



THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par *l'Université Toulouse III - Paul Sabatier*
Discipline ou spécialité : *Electromagnétisme et Micro-ondes*

Présentée et soutenue par *Nicolas CAPET*
Le 2 Décembre 2010

Titre : Amélioration du découplage inter éléments par Surface Haute Impédance pour des antennes réseaux GNSS compactes

JURY

NKouroch MAHDJOUBI (Rapporteur Université de Rennes I IETR / Rennes)
NJean-Marc LAHEURTE (Rapporteur Université Paris-Est ESYCOM / Marnes la Vallée)
Olivier PASCAL (Co-directeur UPS LAPLACE / Toulouse)
Jérôme SOKOLOFF (Co-directeur UPS LAPLACE / Toulouse)
Cédric MARTEL (Encadrant ONERA / Toulouse)
Christian RENARD (Examineur Thales Airborne Systems / Elancourt)
Hubert DIEZ (Invité CNES / Toulouse)
Hervé LEGAY (Invité Thales Alenia Space / Toulouse)

Ecole doctorale : *GEET (Génie Electrique, Electronique, Télécommunications)*
Unité de recherche : *ONERA / LAPLACE*
Directeur(s) de Thèse : *Olivier PASCAL (Co-directeur UPS LAPLACE / Toulouse)*

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par l'Université Toulouse III - Paul Sabatier

Discipline ou spécialité : Electromagnétisme et Micro-ondes

Présentée et soutenue par *Nicolas CAPET*

Le 2 Décembre 2010

Titre : Amélioration du découplage inter éléments par Surface Haute Impédance pour des antennes réseaux GNSS compactes

JURY

Kouroch MAHDJOUBI (Rapporteur Université de Rennes I IETR / Rennes)

Jean-Marc LAHEURTE (Rapporteur Université Paris-Est ESYCOM / Marnes la Vallée)

Olivier PASCAL (Co-directeur UPS LAPLACE / Toulouse)

Jérôme SOKOLOFF (Co-directeur UPS LAPLACE / Toulouse)

Cédric MARTEL (Encadrant ONERA / Toulouse)

Christian RENARD (Examineur Thales Airborne Systems / Elancourt)

Hubert DIEZ (Invité CNES / Toulouse)

Hervé LEGAY (Invité Thales Alenia Space / Toulouse)

Ecole doctorale : GEET (Génie Electrique, Electronique, Télécommunications)

Unité de recherche : ONERA / LAPLACE

Remerciements

Ce travail de recherche a été financé par l'ONERA dans le cadre du Projet de Recherche Fédérateur sur les métamatériaux. Cette thèse a été menée au sein du Département ElectroMagnétisme et Radar (DEMR) de l'ONERA Toulouse dans l'unité Antenne Modélisation Matériaux (AMM).

J'adresse ici mes plus vifs remerciements à messieurs Kouroch MAHDJOUBI, Professeur à l'Université de Rennes I et Jean-Marc LAHEURTE, Professeur à l'Université de Marne la Vallée pour m'avoir fait l'honneur de rapporter mes travaux.

Je tiens également à remercier messieurs Christian RENARD de Thales Systèmes Aéroportés, Hubert DIEZ du Centre National d'Etude Spatial (CNES) et Hervé LEGAY de Thales Alenia Space (TAS) pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux de recherche et pour avoir participé au jury de thèse.

Je remercie vivement Cédric MARTEL de l'ONERA Toulouse, pour m'avoir proposé ce sujet de thèse, pour la qualité de son encadrement et pour avoir répondu à toutes mes sollicitations durant ces trois années de thèse. Je remercie également vivement Oliver PASCAL et Jérôme SOKOLOFF du LAPLACE (UPS) pour avoir dirigé ma thèse. A tout les trois, je vous remercie de m'avoir fait partager et vivre votre passion, de m'avoir fait confiance et d'avoir été à mon écoute. Je garderai un excellent souvenir de nos réunions emplies de débats scientifiques passionnés et au combien enrichissants.

J'adresse mes profonds remerciements à Thomas CREPIN du DEMR (ONERA) qui a toujours été à mon écoute et qui a su me transmettre ses connaissances sur les métamatériaux avec un volontarisme que je ne pouvais espérer.

Je tiens aussi à remercier Jean-Pierre LOPEZ du DEMR (ONERA) pour avoir partagé un bout de son expérience, m'avoir conseillé pour la réalisation des prototypes. Merci à Olivier PIGAGLIO de l'ENSEEIH pour m'avoir aidé à réaliser les mesures des prototypes.

De manière générale, je remercie tout le personnel du DEMR. Je ne donnerai ici pas de noms, non par soucis de courtoisie mais il me faudrait être exhaustif tant j'ai apprécié mes trois années parmi vous. Toute règle ayant son exception, je remercie tout de même Corinne qui m'a aidé dans toutes les démarches administratives dont je raffole tant...

Merci à tous les doctorants du DEMR et du DMAE avec qui j'ai partagé mon quotidien. Merci également aux membres du groupe 'Mis à Sax' avec qui j'ai joué et je continuerai à jouer.

Enfin, j'adresse un grand merci à mes parents, ma famille et Delphine pour m'avoir encouragé et soutenu dans mes études.

Table des matières :

<i>Introduction générale</i>	5
------------------------------------	---

CHAPITRE 1 : Découplage entre antennes par les métamatériaux

1. Découplage entre antennes par les métamatériaux	11
1.1. <i>Différents dispositifs de découplage</i>	11
1.2. <i>Conception d'une Surface Haute Impédance (HIS)</i>	16
1.2.1. Principe de fonctionnement	16
1.2.2. Géométrie retenue	19
1.3. <i>Caractérisation numérique</i>	20
1.3.1. Calcul de l'impédance de surface	20
1.3.2. Caractérisation en guide de transmission	22
1.4. <i>Validation de la bande interdite par la mesure</i>	27
1.4.1. Caractérisation par une ligne de transmission	27
1.4.2. Procédé de fabrication	30
1.4.3. Résultats de mesure	33
1.5. <i>Conclusion</i>	36
REFERENCES	37

CHAPITRE 2 : Choix d'une antenne CRPA pour GNSS

2. Choix d'une antenne CRPA pour GNSS	43
2.1. <i>Systèmes CRPA appliqués aux GNSS</i>	44
2.1.1. Systèmes GNSS	44
2.1.2. Systèmes CRPA	53
2.1.3. Cahier des charges	66
2.2. <i>Etude des phénomènes de couplage</i>	67
2.2.1. Origine des couplages	67
2.2.2. Etude paramétrique	68
2.2.3. Conséquences	73
2.3. <i>Choix de la configuration réseau</i>	74
2.3.1. Modélisation d'une HIS idéale	74
2.3.2. Etude de différentes configurations réseaux	75
2.4. <i>L'élément rayonnant</i>	78
2.4.1. Choix de l'antenne de référence	78
2.4.2. Performances en présence d'une HIS idéale	84
2.5. <i>Conclusion</i>	87
REFERENCES	88

CHAPITRE 3 : Etude des phénomènes résonants dans une HIS double couche

3. Etudes des phénomènes résonants dans une HIS double couche.....	93
3.1. <i>Introduction</i>	94
3.1.1. Motivations.....	94
3.1.2. Conception des HIS.....	95
3.2. <i>Propriétés en milieu périodique infini</i>	96
3.2.1. Effet haute impédance	96
3.2.2. Propriétés de dispersion.....	98
3.2.3. Caractérisation numérique	100
3.3. <i>Etude d'un nombre limité de cellules</i>	102
3.3.1. Caractérisation en guide.....	102
3.3.2. Etude des phénomènes résonants	107
3.4. <i>Vers un résonateur inspiré HIS</i>	113
3.4.1. Modèle ligne simple.....	113
3.4.2. Utilisation de capacités de couplage	115
3.4.3. Cas d'un résonateur de dimension latérale finie	118
3.5. <i>Conclusion et perspectives</i>	122
3.5.1. Conclusion	122
3.5.2. Perspectives.....	123
REFERENCES	125

CHAPITRE 4 : Réalisation d'une antenne CRPA avec résonateurs inspirés HIS

4. Réalisation d'une antenne CRPA avec résonateurs inspirés HIS.....	129
4.1. <i>Géométrie des antennes</i>	130
4.1.1. Antenne de référence	130
4.1.2. Antenne avec résonateurs inspirés HIS	131
4.2. <i>Effets des résonateurs inspirés HIS sur l'antenne</i>	133
4.2.1. Cavité rayonnante polarisée linéairement.....	133
4.2.2. Niveaux de couplage	138
4.2.3. Réseau périodique infini	141
4.3. <i>Réalisation</i>	145
4.4. <i>Quelques résultats de mesures</i>	151
4.5. <i>Synthèse de la méthodologie</i>	156
4.5.1. Méthodologie générale.....	156
4.5.2. Méthodologie particulière adoptée	157
4.6. <i>Conclusion et perspectives à court terme</i>	159
4.6.1. Conclusion	159
4.6.2. Perspectives à court terme	160
 <i>Conclusion générale</i>	 161

Annexe A : Utilisation des métamatériaux à bande interdite électromagnétique	167
.....	
I. Bref historique et définitions	167
II. Exemples d'applications des métamatériaux dans le domaine des antennes	169
REFERENCES	175
Annexe B : Modélisation des propriétés de dispersion d'une Surface Haute Impédance	179
.....	
I. Les ondes de surface	179
I.1. Cas des interfaces diélectriques	179
I.2. Cas des surfaces métalliques	181
I.3. Cas des surfaces haute impédance	182
II. Modèle affiné	186
REFERENCES	187
Annexe C : Calcul du diagramme de rayonnement d'un réseau idéal	189

ACRONYMES

ARINC : Aeronautical Radio Incorporated

CRPA : Controlled Reception Pattern Antenna

DOA : Direction Of Arrival

EBG : Electronic Band Gap

FEM : Finite Element Method

GBAS : Ground Based Augmentation System

GNSS : Global Navigation Satellite System

GPS : Global Positioning System

HIS : High Impedance Surface

PEC : Perfect Electric Conductor

PMC : Perfect Magnetic Conductor

SBAS : Satellite Based Augmentation System

SRR : Split Ring Resonator

TEM : Transverse Electric and Magnetic

TOS : Taux d'Ondes Stationnaires

VIA : Vertical Interconnect Access, noté *via(s)* dans le manuscrit

NOTATIONS

λ_0 : longueur d'onde dans le vide

ϵ_0 : permittivité du vide

ϵ_r : permittivité relative du matériau

ϵ_{eff} : permittivité effective du matériau ou métamatériau

μ_0 : perméabilité du vide

μ_r : perméabilité relative du matériau

μ_{eff} : perméabilité effective du matériau ou métamatériau

Introduction générale

Contexte de l'étude :

Depuis une dizaine d'années, l'utilisation des systèmes GNSS (Global Navigation Satellite System) s'est banalisée et dans certains domaines est même devenue incontournable. Nous pouvons citer la navigation aérienne, la navigation maritime, l'agriculture de précision et bien d'autres. Toutefois ces systèmes sont sensibles à un grand nombre de signaux parasites comme les multi trajets, les signaux en provenance d'autres équipements électroniques ou d'éventuels brouilleurs. Pour les applications nécessitant une localisation de précision, il est alors vital de se doter d'équipements capables de se protéger de ces sources d'erreurs.

Les systèmes CRPA (Controlled Reception Pattern Antenna) permettent de contrôler le diagramme de rayonnement d'une antenne réseau par traitement numérique temps réel. Il est possible pour un utilisateur de créer un zéro dans ce diagramme dans la direction d'arrivée du signal parasite. De manière générale, plus l'antenne est composée d'un grand nombre d'éléments rayonnants, plus l'utilisateur est capable de rejeter un nombre important de signaux perturbateurs [1]¹.

Typiquement, la distance séparant deux éléments rayonnants du réseau est comprise entre $\lambda_0/2$ et λ_0 [2]. On comprend alors que la taille des réseaux d'antennes peut vite devenir importante. Ces systèmes étant intégrés sur tout type de porteur, un très fort besoin de réduction de la taille des antennes s'est fait ressentir pour des questions de place disponible sur les porteurs, d'aérodynamisme ou de furtivité.

Pour réduire la taille de ces antennes, il est nécessaire de rapprocher les éléments rayonnants les uns des autres. Cependant, réduire la distance inter éléments tend à augmenter leurs niveaux de couplage [3]. Or, de trop forts couplages dégradent non seulement les performances des systèmes de traitement adaptif CRPA – en résultent par exemple de mauvaises estimations des directions d'arrivée – mais également les performances de l'antenne (diagramme de rayonnement, pureté de polarisation, adaptation...).

Le domaine des métamatériaux a connu un intérêt croissant depuis ces dernières années. Grâce à l'augmentation des puissances de calcul, ces métamatériaux – consistant généralement en des structures périodiques petites devant la longueur d'onde – ont trouvé de nombreuses applications dans le domaine des antennes. Plus particulièrement, il a été montré dans [4]-[5] qu'en insérant entre deux antennes des structures HIS (High Impedance Surface) possédant un EBG (Electronic Band Gap), il est possible de réduire significativement leurs couplages mutuels.

Objectifs :

L'objectif de ces travaux de thèse est de concevoir et de réaliser une antenne réseau GNSS de forte densité pour les systèmes CRPA intégrant un dispositif permettant d'améliorer l'isolation entre les éléments rayonnants. Notre attention se portant sur les HIS, nous désirons approfondir notre compréhension et notre analyse des phénomènes permettant le découplage entre antennes. Notre priorité porte également sur le développement de procédés de fabrication et la réalisation de prototypes.

¹ Seule une bibliographie élémentaire est proposée dans l'introduction. Une étude bibliographique plus complète est disponible de manière ciblée dans chacun des chapitres du manuscrit.

Démarche et travaux effectués :

Dans cette étude, notre objectif consiste à la fois à approfondir nos connaissances sur les HIS et à réaliser différents démonstrateurs. De ce fait, nous adoptons une démarche pragmatique sur les aspects de conception d'antennes réseaux CRPA pour GNSS. Ainsi nous avons opté pour l'exploitation d'un outil de modélisation commercial existant : HFSS de Ansoft. De plus, nous choisissons, lorsque cela est nécessaire, de sacrifier du temps d'étude théorique pour la réalisation de différents prototypes. Là encore, nos choix de structures à réaliser sont guidés par la faisabilité et la maîtrise des procédés de fabrication.

Nous nous sommes d'abord intéressés à la conception d'une HIS compacte permettant de réduire les couplages entre éléments rayonnants. Sur les bases d'une étude bibliographique, nous proposons l'utilisation d'une HIS double couche dont la taille de cellule élémentaire est très petite devant la longueur d'onde. Nous mettons en place une technique de caractérisation numérique de la bande interdite grâce à un guide de transmission. Nous réalisons ensuite un démonstrateur basé sur une ligne de transmission à partir de procédés de fabrication industriels. Nous analysons les difficultés de réalisation pouvant engendrer des limitations ou une augmentation de coût de production. Nous validons ensuite par la mesure la présence de bande interdite et assurons la validité de la méthode de calcul utilisée.

Concernant l'application visée, à savoir la conception d'une antenne CRPA pour GNSS, nous choisissons une approche pragmatique passant par un effort de contextualisation. Nous déterminons les paramètres critiques de conception de telles antennes. Nous réalisons ensuite différentes études paramétriques sur les couplages entre antennes patches en fonction de leurs géométries. Pour des raisons de coût de calcul, nous modélisons une HIS idéale. Nous estimons la réduction des couplages dans différentes configurations faisant appel ou non à la modélisation par HIS idéale. Nous orientons alors notre choix de conception de l'élément rayonnant de référence et estimons ses performances en présence d'une HIS idéale.

Compte tenu des difficultés rencontrées lors de la première réalisation de HIS et des approximations faites lors de la modélisation de la HIS idéale, nous décidons d'approfondir nos connaissances sur les mécanismes de résonance mis en jeu dans ces structures. Pour cela, nous concevons une HIS double couche à structuration carrée que nous caractérisons dans un guide. Étant donné le faible espace disponible entre deux antennes du réseau de référence, nous cherchons à optimiser la configuration d'insertion de quelques cellules HIS entre ces éléments rayonnants. La conception d'un résonateur inspiré des phénomènes résonants observés dans ces structures est effectuée. Suite à cette analyse, nous proposons finalement un dispositif mettant en jeu des HIS optimisées pour réduire les couplages entre antennes.

Nous nous intéressons ensuite à la conception d'une antenne réseau utilisant l'élément rayonnant de référence précédemment retenu et intégrant des résonateurs inspirés des HIS. Nous mettons alors en évidence par le calcul le découplage opéré par le dispositif ainsi proposé. Nous optimisons ensuite la géométrie d'une antenne seule environnée par ces résonateurs. Nous proposons un procédé de fabrication pour le démonstrateur permettant la réalisation d'une antenne modulable pour pallier les défauts de fabrication et les erreurs d'estimation des performances. Finalement, nous souhaitons comparer les mesures des antennes réalisées aux résultats obtenus par simulation. Une méthodologie de conception est mise en place pour la conception d'antennes de ce type.

Plan de l'étude :

Dans le premier chapitre, notre attention se porte sur la conception d'une HIS avec EBG possédant une taille de cellule élémentaire très petite devant la longueur d'onde. Les objectifs sont alors de concevoir un tel métamatériau, d'acquérir la méthodologie de conception et de caractérisation numérique de ces structures, et finalement de développer nos compétences dans la fabrication de HIS avec EBG – par des procédés de fabrication industriels – pour valider les méthodes de calcul utilisées. Nous présentons la géométrie d'une HIS avec EBG double couche à structuration hexagonale. Nous mettons en place une technique de caractérisation numérique mettant en évidence la capacité à réduire les couplages entre deux patches polarisés linéairement dans une configuration plan E. Nous réalisons ensuite un démonstrateur basé sur une ligne de transmission micro ruban mettant en évidence la bande interdite du métamatériau conçu.

Dans le second chapitre, nous cherchons à déterminer la géométrie de l'antenne élémentaire d'un réseau CRPA pour GNSS. Pour cela, un effort de contextualisation est fait pour définir les paramètres critiques de conception de telles antennes et identifier les enjeux et besoins dans ce domaine. Nous choisissons alors d'adopter une approche pragmatique pour la conception de l'antenne de référence du réseau. A partir d'une étude paramétrique sommaire sur les niveaux de couplage entre antennes patches de différentes géométries, nous orientons nos choix de conception de l'élément rayonnant de référence, notamment pour le substrat à utiliser. Compte tenu des coûts de calculs induits par la modélisation 3D de HIS, nous proposons un modèle plus simple de HIS idéale. A partir de cette hypothèse, différentes configurations de réseaux de patches incorporant des HIS idéales ou non sont étudiées. Nous cherchons alors à déterminer celle offrant la meilleure isolation entre éléments rayonnants d'un réseau de deux patches polarisés linéairement en configuration plan E. Ces études sur quelques cas tests nous permettent de concevoir l'antenne de référence de notre réseau et nous évaluons ses performances en présence d'une HIS idéale.

Dans le troisième chapitre, une étude fine des mécanismes de résonance dans les HIS est effectuée. Notre objectif est alors d'appréhender les phénomènes physiques mis en jeu dans ces structures pour nous permettre d'optimiser leur insertion dans le réseau d'antennes. Pour cela, à partir de la technique de caractérisation en guide précédemment développée, nous étudions des groupements de quelques cellules HIS avec et sans trous métallisés ou vias (Vertical Interconnect Access) métalliques dans deux configurations : enterrée ou non dans une cavité métallique. Nous proposons alors l'utilisation de résonateurs, inspirés des mécanismes de résonance des HIS, pour découpler les éléments rayonnants. Nous présentons également en quoi cette technologie possède de nombreux avantages d'un point de vue fabrication.

