite des travaux.

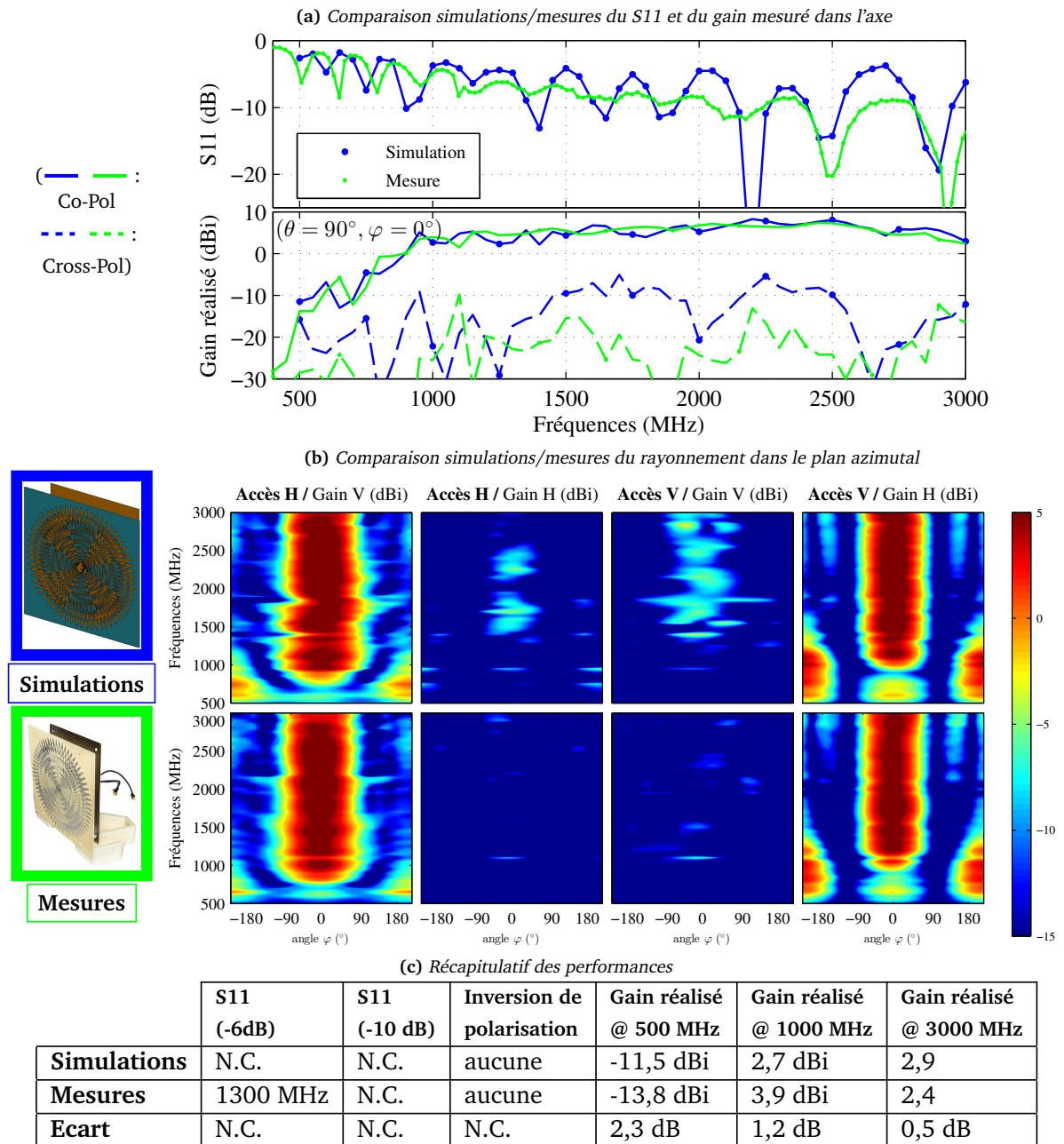


FIGURE 4.50 – Performances de l'antenne sinueuse méandree avec réflecteur

Antenne sinueuse méandree avec réflecteur D'après la figure 4.50 (a et b), la simulation et la mesure du S11 donnent des résultats proches : l'antenne est désadaptée. L'écart de gain réalisé est de l'ordre de 2dB principalement autour de 500 MHz, au-delà de 1000 MHz, il est de l'ordre de 1dB.

Le rayonnement (fig. 4.50b) est parfaitement conforme aux prévisions, en terme de niveau de gain et de forme. L'inversion de polarisation, à l'instar de l'antenne sinueuse méandree en espace libre, ne se produit pas dans la bande d'intérêt. Pour des fréquences inférieures à 1000 MHz, l'antenne rayonne dans la direction opposée tout comme les antennes non méandrées. Il s'agit cependant, là encore, d'une très bonne adéquation entre la simulation et la mesure. L'antenne ne répond cependant pas aux spécifications, principalement à cause de la désadaptation.

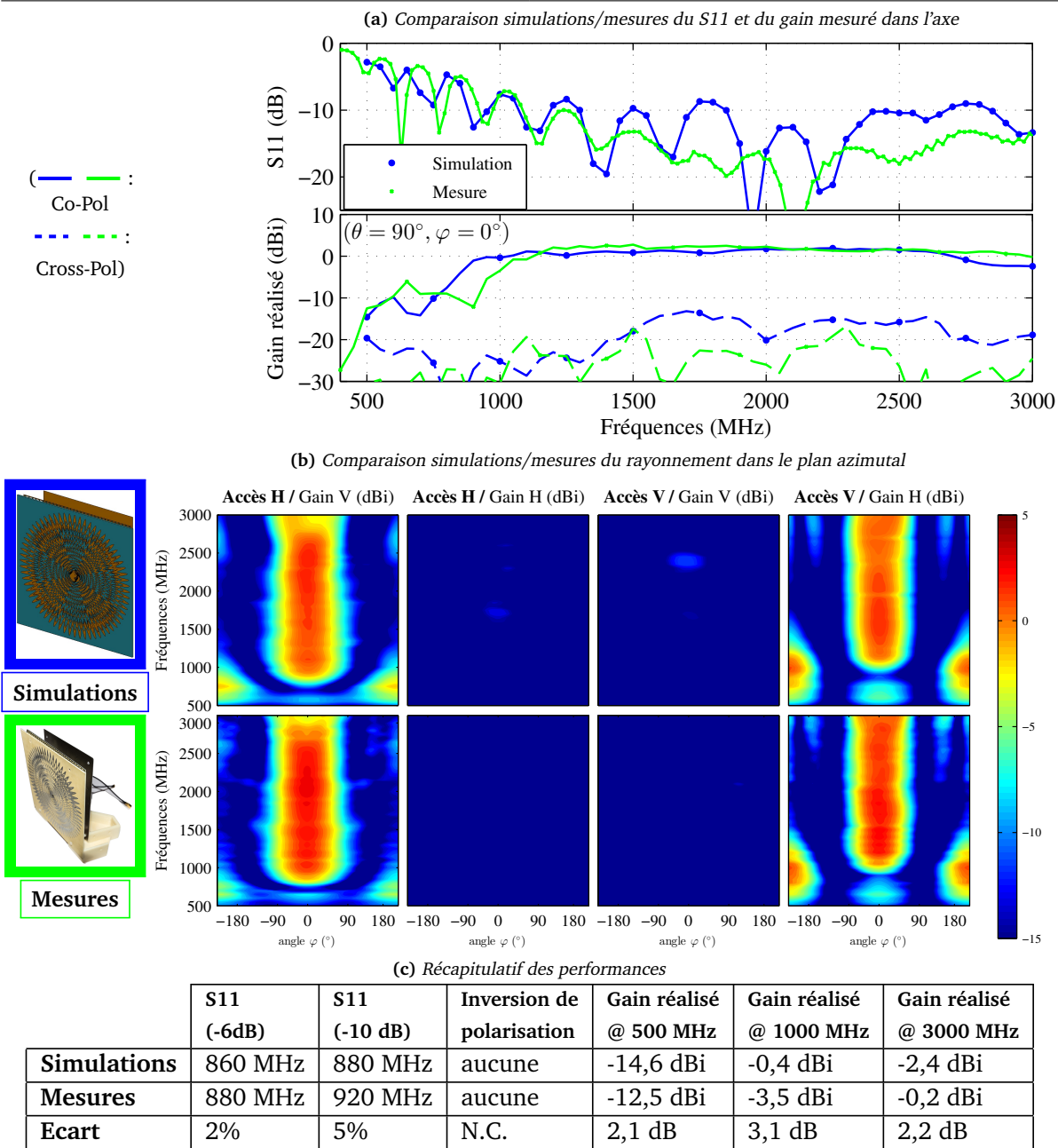


FIGURE 4.51 – Performances de l'antenne sinueuse méandrée avec absorbant

Antenne sinueuse méandrée avec absorbant D'après la figure 4.51 (a et b), la simulation et la mesure du S11 donnent des résultats proches : l'antenne est adaptée à partir de 630 MHz à -6dB. L'écart de gain réalisé est de l'ordre de 2dB autour de 500 MHz, au-delà de 1000 MHz, cet écart est inférieur à 1dB.

Le rayonnement (fig. 4.51b) est parfaitement conforme aux prévisions, tant en terme de forme que de phénomènes. L'inversion de polarisation se produit conformément aux attentes. Il est à noter qu'en-dessous de 1000 MHz, l'antenne rayonne dans la direction opposée à l'instar de la version avec réflecteur. Il s'agit, là encore, d'une très bonne adéquation entre la simulation et la mesure. L'antenne est proche des spécifications en terme d'adaptation. Le gain réalisé est cependant assez faible (de l'ordre de -1 dBi après 1000 MHz).

d Analyse comparée des résultats

Dans cette section, les résultats issus des mesures sont analysés de manière comparative entre les versions en espace libre, avec réflecteur et absorbant pour l'antenne sinueuse méandree (fig. 4.52) puisqu'il s'agit de l'antenne présentant les meilleures performances.

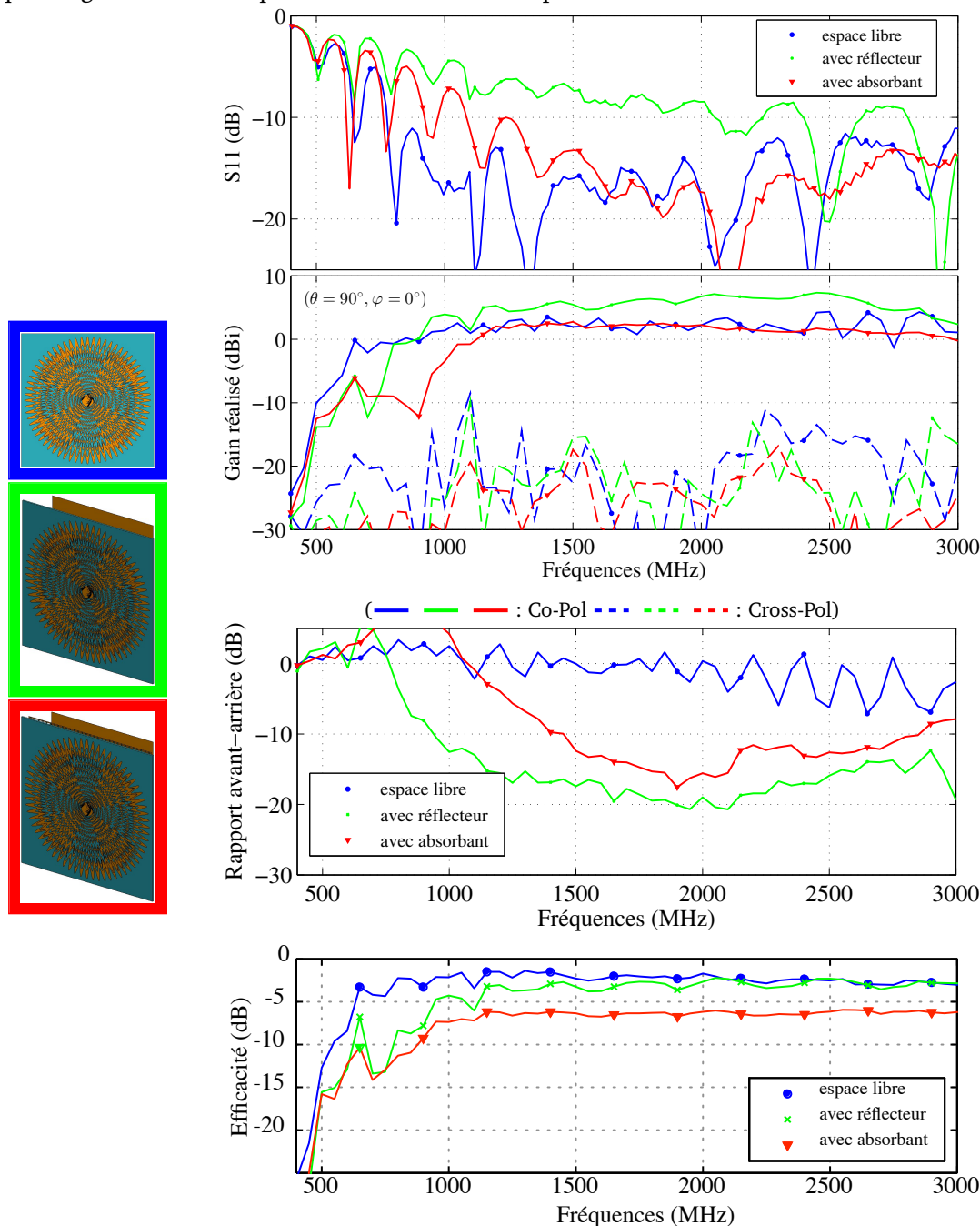


FIGURE 4.52 – Comparaison des mesures en S11, gain réalisé et rapport avant-arrière des différentes antennes sinueuses méandrees

La figure 4.52 montre que l'adaptation d'impédance est légèrement moins bonne pour la version avec absorbant que pour celle en espace libre dans la zone 750-1000 MHz ce qui amène une dégradation du gain réalisé à ces fréquences.