Dans le quatrième chapitre, l'objectif est de concevoir et de réaliser une antenne élémentaire d'un réseau CRPA pour GNSS, ainsi qu'un démonstrateur possédant deux éléments rayonnants. Nous figeons d'abord la géométrie de l'antenne de référence. Nous concevons un résonateur inspiré HIS capable de découpler deux antennes de ce type. Nous optimisons ensuite la conception de l'antenne de référence en présence de tels résonateurs. Nous développons un procédé de fabrication permettant de s'affranchir d'éventuelles erreurs de modélisation ou de fabrication. Finalement, nous présentons les résultats de simulation en paramètres S des différents prototypes.

Originalité :

L'originalité de ces travaux réside d'abord dans la mise au point et l'utilisation d'un dispositif numérique de caractérisation en guide de transmission des structures HIS. Nous proposons également une nouvelle interprétation sur les phénomènes résonants mis en jeu dans ces structures et étant à l'origine de la bande interdite. Nous concevons également un dispositif nouveau consistant en un résonateur inspiré des HIS, qui permet de découpler des éléments rayonnants tandis que ses dimensions sont très restreintes. Finalement, nous proposons un procédé de fabrication original d'une antenne avec des résonateurs inspirés des HIS, permettant d'ajuster la fréquence de résonance de ces résonateurs et dont les éléments constitutifs sont modulables.

REFERENCES :

- [1] "Techniques d'antennes adaptatives pour récepteurs de radionavigation par satellite résistants aux interférences", Thèse G.CARRIE, Novembre 2006.
- [2] "Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part IV, Optimum Array Processing", Harry L. Van Trees, John Wiley & Sons, 2002.
- [3] DAVID M. POZAR, "Input Impedance and Mutual Coupling of Rectangular Microstrip Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. ap-30, no. 6, Nov. 1982
- [4] Dan Sievenpiper, Lijun Zhang, Romulo F.Jimenez Broas, Nicholas G.Alexopolous, and Eli Yablonovitch, " High Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band ", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.47, NO.11, November 1999.
- [5] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: A low mutual coupling design for array applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2936–2946, Oct. 2003.

Chapitre 1 :

Découplage entre antennes par les Métamatériaux

1. Découplage entre antennes par les métamatériaux

Dans ce premier chapitre, notre objectif est de concevoir, de caractériser et de réaliser une Surface Haute Impédance (HIS pour High Impedance Surface) avec Bande Interdite Electromagnétique (EBG pour Electronic Band Gap) compacte permettant de réduire les couplages entre éléments rayonnants. Cette étude nous permet de nous familiariser avec les propriétés et le fonctionnement de tels métamatériaux. Nous appréhendons les outils de modélisation couramment utilisés et proposons également une technique de caractérisation numérique en guide de transmission. Nous souhaitons réaliser un dispositif de caractérisation de bande interdite par des procédés de fabrication industriels permettant de valider ces concepts EBG et de s'assurer de la validité des modélisations.

Dans la première partie, nous présentons différentes structures métamatériaux extraites de la littérature permettant de réduire les couplages entre antennes. Parmi ce grand nombre de structures EBG, nous expliquons la raison de notre choix concernant l'utilisation d'une HIS.

Dans la deuxième partie, nous présentons d'abord les principes généraux de fonctionnement et les propriétés des HIS. A partir de ce constat, nous proposons une géométrie de surface haute impédance avec vias (Vertical Interconnect Access) dont la taille de cellule élémentaire est très petite devant la longueur d'onde.

Dans la troisième partie, nous caractérisons par le calcul cette HIS avec EBG. Nous illustrons ses propriétés d'impédance de surface élevée. A partir d'un constat sur la répartition du champ entre deux antennes patches polarisées linéairement et couplées dans une configuration plan E, nous proposons un dispositif de caractérisation numérique de la bande interdite de tels métamatériaux mettant en œuvre un guide de transmission.

Dans la quatrième partie, nous présentons un dispositif de caractérisation de la bande interdite utilisant une ligne de transmission micro-ruban. Nous réalisons un démonstrateur à partir d'un procédé de fabrication industriel. Nous comparons finalement les résultats de mesure et de simulation.

1.1. *Différents dispositifs de découplage*

Grâce à leurs propriétés électromagnétiques originales, les métamatériaux ont trouvé un grand nombre d'applications dans le domaine des antennes, notamment pour découpler les éléments rayonnants d'un réseau. Dans cette partie, nous passons en revue les différentes structures métamatériaux permettant de découpler des antennes. Notre objectif est alors de déterminer parmi ces structures, laquelle est la plus appropriée pour notre étude.

Les structures EBG, de par leurs propriétés de dispersion, permettent de réduire les niveaux de couplage entre antennes. En effet, un métamatériau possédant une bande de fréquence dite bande interdite électromagnétique, n'autorise aucune propagation d'onde dans cette gamme de fréquence. Lorsque de telles structures sont insérées entre des éléments rayonnants, les ondes à l'origine des couplages ne peuvent plus se propager d'une antenne à l'autre et leurs niveaux de couplage sont ainsi réduits. Nous présentons ici un certain nombre de structures périodiques à bande interdite permettant de réduire les couplages. Parmi ces structures extraites de la littérature, nous discutons de leurs avantages et inconvénients

respectifs pour notre utilisation. L'objectif est alors d'orienter notre choix pour satisfaire les contraintes liées à notre application (réduction de couplage, place disponible entre les éléments rayonnants, possibilité d'utiliser un procédé de fabrication industriel).

Nous portons d'abord notre attention sur les matériaux magnétiques artificiels généralement conçus à partir de SRR (Split Ring Resonator) périodisés. Les SRR ayant des dimensions caractéristiques très petites devant la longueur d'onde et étant disposés de manière périodique, l'hypothèse d'homogénéisation est valable. Ainsi il est possible d'extraire à partir de l'étude d'une cellule élémentaire les paramètres effectifs (ϵ et μ) du matériau artificiel [3]-[4]- [5].

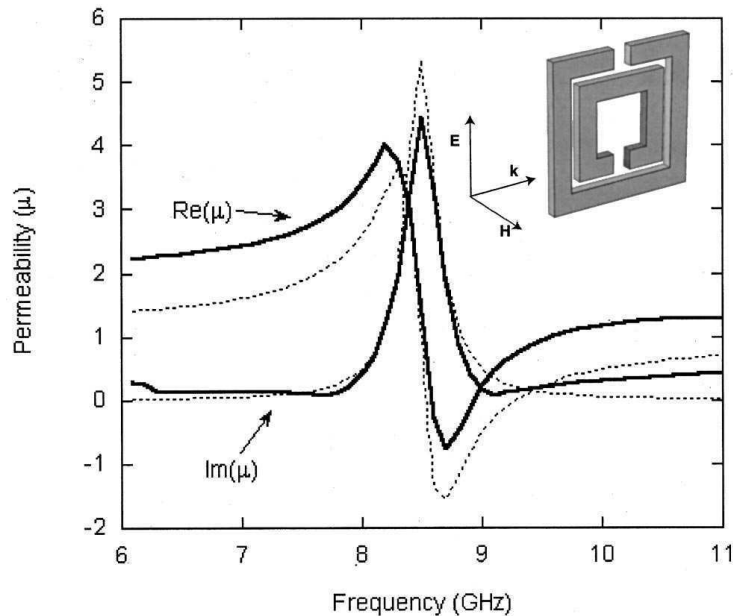


Figure 1 : perméabilité d'un matériau magnétique artificiel constitué de SRR périodisés en fonction de la fréquence [3]

Un matériau magnétique artificiel constitué de SRR présente sur une certaine bande de fréquence une permittivité positive accompagnée d'une perméabilité négative (Figure 1). Sur cette bande de fréquence le matériau n'autorise pas la propagation des ondes (son indice effectif est purement imaginaire). Il devient possible de tirer parti de cette propriété pour réduire les couplages entre antennes. En insérant une rangée de SRR entre deux antennes, les ondes à l'origine des couplages sont éliminées par ce matériau non propagatif. On peut ainsi concevoir des réseaux d'antennes très compacts dont les éléments rayonnants présentent de très faibles niveaux de couplage mutuel (Figure 2). Nous pouvons toutefois souligner certains inconvénients. D'abord ce type de structure est plus complexe à réaliser. Contrairement aux HIS dont les patchs sont imprimés sur un même substrat (structure planaire), ces matériaux artificiels nécessitent la réalisation d'un empilement de nombreux SRR. Ce choix technologique s'avère difficile à mettre en œuvre car elles nécessitent une puissance de calcul très importante pour sa conception. De plus, ces structures de par leur géométrie sont fortement anisotropes, ce qui se révèle être un inconvénient dans la perspective d'une conception d'antenne réseau d'éléments rayonnants circulairement polarisés.

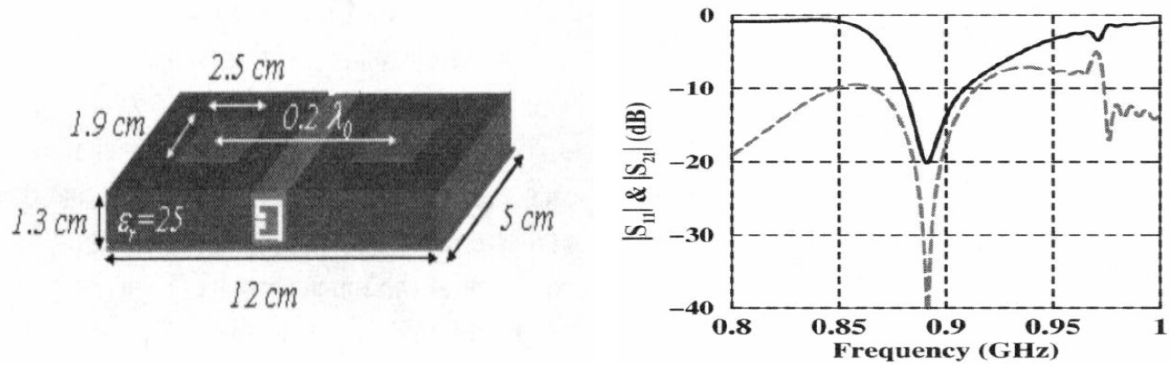


Figure 2 : deux antennes patchs espacées de $0.2 \lambda_0$ séparées par une rangée de SRR (à gauche) et paramètres S (à droite, S11 en trait plein et S12 en pointillé) [14]

D'autres types d'EBG peuvent également être utilisés pour parvenir à découpler les éléments rayonnants comme des structures planaires sur substrat diélectrique fort (Figure 3) ou des HIS avec EBG (Figure 4) qui permettent également d'obtenir une réduction des niveaux de couplage jusqu'à -8 dB [15]. Ces structures consistent en général en des milieux structurés périodiquement et possédant une bande interdite électromagnétique dans leur diagramme de dispersion.

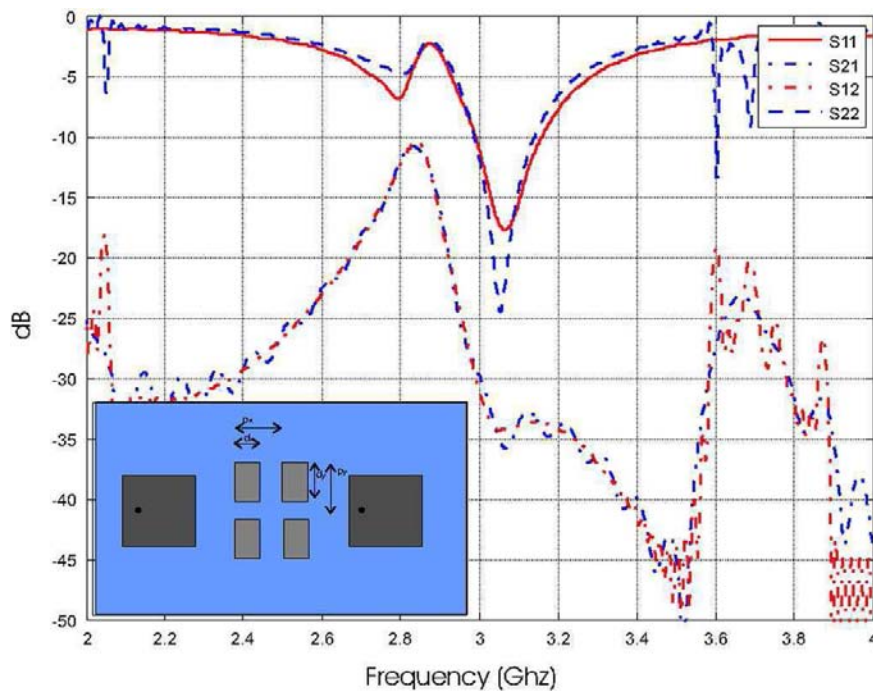


Figure 3 : Paramètres S simulés d'un réseau de deux patchs avec EBG (patchs sans vias) espacés de $0.75 \lambda_0$ [16]

Le nombre de travaux menés sur ce sujet confirme l'intérêt de contrôler les couplages entre éléments rayonnants d'une antenne réseau. De très nombreuses solutions ont été proposées : les corrugations planes [17], des EBG planaires compacts (UC-EBG) [18]-[19], des EBG fractals multibandes [21], des structures de type "champignon" allongées (EM-EBG) [20], des EBG diélectriques [22], des structures 2LC [30], des défauts structurés dans le plan de masse [23]- [24]- [25]...

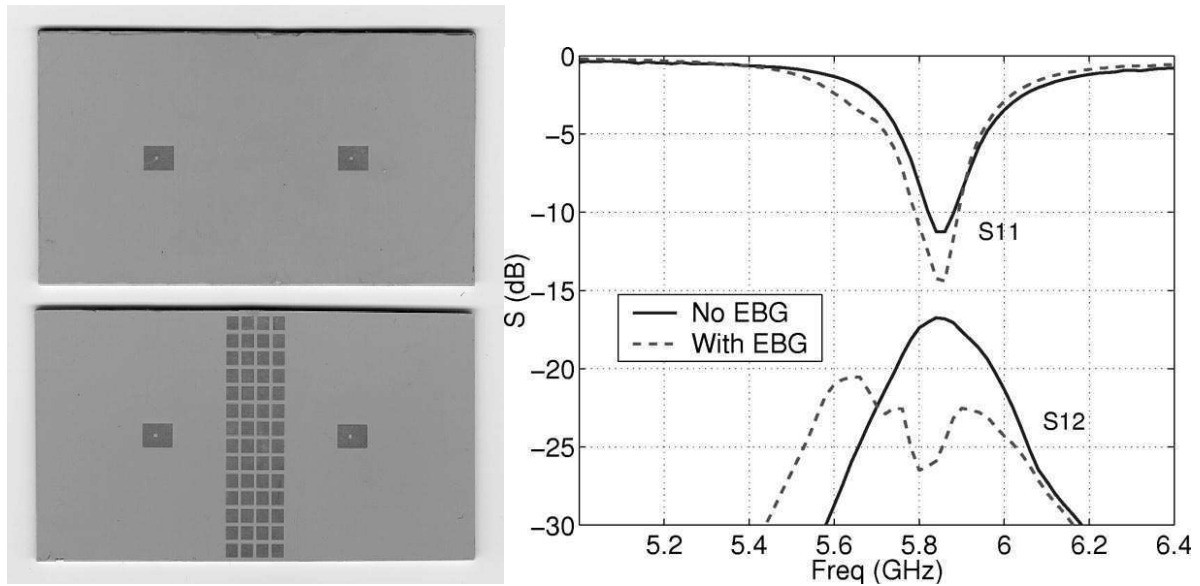


Figure 4 : réseau de 2 patchs espacés de $0.75 \lambda_0$ séparés par une HIS avec EBG (à gauche) et paramètres S associés (à droite) [15]

Ainsi, de très nombreuses structures EBG permettant de réduire les niveaux de couplage entre éléments rayonnants ont été conçues. Une des solutions consiste en un réseau de tiges diélectriques ou métalliques permettant de créer un matériaux non propagatif ($\epsilon_{\text{eff}} < 0$). D'autres mettent en œuvre des réseaux de patchs sans vias métalliques imprimés sur des substrats diélectriques. Dans ces deux cas, ces structures EBG artificielles possèdent une périodicité proche de la demi longueur d'onde effective et leur bande interdite est en général due à des effets d'interférence issus de leur périodicité. Dans le cas de notre application, les éléments rayonnants seront au plus espacés de $\lambda_0/2$. Nous comprenons bien que de telles structures EBG ne sont alors pas utilisables compte tenu de leurs dimensions caractéristiques et de l'espace disponible entre deux antennes. L'ensemble de ces solutions n'est pas retenu dans le cadre de notre étude.

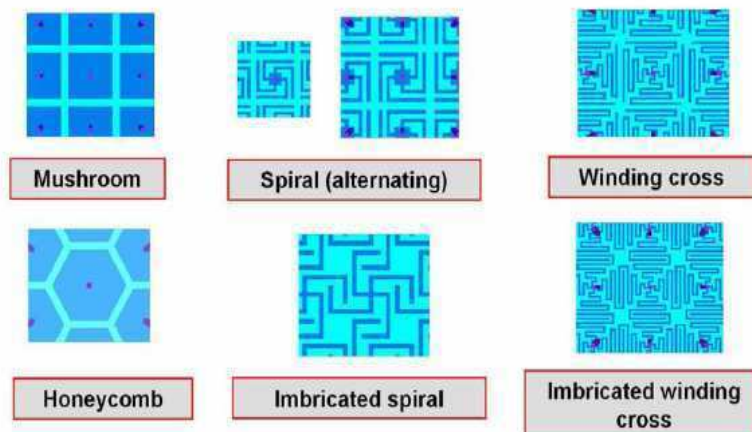


Figure 5 : exemples de cellules EBG [13]

Notre choix se porte finalement sur l'utilisation de HIS avec EBG. Ces structures possèdent divers avantages. Leur réalisation utilise des technologies multicouches très bien maîtrisées par les industriels. De plus, la taille des cellules élémentaires peut être petite devant la longueur d'onde. Une HIS avec EBG de type 'champignon' simple couche possède une périodicité de l'ordre d'une demi longueur d'onde. Cependant, de très nombreux travaux ont portés sur la réduction de la taille des cellules élémentaires comme illustré précédemment. Généralement cette réduction de la taille de la cellule élémentaire consiste en une augmentation des effets capacitifs ou inductifs mis en jeu dans ces structures. Nous pouvons par exemple citer l'utilisation de capacités interdigitées [9] ou de spirales (Figure 5). Cette différence fondamentale avec les structures EBG comme les réseaux de tiges, provient du fait que ces structures font appel à des résonances quasi-statiques propres à une cellule. Ainsi, les HIS avec EBG se révèlent de bons candidats pour parvenir à découpler des éléments rayonnants dans un réseau d'antennes dense, à savoir que ces structures possèdent une bande interdite et de nombreuses solutions permettent de réduire la taille des cellules élémentaires.

1.2. Conception d'une Surface Haute Impédance (HIS)

Dans cette partie, nous proposons une géométrie de HIS correspondant à nos besoins, à savoir quelle doit posséder une cellule élémentaire la plus petite possible et être réalisable à partir de technologies multicouches. Dans un premier temps nous exposons le principe de fonctionnement de ces structures. Plus particulièrement, l'origine des résonances quasi-statiques, faisant intervenir des effets inductifs et capacitifs, est discutée. A partir de ce constat, nous exposons la géométrie d'une HIS pouvant répondre à nos attentes.