Le gain réalisé est du même ordre pour les trois antennes à 500 MHz (proche de -25 dBi). Jusqu'à 750 MHz, l'antenne méandree en espace libre présente le gain réalisé le plus fort (jusqu'à 0 dBi).

Après 750 MHz, le gain réalisé est le plus fort pour l'antenne avec réflecteur (de l'ordre de 3dBi), et ce malgré la désadaptation. Pour les antennes en espace libre et avec absorbant, le gain réalisé est du même ordre.

Il apparaît par ailleurs une dégradation du rapport avant/arrière pour l'antenne sinueuse méandree avec absorbant entre 750 MHz et 1000 MHz par rapport à la version avec réflecteur. Il est, au-delà de 1500 MHz, supérieur à 10dB pour les antennes méandrées avec réflecteur et absorbant. Les deux solutions permettent donc d'obtenir de la directivité au-delà de 750 MHz (réflecteur) et 1000 MHz (absorbant).

Enfin, l'efficacité de toutes les antennes est de l'ordre de -15 dB à 500 MHz. Elle est la plus forte pour l'antenne en espace libre et atteint -3 dB à 3000 MHz. L'antenne sinueuse avec réflecteur a une efficacité inférieure de 3 dB à celle de l'antenne en espace libre jusqu'à 1500 MHz. Son efficacité est comparable à celle de l'antenne en espace libre au-delà. L'efficacité de l'antenne avec absorbant est comprise sur la bande 1000-3000 MHz entre -10 dB et -7 dB. Les pertes d'insertion du balun sont responsables pour environ 1 dB dans ces valeurs d'efficacité.

En conclusion, sur cette antenne, l'intérêt principal de l'absorbant se situe au niveau de l'adaptation en impédance. Il permet une adaptation proche de celle en espace libre. La diminution du gain (et donc d'efficacité) est cependant conséquente avec environ 4dB par rapport à la version en espace libre. Enfin, le rapport avant-arrière n'est pas discriminant dans le choix d'une solution avec absorbant ou réflecteur puisque comparable dans les deux cas. Cette conclusion amène à réfléchir sur des futures évolutions de la solution absorbante, qui pourraient notamment viser à optimiser le compromis entre adaptation d'impédance et perte d'efficacité.

Conclusion

Dans cette section, une piste visant à concevoir une antenne directive et de faible épaisseur, par ailleurs conforme aux spécifications précédentes (ULB, compacte et à double polarisation) a été explorée.

Après un rappel des solutions existantes, les recherches se sont orientées vers le développement d'un absorbant basé sur une surface réactive absorbante. Cet absorbant consiste en un maillage de cellules unitaires (une croix métallique chargée résistivement à son extrémité) placé devant un réflecteur métallique. Ses caractéristiques en absorption sont, à dimensions égales, proches de l'écran de Salisbury mais les caractéristiques antennaires sont cependant meilleures lors de l'intégration sur l'antenne sinueuse. Finalement, le développement de cet absorbant permet une alternative en répétabilité, poids, largeur de bande et coût aux solutions utilisant des absorbants de type magnétique.

Le prototypage d'antennes sinueuses, méandrées et non méandrées, en espace libre, avec réflecteur ou avec absorbant a permis de mettre en lumière des résultats intéressants. En premier lieu, les mesures affichent une très bonne adéquation avec les simulations. Ce prototypage a par ailleurs permis de valider un circuit d'alimentation électriquement petit, à double polarisation et fonctionnel sur la bande 800 MHz - 3000 MHz. Il serait par ailleurs intéressant de valider ses performances pour des fréquences inférieures à 800 MHz avec un balun adapté. Finalement, ces mesures mettent en lumière les forces et faiblesses de la solution développée : la solution avec absorbant permet une meilleure adaptation en impédance que lorsqu'un réflecteur seul est utilisé. L'antenne ainsi obtenue affiche un rapport avant-arrière de l'ordre de plus de 10 dB. Par ailleurs, pour des fréquences inférieures à 1000 MHz, l'antenne rayonne dans la direction opposée à celle souhaitée pour les cas avec absorbant et réflecteur. Cet inconvénient peut cependant être résolu ou atténué avec l'utilisation d'une couronne métallique autour de l'antenne (voir paragraphe 4.4.5). Enfin, la perte de gain est considérable et justifie l'exploration d'un compromis entre adaptation en impédance et efficacité d'antenne.

Par exemple, il pourrait être judicieux d'évaluer la nécessité de l'absorbant en fonction de la

fréquence. Une hypothèse peut par exemple être formulée par l'observation du S_{11} : l'absorbant est nécessaire à basse fréquence plutôt qu'à haute fréquence ; à haute fréquence une solution plutôt réfléchissante est préférable. Si cette hypothèse s'avère vraie, une solution absorbant/réfléchissante non uniforme pourrait être envisagée afin d'améliorer le compromis adaptation/efficacité. Il peut également être envisagé d'introduire un matériau à perte au sein de l'absorbant, d'en changer le motif, le nombre de couches, les zones absorbantes/réfléchissantes etc.

Une dernière étape est à ce stade nécessaire : la validation de l'utilité du concept proposé dans le cadre de la conception de réseaux de radiogoniométrie. Cette étape fait l'objet des discussions de la section suivante.

4.5 Réalisation et mesures de réseaux pour la bande 500-3000 MHz

Dans cette section, des réseaux pentagonaux utilisant les principaux concepts et antennes développés à la section précédente sont mesurés. Il s'agit ici d'en évaluer les performances antennaires (S_{11} et rayonnement) ainsi que les performances de radiogoniométrie.

4.5.1 Performances radioélectriques des réseaux d'antennes sinueuses méandrées

Dans la suite de cette étude, seuls les réseaux utilisant des antennes sinueuses méandrées seront étudiés. L'analyse de la section précédente a en effet permis de mettre en lumière ses avantages par rapport à l'antenne non méandrée, notamment le fait qu'elle ne présente pas d'inversion de polarisation dans la bande d'analyse. La figure 4.53 présente les mesures de S_{11} , gain réalisé dans l'axe et rapport avant-arrière des trois réseaux utilisant des antennes sinueuses méandrées.

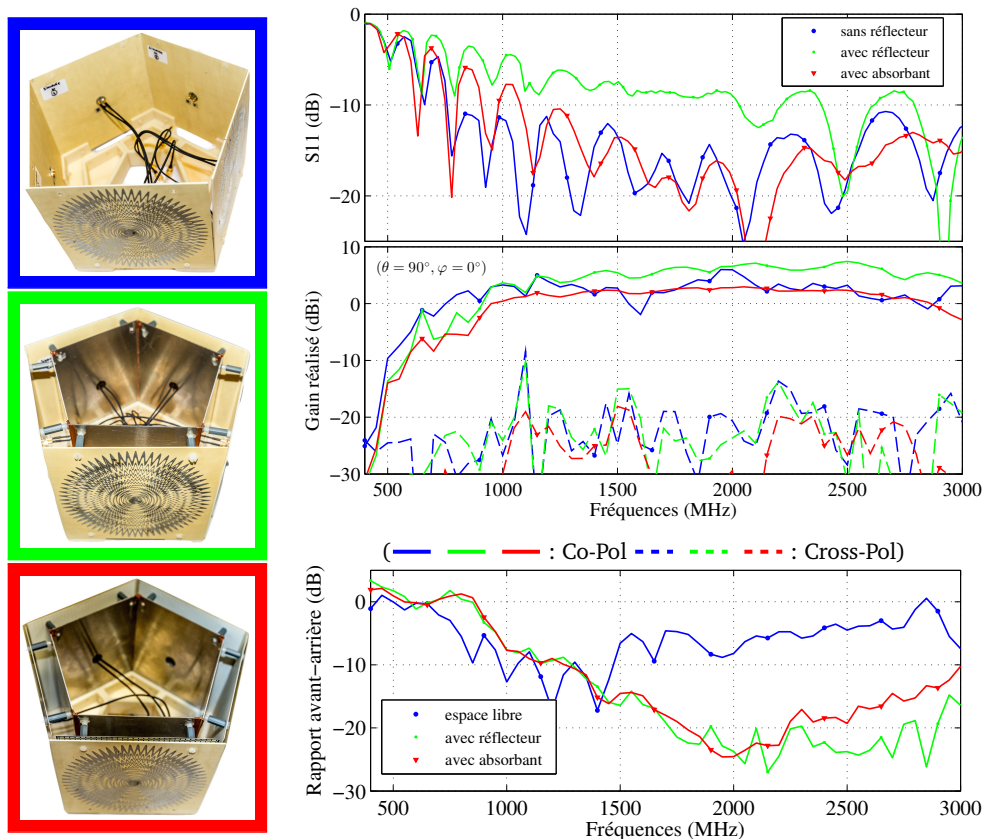


FIGURE 4.53 – Comparaison des mesures des différentes antennes sinueuses méandrées en réseau

Les performances des antennes en réseau restent proches des performances en espace libre pour les versions avec réflecteur et absorbant. Leur adaptation et le gain réalisé sont en effet identiques. Des différences apparaissent cependant sur le rapport avant-arrière. Pour rappel, les antennes méandrées avec réflecteur et absorbant rayonnent vers l'arrière entre respectivement 500 MHz et 750 MHz et 500 MHz et 1100 MHz. Lors de leur intégration en réseau, le rapport avant-arrière est alors identique pour les deux antennes et la directivité augmente après 750 MHz. Leurs diagrammes de rayonnement mesurés (fig. 4.55 et 4.56) sont proches de ceux des antennes seules.

Le comportement des antennes méandrées en réseau sans réflecteur présente quelques anomalies liées à la mise en réseau : il s'agit de variations de niveaux de gain dans l'axe, de rapport avant-arrière (liées aux couplages au sein du réseau) et de variations des diagrammes (fig. 4.54).

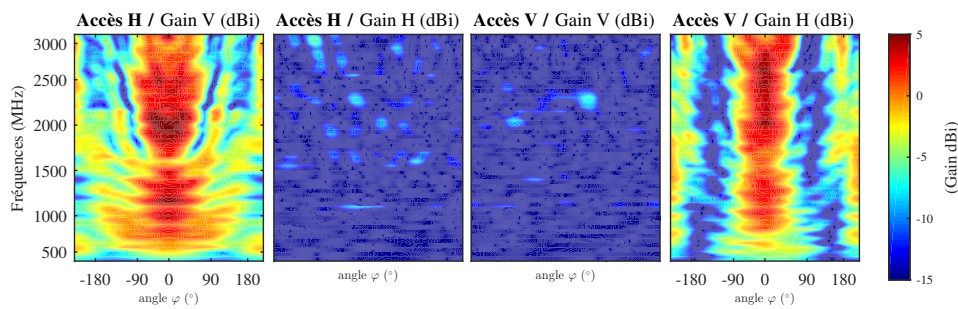


FIGURE 4.54 – Rayonnement mesuré de l'antenne sinueuse méandrée en réseau

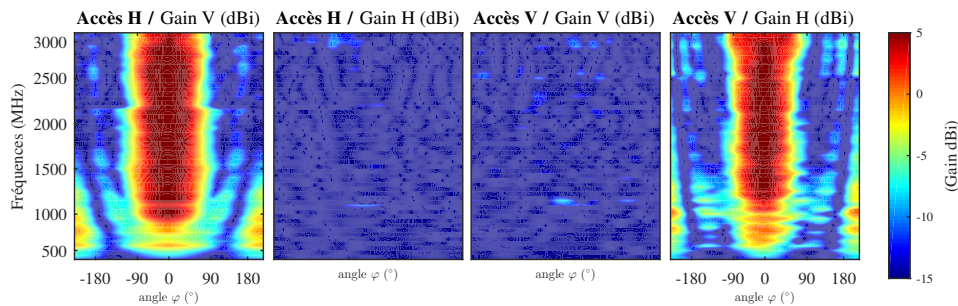


FIGURE 4.55 – Rayonnement mesuré de l'antenne sinueuse méandrée avec réflecteur en réseau

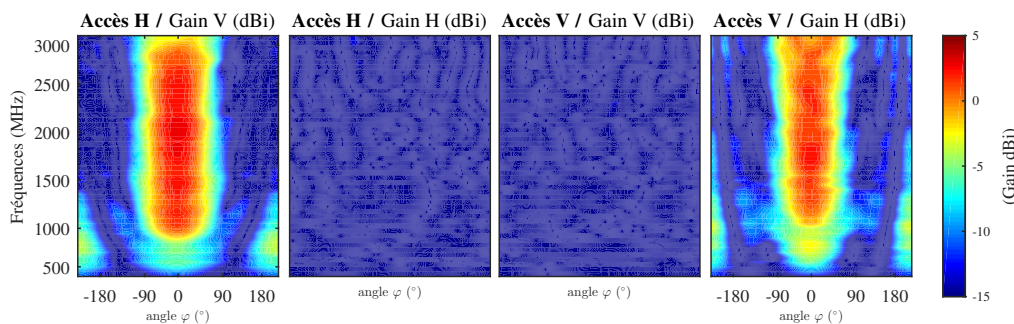


FIGURE 4.56 – Rayonnement mesuré de l'antenne sinueuse méandrée avec absorbant en réseau

Ces mesures permettent de confirmer l'intérêt de solutions avec réflecteur et absorbant dans le contexte de la mise en réseau : les diagrammes restent inchangés, à l'inverse de l'antenne sinueuse méandrée en espace libre, et l'adaptation d'impédance est conservée dans le cas de l'antenne sinueuse avec absorbant. La prochaine section est dédiée à l'analyse des performances de goniométrie des réseaux.

4.5.2 Performances de radiogoniométrie des réseaux d'antennes sinueuses méandrées

La figure 4.57 présente la comparaison des performances de radiogoniométrie basée sur les simulations et les mesures des réseaux. Le tableau 4.3 récapitule les différents résultats.

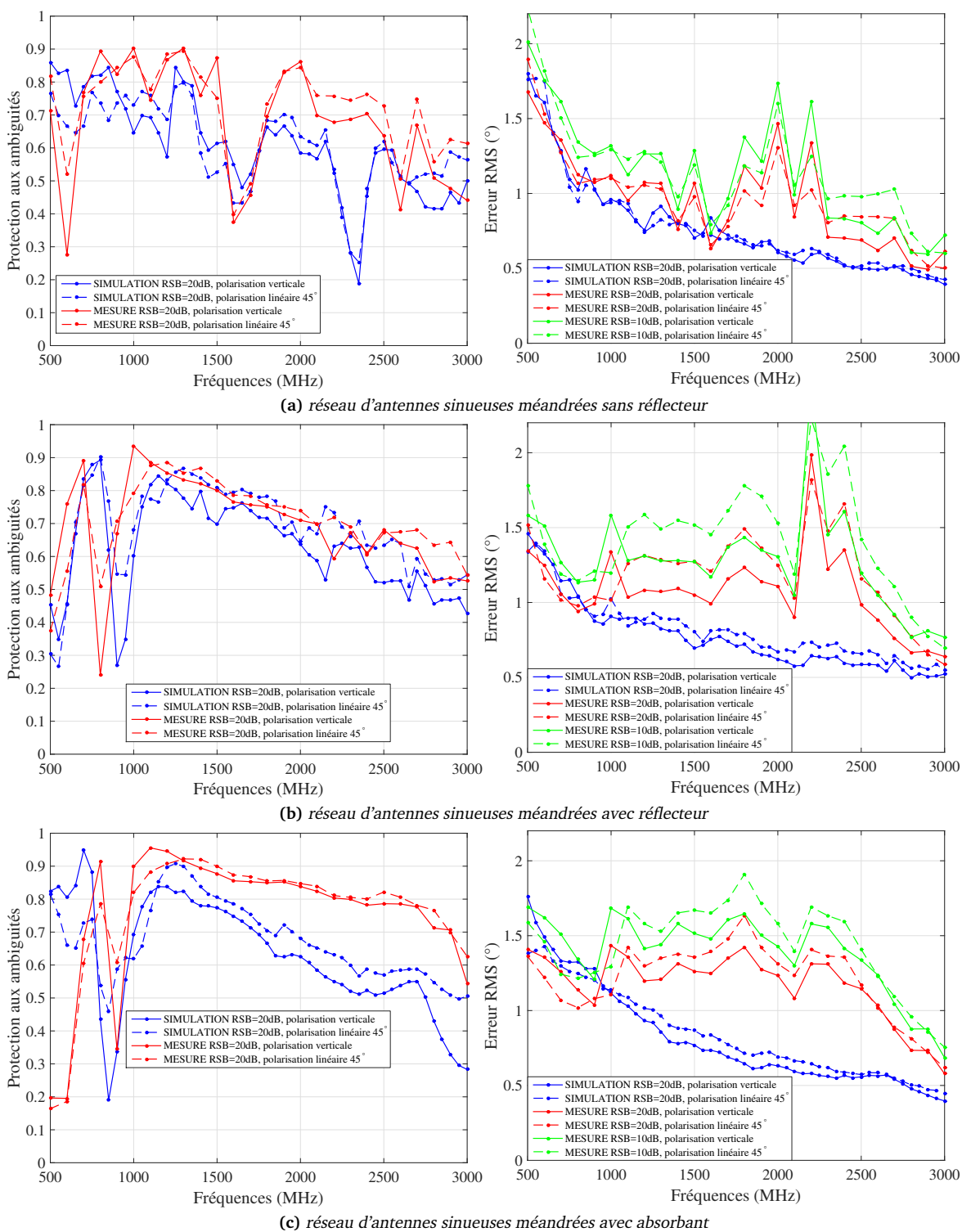


FIGURE 4.57 – Performances de radiogoniométrie des réseaux d'antennes sinueuses méandrées

Le réseau d'antennes sinueuses méandrées sans réflecteur affiche une protection aux ambiguïtés simulée comprise entre 0,2 et 0,9 sur l'ensemble de la bande 500 MHz - 3000 MHz. Les données des mesures sont assez proches des simulations sur l'ensemble de la bande. L'erreur RMS est également proche à l'exception de la bande 1700 MHz - 2500 MHz. Sur ce réseau, ces inadéquations sont à relier aux diagrammes qui varient du fait de l'absence du réflecteur. Sur la configuration de mesure en particulier, des câbles sont utilisés alors qu'ils ne sont pas pris en compte dans les simulations.

Pour les réseaux avec réflecteur et absorbant, la protection aux ambiguïtés est comprise entre 0,3 et 0,9 au-delà de 1000 MHz. Pour les fréquences inférieures, elle peut chuter jusqu'à 0,2 pour la version avec absorbant. Il y a par ailleurs une bonne adéquation entre les simulations et les mesures au-delà de 1000 MHz.

L'erreur RMS suit la courbe issue des simulations à l'exception de la version avec réflecteur pour laquelle une augmentation de l'erreur apparaît entre 1000 et 2500 MHz. Cette augmentation est particulièrement marquée vers 2200 MHz où elle atteint 2,5° lorsque le RSB est de 10dB. Pour la version avec absorbant, une augmentation de l'erreur par rapport aux simulations est également visible entre 1000 MHz et 2500 MHz mais cette dernière reste inférieure à 2°.

Ces performances mettent en lumière un problème majeur qui apparaît pour les réseaux qui comportent un réflecteur ou l'absorbant : pour des fréquences inférieures à 1000 MHz, les antennes rayonnent vers l'arrière. Ce comportement est préjudiciable à la protection aux ambiguïtés, qui n'est pas prédite correctement à ces fréquences.

Cette étude a mis en lumière l'intérêt de la solution avec absorbant qui permet d'obtenir des performances de radiogoniométrie proches de la solution avec réflecteur, mais qui permet de conserver l'adaptation en impédance des antennes. Pour ces deux versions, il convient de régler le problème de la direction d'émission pour les fréquences inférieures à 1000 MHz, notamment au moyen de la couronne (présentée en section 4.4.4, fig.4.43).

	Protection aux ambiguïtés		Erreur RMS	
<i>réseau sans réflecteur</i>	<i>polarisation verticale</i>	<i>polarisation linéaire 45°</i>	<i>polarisation verticale</i>	<i>polarisation linéaire 45°</i>
Simulation	0,2-0,9	0,25-0,8	0,4-1,8° (RSB=20 dB)	0,4-1,8° (RSB=20 dB)
Mesure	0,3-0,9	0,5-0,9	0,5-1,8° (RSB=20 dB) 0,6-2° (RSB=10 dB)	0,5-1,8° (RSB=20 dB) 0,7-2,2° (RSB=10 dB)
<i>réseau avec réflecteur</i>				
Simulation	0,3-0,9	0,3-0,9	0,5-1,5° (RSB=20 dB)	0,6-1,5° (RSB=20 dB)
Mesure	0,25-0,9	0,4-0,9	0,6-2° (RSB=20 dB) 0,6-2,5° (RSB=10 dB)	0,6-2° (RSB=20 dB) 0,6-2,5° (RSB=10 dB)
<i>réseau avec absorbant</i>				
Simulation	0,2-0,95	0,3-0,9	0,4-1,7° (RSB=20 dB)	0,5-1,5° (RSB=20 dB)
Mesure	0,2-0,95	0,2-0,9	0,6-1,5° (RSB=20 dB) 0,7-1,7° (RSB=10 dB)	0,6-1,7° (RSB=20 dB) 0,7-1,9° (RSB=10 dB)

TABLE 4.3 – Récapitulatif des performances de radiogoniométrie des réseaux mesurés

4.6 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, l'élément rayonnant développé au troisième chapitre a été intégré dans des réseaux de radiogoniométrie. Leurs performances et leurs limites ont été étudiées.

Dans un premier temps, le rappel de la problématique a permis d'identifier les stratégies adéquates de conception de réseaux. Celles-ci sont différentes selon que le réseau est électriquement petit, ou électriquement grand. Dans le premier cas, il s'agit de créer de la diversité d'amplitude, manquante du fait des petites dimensions ; dans le second, il s'agit d'exploiter judicieusement la diversité d'amplitude et de phase des antennes.

Deux topologies de réseau de dimensions 400x400x400mm issues des stratégies de conception ont alors été étudiées : le cube et le pentagone. Le premier présente des performances acceptables sur la bande 20-450 MHz mais sa topologie le rend inadapté avec l'antenne choisie (sinueuse) pour les plus hautes fréquences. Le second réseau présente des performances théoriques acceptables sur la totalité de la bande mais celles-ci sont proches de la limite acceptable vers 3000 MHz. Ces constats justifient le choix qui a mené à la conception d'une solution différente (un réseau pentagonal de dimensions plus faibles, avec un diamètre de 260mm, pour la bande 500-3000 MHz). Celle-ci, moins encombrante, présente de meilleures performances sur la bande 500-3000 MHz. Les performances de ce dernier ont été étudiées de manière théorique avec des diagrammes idéaux et avec l'antenne sinueuse. Ce réseau présente de bonnes performances sur l'ensemble de la bande si un réflecteur métallique central placé derrière les antennes est présent. Ce dernier dégrade cependant fortement l'adaptation en impédance de l'antenne sinueuse.

Pour résoudre ce problème, un absorbant faible épaisseur, ultra large-bande a été développé afin de pouvoir profiter des avantages liés à l'utilisation d'un réflecteur (directivité améliorée, moins de couplages au sein du réseau) sans ses inconvénients (désadaptation en impédance). L'absorbant proposé consiste en un arrangement périodique de croix métalliques portées sur un plan réflecteur et connectées entre elles par des charges résistives. Son intégration sur l'antenne sinueuse montre une nette amélioration de l'adaptation en impédance par rapport à l'antenne avec réflecteur ; celle-ci tend asymptotiquement vers celle de l'antenne sinueuse en espace libre. La directivité est du même ordre que si un réflecteur seul était utilisé mais le gain réalisé est dégradé d'environ 4-5 dBi.

Un prototypage final est réalisé sur des antennes sinueuses méandrées ou non, de dimensions 150x150mm. L'absorbant est réalisé grâce à l'utilisation d'encre résistive. Les résultats de mesures sont cohérents avec ceux des simulations et valident l'intérêt de cette solution.

Enfin, les prototypes sont intégrés sur la topologie de réseau étudiée (pentagone de dimensions 150x150mm) et les résultats de mesure de rayonnement ont permis d'évaluer les performances de radiogoniométrie. Ces performances sont très encourageantes pour les réseaux d'antennes sinueuses méandrées avec absorbant et avec réflecteur, avec des précisions de l'ordre de 2° et moins sur l'ensemble de la bande et une protection aux ambiguïtés supérieure à 0,2.

Certains inconvénients ont été mis en lumière au travers du développement de l'absorbant, son intégration sur les antennes sinueuses et son prototypage.

Le premier concerne la direction principale d'émission et la directivité pour des fréquences inférieures à 750 MHz. En effet, les antennes avec réflecteur et absorbant rayonnent malgré tout vers l'arrière jusqu'à 750 MHz avec un rapport avant-arrière inférieur à 3dB. Ce phénomène a des conséquences négatives sur les performances de goniométrie du réseau. Une piste d'amélioration consiste à placer une couronne autour de l'antenne.