1.2.1. Principe de fonctionnement

Les surfaces à haute impédance (HIS) introduites par Sievenpiper en 1999 sont vues comme des extensions 2D des surfaces corruguées [2]. Elles sont constituées d'une distribution d'éléments localisés à base de circuits en parallèle. Typiquement, ces structures de type "champignon" sont périodiques et constituées de patches métalliques imprimés sur un substrat diélectrique et connectés au plan de masse par l'intermédiaire de vias métalliques. En ajustant les paramètres géométriques d'une cellule élémentaire (taille des patches, hauteur du substrat...), il est possible d'obtenir un effet haute impédance à la fréquence souhaitée [8]. L'onde interagit avec la surface métallique engendrant une accumulation de charges au bord des motifs (souvent de type «champignons» comme sur la Figure 6). Une boucle de courant peut alors s'établir entre deux motifs par l'intermédiaire des piliers métalliques. L'accumulation de charges est responsable de l'effet capacitif et la boucle de courant est responsable de l'effet inductif. La combinaison de ces deux effets permet d'obtenir une résonance produisant un effet haute impédance.

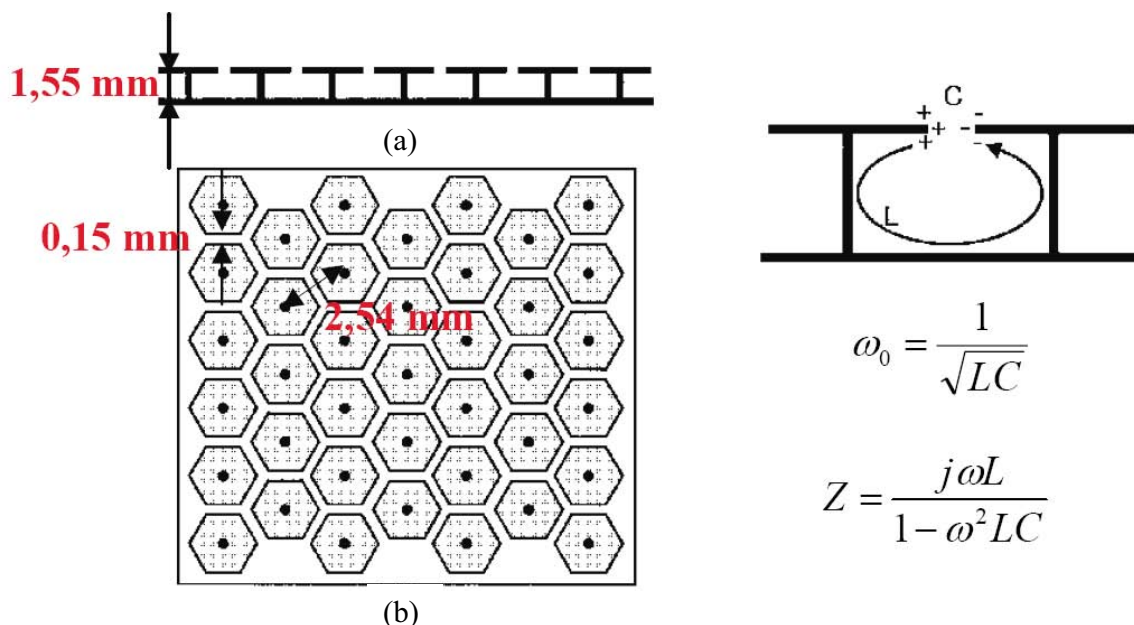


Figure 6 : à gauche, exemple de surface à haute impédance à symétrie hexagonale : (a) vue de côté, (b) vue de haut. A droite, origine du modèle circuit caractérisant la résonance d'une cellule [6].

Compte tenu de l'origine de ces effets haute impédance (Figure 6) – combinaison d'effets capacitifs et inductifs – de nombreux modèles de ligne de transmission plus ou moins complexes ont été développés pour prédire et caractériser ces résonances [2]-[6]... La pertinence de ces modèles est avérée compte tenu du fait que ces structures sont très petites devant la longueur d'onde et font donc intervenir des phénomènes de résonance de type quasi-statique. Le premier et le plus simple de ces modèles consiste en un circuit LC parallèle [7]. Il a l'avantage de prédire la fréquence de résonance et la largeur de bande sur laquelle nous avons une impédance de surface très élevée. En effet, l'impédance d'un circuit LC parallèle idéale s'écrit :

$$Z(\omega) = \frac{jL\omega}{1 - LC\omega^2}$$

Ainsi la résonance survient à la fréquence :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Et la largeur de bande associée à cette résonance, lorsque les pertes sont modélisées, est proportionnelle à :

$$BW \propto \sqrt{\frac{L}{C}}$$

La fréquence de résonance est inversement proportionnelle à l'effet inductif, provenant de l'épaisseur du substrat et de la taille de la cellule élémentaire, et à l'effet capacitif issu des bords des patches métalliques. La largeur de bande de la résonance est elle proportionnelle à l'effet inductif et inversement proportionnelle à l'effet capacitif. Il a été montré que ce modèle simple de ligne ne permet pas de modéliser correctement le comportement de telles structures périodiques [7]. C'est d'ailleurs la raison pour laquelle d'autres modèles plus complexes ont été développés. Cependant il nous permet d'appréhender convenablement l'effet des différents paramètres géométriques de la structure.

Depuis [7], de très nombreux travaux ont porté sur l'optimisation de la géométrie de ces structures tantôt pour obtenir des effets multi fréquentiels, tantôt pour réduire la taille des cellules élémentaires et donc améliorer sa compacité, tantôt pour élargir la bande de fréquence dans laquelle ces surfaces présentent un déphasage proche de 0 degré (largeur de bande définie par un déphasage à la réflexion compris entre +90° et -90° ou +45° et -45° suivant les auteurs).

Il est important de noter que la présence des vias métalliques n'est pas requise pour obtenir un tel effet [10]. Ces structures peuvent alors être vues comme des surfaces sélectives en fréquences (FSS) derrière lesquelles se trouve un plan de masse. Des modèles analytiques précis peuvent ainsi être mis en œuvre pour déterminer leurs caractéristiques [11]-[12].

Ces HIS de type "champignon" – i.e. possédant des vias métalliques connectant les patches imprimés au plan de masse – sont également des matériaux à bande interdite (EBG). La Figure 7 illustre les propriétés de dispersion d'une HIS carrée [7]. En plus de posséder un

effet haute impédance, cette structure possède donc des propriétés de dispersion remarquables aux alentours des mêmes fréquences : il y a présence d'une bande interdite électromagnétique. Dans une partie de cette bande de fréquence, il n'existe aucune solution à la propagation. Dans l'autre, il n'existe des solutions à la propagation que dans le cône de lumière, solutions qui correspondent à des ondes rayonnées suivant la normale au plan de la HIS. Suivant les auteurs, cette définition peut varier, à savoir que seule la bande interdite totale – ne présentant aucune solution – est considérée. Le calcul des propriétés de dispersion est effectué à partir d'une cellule élémentaire, technique semblable à celle utilisée dans le domaine de la cristallographie [1].

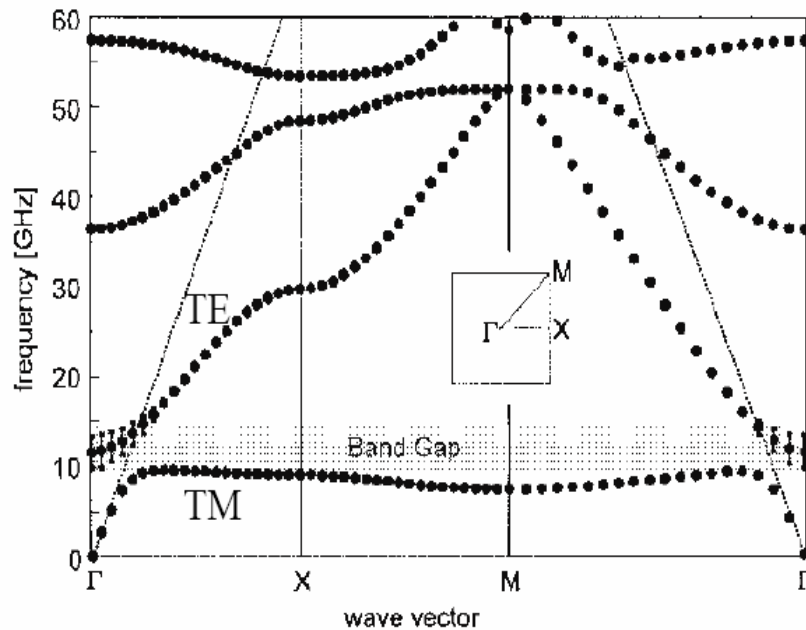


Figure 7 : Simulation du diagramme de bande par FDTD d'une surface à maille carrée [7]

Il est ici important de remarquer qu'une HIS sans vias métalliques ne possède pas de bande interdite aux alentours de la fréquence de résonance à laquelle on obtient un effet haute impédance [10]. Ces HIS sans vias sont toutefois des EBG mais la bande interdite apparaît plus haut en fréquence. Ainsi, aux fréquences de la bande interdite – ne correspondant pas forcément à la fréquence HIS – les dimensions des patches sont de l'ordre de $\lambda_{eff} / 2$ (dans le cas d'une HIS utilisant des patches carrés et une technologie simple couche).

Les HIS avec EBG semblent posséder de nombreux avantages pour notre application : largeur de bande interdite compatible avec nos fréquences d'intérêt, compacité de la structure, facilité de réalisation... Nous allons maintenant nous intéresser à la géométrie d'une HIS avec EBG aux dimensions réduites.

1.2.2. Géométrie retenue

Nous présentons dans cette partie la conception d'une HIS avec EBG à double couche de géométrie hexagonale. Nous expliquons en quoi le choix d'une structure double couche permet de réduire très fortement la taille de la cellule élémentaire.

Nous concevons ici une HIS à structure à périodicité hexagonale résonant aux fréquences de la bande L. La surface haute impédance étudiée est une HIS de type "champignon" à deux couches inspirée de [2]. Pour des questions de taille de la cellule élémentaire HIS, le choix de cette technologie double couche a été fait. En effet, en imprimant de part et d'autre d'un fin substrat diélectrique des patches triangulaires et hexagonaux sur les faces respectivement supérieures et inférieures, les effets capacitifs mis en jeu à la résonance HIS sont accrus. Ainsi la contribution de l'effet selfique nécessaire pour résonner à la fréquence souhaitée peut être plus faible. Nous avons vu que ces effets étaient directement liés à l'épaisseur du substrat et à la taille de la cellule élémentaire [7], en d'autres termes son volume. Finalement, à hauteur de substrat donnée, la taille de la cellule élémentaire sera plus faible avec une technologie double couche. On peut trouver dans la littérature de très bonnes investigations sur ce type de structure [2]. Le choix d'une structure à périodicité hexagonale présentée sur la Figure 8 a été fait pour améliorer l'isotropie plane de ce métamatériau comparé à une géométrie carrée.

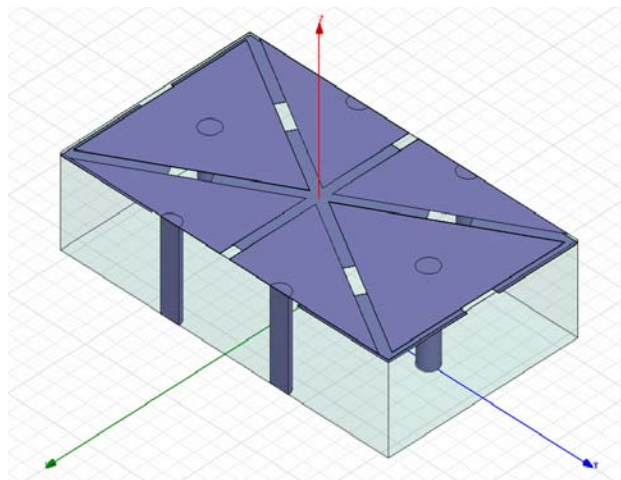


Figure 8 : vue 3D d'une cellule de surface haute impédance

Cette HIS est constituée d'une première couche de diélectrique (TLY5, $\epsilon_r = 2.2$) d'une hauteur de 4.8 mm contenant le plan de masse sur sa partie inférieure (non visible sur la Figure 8). La seconde couche, constituée du même substrat, est d'une épaisseur de 0.127 mm. Elle est imprimée sur les deux faces avec une épaisseur de cuivre de 18 microns : la partie inférieure est constituée d'hexagones de côté 5.83 mm et la partie supérieure de triangles équilatéraux de côté 11.08 mm. En chacun des centres des triangles, un via métallique assure la connexion au plan de masse. La hauteur totale de la structure est de 4.93 mm.

Cette structure est réalisable avec des procédés de fabrication industriels basés sur des multicouches diélectriques. Nous allons maintenant nous intéresser à ses propriétés électromagnétiques.

1.3. Caractérisation numérique

Nous présentons dans cette partie les propriétés électromagnétiques de notre HIS double couche à géométrie hexagonale avec EBG. Notre objectif est de caractériser notre structure et d'estimer sa bande interdite, cette dernière permettant d'isoler des éléments rayonnants.

Dans un premier temps, nous présentons les propriétés sous incidence normale de cette structure à l'aide d'un calcul classique sur une cellule élémentaire. Nous déterminons alors sa fréquence de résonance, permettant de définir la taille de la cellule élémentaire en fonction de la longueur d'onde.

Dans un second temps, nous nous intéressons à ses propriétés d'isolation. Pour cela nous proposons un dispositif fictif permettant de soumettre notre HIS avec EBG à une onde dont la répartition du champ est semblable au champ à l'origine des couplages. L'objectif est alors de voir si de telles structures compactes peuvent réduire les niveaux de couplage entre antennes sur nos fréquences d'intérêt.

1.3.1. Calcul de l'impédance de surface

Nous portons ici notre attention sur le calcul de l'impédance de surface sous incidence normale d'un plan infini constitué de notre HIS périodisée. L'étude d'une cellule élémentaire nous permet d'observer les propriétés d'un plan infini constitué de cellules élémentaires HIS périodisées [7]-[8]. En tirant profit des propriétés de périodicité et de symétrie de ces structures, l'impédance de surface et la phase du coefficient de réflexion peuvent être aisément calculées sous incidence normale (Figure 9). Le dispositif de caractérisation d'impédance de surface utilise un guide constitué de conducteurs métalliques parfaits (PEC) et de conducteurs magnétiques parfaits (PMC) alternés. Ainsi, une onde TEM est propagée dans ce guide terminé par la cellule élémentaire HIS. L'étude des propriétés de réflexion de ce mode est équivalente à l'étude des propriétés de réflexion d'une onde plane sur un plan infini constitué de HIS périodisées sous incidence normale. Les simulations électromagnétiques ont été réalisées avec le solveur éléments finis fréquentiel commercial HFSS de Ansoft.

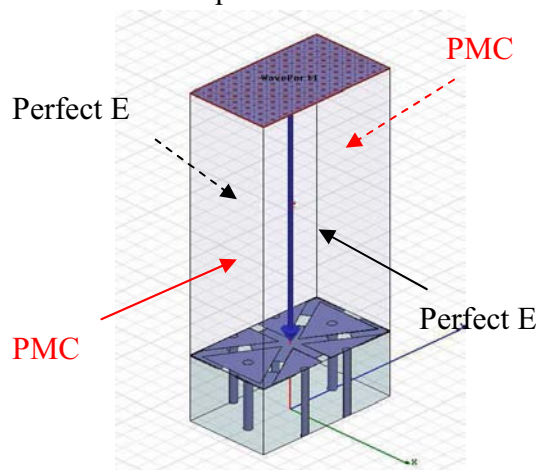
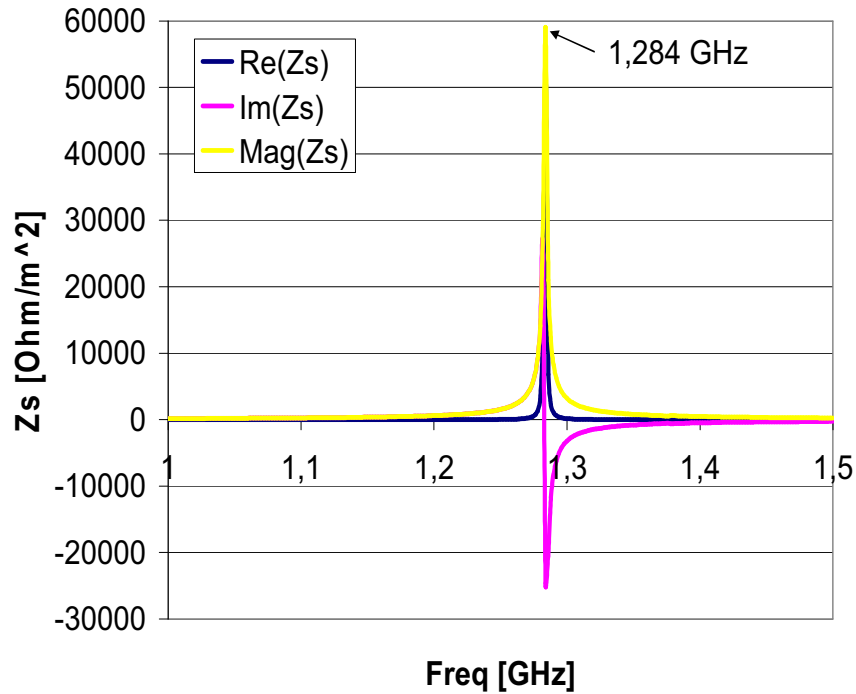
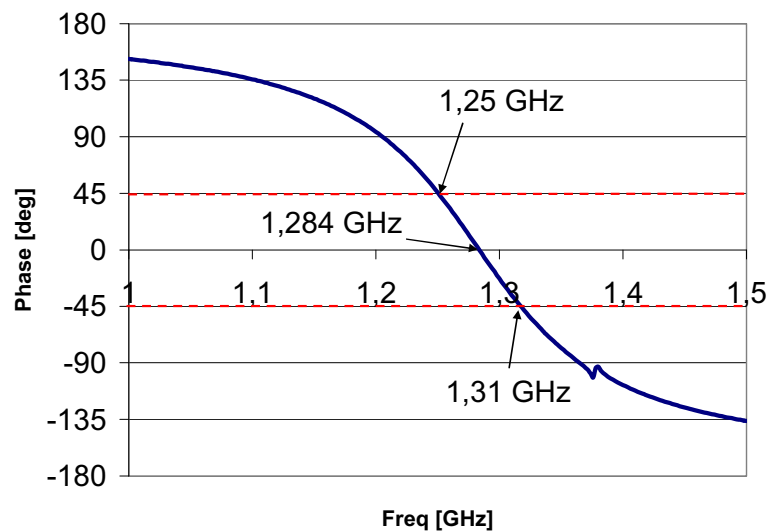


Figure 9 : Vue 3D du dispositif de caractérisation d'un plan infini de motifs HIS sous incidence normale

A partir d'un tel calcul électromagnétique, l'impédance et la phase au niveau du port d'entrée sont estimées. Connaissant les propriétés de propagation de l'onde dans le guide, il est alors possible de connaître l'impédance de surface et la phase du coefficient de réflexion au niveau du haut de la surface haute impédance.



(a)



(b)

Figure 10 : (a) parties réelle, imaginaire et amplitude de l'impédance de surface de la HIS, (b) phase du coefficient de réflexion de la HIS

La résonance de la structure est caractérisée par une impédance de surface au sommet de la cellule très élevée (jusqu'à $59000 \text{ Ohms}/m^2$), s'accompagnant d'un déphasage nul à la réflexion (Figure 10). Ainsi nous observons au point de résonance un coefficient de réflexion proche de celui d'un conducteur magnétique parfait ($\Gamma=+1$), qui possède une impédance de surface infinie et un déphasage nul à la réflexion pour toutes fréquences.