Le second concerne le gain réalisé après 1000 MHz. Celui-ci est inférieur d'environ 5 dB pour l'an-

tenne avec absorbant par rapport à celle avec réflecteur. Pourtant, à ces fréquences, l'absorbant a une utilité moindre puisque l'adaptation en impédance de l'antenne est convenable malgré la présence du réflecteur. Une optimisation de l'absorbant peut alors être envisagée afin de proposer un profil d'absorption/réflexion en adéquation avec les bandes de fréquences (par exemple, meilleure absorption pour les basses fréquences, meilleure réflexion pour les hautes fréquences).

Références

- [Bel08] A. BELLION. « Etude de nouveaux concepts de systèmes antennaires de radiogoniométrie en polarisation « H » et « V » dans les bandes « VHF » et « UHF » ». Thèse de doct. Université de Limoges, oct. 2008 (cité pp. vii, 3–5, 16, 17, 106).
- [Djo13] C. DJOMA. « Contribution à la conception de réflecteurs adaptées aux antennes large bande de faible épaisseur ». Theses. Télécom ParisTech, déc. 2013 (cité p. 124).
- [Gre11] M. GRELIER. « Miniaturisation des antennes large bande a l'aide de matériaux artificiels ». Thèse de doct. Telecom ParisTech, 2011 (cité pp. 28, 124, 125).
- [Lor+15] N. LORHO *et al.* « Miniaturization of an UWB Dual-Polarized Antenna ». In : *2015 IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)*. 2015 (cité pp. 64, 71, 101, 149).
- [Lor+16] N. LORHO *et al.* « Bandwidth enhancement of UWB dual-polarized antennas ». In : *Progress In Electromagnetics Research C* 68 (2016), p. 57–73 (cité pp. 101, 149).
- [Mun05] B. A. MUNK. *Frequency Selective Surfaces*. John Wiley & Sons, Inc., 2005 (cité pp. 122, 126).
- [Pri16] A. PRIOU. « Matériaux absorbants radar ». In : *Techniques de l'ingénieur Systèmes radars E1166* (2016) (cité pp. 125, 126).
- [Rah+12] N. RAHMAN *et al.* « Characterization, Design and Optimization of Low-Profile Cavities for UWB Spiral Antennas ». In : *International Journal of Electromagnetics and Applications* 2.3 (2012), p. 16–23 (cité p. 125).
- [Ran+13] Y. RANGA *et al.* « A constant gain ultra-wideband antenna with a multi-layer frequency selective surface ». In : *Progress In Electromagnetics Research Letters* 39 (2013), p. 119–125 (cité p. 123).
- [Sch06] L. SCHREIDER. « Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur - Application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100 MHz-1 GHz ». Thèse de doct. Telecom ParisTech, 2006 (cité p. 124).
- [Sie+99] D. SIEVENPIPER *et al.* « High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band ». In : *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 47.11 (1999), p. 2059–2074 (cité p. 124).

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce manuscrit a été consacré à la conception d'antennes et de réseaux de radiogoniométrie ultra large-bande, électriquement petits et à diversité de polarisation pour les bandes **VHF** et **UHF**.

Dans le premier chapitre, le contexte de la radiogoniométrie a été exposé et a permis de motiver ce travail de thèse par rapport aux nouvelles problématiques : la gestion de la totalité des bandes **VHF** et **UHF** avec des réseaux électriquement petits et sensibles à deux polarisation orthogonales. Ce chapitre a notamment permis de comprendre les spécificités des antennes utilisables en radiogoniométrie (notamment leurs diagrammes de rayonnement) et le lien qui existe entre une topologie de réseau, l'élément rayonnant et la méthode de traitement de goniométrie.

Le second chapitre décrit les techniques issues de l'état de l'art permettant de concevoir des antennes soit ultra large-bande, soit électriquement petites, soit à diversité de polarisation puis, ultra large bande et électriquement petites. Les conclusions de ce chapitre ont amené à choisir une antenne dite initiale qui possède les caractéristiques suivantes : ultra large-bande passante en impédance et en rayonnement, relative compacité, mise en œuvre de la double-polarisation et utilisabilité en radiogoniométrie. Notre choix s'est alors orienté vers l'antenne sinueuse.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude et à la miniaturisation de l'antenne sinueuse. Une étude conjointe de trois antennes ultra large-bande de l'état de l'art (antenne papillon, antenne dentelée log-périodique et antenne sinueuse) y est effectuée. Celle-ci a permis de comprendre leur comportement et leurs limitations en largeur de bande en impédance et en rayonnement. Cette étude originale a fait l'objet d'une publication dans une revue internationale [Lor+16]. Différentes techniques de miniaturisation ont alors été appliquées sur les trois antennes. L'une d'entre elle a permis de miniaturiser l'antenne sinueuse avec un facteur 2 et a fait l'objet d'une publication dans une conférence [Lor+15]. La combinaison de deux autres techniques de miniaturisation a abouti à l'antenne sinueuse méandree compressée qui est des contributions majeures de ce travail. Différents prototypes confirment par ailleurs l'intérêt de cette antenne pour une application ultra large-bande.

Le quatrième chapitre porte sur la conception de réseaux de radiogoniométrie compacts et ultra large-bande sur les bandes **VHF** et **UHF**. Différentes stratégies de conception sont exposées dans un premier temps. Celles-ci permettent d'entrevoir la difficulté inhérente à la conception d'un réseau dont la largeur de bande excède 2 décades. Un choix est alors effectué sur la base de cette observation : ce dernier oriente la conception vers celle d'un réseau de dimensions réduites opérationnel entre 500 MHz et 3000 MHz. Ses performances sont encourageantes sur la totalité de la bande de fréquences, mais conditionnées à la présence d'un réflecteur central qui rend les antennes directives. Ce dernier perturbe cependant l'adaptation en impédance des antennes. Un absorbant de faible épaisseur est alors développé afin d'atténuer les effets du réflecteur sur l'impédance sans sacrifier la compacité, la largeur de bande et la polarisation de l'antenne. Une campagne de mesures finale a été réalisée sur l'antenne sinueuse méandree, l'absorbant développé et le réseau de radiogoniométrie correspondant. Les performances en impédance, rayonnement et radiogoniométrie sont conformes aux prévisions et sont encourageantes.

Plusieurs pistes d'étude découlent alors de ce travail de thèse :

- ★ En premier lieu, le concept d'antennes sectorielles associées à une topologie en forme de pentagone a montré des résultats encourageants sur la bande 500-3000 MHz. Une étude visant à transposer ce concept à des fréquences plus basses serait à ce titre intéressante.
- ★ En second lieu, l'étude des antennes ultra large-bande a abouti à une proposition clé : celle d'une antenne ultra large bande dont les largeurs de bande en impédance et en rayonnement sont identiques. Une perspective découlant de ce travail consiste à améliorer encore davantage les caractéristiques de rayonnement (directivité par exemple), comme il l'a été envisagé au chapitre 4 où une solution directive et de faible épaisseur a été envisagée.
- ★ En troisième lieu, la proposition d'un absorbant ultra large-bande et compact a montré des résultats encourageants vis à vis de la conception d'une antenne directive ultra large-bande et de faible épaisseur. Des limitations dues aux choix de conception effectués (forte dégradation de l'efficacité d'antenne, mauvais rapport avant-arrière pour les fréquences les plus basses) justifient une future exploration avec notamment les orientations suivantes :
 - profil d'absorption différent en fonction de la fréquence. En effet, l'absorbant actuel voit son taux d'absorption augmenter avec la fréquence. Or, l'absorption est indispensable aux basses fréquences plutôt qu'aux hautes à cause des distances électriques. Il serait alors possible d'imaginer un absorbant multi-couches avec un profil de réflexion/absorption différent en fonction de la fréquence, ou un absorbant mono-couche mais multi-zones avec un profil de réflexion/absorption différent en fonction de la zone. Une telle solution, si elle était fonctionnelle, permettrait d'améliorer l'efficacité d'antenne à haute fréquence.
 - l'utilisation de couronnes métalliques afin d'améliorer le rapport avant-arrière. Une brève étude d'une telle solution a montré des résultats encourageants vis à vis de l'amélioration de la directivité aux plus basses fréquences de la bande d'intérêt.

Table des figures

1.1	Principe de la radiogoniométrie	2
1.2	Premiers réseaux de radiogoniométrie	2
1.3	Architecture globale d'un radiogoniomètre numérique	4
1.4	Apparition d'une ambiguïté sur un réseau de radiogoniométrie.	6
1.5	Principe de calcul de la sensibilité	6
1.6	Radiogoniométrie par recherche d'un minimum d'amplitude	8
1.7	Radiogoniométrie par recherche d'un maximum d'amplitude	9
1.8	Radiogoniométrie par écartométrie radar	9
1.9	Diagrammes pour la détermination de l'angle par méthode Watson-Watt	10
1.10	Réseaux de radiogoniométrie par méthode Watson-Watt	10
1.11	Facteur de réseau lié aux éléments du réseau Adock	11
1.12	Evolution de la bidirectionnalité en azimuth d'une boucle en fonction de la fréquence	11
1.13	Fonctionnement d'un radiogoniomètre Doppler	13
1.14	Radiogoniométrie par interférométrie	13
2.1	Antennes coniques	21
2.2	Antennes coniques à transitions arrondies	22
2.3	Antennes ultra large-bande planaires dérivées des antennes côniques	22
2.4	Monopoles dérivés des éléments sphériques	23
2.5	Antennes cornets	24
2.6	Lignes de transmission à transitions progressives planaires	24
2.7	Lignes de transmission à transitions progressives volumiques	25
2.8	Antennes log-périodiques	25
2.9	Antenne sinueuse autocomplémentaire	26
2.10	Antennes fractales multi-bande	27
2.11	Antennes équiangulaires	27
2.12	Antennes filaires méandrées	31
2.13	Antennes fractales	31
2.14	Antennes auto-résonantes électriquement petites	32
2.15	Antennes auto-résonantes par contrôle de la capacitance	33
2.16	Petites antennes à chargement inductif	34
2.17	Chargement inductif et capacitif en champ proche	35
2.18	Réseau d'antennes à symétrie axiale [Ada10]	38
2.19	Antennes à symétrie axiale et double alimentation symétrique	39
2.20	Antennes ultra large-bande à diversité de polarisation	39
2.21	Antenne tri polarisation [Gao+10]	40
3.1	Conventions utilisées dans ce mémoire	52
3.2	Antennes à double polarisation linéaire ultra large bande	53
3.3	Construction de l'antenne papillon à double polarisation	54
3.4	Caractéristiques de l'antenne papillon en fonction de la fréquence.	54
3.5	Rayonnement dans le plan azimuthal de l'antenne papillon à double polarisation.	55
3.6	Répartition des courants sur l'antenne papillon	55
3.7	Construction de l'antenne DLP à double polarisation	56
3.8	Caractéristiques en fréquence des antennes papillon et DLP	57
3.9	Rayonnement dans le plan azimuthal de l'antenne DLP à double polarisation.	57
3.10	Répartition des courants sur l'antenne DLP à double polarisation	58
3.11	Caractéristiques de l'antenne DLP en fonction de la fréquence : N	59
3.12	Caractéristiques de l'antenne dentelée log-périodique en fonction de la fréquence : β	59

3.13 Construction de l'antenne sinueuse à double polarisation	60
3.14 Comparaison des caractéristiques des antennes papillon, DLP et sinueuse	60
3.15 Rayonnement dans le plan azimutal de l'antenne sinueuse à double polarisation	61
3.16 Caractéristiques de l'antenne sinueuse en fonction de la fréquence : N	62
3.17 Caractéristiques de l'antenne sinueuse en fonction de la fréquence : α	62
3.18 Miniaturisation d'antennes ULB par gap loading	63
3.19 Miniaturisation avec l'utilisation de boucles capacitives couplées [Lor+15]	64
3.20 Miniaturisation de l'antenne papillon par gap loading : espacement	65
3.21 Miniaturisation de l'antenne papillon par gap loading : largeur	65
3.22 Comparaison du rayonnement de l'antenne papillon avec et sans gap loading	66
3.23 Miniaturisation de l'antenne DLP par gap loading : espacement	67
3.24 Miniaturisation de l'antenne papillon par gap loading : largeur	67
3.25 Comparaison du rayonnement de l'antenne DLP avec et sans gap loading	68
3.26 Miniaturisation de l'antenne sinueuse par gap loading : espacement	69
3.27 Miniaturisation de l'antenne sinueuse par gap loading : largeur	69
3.28 Comparaison du rayonnement de l'antenne sinueuse avec et sans gap loading	70
3.29 Miniaturisation de l'antenne sinueuse par gap loading : deux boucles	71
3.30 Influence du substrat sur le dimensionnement des antennes ASO et ASM	72
3.31 Utilisation d'un balun avec un profil de transformation de type Klopfenstein	73
3.32 Circuit d'alimentation des antennes	73
3.33 Résultats de simulation du circuit d'accès balun en configuration "back to back"	74
3.34 Comparaison simulations mesures pour l'antenne sinueuse avec GL	74
3.35 Rayonnement simulations mesures pour l'antenne non miniaturisée	75
3.36 Comparaison simulations mesures pour l'antenne miniaturisée	76
3.37 Rayonnement simulations mesures pour l'antenne non miniaturisée	76
3.38 Miniaturisation de l'antenne papillon à l'aide d'une boucle de court-circuit	77
3.39 Rayonnement de l'antenne papillon avec une boucle de court circuit	78
3.40 Miniaturisation de l'antenne DLP avec une boucle de court-circuit	79
3.41 Rayonnement de l'antenne DLP avec une boucle de court circuit	80
3.42 Miniaturisation de l'antenne sinueuse à l'aide d'une boucle de court-circuit	81
3.43 Rayonnement de l'antenne sinueuse avec une boucle de court circuit	81
3.44 Miniaturisation de l'antenne dentelée log-périodique par méandration	83
3.45 Effets du nombre de méandres ξ sur le S11 et l'inversion de polarisation	83
3.46 Miniaturisation de l'antenne dentelée log-périodique par méandration	84
3.47 Antenne sinueuse méandree avec $\xi = 32$ et $r_p = 0,1$	85
3.48 Antenne sinueuse méandree progressivement avec $\xi = 32$ et $r_p = 0,1$	85
3.49 Comparaison entre la méandration classique et progressive	86
3.50 Miniaturisation de l'antenne sinueuse par méandration	88
3.51 Effet du nombre de méandres ξ sur le S11 et l'inversion de polarisation	89
3.52 Miniaturisation de l'antenne sinueuse par méandration	89
3.53 Effet de l'amplitude des méandres R_{p_m} sur le S11 et l'inversion de polarisation	90
3.54 Principe de la compression	91
3.55 Miniaturisation de l'antenne sinueuse par compression de la structure	92
3.56 Rayonnement de l'antenne sinueuse avec application de la compression	93
3.57 Miniaturisation de l'antenne sinueuse avec méandration et gap loading	94
3.58 Miniaturisation de l'antenne sinueuse avec méandration et court-circuit	94
3.59 Miniaturisation de l'antenne sinueuse avec méandration et compression	96
3.60 Rayonnement de l'antenne sinueuse avec méandration et compression	96
3.61 Prototypes d'antennes réalisées	97
3.62 Configuration de mesure dans la chambre anéchoïque	97