En définissant la largeur de bande HIS par la bande de fréquence ayant une phase à la réflexion comprise entre -45° et $+45^\circ$, la HIS opère entre 1.25 GHz à 1.31 GHz (Figure 10). La largeur de bande associée est donc de 4.67 % avec un pic de résonance à 1.284 GHz. Ce critère est arbitraire et peut varier suivant les auteurs et les applications.

En utilisant cette technique de caractérisation de l'impédance de surface, il est possible d'ajuster la fréquence de résonance de la structure en jouant sur certains paramètres. En effet, nous avons vu dans la partie précédente que cette résonance provient de la combinaison d'effets inductifs et capacitifs [7]-[10]. Dans la mesure où nous connaissons l'origine de ces effets – le volume du substrat de la cellule HIS élémentaire pour l'effet inductif et la surface des patches en regard pour l'effet capacitif – nous pouvons jouer sur la taille des patches et sur le volume du substrat pour accorder la fréquence de résonance. A partir de la modélisation circuit simple rendant compte des phénomènes mis en jeu [7], il suffit d'augmenter la valeur des effets capacitifs (en augmentant la surface des patches supérieurs et inférieurs en regard) ou inductifs (en augmentant le volume du substrat de la HIS), pour abaisser la fréquence de résonance, cette dernière étant proportionnelle à $1/\sqrt{LC}$. En revanche, la largeur de bande associée à cette résonance varie proportionnellement à $\sqrt{L/C}$. Ainsi nous pouvons augmenter la largeur de bande en favorisant les effets inductifs par rapport aux effets capacitifs.

La taille de la cellule de HIS conçue est de 12.1 mm par 21 mm. Si l'on compare ces dimensions à la longueur d'onde de la fréquence de résonance HIS, la cellule élémentaire a une taille de $0.08\lambda_0 * 0.05\lambda_0$. Cette cellule est donc très compacte et nous pouvons insérer deux rangées de cellules entre deux antennes dans une zone de l'ordre de 20 mm de largeur.

1.3.2. Caractérisation en guide de transmission

Nous portons maintenant notre attention sur les propriétés d'isolation de cette structure HIS. Nous cherchons à vérifier que notre HIS possède bien une bande interdite autour de la fréquence de résonance HIS.

Dans un premier temps, à partir de l'observation de la répartition des champs entre deux patches polarisés linéairement en configuration plan E, nous déterminons une approximation de la répartition des champs entre ces patches.

Dans un second temps, nous présentons le dispositif de caractérisation et les résultats de transmission dans le guide contenant la structure HIS, révélant ainsi la présence d'une bande interdite à la propagation dans la direction d'intérêt.

1.3.2.1. Ondes à l'origine des couplages

Compte tenu des moyens de calcul dont nous disposions au début de cette étude, il nous était impossible de calculer le diagramme de dispersion d'une cellule élémentaire. Les résultats obtenus étaient peu fiables du fait d'une convergence numérique loin d'être asymptotique. Il nous a alors fallu mettre en œuvre un dispositif de caractérisation pour la bande interdite de notre structure.

Afin de caractériser la bande interdite de notre HIS, un dispositif capable de prédire les performances de la HIS dans des conditions proches de la réalité doit être mis en place. Ce dispositif se doit d'être représentatif des champs se couplant entre deux antennes. Or, les niveaux de couplage entre deux antennes patches dépendent de leur géométrie, de leur polarisation, du type de substrat utilisé...[26] Toutefois, si le mode fondamental d'un patch est excité, son champ E_z sous le patch, perpendiculaire au plan de masse, suivra la loi suivante :

$$E_z(x, y) = E_0 \cos\left(\frac{\pi y}{l}\right)$$

avec l : la longueur du patch dans la direction du mode

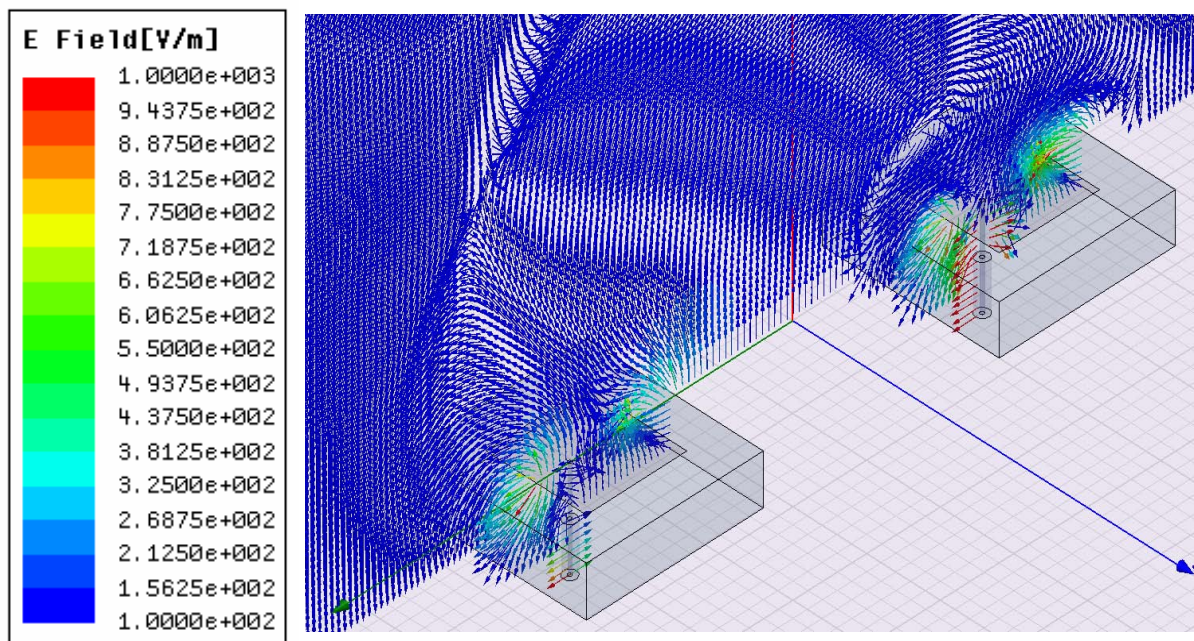


Figure 11 : Vecteur champ E à un instant donné entre deux patches couplés en configuration plan E dans le plan 0xz, seul le patch de droite est alimenté à 1.176 GHz

Pour des patches polarisés linéairement, les niveaux de couplage les plus forts sont généralement obtenus – dans le cas où les deux antennes patches sont espacées d'une distance supérieure à $\lambda_0/2$ – dans la configuration plan E (Figure 11) [26]. Ces aspects seront traités plus en détail dans le chapitre 2 lors du choix de l'élément rayonnant de référence.

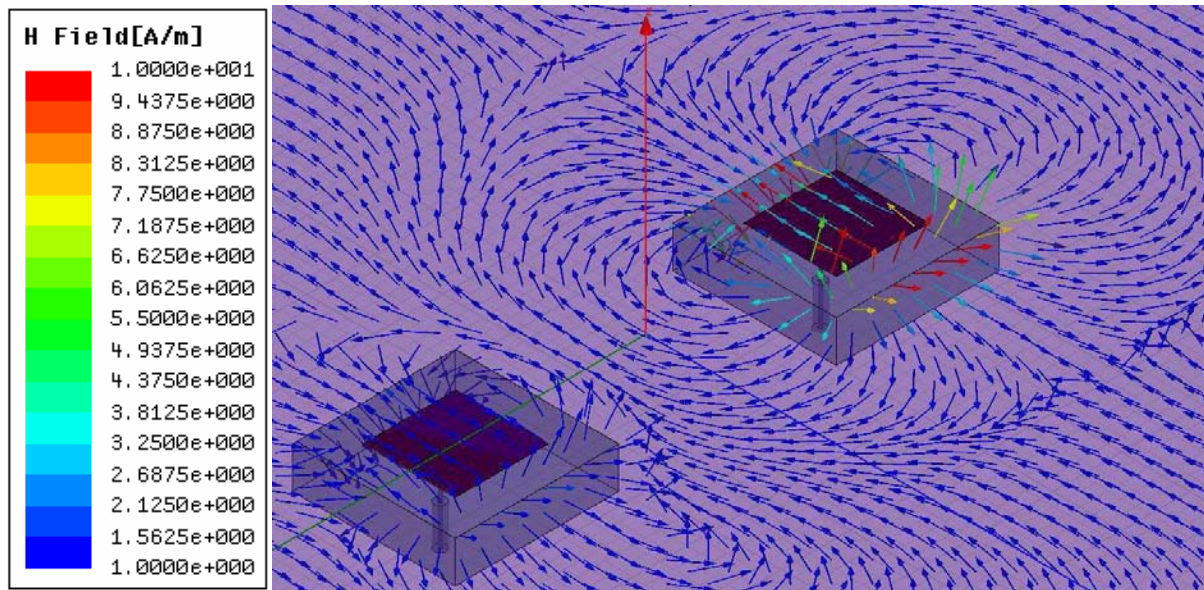


Figure 12 : Vecteur champ H à un instant donné entre deux patches couplés en configuration plan E dans le plan Oxy (i.e. sur le plan de masse), seul le patch de droite est alimenté à 1.176 GHz

Dans cette configuration, les ondes se propageant d'un patch à l'autre le long du plan de masse sont TM. Le champ H est normal à la direction de propagation (Figure 12) et le champ E voit sa principale composante suivant z à cause de la présence du plan de masse (Figure 11). Ainsi, pour caractériser les performances en terme d'isolation d'une HIS que l'on insère entre deux patches dans cette configuration, il est possible d'utiliser, en première approche, un guide d'onde propageant un mode TEM. Le champ se propageant dans le guide est alors représentatif du champ présent entre deux patches couplés.

En réalité, les phénomènes physiques mis en jeu dans les couplages s'avèrent être extrêmement complexes. Ce dispositif de caractérisation ne reproduira pas avec précision la répartition exacte des ondes intervenant dans ces mécanismes. Cependant, une onde TEM constituera une bonne approximation de cette répartition du champ entre deux patches polarisés linéairement dans le plan E.

1.3.2.2. Dispositif de caractérisation

A partir du constat sur la répartition du champ entre deux antennes en configuration plan E, nous présentons ici le dispositif de caractérisation mis au point et les résultats en transmission obtenus.

Le dispositif de caractérisation doit donc permettre de propager des ondes semblables à celles à l'origine des couplages entre antennes patches. Afin d'estimer les performances réelles de cette HIS pour des ondes TM rasantes et de mettre en évidence ses propriétés de bande interdite, nous utilisons un guide de caractérisation constitué de deux plaques métalliques parallèles infinies. Ce guide a pour propriétés de propager un mode TEM sans fréquence de coupure. Dans ce guide, nous disposons sur la partie basse une portion de HIS constituée de plusieurs rangées dans la direction de propagation et infinies latéralement (Figure 13-a). Ainsi, le calcul de la transmission à travers un tel guide contenant la HIS nous renseigne sur les propriétés d'isolation de notre structure dans la direction de propagation Γ -X.

Toutefois, et pour permettre un calcul plus rapide, il est possible d'utiliser les propriétés de symétrie et de périodicité du problème global. En effet, les cellules élémentaires de HIS possédant plusieurs plans de symétrie, tout plan normal aux deux plans métalliques infinis constituant le guide, tangent à la direction de propagation de l'onde TEM incidente et respectant la symétrie des cellules HIS élémentaires est un plan de symétrie du champ E pour le problème global. De plus, la périodicité du problème dans la direction normale à la propagation nous permet de restreindre le calcul, par l'adjonction de deux parois PMC, sur la largeur d'une cellule dans cette direction (Figure 13-a). Comme nous l'avons constaté plus tard, cette technique a été développée à la même période que nous dans [31].

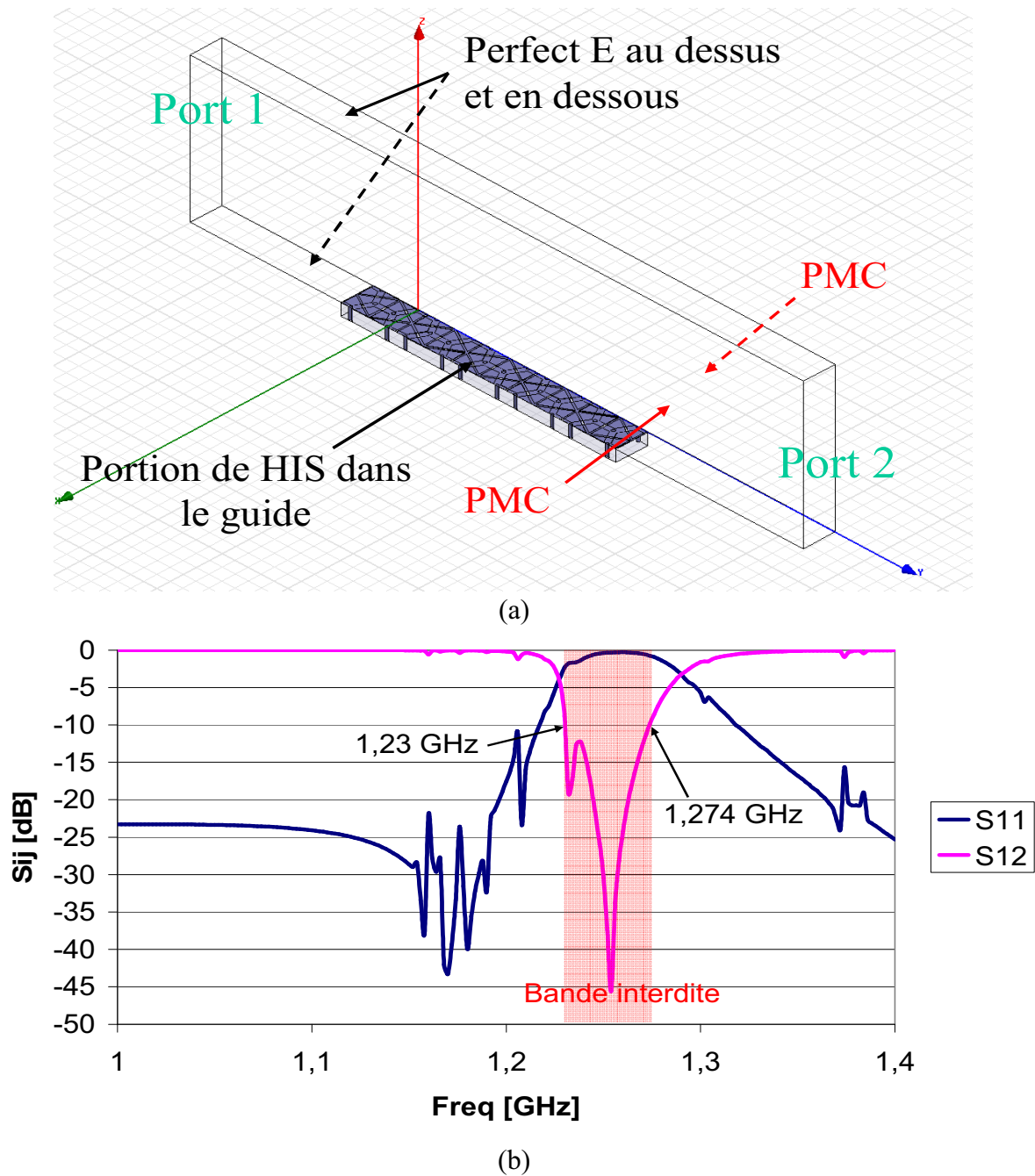


Figure 13 : (a) vue du guide d'onde incluant la partie HIS, (b) transmission du guide d'onde contenant la HIS

Le guide d'onde de caractérisation est finalement constitué de parois électriques et magnétiques contenant un nombre fini de cellules HIS (Figure 13). La solution de ce problème est bien équivalente à celle du problème initial.

Dans ce guide un mode TEM se propage. En prenant comme critère une transmission inférieure à -10 dB pour définir la bande de fréquence à laquelle la HIS opère, nous observons une coupure allant de 1.23 GHz à 1.274 GHz – soit une bande passante de 3.5% avec un pic de résonance à 1.252 GHz. Nous pouvons donc constater un décalage fréquentiel sensible de la bande interdite par rapport à la caractérisation sous incidence normale. Toutefois, les critères pris en compte pour déterminer la largeur de bande interdite ne sont pas comparables. Seuls les pics de résonance peuvent l'être. Des études très complètes à propos de la fréquence de résonance des HIS par rapport à la polarisation de l'onde incidente ont déjà été réalisées [12]. Ces études mettent en évidence une variation de cette fréquence suivant la direction de l'onde d'incidence. Dans ce chapitre, notre attention se porte sur le comportement global de ces structures. En complément, des investigations sur les phénomènes résonants à l'origine de la bande interdite sont menées dans le chapitre 3.

Finalement, le calcul des propriétés de notre HIS hexagonale double couche avec EBG montre la potentialité de ces structures pour notre application, à savoir réduire les niveaux de couplage sur des largeurs de bande de fréquence de quelques pourcents. Toutefois, le dispositif de caractérisation numérique utilisé, bien que représentatif des phénomènes à l'origine des couplages, ne peut être réalisé. Souhaitant valider les propriétés de bande interdite de notre HIS par la mesure, un autre dispositif de caractérisation est décrit dans la partie suivante.

1.4. Validation de la bande interdite par la mesure

Dans cette partie nous présentons la conception, la réalisation et la mesure du dispositif de caractérisation de la bande interdite de notre HIS avec EBG. Ce dispositif doit être capable de mettre en évidence les propriétés d'isolation de la structure étudiée mais également être représentatif des phénomènes de couplage mis en jeu entre antennes patches. Nous voyons en quoi l'utilisation d'une ligne micro-ruban s'avère judicieux. Nous détaillons également la conception du dispositif permettant un procédé de fabrication industriel. Ce procédé impose certaines contraintes sur la géométrie de la structure en particulier sur la hauteur maximum des vias métalliques. Les objectifs sont ainsi multiples, à savoir : définir un dispositif de caractérisation de la bande interdite adapté à notre application, valider la présence de bande interdite du métamatériau, s'assurer de la maîtrise du procédé de fabrication (reproductibilité).

1.4.1. Caractérisation par une ligne de transmission

Nous portons ici notre attention sur le choix du dispositif de caractérisation que nous utilisons. Ce dispositif doit permettre de caractériser par la simulation et la mesure la bande interdite de notre métamatériau.

En pratique, la réalisation d'un démonstrateur utilisant un guide d'onde à plans parallèles se révèle complexe pour plusieurs raisons. D'abord, il n'est pas réalisable expérimentalement (PMC). Une alternative serait d'utiliser un guide d'onde rectangulaire dans lequel nous exciterions le mode fondamental TE₁₀. La structure HIS serait alors insérée dans ce guide. Si cela peut être fait en pratique, cette caractérisation présente un certains nombres d'inconvénients. Pour permettre une bonne caractérisation de la structure il faut prendre un guide dont la fréquence de coupure est bien inférieure aux fréquences auxquelles nous nous attendons à observer la bande interdite. Ceci implique qu'il faut prendre un guide dont les dimensions sont importantes ($> \lambda/2$ dans le sens de la largeur). Ainsi la HIS à insérer dans le guide contiendrait un très grand nombre de cellules élémentaires et serait donc très coûteuse à fabriquer. De plus, l'intérêt d'une telle réalisation réside dans la possibilité de comparer les mesures et la simulation. Or, compte tenu des dimensions du guide d'onde qu'il faut utiliser, il est impossible de simuler une structure 3D aussi importante. En outre, le risque d'exciter des modes d'ordre supérieur dans le guide rendrait l'interprétation des résultats complexe.

Comme nous l'avons vu, le dispositif de caractérisation doit mettre en évidence les propriétés d'isolation de notre HIS. Numériquement, un guide d'onde exploitant les propriétés de symétrie et de périodicité propage un mode TEM représentatif des ondes à l'origine des couplages. En pratique, ceci n'étant pas réalisable, nous avons fait le choix d'utiliser une ligne micro-ruban propageant une onde quasi-TEM, technique proposée aux alentours des années 2005 [27] et mise en œuvre pour caractériser de nombreux EBG [28]-[29]. Cette ligne micro-ruban a une partie de son plan de masse constitué des cellules HIS à caractériser (Figure 14).

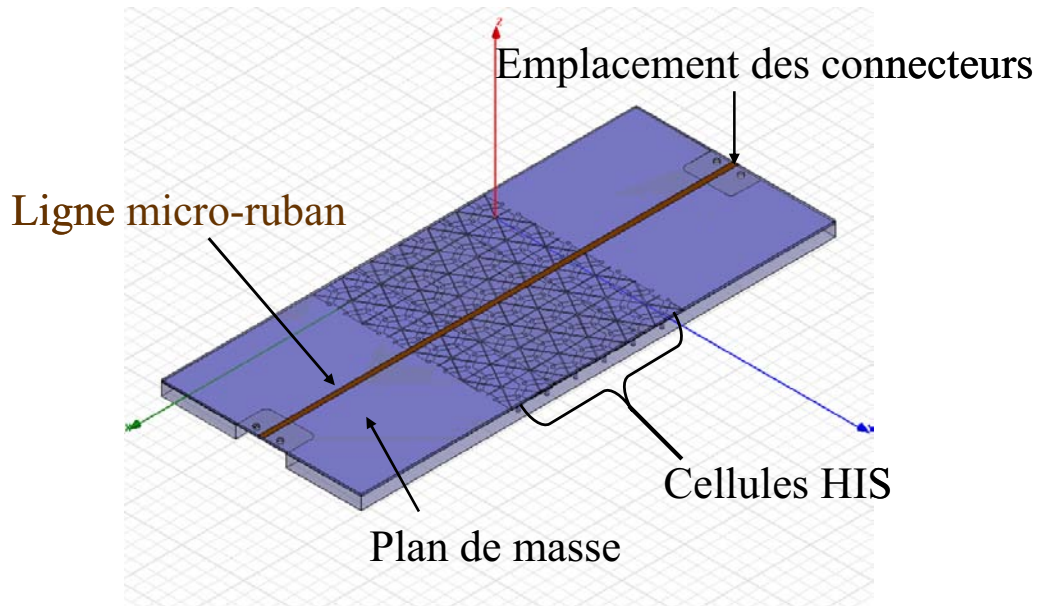


Figure 14 : schéma 3D du dispositif de caractérisation de la HIS avec une ligne micro-ruban

La HIS remplaçant une partie du plan de masse est la même que celle précédemment étudiée. La ligne microstrip est imprimée sur un substrat d'épaisseur 0.787 mm dont la constante diélectrique vaut $\epsilon_r=2.2$. La largeur de la ligne a été dimensionnée pour obtenir une impédance caractéristique de 50 Ohms, soit 2.2 mm de largeur.

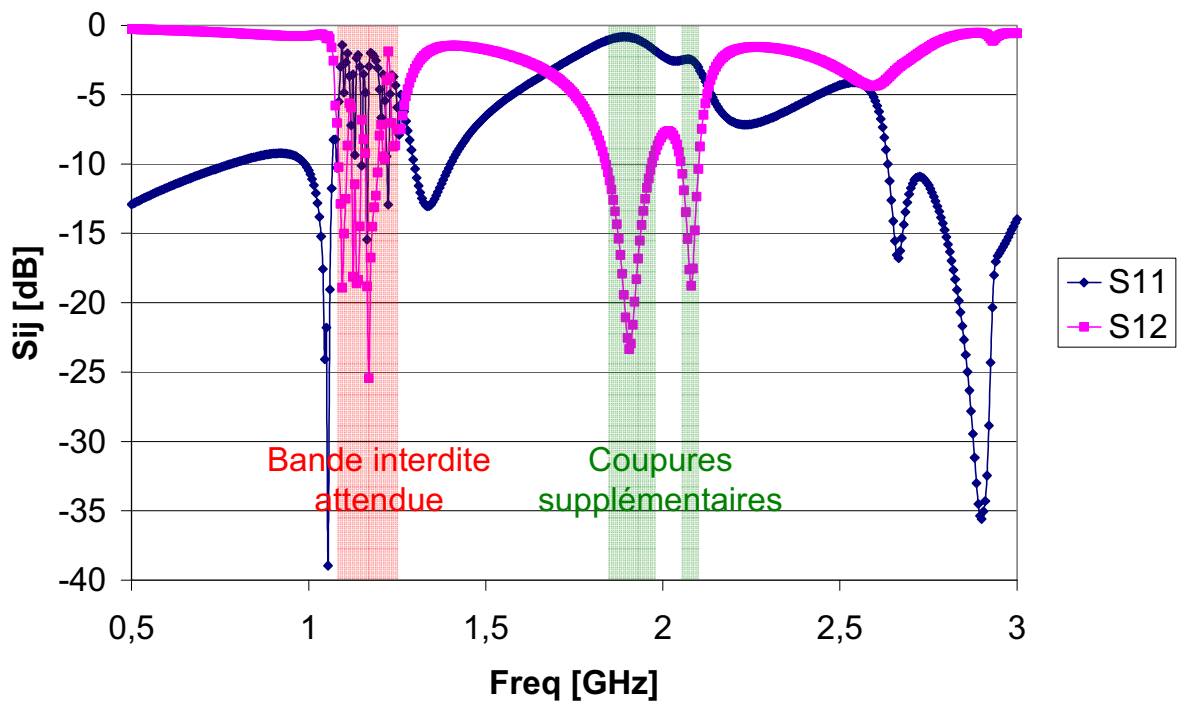


Figure 15 : Paramètres de transmission simulés de la ligne micro-ruban dont une partie du plan de masse est constituée de cellules HIS

Sur la Figure 15, les résultats de calcul des paramètres S de la ligne – dont une partie du plan de masse est constituée de HIS – mettent en évidence la présence de bandes de coupures. L'ensemble des simulations a été effectué en utilisant le solveur commercial HFSS v11.

Nous constatons d'abord la présence d'une coupure à la transmission aux fréquences attendues, celles de la bande interdite de notre structure. Cette bande interdite s'étend de 1.085 GHz à 1.245 GHz. Elle possède une largeur de bande d'environ 13%, ce qui est compatible avec l'application visée. La présence de nombreuses irrégularités dans les paramètres S simulés peut s'expliquer par le fait qu'avec les moyens de calculs dont nous disposons, une convergence asymptotique de la méthode n'a pu être obtenue.

Nous remarquons également la présence de coupures supplémentaires à la transmission qui n'étaient pas prédites par la caractérisation en guide à plans parallèles. Compte tenu des contraintes de temps qui nous étaient imparties, nous n'avons à ce jour pas déterminé l'origine physique des résonances mises en jeu. Quelques pistes d'exploration nous sont tout de même apparues, à savoir : les longueurs des lignes du prototype (respectivement sur le plan de masse et au dessus de la HIS avec EBG) qui peuvent introduire une résonance et la présence de la ligne micro-ruban introduisant des effets capacitifs et inductifs supplémentaires.

Finalement, les résultats en transmission par ligne suspendue micro-ruban pour la première bande interdite sont relativement éloignés de ceux obtenus dans le cas du guide d'onde. Différents phénomènes pourraient expliquer ce décalage. Tout d'abord, la précision du calcul électromagnétique peut être mise en cause. De plus, la nature de l'onde transmise à travers le métamatériau n'est pas la même. Dans le cas du guide, nous propageons une onde TEM jusqu'à la structure alors que dans le cas de la ligne micro-ruban, il s'agit d'une onde quasi-TEM. Ainsi le rapport hauteur sur largeur de la ligne peut avoir une influence sur les résultats obtenus. La finitude du métamatériau peut également être mis en cause. En effet, dans le cas du guide d'onde, le matériau possède une dimension finie dans la direction de propagation de l'onde TEM et infinie dans la direction orthogonale. Dans le cas du micro-ruban, les deux dimensions sont finies. Nous pouvons également nous interroger sur l'effet de la présence du substrat au dessus de notre structure. Tout d'abord il modifie les propriétés de dispersion de l'onde incidente. De plus, même si les effets capacitifs sont a priori principalement localisés entre les patchs supérieurs et inférieurs en regard, la présence du diélectrique modifie la capacité présente entre les bords des patchs supérieurs. La fréquence de fonctionnement de la HIS pourrait être alors modifiée.

Les résultats de calcul montrent que ce dispositif permet d'observer la présence de la bande interdite attendue de notre HIS. Nous notons toutefois le décalage fréquentiel avec la bande prédite par la caractérisation en guide. Ce dispositif pouvant être réalisé par des procédés de fabrication industriels, nous choisissons de le retenir, malgré ses défauts.

1.4.2. Procédé de fabrication

Notre étude ayant pour objectif la réalisation de démonstrateurs, nous détaillons ici le procédé de fabrication du dispositif de caractérisation de la bande interdite. Cela nous permet de nous familiariser avec la réalisation de ces structures et d'en constater certaines limitations.

Comme nous l'avons vu dans la partie précédente, nous avons choisi de réaliser un dispositif basé sur la transmission d'une ligne micro-ruban. Les matériaux et les dimensions du prototype ont été choisis pour permettre un procédé de fabrication industriel : la hauteur des vias métalliques n'excède pas 5 mm. La ligne de transmission disposée sur cette HIS a été dimensionnée pour obtenir une impédance caractéristique de 50 Ohms.

Le prototype est constitué d'un multicouche diélectrique. Le matériau utilisé pour cette réalisation est du TLY5 de chez Taconic ($\epsilon_r=2.2$) métallisé avec du cuivre d'épaisseur $18\mu\text{m}$. La ligne de caractérisation consiste d'abord en la réalisation de la HIS et du plan de masse de la ligne micro-ruban sur 3 couches diélectriques. La première couche diélectrique d'épaisseur 2.36 mm a sa partie basse entièrement métallisée. La seconde couche d'épaisseur 2.36 mm ne possède quand à elle aucune métallisation. La troisième couche fine d'épaisseur 0.127mm est métallisée sur les deux faces. Sur la face inférieure les patchs hexagonaux sont imprimés. Sur la face supérieure les patchs triangulaires et le plan de masse de la ligne micro-ruban sont imprimés. Une représentation de cette métallisation est donnée sur la Figure 16.

Patchs triangulaires de la HIS

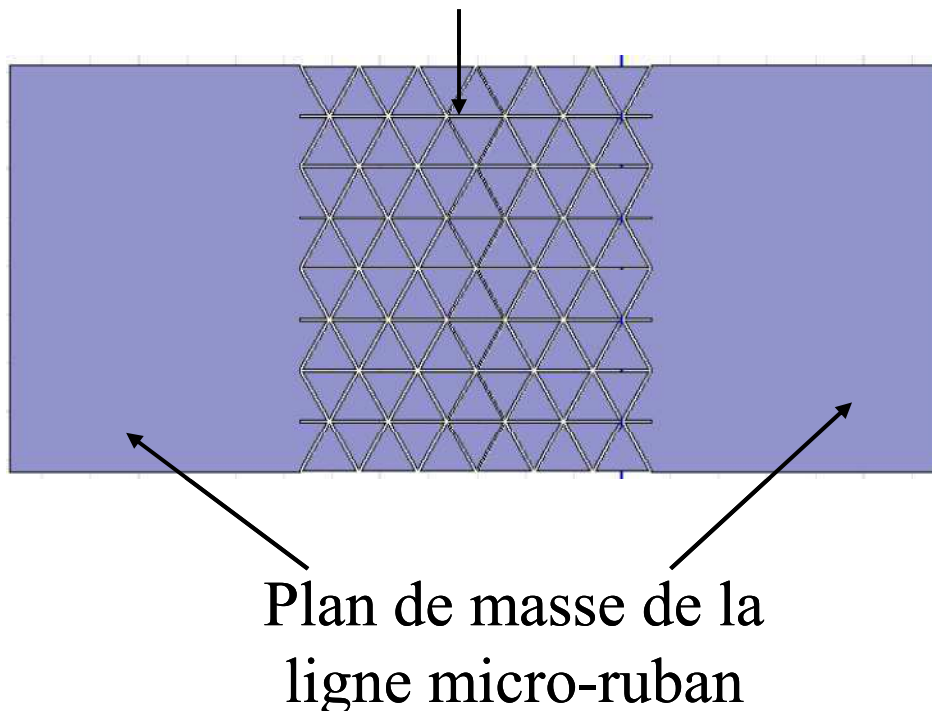


Figure 16 : Représentation de la métallisation de la face supérieure de la troisième couche diélectrique

Une fois les métallisations de ces couches réalisées, elles sont ensuite collées entre elles avec un film de colle diélectrique ($\epsilon_r=2.7$) d'épaisseur $38\mu\text{m}$. Ce multicouche est ensuite percé en chacun des centres des patches triangulaires (diamètre=1.2 mm) et une découpe permettant de fixer les connecteurs SMA 50 Ohms est effectuée. Les trous sont ensuite métallisés (vias métalliques de la HIS) et assurent la connexion électrique entre les patches triangulaires supérieurs et le plan de masse de la HIS (métallisation inférieure de la première couche diélectrique). Une représentation de la structure multicouche obtenue à cette étape est donnée sur la Figure 17).

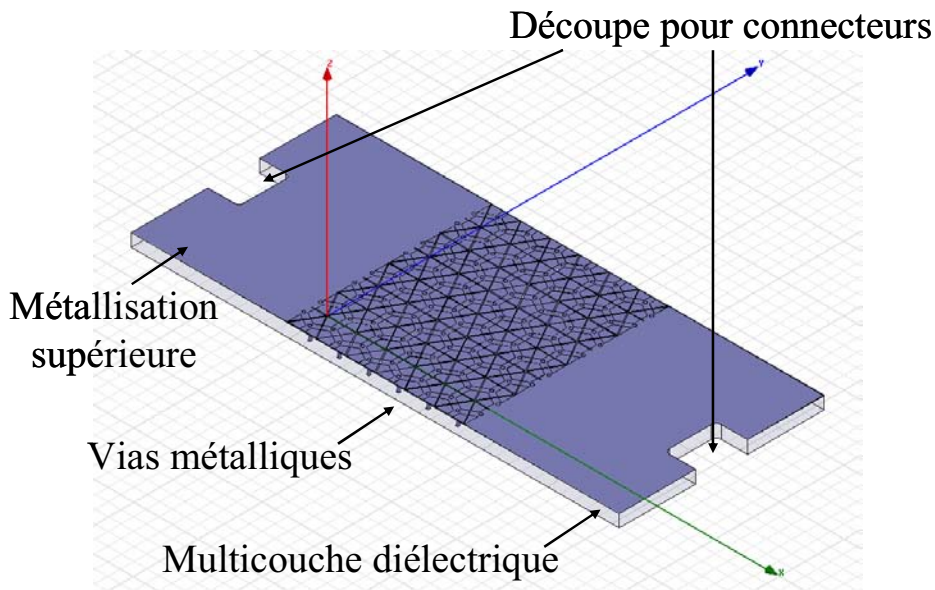


Figure 17 : Représentation du multicouche diélectrique obtenu après métallisation des trous

Finalement, la quatrième couche diélectrique d'épaisseur 0.787 mm dont la partie supérieure contient la métallisation de la ligne micro-ruban et dont les extrémités sont percées pour accueillir les connecteurs, est collée à l'ensemble multicouche précédemment réalisé grâce au même film de colle. Un schéma en coupe de la structure multicouche est donné sur la Figure 18.

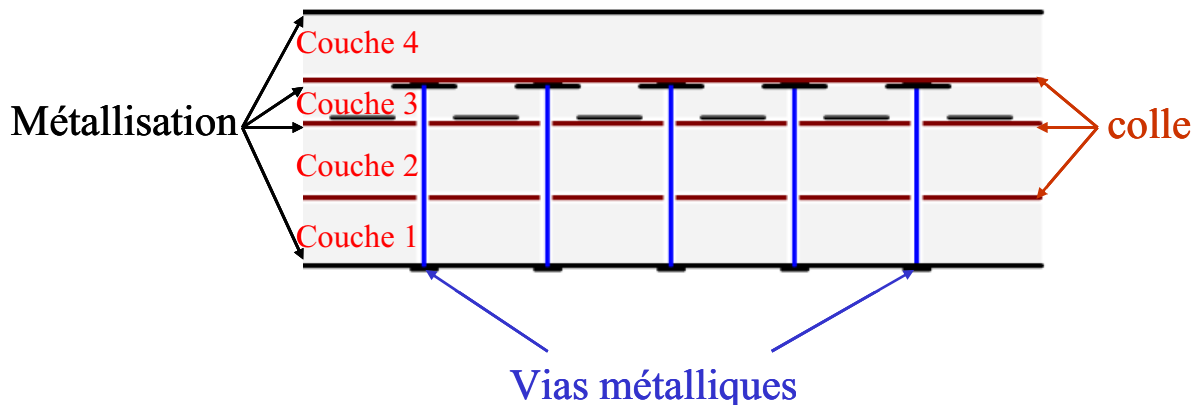
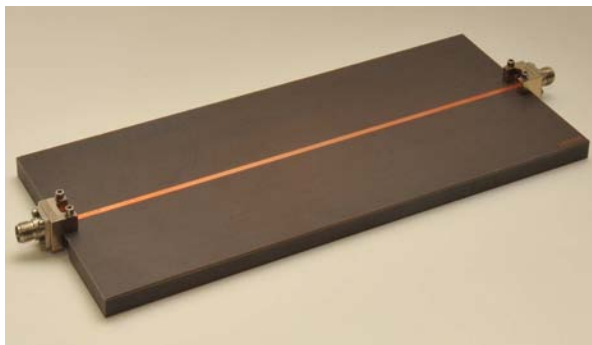


Figure 18 : schéma en coupe de la structure multicouche

Ce choix de procédé de fabrication a été fait pour permettre une industrialisation mais également eu égard aux propriétés de la HIS. En effet, comme nous l'avons vu précédemment [2], l'effet capacitif gaucher est obtenu au niveau des patches triangulaires supérieurs et hexagonaux inférieurs en regard. La valeur de la capacité dépend donc très fortement de la surface en regard mais également de la distance séparant les patches triangulaires et hexagonaux. Cette distance constitue donc un paramètre critique puisque toute variation modifie fortement le comportement fréquentiel de la structure. Afin d'assurer une bonne reproductibilité de la fabrication de ce type de structure, les patches inférieurs et supérieurs de la HIS ont été imprimés sur un même substrat, permettant ainsi d'éviter qu'une couche de film adhésive dont l'épaisseur est mal maîtrisée soit présente entre les patches.



Vue avant



Vue arrière

Figure 19 : Photographies d'un des prototypes réalisés

Deux exemplaires ont ainsi été réalisés pour s'assurer de la robustesse d'un tel procédé de fabrication. Afin d'avoir un élément de comparaison pour ces lignes contenant des structures HIS, deux lignes micro-ruban d'impédance caractéristique 50 Ohms ont également été fabriquées. Elles ont été imprimées sur le même substrat que celui de la quatrième couche diélectrique et possèdent donc la même largeur et la même longueur. Des photographies d'un des prototypes réalisés sont données sur la Figure 19.