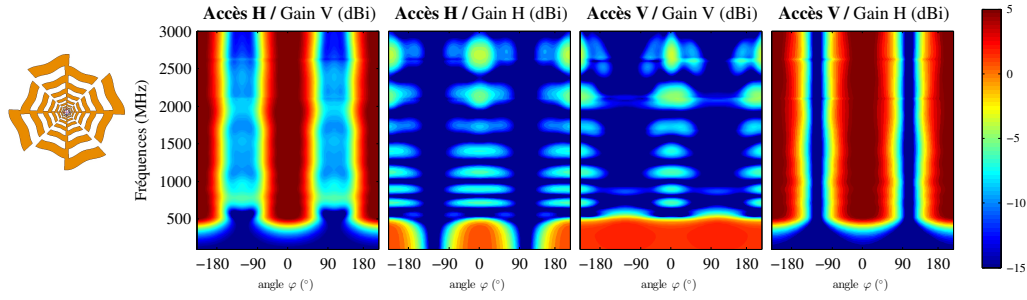
3.63 Résultats de mesures des antennes sinueuses méandrées	98
3.64 Comparaison simulation/mesures des antennes sinueuses méandrées	100
4.1 Réseaux de goniométrie 400x400mm	105
4.2 Performances d'un réseau à 4 éléments avec des dipôles idéaux	105
4.3 Performances d'un réseau à 5 éléments avec des dipôles idéaux	105
4.4 Diagramme d'antenne « cardioïde »	106
4.5 Architecture Adcock sur un réseau de 4 dipôles	107
4.6 Performances d'un réseau à 4 éléments avec formation de voies	107
4.7 Modèles de réseaux circulaires à éléments rayonnants cardioïdes	108
4.8 Performances d'un réseau à 4 éléments avec cardioïdes	108
4.9 Performances d'un réseau à 5 éléments avec cardioïdes	108
4.10 Rayonnement dans le plan azimutal de l'antenne sinueuse à double polarisation.	109
4.11 Cube d'antennes sinueuses	110
4.12 Rayonnement du cube d'antennes sinueuses avec formation de voies	111
4.13 Performances de goniométrie du cube d'antennes sinueuses avec formation de voies.	111
4.14 Cube d'antennes sinueuses	112
4.15 Rayonnement (gain) du cube d'antennes sinueuses sans formation de voies	113
4.16 Performances de goniométrie du cube d'antennes sinueuses sans formation de voies.	114
4.17 Cube d'antennes sinueuses avec un réflecteur central	115
4.18 Rayonnement (gain) du cube d'antennes sinueuses avec un réflecteur	115
4.19 Performances du cube d'antennes sinueuses sans formation de voies	116
4.20 Configuration de goniométrie de type pentagone	117
4.21 Performances du réseau pentagonal d'antennes à diagramme cardioïde	117
4.22 Pentagone d'antennes sinueuses	118
4.23 Rayonnement (gain) du pentagone d'antennes sinueuses (D=260mm)	118
4.24 Performances de goniométrie du réseau pentagonal d'antennes sinueuses.	119
4.25 Pentagone d'antennes sinueuses avec un réflecteur central	120
4.26 Rayonnement du pentagone d'antennes sinueuses avec réflecteur central	120
4.27 Performances du pentagone d'antennes sinueuses avec réflecteur central	121
4.28 Plan réflecteur électrique parfait	122
4.29 Sinueuse avec un plan réflecteur	123
4.30 Plan réflecteur à base de surfaces dichroïques [Ran+13]	123
4.31 Sinueuse avec un plan réflecteur à base de surfaces dichroïques	124
4.32 Plan réflecteur à base de structures BEI ([Sch06] et [Gre11])	124
4.33 Application de la structure de [Gre11] sur l'antenne sinueuse	125
4.34 Absorbants résonants	126
4.35 Ecran à base de couches réactives [Mun05]	126
4.36 Motif unitaire de l'absorbant proposé	127
4.37 Réflectivité et absorption de l'absorbant. Variation de l'impédance de surface	128
4.38 Réflectivité et absorption de l'absorbant. Variation de l'épaisseur	128
4.39 Réflectivité et absorption de l'absorbant. Variation de la périodicité	129
4.40 Motif unitaire de l'absorbant proposé modifié	129
4.41 Réflectivité et en absorption de l'absorbant modifié. Variation de la charge.	130
4.42 Performances de l'antenne sinueuse avec l'absorbant proposé	131
4.43 Performances de l'antenne sinueuse avec une couronne	132
4.44 Circuit d'accès proposé pour les antennes sinueuses	133
4.45 Performances de l'antenne sinueuse avec et sans circuit d'alimentation	134
4.46 Comparaison des performances du balun (constructeur/mesure)	135
4.47 Prototypes d'antennes réalisés et mesurés	135

4.48 Performances de l'antenne sinueuse seule en espace libre	136
4.49 Performances de l'antenne sinueuse méandree seule en espace libre	137
4.50 Performances de l'antenne sinueuse méandree avec réflecteur	138
4.51 Performances de l'antenne sinueuse méandree avec absorbant	139
4.52 S11, gain réalisé et rapport avant-arrière des antennes sinueuses méandrées	140
4.53 S11 et gain réalisé des antennes sinueuses méandrées en réseau	142
4.54 Rayonnement mesuré de l'antenne sinueuse méandree en réseau	143
4.55 Rayonnement du réseau d'antennes sinueuses méandrées avec réflecteur	143
4.56 Rayonnement du réseau d'antennes sinueuses méandrées avec absorbant	143
4.57 Performances de radiogoniométrie des réseaux d'antennes sinueuses méandrées	144
C.1 Rayonnement (gain) du cube à différentes fréquences	159
C.2 Phase du cube à différentes fréquences	160
C.3 Rayonnement (gain) du cube à différentes fréquences	161
C.4 Rayonnement (gain) du cube à différentes fréquences	162
C.5 Rayonnement (gain) du cube à différentes fréquences	163
C.6 Rayonnement (gain) du cube avec réflecteur à différentes fréquences	164

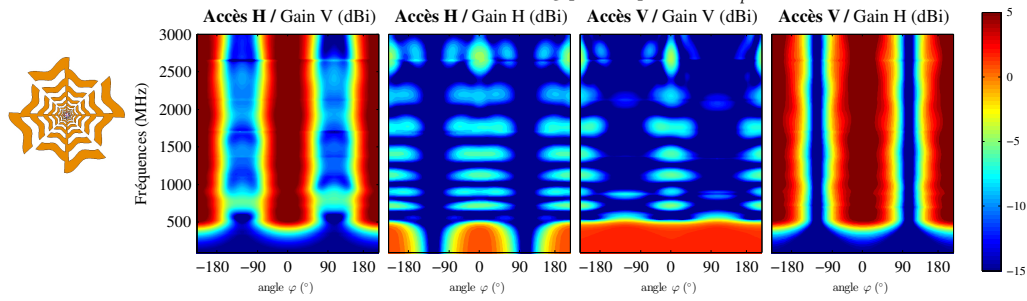
Liste des tableaux

1.1 Exemples de réseaux utilisant la méthode Watson-Watt (H : hauteur, D : diamètre)	12
1.2 Exemples de réseaux utilisant la méthode d'interférométrie	14
1.3 Principe des tables utilisées en corrélation vectorielle	14
1.4 Exemples de réseaux utilisant la corrélation vectorielle	15
1.5 Exemples de réseaux de goniométrie double polarisation	16
2.1 Récapitulatif des antennes miniatures ultra large-bande et de leurs performances	41
3.1 Performances de grandes familles d'antennes ultra large-bande	53
3.2 Paramètres	54
3.3 Impédance et polarisation de l'antenne sinueuse originale	75
3.4 Impédance et polarisation de l'antenne sinueuse miniaturisée	75
3.5 Fréquence basse d'adaptation (-10 dB) des antennes DLP avec boucle de court circuit	79
3.6 Fréquence basse d'adaptation à -6 dB des antennes DLP avec boucle de court circuit	79
3.7 Fréquence basse d'adaptation (-10dB) des antennes sinueuses avec court circuit	80
3.8 Fréquence basse d'adaptation (-6dB) des antennes sinueuses avec court circuit	80
3.9 Bandes passantes en impédance et en rayonnement de l'antenne DLP méandree	82
3.10 Bandes passantes en impédance et en rayonnement de l'antenne DLP méandree	84
3.11 Bandes passantes en impédance et en rayonnement de l'antenne sinueuse méandree	88
3.12 Bandes passantes en impédance et en rayonnement de l'antenne sinueuse méandree	90
3.13 Impédance et rayonnement de l'antenne sinueuse compressée	91
3.14 Impédance et rayonnement de l'antenne sinueuse méandree avec gap loading	93
3.15 Impédance et rayonnement de l'antenne sinueuse méandree avec court-circuit	95
3.16 Impédance et rayonnement de l'antenne sinueuse méandree avec compression	95
3.17 Impédance et rayonnement des antennes mesurées	99
4.1 Récapitulatif des performances de goniométrie	112
4.2 Récapitulatif des performances du réseau pentagonal d'antennes sinueuses	119
4.3 Récapitulatif des performances de radiogoniométrie des réseaux mesurés	145

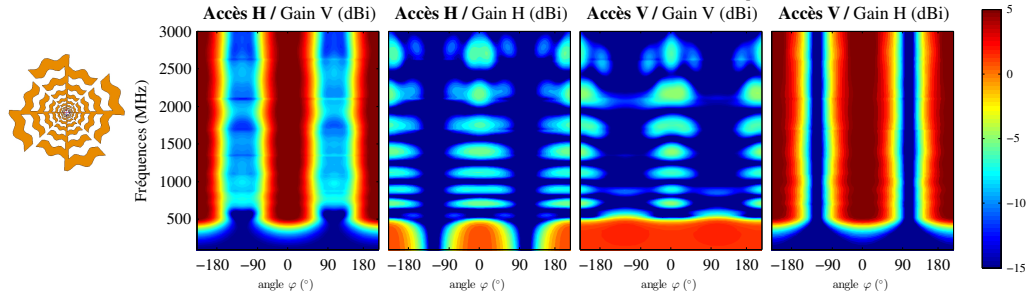
A Rayonnement de l'antenne dentelée log-périodique méandrée



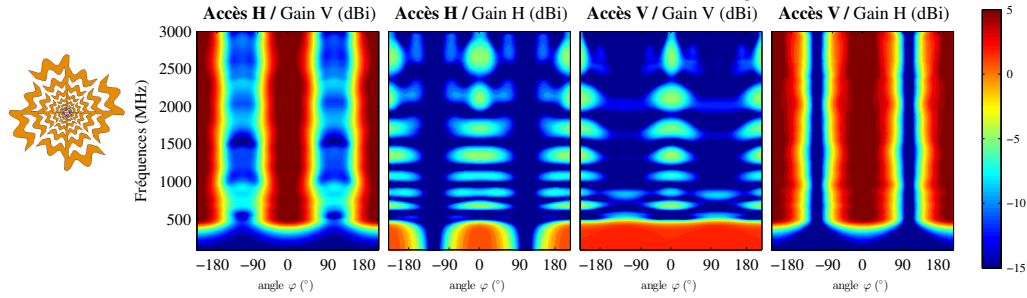
(a) Antenne dentelée log-périodique $\xi = 8$, $r_p = 0,05$