Ce démonstrateur a donc été réalisé par un procédé de fabrication industriel. Ce procédé à l'avantage de mettre en œuvre des technologies multicouches diélectriques avec des gravures métalliques dont les tolérances standard sur la précision de ces gravures sont largement satisfaisantes. Ce procédé implique donc un coût de fabrication modeste et peut être envisagé à grande échelle. Afin de maîtriser l'épaisseur entre les patches supérieurs et inférieurs de la HIS avec EBG, ces derniers ont été imprimés de part et d'autre d'un fin substrat diélectrique. Toutefois, l'utilisation de tels procédés limite la hauteur des vias métalliques de la structure (inférieure à 5mm) qui se révèlent par ailleurs être très coûteux. Nous ne pouvons donc pas envisager de jouer sur l'effet inductif introduit par la hauteur du substrat pour réduire l'empreinte de ces structures. Nous sommes donc privé d'un degré de liberté dans la conception de ces HIS.

1.4.3. Résultats de mesure

Dans cette partie, nous exposons les résultats de mesures en transmission obtenus à partir des différents démonstrateurs. Nous cherchons alors à valider par la mesure la présence de la bande interdite de notre HIS et à valider les méthodes de modélisation.

Les mesures en transmission de chacun des prototypes ont été réalisées sur un analyseur de réseau préalablement étalonné. Sur la Figure 20, les paramètres S mesurés de la ligne de référence sont illustrés. Nous constatons une bonne adaptation et un bon niveau de transmission sur l'ensemble de la bande de fréquence. Cela nous permet d'affirmer que l'impédance caractéristique de la ligne est bien maîtrisée et que l'intégration du connecteur 50 Ohms a été bien réalisée.

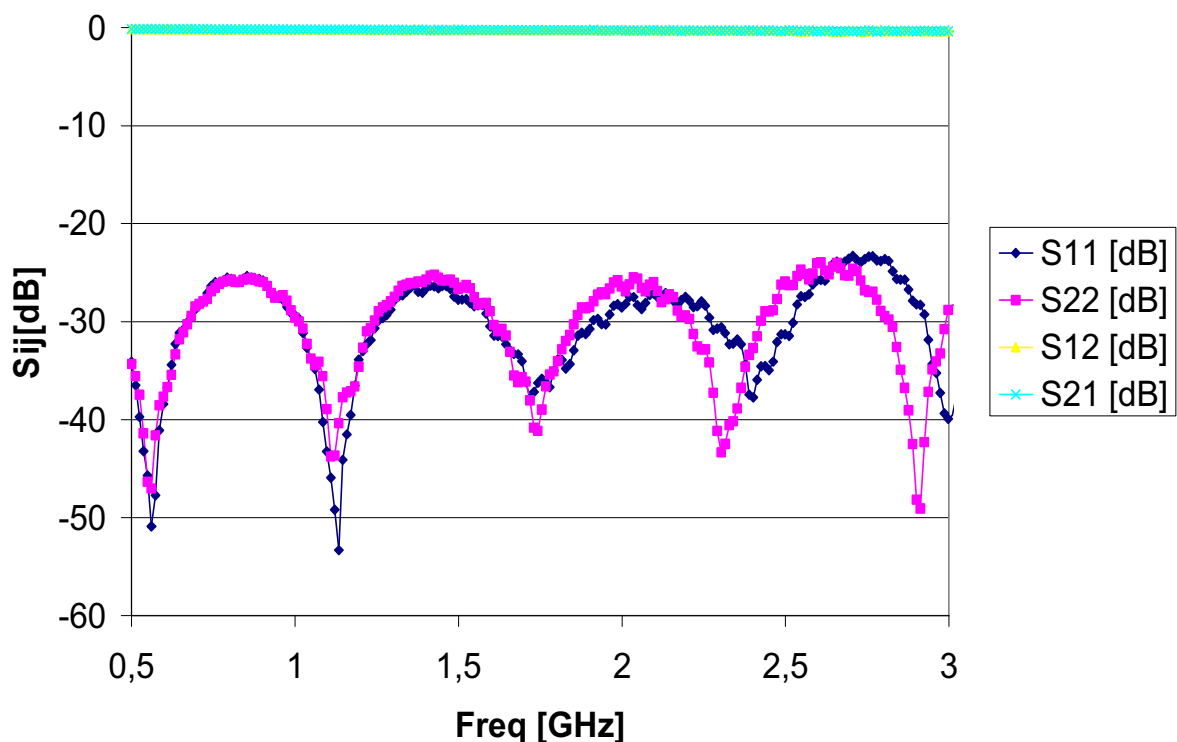
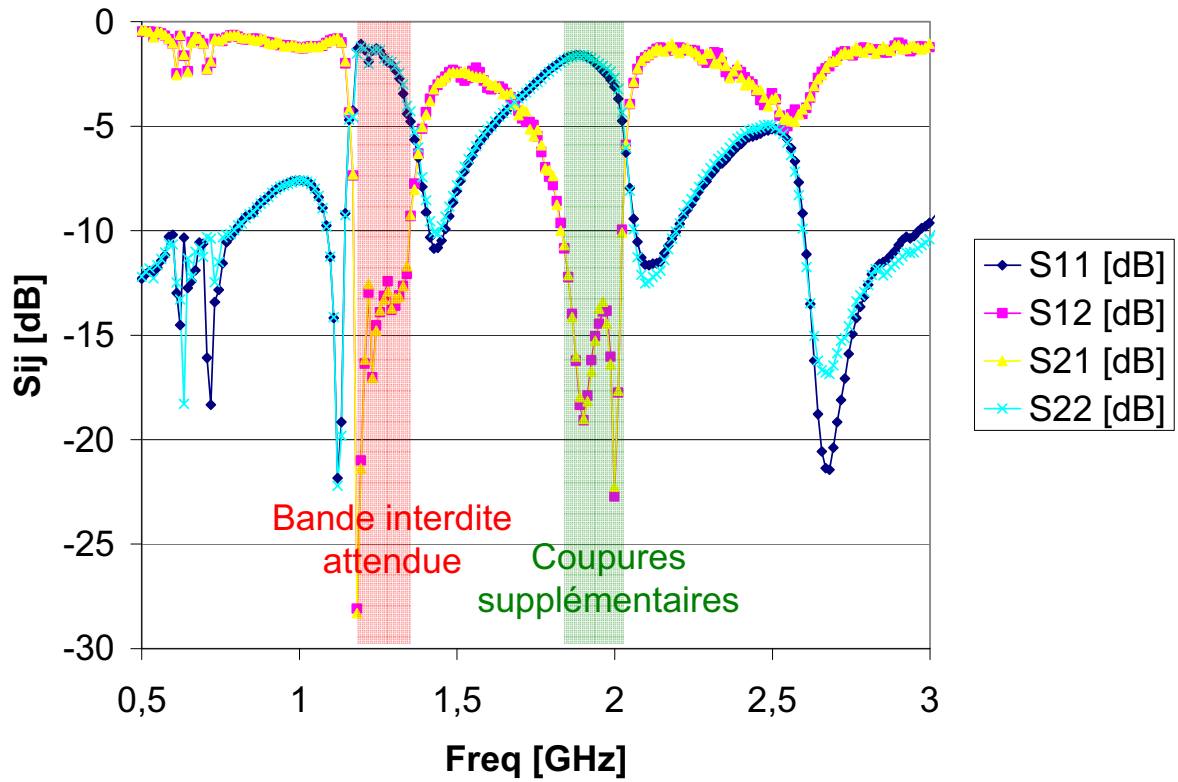


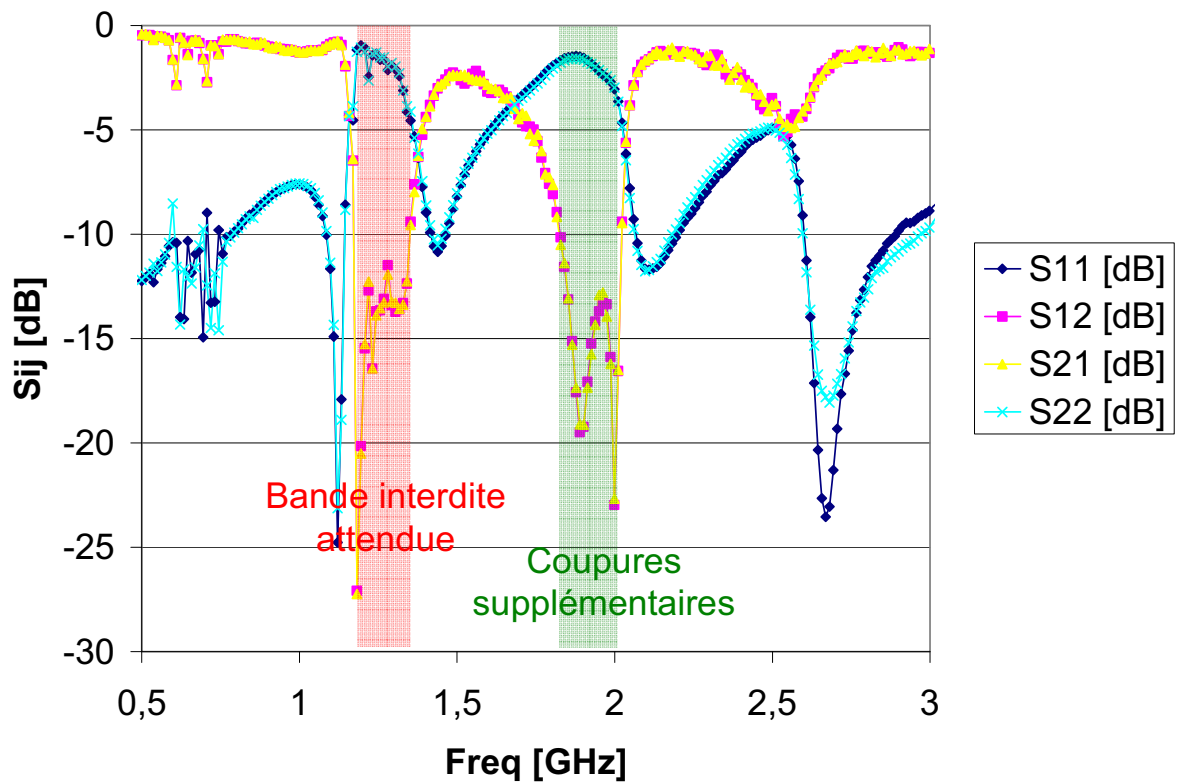
Figure 20 : Paramètres S mesurés de la ligne de transmission de référence

Comme pour les résultats de calcul de cette ligne (partie 1.4.1, Figure 15) et avant de confronter les mesures aux simulations (Figure 22), nous détaillons les résultats de mesures en transmission des deux lignes avec HIS présentés sur la Figure 21. Nous remarquons la présence d'une première bande interdite allant de 1.18 GHz à 1.35 GHz (transmission en dessous de -10 dB). La largeur de bande de cette première bande de coupure est proche de 13%.

De plus, il est important de noter que les mesures en transmission obtenues pour les deux réalisations sont identiques. Ceci témoigne de la robustesse et de la maîtrise du procédé de fabrication utilisé. Un tel procédé permet une bonne reproductibilité. Ainsi, des fabrications en grandes séries sont envisageables.



(a)



(b)

Figure 21 : Paramètres S mesurés de la ligne avec HIS : (a) prototype 1, (b) prototype 2

La Figure 22 illustre les différences obtenues entre les mesures et la simulation sur le paramètre de transmission. Nous observons un décalage fréquentiel entre ces deux résultats et plus particulièrement un décalage de la bande interdite attendue d'environ +100MHz par rapport à la simulation. Ce décalage peut s'expliquer par des défauts liés à la fabrication à savoir les incertitudes sur la constante diélectrique du substrat, les tolérances de fabrication sur l'impression des parties métalliques, la présence des films adhésifs, les incertitudes sur les épaisseurs des substrats... Il peut également provenir d'une erreur de modélisation du dispositif. En effet, nous avons souligné le fait que la convergence asymptotique de la méthode utilisée n'avait pu être assurée compte tenu de la taille du problème. Toutefois le comportement général de cette ligne est bien prédit par la simulation et valide donc les méthodes de calcul utilisées pour ce type de matériau sous couvert d'une convergence plus fiable. De plus, l'utilisation d'une ligne micro-ruban dont une partie du plan de masse est constitué d'HIS semble être un bon moyen de caractérisation des propriétés d'isolation de ces structures. Nous pouvons également remarquer la présence des autres coupures à la transmission survenant à des fréquences supérieures à celles de la bande interdite que l'on souhaitait observer. Des pistes d'interprétation ont été données dans la partie 1.4.1.

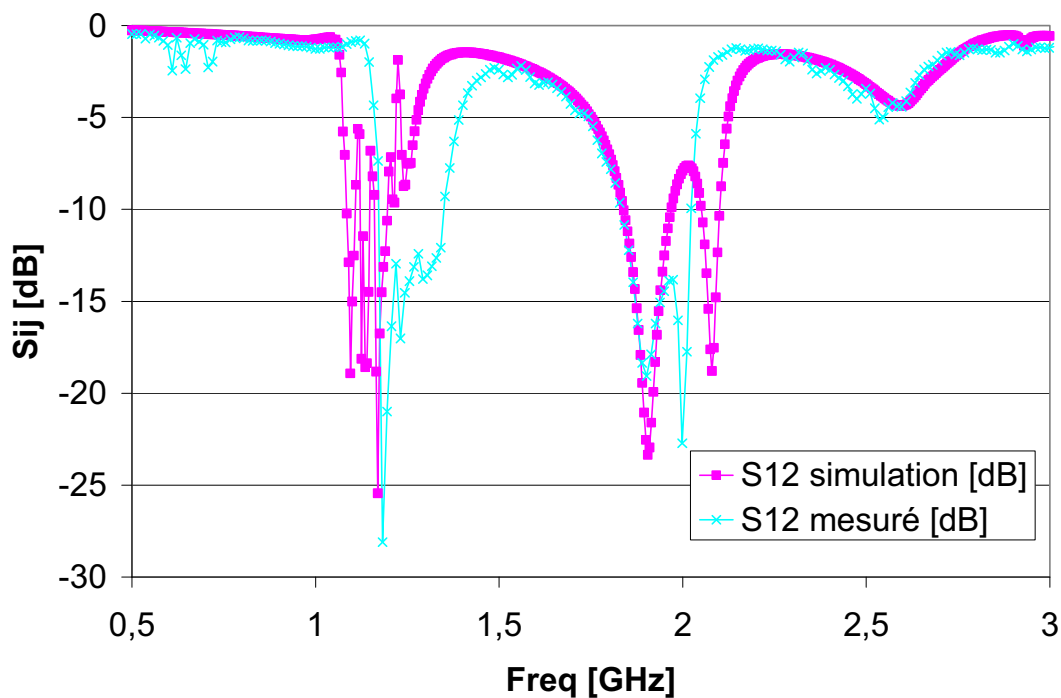


Figure 22 : Paramètres S_{12} simulé et mesuré de la ligne avec HIS

Le dispositif de caractérisation par une ligne micro-ruban nous a donc permis de mettre en évidence par la mesure la bande interdite de notre HIS double couche à structure hexagonale. La réalisation par un procédé de fabrication industriel nous a permis de souligner une limite dans la conception de ces structures : la hauteur des vias métalliques ne doit pas excéder 5 mm. Ainsi, ce procédé de fabrication nous prive d'un degré de liberté dans la conception de telles structures. En effet, pour réduire l'empreinte d'une cellule élémentaire de HIS nous ne pourrions pas augmenter à souhait la hauteur du substrat utilisé pour accroître les effets inductifs liés à la résonance. Il est également intéressant de noter que la réalisation de ces vias métalliques s'avère particulièrement coûteuse. On remarquera également que les tolérances de fabrication de cette technologie multicouche sont bien maîtrisées compte tenu de la reproductibilité du dispositif.

1.5. Conclusion

Dans un premier temps, nous avons présenté différentes structures EBG permettant de réduire les couplages entre éléments rayonnants. Certaines comme les réseaux de tiges métalliques ou diélectriques périodiques voient leur bande interdite être à l'origine de phénomènes d'interférences et présentent alors un pas de réseau comparable à la demi longueur d'onde. D'autres comme les HIS de type champignon (i.e. avec vias métalliques) ou les SRR mettent en jeu des phénomènes de résonance de type quasi-statique et peuvent ainsi voir leur géométrie optimisée pour obtenir une taille de cellule élémentaire très petite devant la longueur d'onde. Dans la mesure où notre objectif est de découpler des éléments d'un réseau de forte densité, les structures permettant de réduire les couplages doivent être les plus petites possibles. De plus, souhaitant parvenir à une réalisation qui sera effectuée par un procédé de fabrication industriel, nous avons décidé d'utiliser des HIS avec bande interdite.

Dans la seconde partie, nous avons alors exposé le principe de fonctionnement des HIS de type champignon. L'origine des effets capacitifs et inductifs, responsables de la résonance de ces structures, a été discutée sur une géométrie classique. Nous avons alors conçu une HIS double couche avec vias métalliques dont les effets capacitifs proviennent des patches imprimés en regard. En augmentant fortement l'effet capacitif à épaisseur de substrat et taille de cellule fixes (i.e. à effet inductif égal), nous abaissons fortement la fréquence de résonance de la structure. La HIS ainsi proposée possède une taille de cellule élémentaire très petite devant la longueur d'onde.

Dans la troisième partie, nous avons calculé les propriétés de notre HIS. A partir de l'étude d'une cellule élémentaire périodisée, nous avons estimé son impédance de surface sous incidence normale. Pour mettre en évidence ses propriétés d'isolation, un dispositif de caractérisation en guide – inspirée de la répartition des champs entre deux patches – a été proposée. La HIS conçue possède une bande interdite électromagnétique aux alentours de la fréquence de résonance HIS.

Dans la quatrième partie, nous avons conçu, fabriqué et mesuré un dispositif de caractérisation de la bande interdite de notre structure. Nous avons alors pu valider la présence de la bande interdite par la mesure. Nous nous sommes également familiarisés avec la fabrication de tels métamatériaux par des procédés industriels. Il est alors apparu que l'utilisation de tels procédés limitait la conception de vias métalliques à 5 mm de hauteur, nous privant ainsi d'un degré de liberté pour réduire l'empreinte de nos structures HIS avec EBG en jouant sur leurs effets inductifs. Finalement cette réalisation nous a permis de valider les méthodes de calcul utilisées.

Dans ce chapitre nous avons donc conçu et réalisé une HIS à bande interdite compacte (i.e. dont la taille de cellule élémentaire est très petite devant la longueur d'onde). Quelques cellules de ces HIS pourront alors être insérées entre des antennes faiblement espacées pour améliorer l'isolation entre ces éléments rayonnants.

REFERENCES

- [1] L. Brillouin, *Wave Propagation in Periodic Structures; Electric Filters and Crystal Lattices*, 2nd ed. New York: Dover, 1953.
- [2] *Electromagnetic Metamaterials*, C. Caloz, T. Itoh, 2005, Wiley-IEEE Press
- [3] D. R. Smith, S. Schultz, P. Markos, C. M. Soukoulis, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients", *PHYSICAL REVIEW B*, VOLUME 65, 2002.
- [4] Weir, W.B., "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies," *Proceedings of the IEEE*, vol.62, no.1, pp. 33- 36, Jan. 1974
- [5] Chen X, Grzegorzczak TM, Wu BI, Pacheco J Jr, Kong JA., "Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials", *Phys Rev E Stat Nonlin Soft Matter Phys*. 2004
- [6] Dan Sievenpiper, Lijun Zhang, Romulo F.Jimenez Broas, Nicholas G.Alexopolous, and Eli Yablonovitch, " High Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band ", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.47, NO.11, November 1999.
- [7] D. Sievenpiper, "High-Impedance Electromagnetic Surfaces", Ph.D. Dissertation, University of California, Los Angeles, 1999
- [8] S. Clavijo, R. E. Diaz, and W. E. McKinzie, III, "Design methodology for Sievenpiper high-impedance surfaces: an artificial magnetic conductor for positive gain electrically small antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2678–2690, Oct. 2003.
- [9] Y. Fu, N. Yuan and G. Zhang, "Compact high-impedance surfaces incorporated with interdigital structure", *ELECTRONICS LETTERS* 4th March 2004 Vol. 40 No. 5
- [10] Y. Rahmat-Samii, "EBG Structures for Low Profile Design Antenna : What Have We Learned ?" *Antennas Propagation, EUCAP 2007*, pp.1-5, 11-16 nov. 2007
- [11] O. Luukkonen, C. Simovski, G. Granet, G. Goussetis, D. Lioubtchenko, A. V. Raisanen, and S. A. Tretyakov, "Simple and accurate analytical model of planar grids and high-impedance surfaces comprising metal strips or patches," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 6, pp.1624–1632, 2008.
- [12] Simovski, C.R.; de Maagt, P.; Tretyakov, S.A.; Paquay, M.; Sochava, A.A., "Angular stabilisation of resonant frequency of artificial magnetic conductors for TE-incidence," *Electronics Letters* , vol.40, no.2, pp. 92- 93, 22 Jan. 2004

- [13] Baggen, R.; Martinez-Vazquez, M.; Leiss, J.; Holzwarth, S.; Drioli, L.S.; de Maagt, P.; , "Low Profile GALILEO Antenna Using EBG Technology," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.3, pp.667-674, March 2008
- [14] Buell, K.; Mosallaei, H.; Sarabandi, K., "Electromagnetic metamaterial insulator to eliminate substrate surface waves," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE* , vol.2A, no., pp. 574- 577 vol. 2A, 3-8 July 2005
- [15] Fan Yang; Rahmat-Samii, Y., "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: a low mutual coupling design for array applications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.51, no.10, pp. 2936- 2946, Oct. 2003
- [16] Rajo-Iglesias, E.; Quevedo-Teruel, O.; Inclan-Sanchez, L., "Mutual Coupling Reduction in Patch Antenna Arrays by Using a Planar EBG Structure and a Multilayer Dielectric Substrate," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.6, pp.1648-1655, June 2008
- [17] Rajo-Iglesias, E.; Quevedo-Teruel, O.; Inclan-Sanchez, L., "Planar Soft Surfaces and Their application to Mutual Coupling Reduction," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.57, no.12, pp.3852-3859, Dec. 2009
- [18] Iluz, Z.; Shavit, R.; Bauer, R.; "Microstrip antenna phased array with electromagnetic bandgap substrate," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.52, no.6, pp. 1446- 1453, June 2004
- [19] Lamminen, A.E.I.; Vimpari, A.R.; Saily, J.; "UC-EBG on LTCC for 60-GHz Frequency Band Antenna Applications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.57, no.10, pp.2904-2912, Oct. 2009
- [20] Coulombe, M.; Farzaneh Koodiani, S.; Caloz, C.; "Compact Elongated Mushroom (EM)-EBG Structure for Enhancement of Patch Antenna Array Performances," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.58, no.4, pp.1076-1086, April 2010
- [21] Yan Wang; Jingjing Huang; Zhenghe Feng; , "A novel fractal multi-band ebg structure and its application in multi-antennas," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE* , vol., no., pp.5447-5450, 9-15 June 2007
- [22] Iriarte, J.C.; Ederra, I.; Gonzalo, R.; de Maagt, P.; , "Coupling reduction in a 2×2 high dielectric constant EBG patch array," *Antenna Technology (iWAT), 2010 International Workshop on* , vol., no., pp.1-2, 1-3 March 2010
- [23] Mohsen Salehi; Alireza Motevasselian; Ahad Tavakoli; Teimur Heidari; , "Mutual Coupling Reduction of Microstrip Antennas using Defected Ground Structure," *Communication systems, 2006. ICCS 2006. 10th IEEE Singapore International Conference on* , vol., no., pp.1-5, Oct. 2006

- [24] Zhu, F.-G.; Xu, J.-D.; Xu, Q.; , "Reduction of mutual coupling between closely-packed antenna elements using defected ground structure," *Electronics Letters* , vol.45, no.12, pp.601-602, June 4 2009
- [25] Kakoyiannis, Constantine G.; Constantinou, Philip; , "Coupling and correlation reduction in compact arrays with embedded ground defects: Experimental verification," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on* , vol., no., pp.1-5, 12-16 April 2010
- [26] "Antenna Theory, Third Edition, Analysis and Design", Constantine A.Balanis, WILEY-INTERSCIENCE 2005.
- [27] Li Yang; Mingyan Fan; Fanglu Chen; Jingzhao She; Zhenghe Feng; , "A novel compact electromagnetic-bandgap (EBG) structure and its applications for microwave circuits," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.53, no.1, pp. 183- 190, Jan. 2005
- [28] H. Ouslimani, L. Zhou, C. Tran, A. Priou, O. Maas, H. Teillet, J. H. Daden: "Design of metamaterial antennas in the low and high operational frequency"; 26th Army Science Conference, Orlando, Florida, 1-4 Dec 2008.
- [29] Yuan Yao; Xin Wang; Zhenghe Feng; , "A novel dual-band compact electromagnetic bandgap (EBG) structure and its application in multi-antennas," *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE* , vol., no., pp.1943-1946, 9-14 July 2006
- [30] C.T. Manh, H.H. Ouslimani, J. Zbitou, A. Priou, H Teillet, J. Y. Daden, " Applications des surfaces hautes impédance pour le découplage entre les antennes millimétriques", 16èmes Journées Nationales Microondes, 27-28-29 Mai 2009 – Grenoble
- [31] Liang, L., C. H. Liang, L. Chen, and X. Chen, "A novel broadband EBG using cascaded Mushroom-like structure," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 50, No. 8, 2170-2177, 2008.

Chapitre 2 :

Choix d'une antenne CRPA pour GNSS

2. Choix d'une antenne CRPA pour GNSS

Dans ce chapitre nous portons notre attention sur les systèmes CRPA (Controlled Radiation Pattern Antenna) appliqués aux GNSS (Global Navigation Satellite System). Notre objectif est d'orienter notre choix de conception d'antenne et plus particulièrement de définir l'élément rayonnant de référence de notre réseau. Un état de l'art succinct des systèmes CRPA met en avant la nécessité de réduire les couplages entre éléments rayonnants. Compte tenu de la complexité des phénomènes physiques mis en jeu dans ces couplages et compte tenu de nos objectifs de réalisation, nous adoptons une démarche pragmatique pour déterminer les principales caractéristiques de l'élément rayonnant de référence. Celle-ci consiste en l'étude de quelques cas tests permettant de dégager des grandes tendances et ainsi d'orienter nos choix de conception.

Dans la première partie, nous précisons le contexte de notre étude. Le fonctionnement et les principales caractéristiques des systèmes CRPA appliqués aux GNSS sont présentés. A partir d'une analyse des différentes parties constituant le système CRPA (traitement adaptatif, récepteur RF, antennes), nous mettons en avant la principale contrainte liée à la conception d'antennes réseaux pour cette application : les couplages entre éléments rayonnants. Un état de l'art des antennes existantes est fait, permettant ainsi d'orienter nos choix technologiques pour la conception de notre antenne.

Dans la deuxième partie, une étude qualitative des phénomènes de couplage entre antennes de type patch est menée. Cette étude nous permet dans un premier temps de confirmer le choix de la technologie précédemment retenue. Plus particulièrement, nous verrons pourquoi nous avons fait le choix d'utiliser comme antenne de référence une antenne patch sur un substrat diélectrique fort.

Dans la troisième partie, nous cherchons à affiner notre choix de conception du réseau d'antenne. A partir de la modélisation d'une surface haute impédance idéale, différentes configurations réseaux incorporant ou non des HIS idéales sont étudiées. Nous choisissons alors l'élément rayonnant présentant les meilleures performances en terme de couplage lors de sa mise en réseau.

Dans la quatrième partie et grâce aux investigations précédentes, la conception de l'antenne élémentaire de référence est présentée. Elle consiste en une antenne patch en cavité alimentée par 2 sondes coaxiales. Ses performances simulées sont finalement exposées en présence ou non d'une HIS idéale.

2.1. Systèmes CRPA appliqués aux GNSS

Dans cette partie, notre objectif est d'obtenir une première orientation des choix de conception pour notre antenne. Nous développons le contexte de l'étude afin de préciser les besoins et les contraintes identifiées dans ce domaine. Nous analysons ensuite les différentes technologies utilisées parmi les antennes existantes pour ces systèmes. Une analyse des ces technologies est effectuée en fonction des moyens dont nous disposons pour une réalisation.

Dans un premier temps, le fonctionnement et les principales caractéristiques des systèmes GNSS sont présentés. Les gammes de fréquence pour lesquelles les antennes seront conçues sont précisées. De par la spécificité de l'architecture des récepteurs GNSS, nous verrons également pourquoi ces derniers sont sensibles aux interférences.

Dans un second temps le principe de fonctionnement des systèmes CRPA est exposé. Une présentation non exhaustive des principaux systèmes de traitement adaptatif permettant un contrôle temps réel du diagramme de rayonnement est faite. Nous présentons ces traitements avec leurs avantages et inconvénients respectifs pour les systèmes CRPA. L'impact sur les performances du système adaptatif des couplages inter capteurs des antennes réseaux – situées en amont du traitement adaptatif – est discuté. Les antennes CRPA existantes sont également exposées avec une discussion sur les technologies utilisées et leurs possibles évolutions pour répondre aux besoins identifiés. L'objectif est alors d'orienter nos choix technologiques pour parvenir à concevoir une antenne réseau dont les éléments rayonnants sont peu couplés malgré leur faible distance inter élément.

2.1.1. Systèmes GNSS

2.1.1.1. Principe de fonctionnement

Les systèmes de navigation par satellite GNSS permettent à un utilisateur disposant d'un récepteur de se positionner dans l'espace et dans le temps. Chaque système GNSS (GPS, Galileo, GLONASS...) dispose d'une constellation de satellites dont les positions sont connues avec précision. A partir du principe de la triangulation, l'utilisateur estime grâce aux signaux envoyés par chacun des satellites les pseudo distances le séparant de chacun d'eux. A partir de cette estimation des pseudo distances sur un minimum de 4 satellites, les coordonnées de l'utilisateur et la date (temps) sont déterminées. Ainsi l'utilisateur est capable de se positionner dans l'espace et le temps en tout point du globe avec une grande précision. Ces systèmes ont trouvé de nombreuses applications dans divers domaines (défense, aviation civile, automobile, agriculture, géologie...). Ces systèmes sont désormais devenus incontournables et représentent des enjeux tant stratégiques que commerciaux.

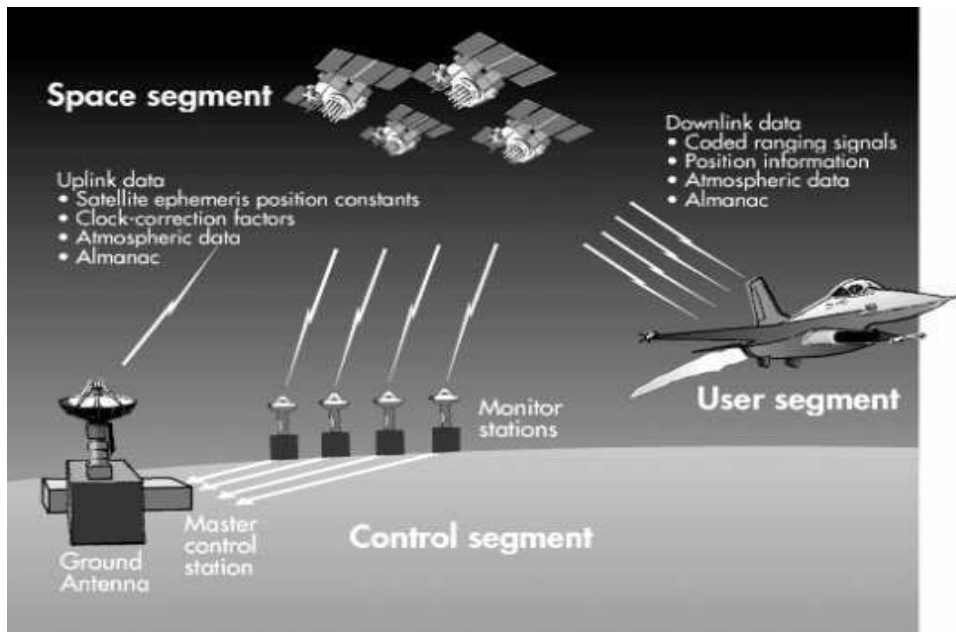


Figure 23 : illustrations des différents segments constitutifs d'un système GNSS
(<http://www.aero.org/education/primers/gps/elements.html>)

Tout système de navigation par satellite est constitué de 3 segments (Figure 23) :

- le segment spatial : constitué des satellites émetteurs en orbite autour de la terre. Pour le système GPS (Américain), ce segment est constitué à l'origine de 24 satellites répartis suivant 4 plans orbitaux. La période orbitale de chaque satellite de la constellation est d'environ 12 heures à une altitude d'environ 20000 Km. Ainsi ce système a été conçu pour permettre à l'utilisateur d'être en vue d'au moins 6 satellites en tout point du globe. Les autres systèmes tels que GLONASS (Russe), Galileo (Européen) ou Beidou (Chinois) possèdent des constellations différentes (nombre de plans orbitaux, nombre de satellites, fréquences d'émission...) mais ils fonctionnent sur le même principe.
- Le segment de contrôle : constitué des stations sol. Pour le système GPS, ce segment est constitué d'une station mère, 5 stations sol recevant les signaux en provenance des satellites et 3 stations d'upload pour apporter les corrections nécessaires au bon fonctionnement du système (paramètres orbitaux, correction d'horloge).
- Le segment utilisateur : constitué d'un récepteur GNSS. Cet équipement permet à l'utilisateur de poursuivre et recevoir simultanément les signaux de chaque satellite visible. Il permet d'obtenir avec précision son positionnement (coordonnées et temps) ainsi que sa vitesse. Les performances du récepteur s'améliorent avec l'augmentation du nombre de satellites visibles de la constellation.

Le calcul de la position de l'utilisateur, basé sur le temps de propagation des signaux en provenance des satellites, nécessite de connaître avec exactitude leurs positions. Leurs horloges doivent également être parfaitement synchronisées. Ainsi de nombreuses erreurs d'estimation sont possibles : les erreurs d'éphéméride, les erreurs d'horloge satellite, les erreurs d'estimation du temps de propagation à travers la ionosphère et la troposphère, le bruit du récepteur, les multi trajets ou brouilleurs.

Pour certaines applications mettant en jeu des vies humaines et nécessitant donc un contrôle du risque (comme la navigation dans l'aviation civile, la navigation maritime...), des systèmes additionnels et complémentaires des GNSS ont été mis en place. Les SBAS (Satellite Based Augmentation System) sont des systèmes satellitaires dont la couverture est continentale et qui apportent à un utilisateur des informations complémentaires à celles envoyées par les systèmes GNSS : précision, intégrité, risque d'intégrité, continuité et disponibilité. Les organismes internationaux tels que l'ICAO (International Civil Aviation Organisation) établissent les spécifications requises en terme de performances pour les opérations nécessitant de la sûreté. Ces systèmes sont composés comme les systèmes GNSS de 3 segments : segment spatial, segment sol et segment utilisateur (Figure 24).

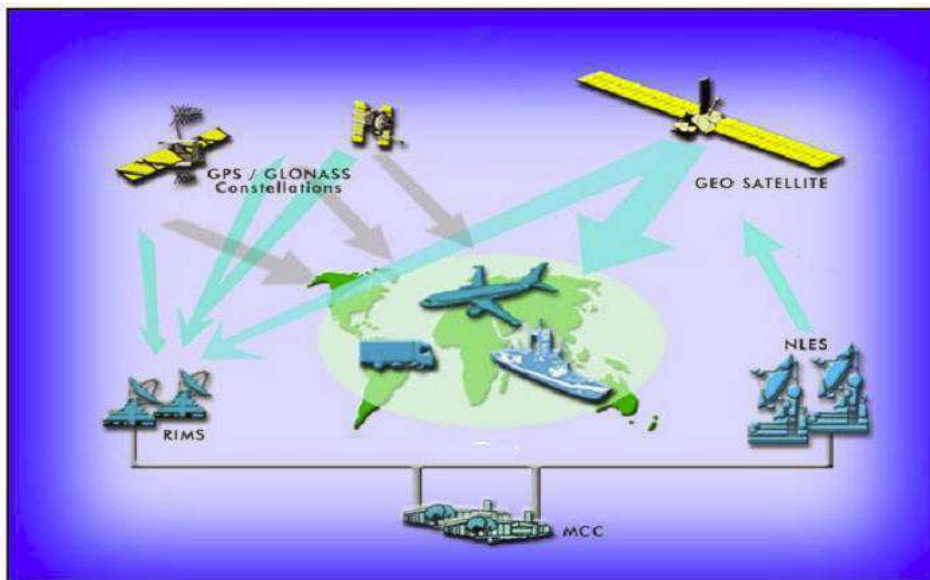


Figure 24 : architecture des systèmes SBAS

(<http://topo.epfl.ch/documents/EuroSDR/waegli03.pdf>)

Pour chaque système SBAS, un ou plusieurs satellites géostationnaires transmettent aux mêmes fréquences que les systèmes GNSS les informations précédemment citées. Ainsi, un récepteur GNSS est à même de recevoir les informations transmises par les systèmes SBAS. En utilisant ces données, le récepteur améliorera sa précision de localisation. Les systèmes SBAS possèdent des couvertures continentales. La Figure 25 illustre la couverture des systèmes WAAS, EGNOS, MSAS et GAGAN.

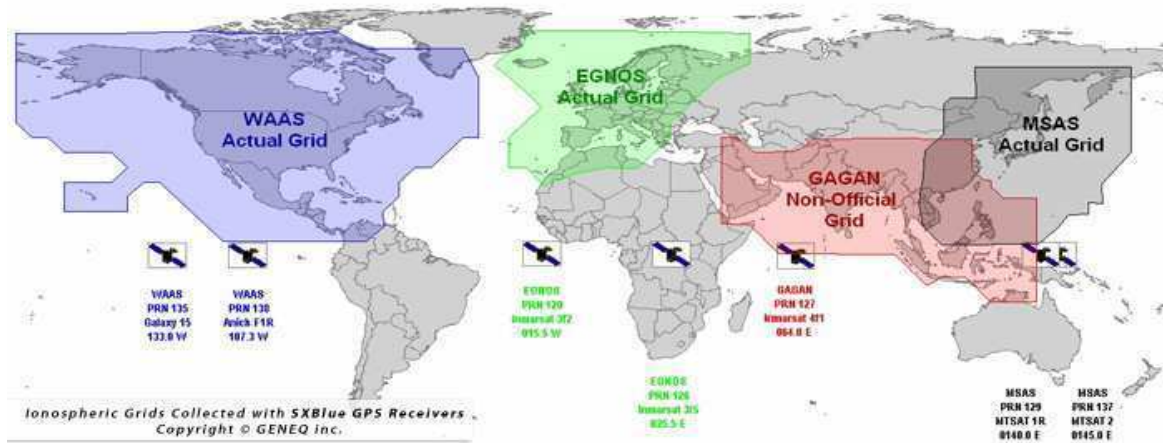


Figure 25 : illustration des fournisseurs SBAS

(http://www.sxbluegps.com/images/World_SBAS_Coverage3%5B2%5D.jpg)

Il existe également d'autres dispositifs permettant d'améliorer la précision des systèmes GNSS pour permettre d'obtenir une meilleure estimation de sa position. Nous pouvons citer les GBAS (Ground Based Augmentation System), QZSS (Quasi Zénith Satellite System), DGPS (Differential Global Positioning System)... Ainsi un utilisateur dispose d'un grand nombre de signaux provenant de toutes les directions pour déterminer sa position. C'est la raison pour laquelle un utilisateur doit être équipé d'une antenne au diagramme de rayonnement le plus large possible.