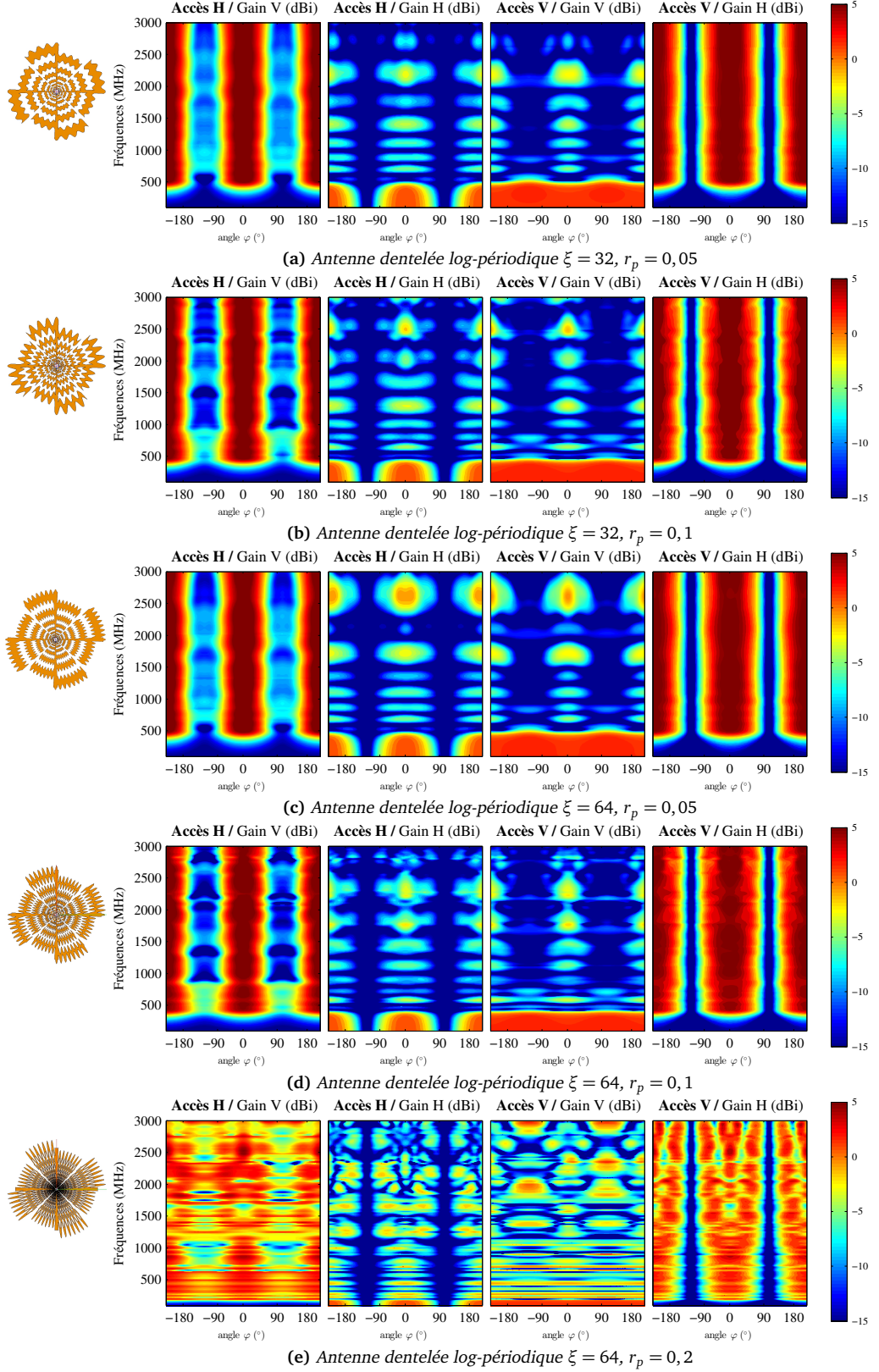
(b) Antenne dentelée log-périodique $\xi = 8$, $r_p = 0,1$



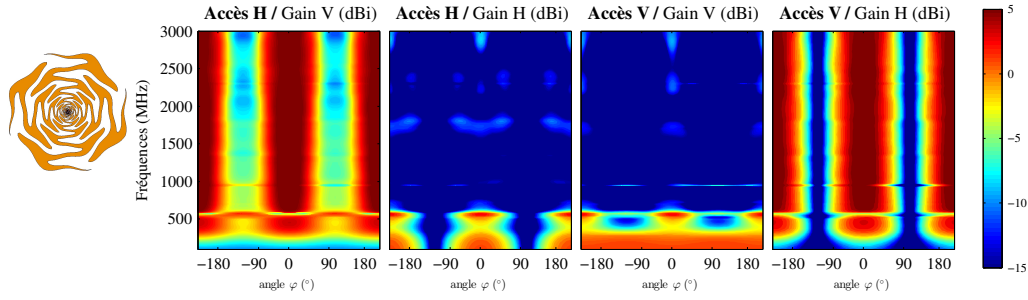
(c) Antenne dentelée log-périodique $\xi = 16$, $r_p = 0,05$



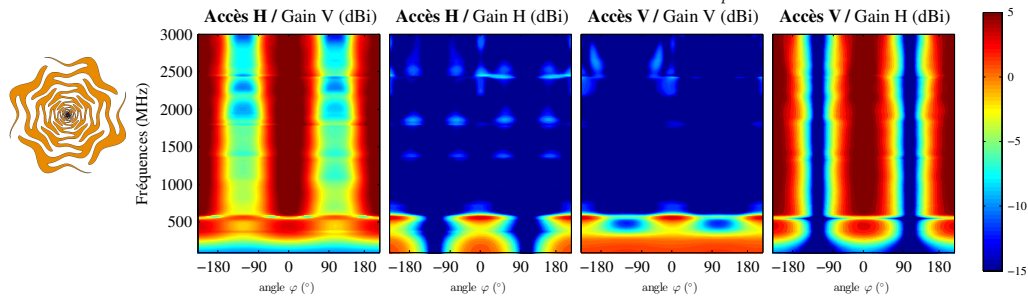
(d) Antenne dentelée log-périodique $\xi = 16$, $r_p = 0,1$



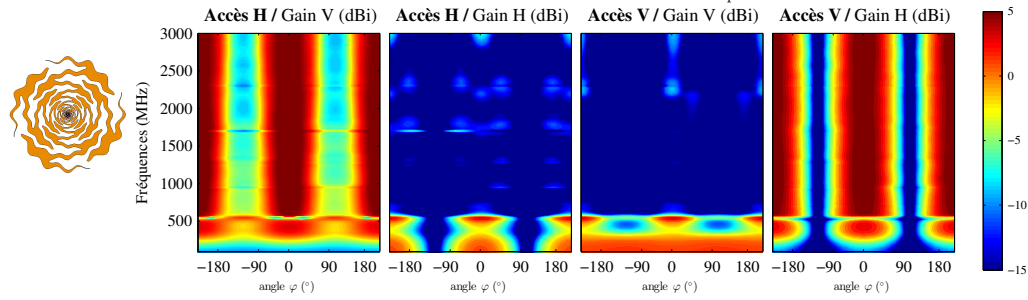
B Rayonnement de l'antenne sinueuse méandrée progressivement



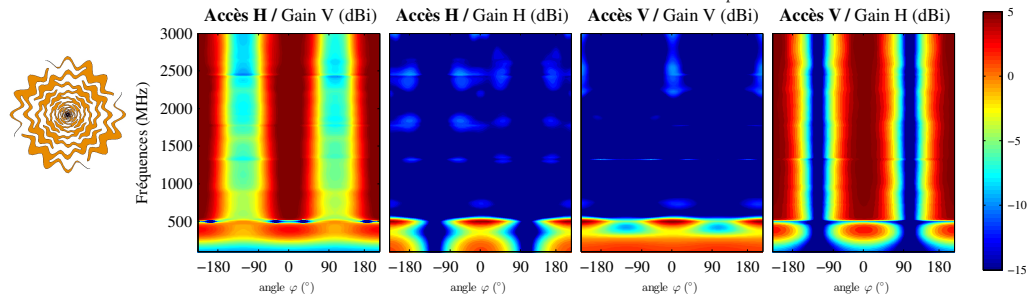
(a) Antenne sinueuse méandree $\xi = 8$, $r_p = 0,05$



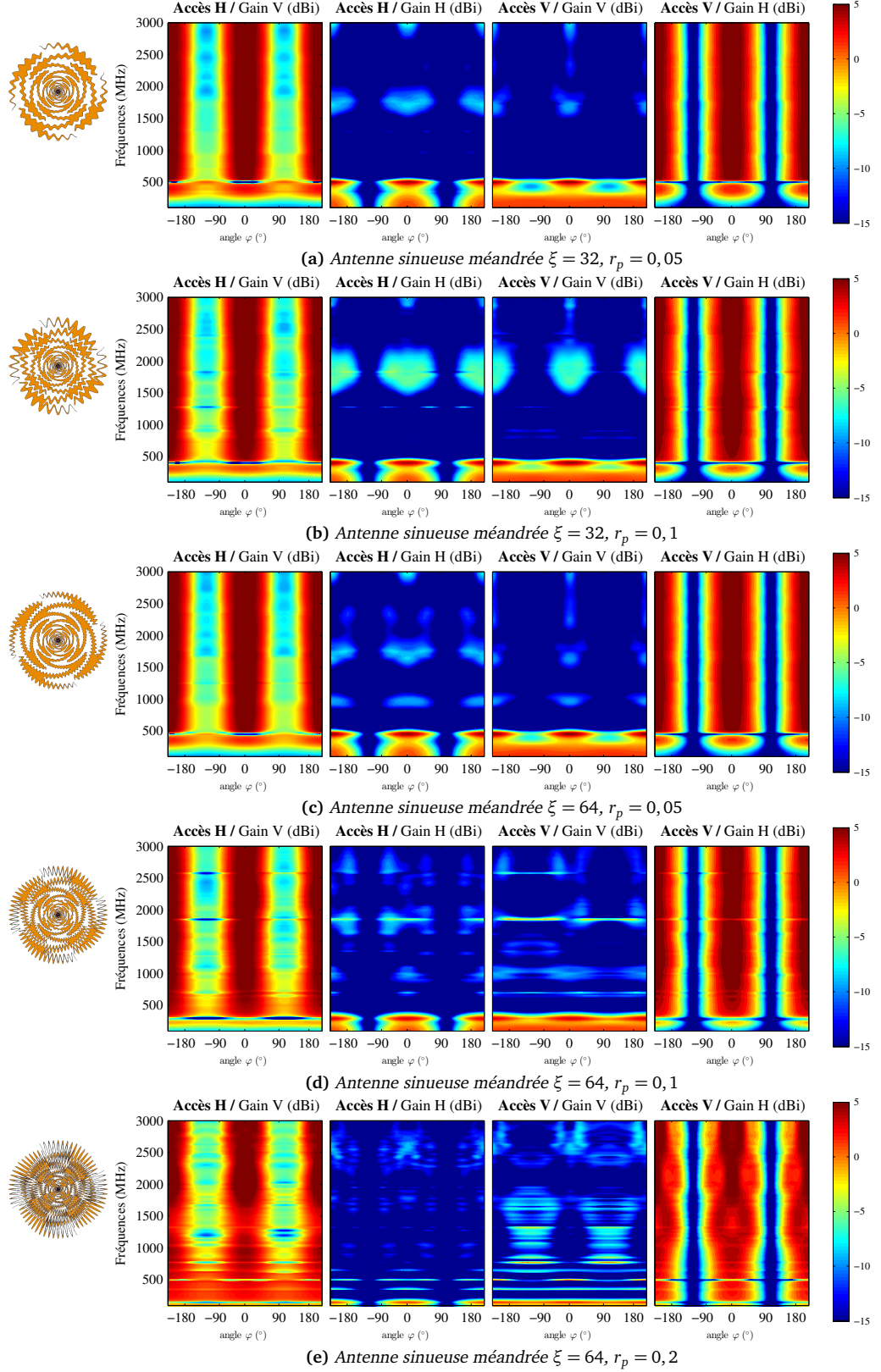
(b) Antenne sinueuse méandree $\xi = 8$, $r_p = 0,1$



(c) Antenne sinueuse méandree $\xi = 16$, $r_p = 0,05$



(d) Antenne sinueuse méandree $\xi = 16$, $r_p = 0,1$



C Diagrammes de rayonnement des réseaux de radiogoniométrie

C.1 Cube d'antennes sinueuses avec formation de voies (20-500 MHz)

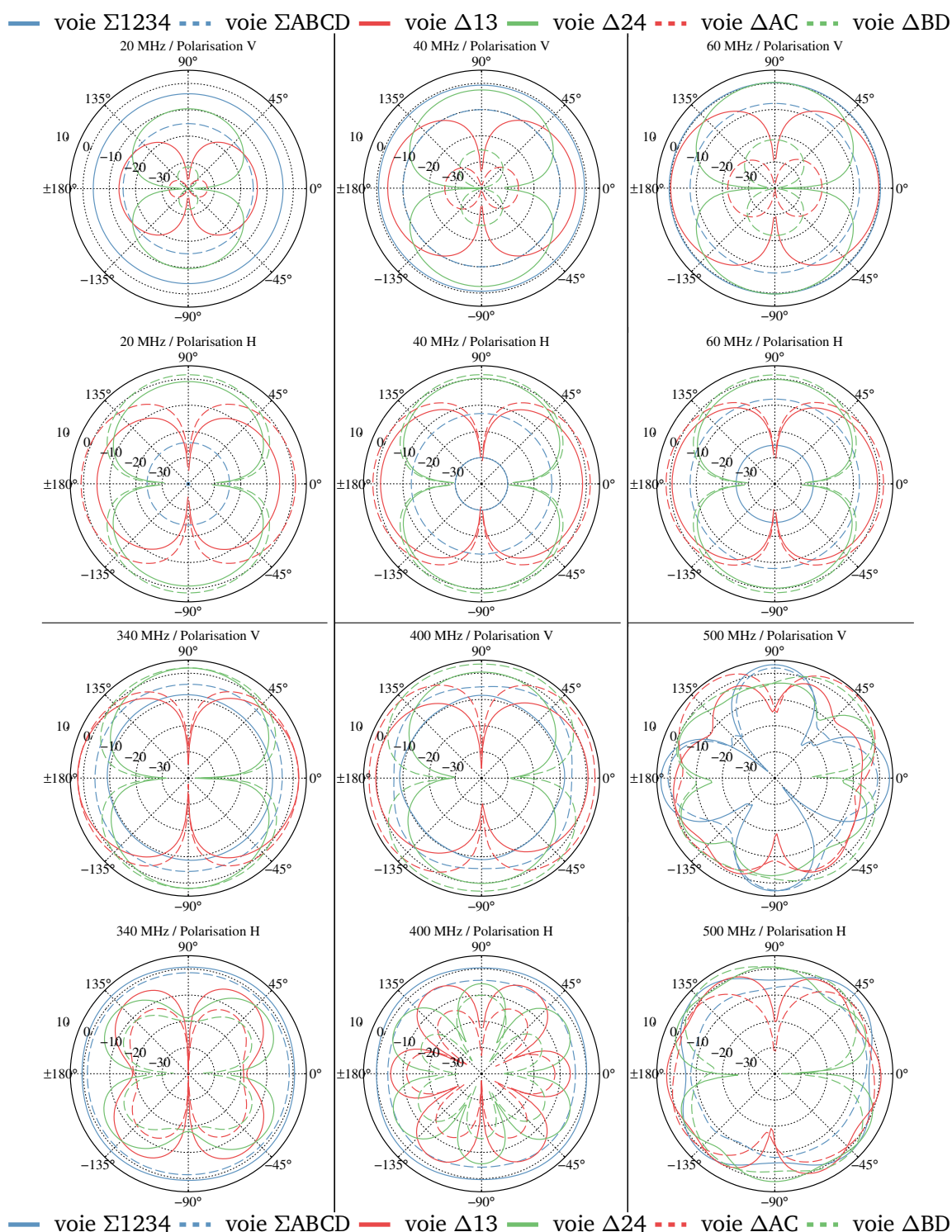


FIGURE C.1 – Rayonnement (gain) associé au cube 400mm x 400mm d'antennes sinueuses

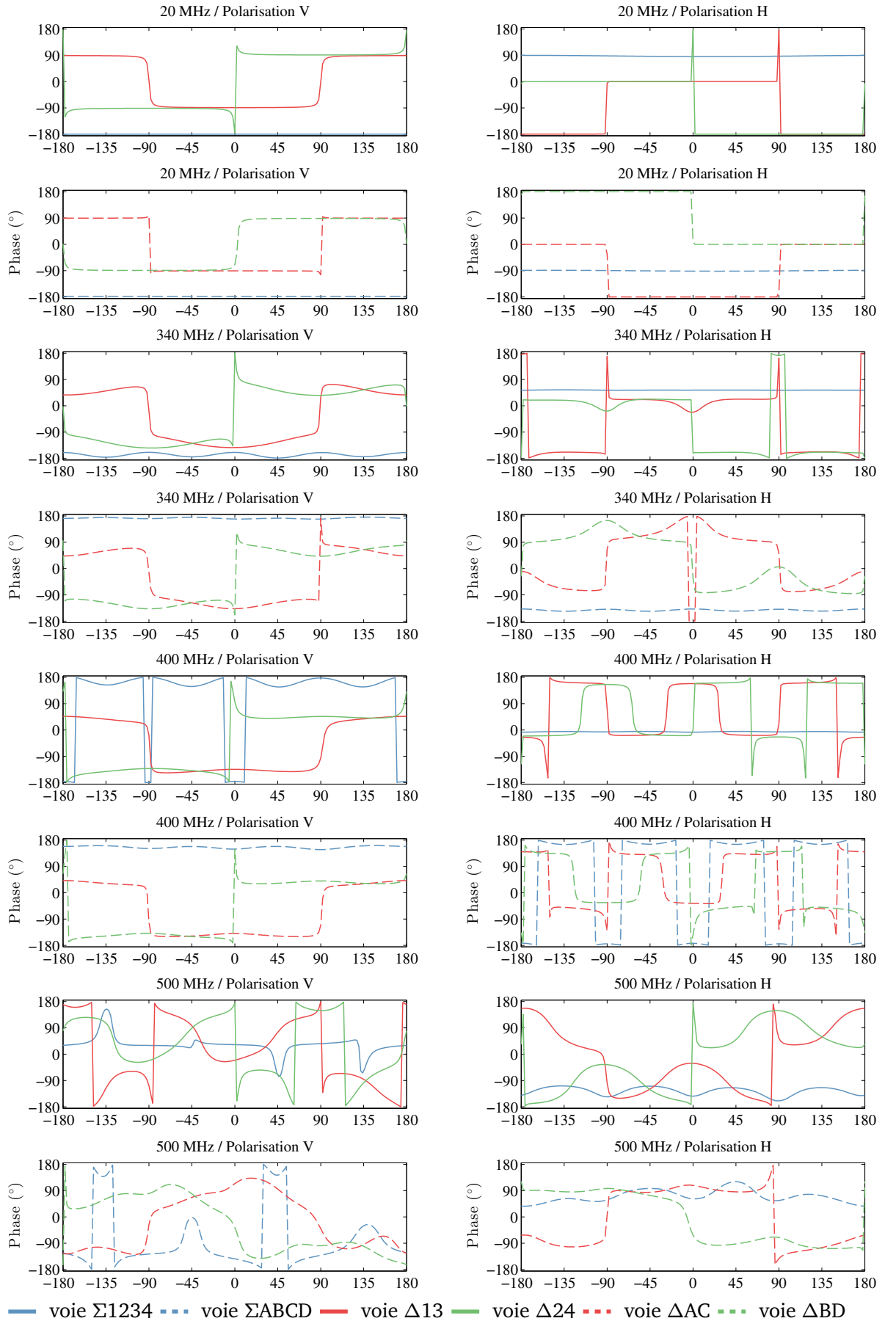


FIGURE C.2 – Phase associée au rayonnement du cube 400mm x 400mm d'antennes sinusoïdales à 20 MHz, 340 MHz, 400 MHz et 500 MHz.

C.2 Cube d'antennes sinueuses sans formation de voies (300-3000 MHz)

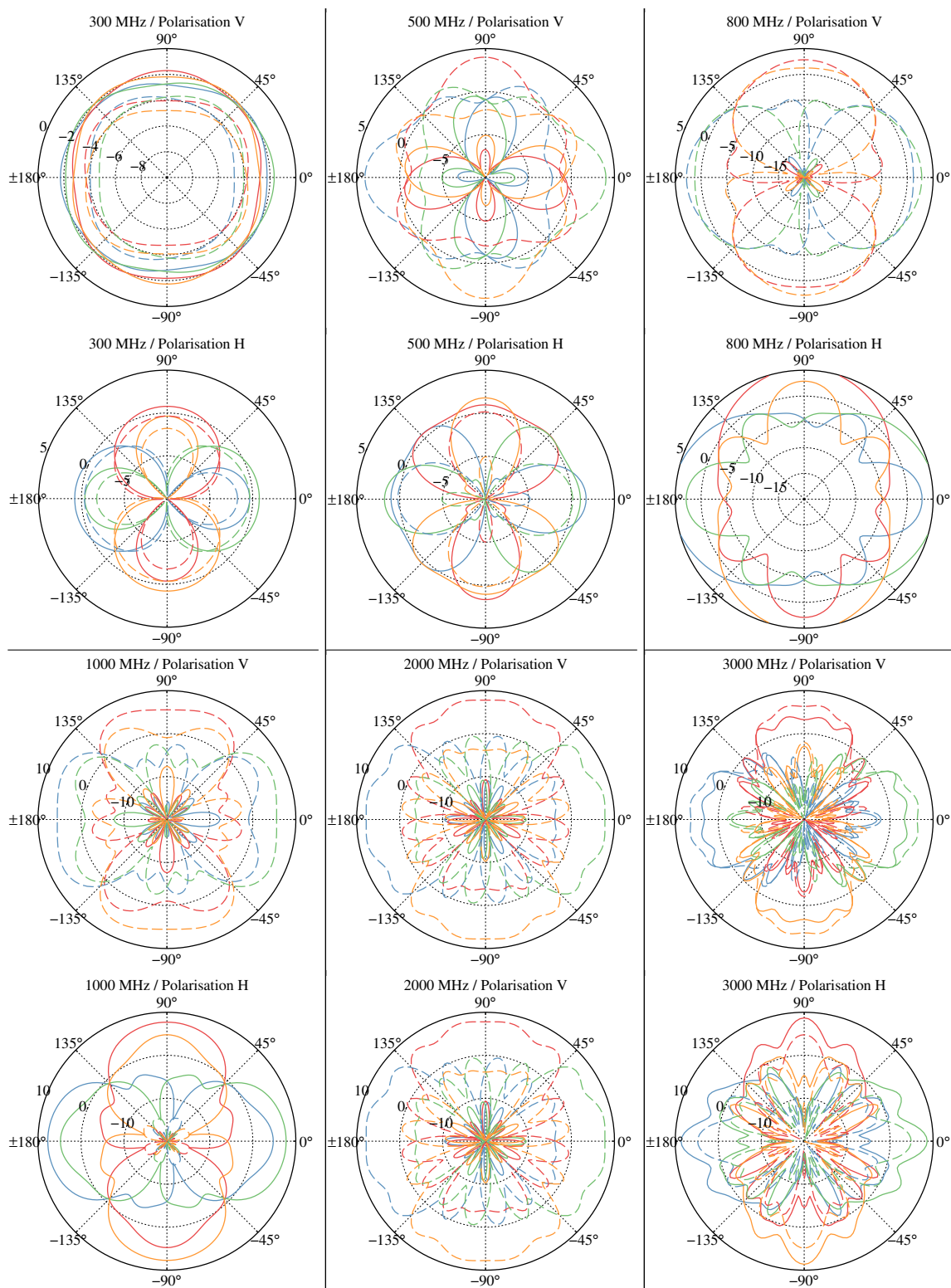


FIGURE C.3 – Rayonnement (gain) associé au cube 400mm x 400mm d'antennes sinueuses à 300 MHz, 500 MHz, 800 MHz, 1000 MHz, 2000 MHz et 3000 MHz.

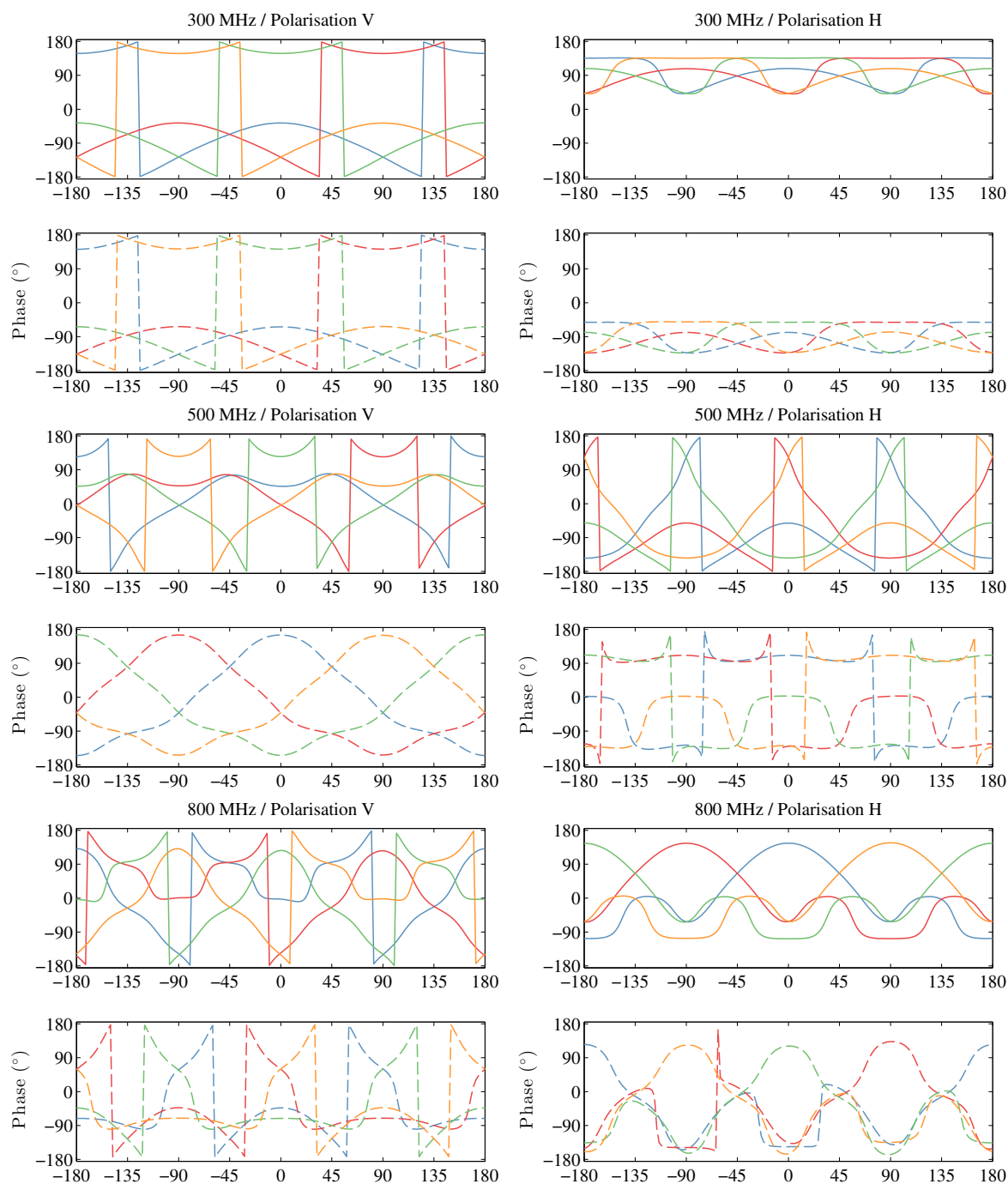


FIGURE C.4 – Phase associée au rayonnement du cube 400mm x 400mm d'antennes sinueuses à 300 MHz, 500 MHz et 800 MHz.

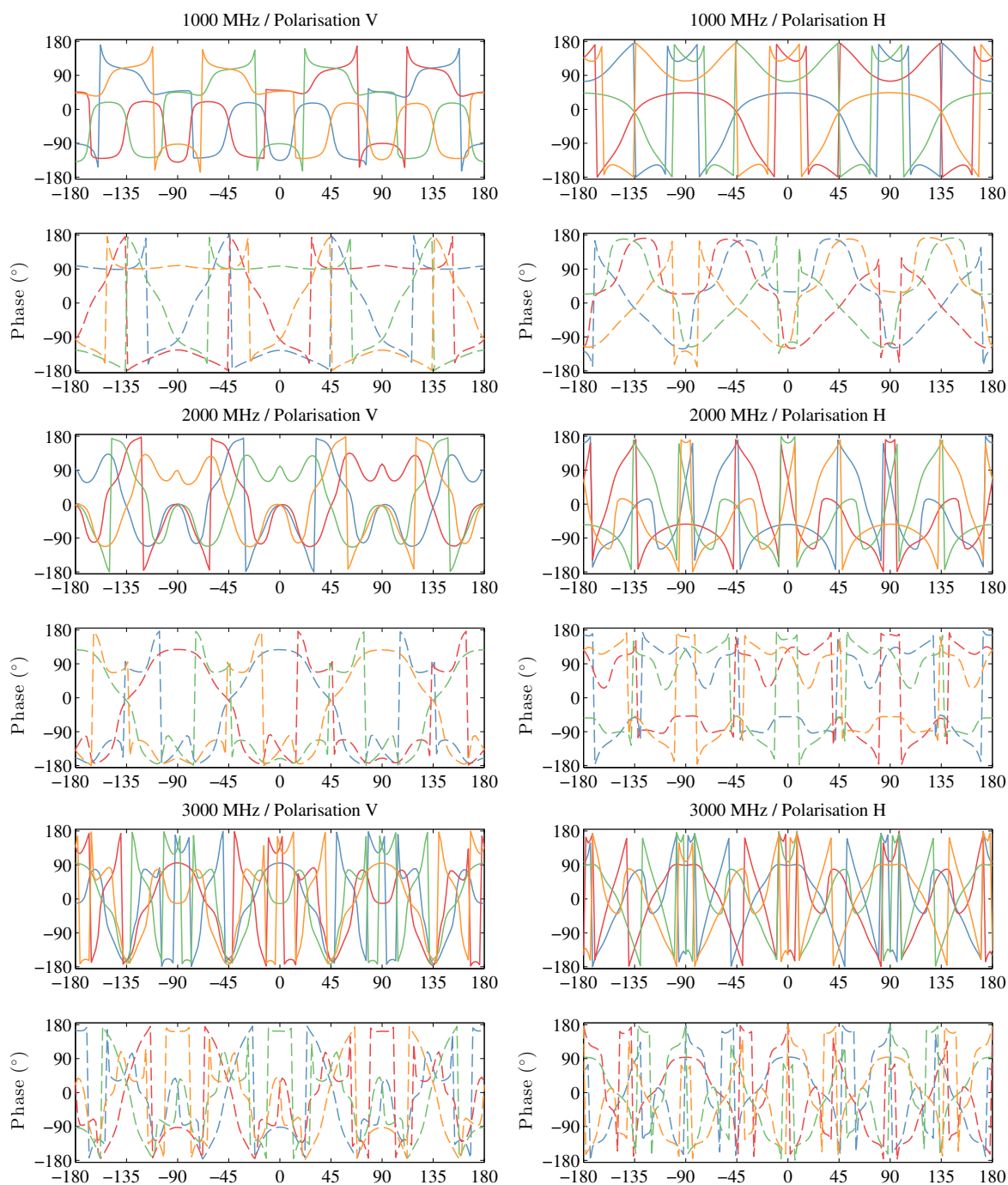


FIGURE C.5 – Phase associée au rayonnement du cube 400mm x 400mm d'antennes sinueuses à 1000 MHz, 2000 MHz et 3000 MHz.

C.3 Cube d'antennes sinueuses sans formation de voies avec réflecteur (300-3000 MHz)

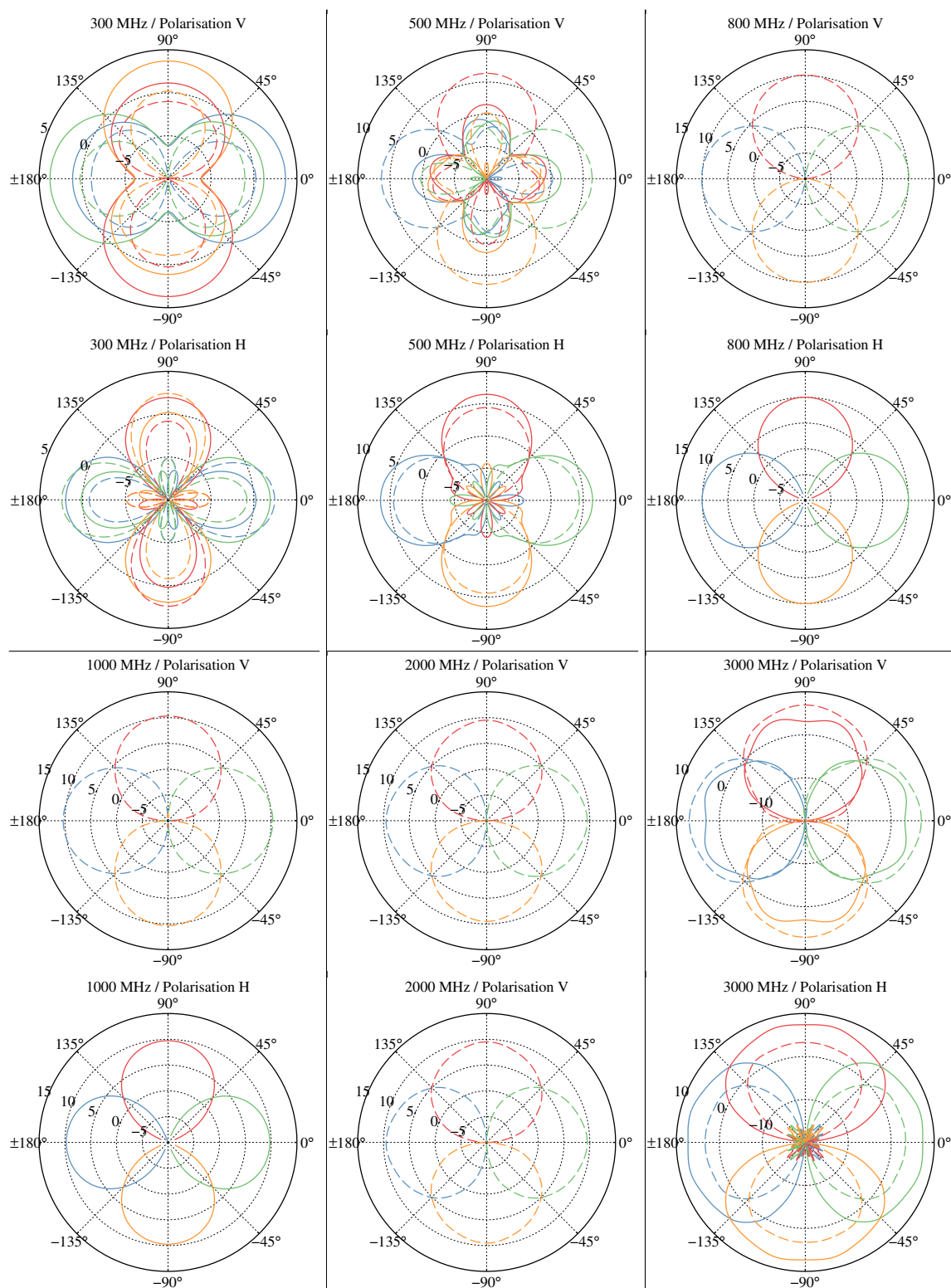


FIGURE C.6 – Rayonnement (gain) associé au cube 400mm x 400mm d'antennes sinueuses avec réflecteur à 300 MHz, 500 MHz, 800 MHz, 1000 MHz, 2000 MHz et 3000 MHz.

Thèse de Doctorat

Nina LORHO

Étude et conception d'une antenne compacte ultra large-bande à diversité de polarisation. Application à la radiogoniométrie.

Study and design of a compact ultra-wideband antenna with a polarization diversity. Application to radio direction finding.

Résumé

La radiogoniométrie consiste à mesurer l'angle d'incidence de signaux électromagnétiques. Elle a pour applications principales le contrôle du spectre et la guerre électronique. Dans le domaine des réseaux d'antennes pour la radiogoniométrie, de nouvelles problématiques sont apparues alors que les algorithmes de traitement d'antenne se perfectionnent. Ces dernières concernent la largeur de bande, la compacité et la diversité de polarisation. De précédents travaux ont initié la démarche de conception de telles antennes et réseaux pour la radiogoniométrie. L'objectif de ce travail de recherche a consisté en premier lieu à proposer une antenne de dimensions réduites opérant dans les bandes V/UHF et présentant une diversité de polarisation. Par la suite, il s'est agi de concevoir un réseau fonctionnel de radiogoniométrie intégrant l'antenne développée. Une antenne planaire de dimensions 150mm x 150mm ($\lambda/4 \times \lambda/4$) a alors été conçue et réalisée entre 500 MHz et 3000 MHz. Sa mise en réseau permet des performances angulaires de l'ordre de 2° et moins sur la même bande pour des dimensions de 260mm (diamètre) x 150mm (hauteur) soit $\lambda/2,3 \times \lambda/4$. Par la même occasion, un absorbant de faible épaisseur (25mm soit $\lambda/24$) a été développé et mesuré. Il permet une augmentation du rapport avant/arrière d'au moins 10dB de l'antenne développée sur sa bande de fonctionnement.

Mots clés

antenne, ultra large-bande, compacte, diversité de polarisation, radiogoniométrie, V/UHF

Abstract

Radio direction finding (DF) allows for the measurement of the direction of arrival of incoming electromagnetic signals. Its main applications include spectrum monitoring and electronic warfare. DF antennas and arrays are subject to new problematics (bandwidth, compactness and polarization diversity) while DF algorithms have kept on improving. Previous works have initiated the design of such antennas and arrays. This work aims at designing an antenna with reduced dimensions for the VHF and UHF frequency bands and with a polarization diversity. This antenna shall then be integrated in a functional DF array. For this purpose, a planar antenna has been designed and measured in the 500-3000 MHz frequency band. Its final dimensions are 150mm x 150mm ($\lambda/4 \times \lambda/4$). This antenna has then been integrated in the final DF array whose accuracy on the same frequency band is of the order of 2° for a final size of 260mm (diameter) x 150mm (height), that is $\lambda/2,3 \times \lambda/4$. This study has also allowed for the design of a low-profile absorber (with a height of 25mm, that is $\lambda/24$ at its lowest frequency of operation). An increase of 10dB in the front to back ratio of the proposed antenna has been enabled by this absorber on its whole frequency band.

Key Words

antenna, ultra-wideband, compact, polarization diversity, radio direction finding, V/UHF