2.1.1.2. Les signaux

Notre intérêt se porte ici sur la nature des signaux polarisés circulairement et plus particulièrement les bandes de fréquences utilisées.

Les systèmes GNSS, ainsi que les systèmes additionnels permettant d'améliorer la précision de localisation du récepteur, codent les informations sur une fréquence de base F_0 . A partir de cette fréquence, les fréquences d'émission des satellites sont déterminées. Dans le cas du système GPS actuel, cette fréquence de base vaut $F_0=10.23$ MHz et les satellites émettent aux fréquences L1 à 1575.42 MHz = $154 \cdot F_0$ et L2 à 1227.60 MHz = $120 \cdot F_0$. Ces porteuses transmettent les données de navigation à l'aide d'une modulation à spectre étalée à 2 états de phase (BPSK). L'étalement de spectre consiste à multiplier le message à transmettre par une séquence connue (code d'étalement) de fréquence très supérieure à celle du signal contenant l'information. Ainsi le signal émis possède une largeur de spectre beaucoup plus grande que la largeur de spectre du signal avant modulation. L'utilisation de codes d'étalement orthogonaux permet de diminuer le risque d'interférence avec d'autres signaux reçus sur la même bande de fréquence, les autres signaux apparaissant alors comme du bruit. Ces codes sont choisis pour leurs propriétés d'auto et d'inter corrélation et chaque satellite possède son code d'étalement propre qui est connu de l'utilisateur. Le récepteur récupère alors le signal reçu en provenance d'un satellite en corrélant l'ensemble des signaux reçus avec une réplique du code d'étalement du satellite d'intérêt. Cette technique de modulation permet de mieux résister au brouillage, de cacher les communications, mais surtout de faire de l'accès multiple sur une même bande de fréquence. Dans le cas des signaux GNSS, les codes d'étalement sont modulés en BPSK.

Dans le cas du système GPS actuel, deux familles de codes pseudo-aléatoires sont utilisées : le code P et le code C/A. Le code C/A (Coarse Acquisition) est un code pseudo aléatoire de Gold dit PRN (Pseudo Random Noise). Chaque satellite dispose de son propre code lequel permet au récepteur d'identifier le satellite émetteur pour le calcul de sa pseudo distance. Par rapport au code P, il permet une localisation plus rapide mais moins précise. Le code P(Y) (Precision) est un code militaire dont l'encodage en code Y n'est pas public contrairement au code C/A accessible par tous. Ce codage Y permet de prévenir la possibilité de tromper le récepteur avec un faux signal GPS de forte puissance contenant un message de navigation erroné (Spoofing). Le message de navigation transmis au récepteur par l'un de ces codes contient les données éphémérides, les corrections d'horloge, l'âge des données, le numéro du satellite et son état de santé.

Le système Galileo (composé de 30 satellites équirépartis sur 3 plans orbitaux à une altitude de 23616 Km) permettra de pallier certains problèmes du système GPS actuel, à savoir :

- une précision trop approximative pour les signaux publics
- une mauvaise couverture aux hautes latitudes
- une mauvaise pénétration dans les zones denses (milieu urbain...)
- un risque de coupure du service par le DOD (Department of Defense) américain
- une absence d'information d'intégrité du signal

Le système Galileo proposera à l'utilisateur 4 services :

- OS (Open Service) : disponible sur les bandes E5a-E5b et L1 (gratuit)
- CS (commercial service) : disponible sur toutes les porteuses, contient des données cryptées offrant une meilleure précision (payant)
- SoL (Safety of Life) : service de sûreté de la vie disponible sur les 3 porteuses, délivre des données d'intégrité et d'évolution de la précision (mise en œuvre à plus long terme)
- PRS (Public Regulated Service) : service proposant la plus haute précision (crypté), disponible sur les bandes E6 et L1.

Une modernisation du système GPS est également prévue à l'horizon de 2018 pour permettre d'offrir de nouveaux services aux utilisateurs. Finalement un utilisateur aura à sa disposition de nombreux signaux qu'il pourra utiliser simultanément pour augmenter la précision de sa localisation (Figure 26). A noter qu'une modernisation du système GLONASS est envisagée et qu'un système GNSS chinois devrait voir le jour également.

Chaque satellite GPS transmet trois signaux différents utilisant trois bandes de fréquences centrées sur les valeurs suivantes :

- L1 : 1 575,42 MHz
- L2 : 1 227,60 MHz
- L5 : 1 176,45 MHz

Chaque satellite Galileo transmet également trois signaux différents utilisant trois bandes de fréquences centrées sur les valeurs suivantes :

- L1 : 1 575,42 MHz
- E6 : 1 278,75 MHz
- E5 : 1 191,795 MHz

Ci-dessous, une synthèse de quelques signaux actuellement disponibles (non obligatoirement opérationnels) est fournie dans le Tableau 1.

Systèmes	fmin (MHz)	fmax (MHz)	fc (MHz)	df (MHz)	df (%)	λ_c (m)
GPS (L1)	1563,00	1587,00	1575,42	24,00	1,52	0,190
GPS (L2)	1215,00	1237,00	1227,60	24,00	1,95	0,244
Galileo (E5b)	1197,14	1211,14	1207,14	14,00	1,16	0,249
Galileo (E5a)	1166,45	1186,45	1176,45	20,00	1,70	0,255
Galileo (E5)	1164	1215	1191,79	51,00	4,28	0,252

Tableau 1 : Fréquence de quelques signaux GNSS disponibles

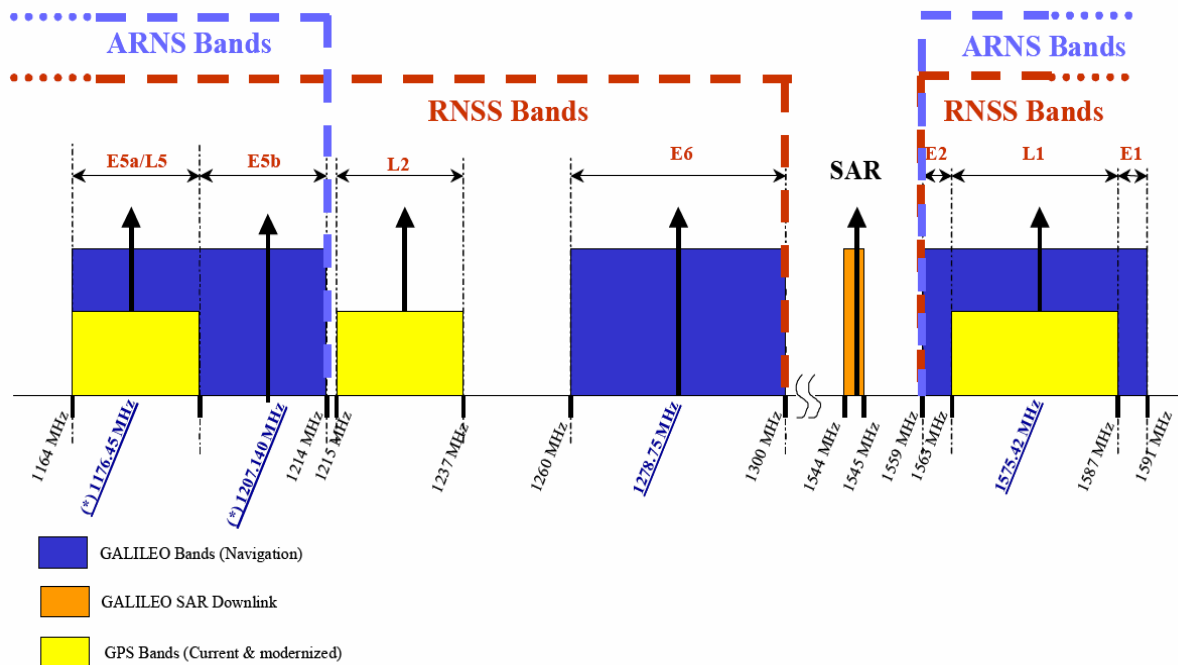


Figure 26 : répartition des fréquences GPS et Galileo [1]

2.1.1.3. Sensibilité au brouillage des récepteurs GNSS

Inspiré principalement de [2] et [3], nous voyons dans cette partie pourquoi les récepteurs GNSS sont sensibles aux brouilleurs et plus particulièrement dans quelle mesure la largeur de bande du brouilleur a une importance. Cette partie nous permet de mieux connaître la nature et l'origine des différents signaux parasites pouvant engendrer des erreurs de positionnement pour tout type d'utilisateur.

La structure des récepteurs GNSS est d'abord présentée. Nous citons ensuite un certain nombre de sources électromagnétiques susceptibles d'engendrer un dysfonctionnement ou une perturbation dans la chaîne de réception. Nous identifions ainsi le besoin de se protéger de telles erreurs dans différents domaines.

2.1.1.3.1. **Structure d'un récepteur GNSS**

Les systèmes GNSS étant des systèmes à spectre étalé, les fonctions fondamentales d'un récepteur sont :

- la synchronisation des boucles de code et phase
- la corrélation pour le désétalement de spectre
- l'estimation de sa position à partir des données reçues

La Figure 27 illustre la structure du récepteur. Pour chaque canal, les opérations de synchronisation et de corrélation du signal sont effectuées par le bloc "canaux numériques". Le bloc "Traitement Données Navigation" permet d'estimer la position de l'utilisateur à transmettre à l'interface. Un canal numérique est pour sa part composé d'une FLL (Frequency Lock Loop) et/ou d'une PLL (Phase Lock Loop). Ces deux fonctions assurent la recherche et le maintien de la fréquence porteuse et de sa phase. Le canal numérique est également composé d'une troisième fonctions : une DLL (Delay Lock Loop). Cette dernière assure la synchronisation du code reçu avec le code généré localement. Finalement, des corrélateurs (Early, Prompt et Late) effectuent les opérations de désétalement du spectre du signal reçu.

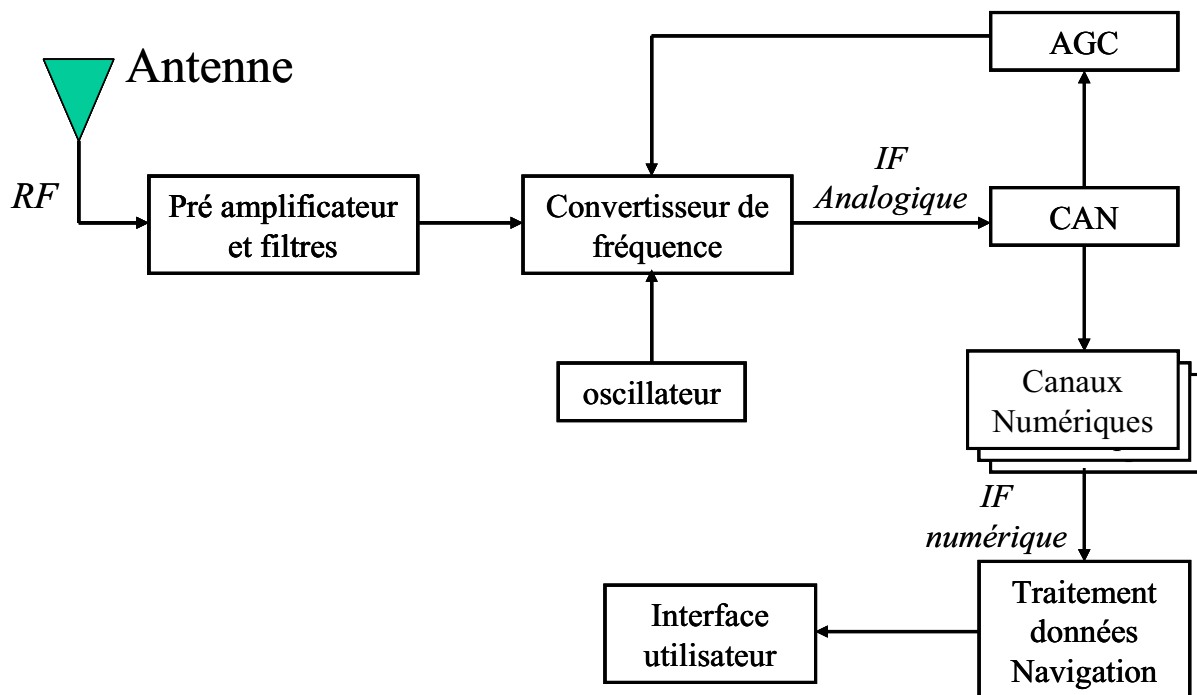


Figure 27 : Structure d'un récepteur GPS numérique [2]

Le CAN (Convertisseur Analogique Numérique) travaillant sur un signal d'amplitude fixe, un contrôle automatique de gain (AGC : Automatic Gain Control) est présent pour permettre de normaliser l'amplitude du signal avant échantillonnage. Ceci permet d'éviter l'écrêtage des signaux d'entrée susceptible de générer des harmoniques dans la bande GPS.

Les 4 régions les plus sensibles aux brouillages sont représentées sur la Figure 28. Il s'agit :

- (1) : de l'étage de réception HF. Il contient un module d'amplification faible bruit (LNA) et un module de filtrage. Des brouilleurs dans la bande du signal augmenteront le niveau de bruit, dégradant le rapport signal à bruit et donc les performances du capteur. Des brouilleurs proches de la bande du signal peuvent dérégler le contrôleur de gain automatique (AGC) occasionnant une perte en qualité des mesures GPS.
- (2) : de la boucle de phase. Elle maintient la phase de la porteuse. Un brouilleur suffisamment puissant peut affecter le processus. Le risque de décrochage de la boucle de porteuse implique alors une perte de signal quasi immédiate.
- (3) : de la boucle de code. Elle isole les données en provenance d'un satellite. Typiquement, une boucle de code ne peut pas maintenir sa synchronisation lorsque la puissance de bruit est supérieure à la puissance du signal après étalement.
- (4) : de l'étage de démodulation des données. Ce dernier permet d'extraire les messages de navigation nécessaires à l'estimation du positionnement du récepteur. Le démodulateur est caractérisé en terme de TEB (Taux d'Erreur Binaire). Or le TEB augmente lorsque le SNR (Signal to Noise Ratio) diminue, ce qui est le cas en présence de brouilleur de forte puissance.

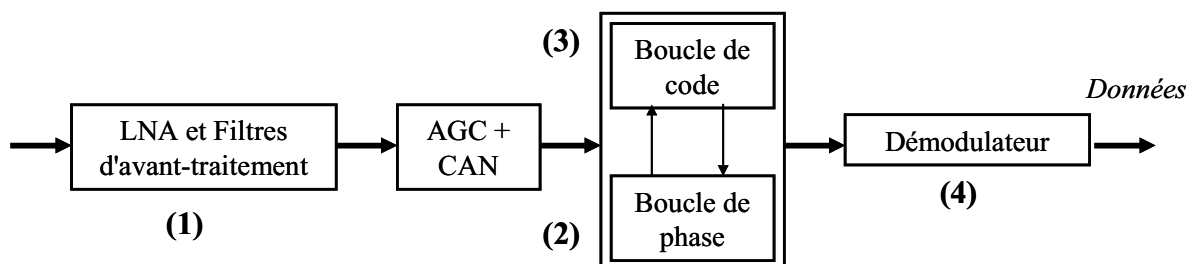


Figure 28 : Schéma block des modules d'un récepteur GPS générique [2]

A noter que les récepteurs militaires utilisent le code Y crypté pour fournir l'information de position. Ce code ayant une largeur de bande plus importante, il résiste mieux au brouillage et permet d'obtenir une plus grande précision sur l'estimation de sa position.

2.1.1.3.2. *Les différents brouilleurs et signaux parasites*

Les récepteurs précédemment présentés sont sensibles à différents signaux parasites. Nous présentons ici quelques uns de ces signaux afin d'illustrer le besoin de se protéger d'une éventuelle dégradation de performances en terme de positionnement dans divers domaines.

Un porteur souhaitant se positionner dans un environnement quelconque peut être en présence de différents signaux parasites. Typiquement en milieu urbain, la présence des multitrajets d'un signal provenant d'un satellite peut détériorer les performances du récepteur. Dans le cas de brouilleurs intentionnel, il existe deux catégories différentes : les brouilleurs

bande étroite et les brouilleurs large bande. Ces brouilleurs impactent sur les performances du récepteur à différents niveaux de la chaîne de réception décrite précédemment. Il a été montré également que, selon le type de traitement adaptatif utilisé par le récepteur pour se protéger, un brouilleur large bande peut être mieux éliminé qu'un brouilleur bande étroite ou inversement [4].

Il existe également des brouilleurs civils pouvant impacter fortement sur les performances d'un récepteur GNSS. De nombreux systèmes de communication civils sont des sources potentielles de bruit généralement dû aux harmoniques des signaux émis par ces systèmes. Nous citerons ici quelques exemples de brouilleurs issus de systèmes civils et tirés de [2] :

- Les émetteurs VHCOR utilisés pour le contrôle aérien : ces systèmes émettent sur des fréquences allant de 118 MHz à 137 MHz. Sur les 760 canaux utilisés pour les communications, 50 canaux génèrent des harmoniques d'ordre 12 ou 13 pouvant perturber fortement un récepteur GPS jusqu'à 4 Km, ces harmoniques pouvant provenir du porteur lui-même.
- Les émetteurs SATCOM des systèmes de communication par satellite : ces systèmes émettent sur des fréquences allant de 1626.5 MHz à 1660.5 MHz avec des canaux de 20 kHz de largeur de bande. Plusieurs produits d'inter modulation peuvent tomber dans la bande GPS mais les effets les plus pénalisants proviennent de la proximité des bandes de fréquences qui peuvent engendrer une saturation du préamplificateur du récepteur GPS.
- Les stations TV qui utilisent au moins 5 canaux générant des harmoniques dans la bande GPS. Ce sont des émetteurs de forte puissance pouvant perturber le fonctionnement du récepteur GPS sur de grandes distances (de l'ordre de quelques centaines de kilomètres fonction des puissances mises en jeu).
- Plusieurs canaux de diffusion FM génèrent également des harmoniques dans la bande GPS.

Un utilisateur de système GNSS évolue donc dans un environnement complexe : il doit être capable de recevoir un maximum de signaux en provenance des satellites situés dans le demi espace supérieur et se protéger de signaux parasites dont les origines sont nombreuses. Pour les applications nécessitant une localisation précise et sûre, il apparaît évident que l'utilisation de récepteurs GNSS plus élaborés – capable de se protéger de tout signal parasite – est indispensable. C'est la raison pour laquelle un intérêt croissant pour les systèmes CRPA se fait ressentir depuis quelques années. Nous allons maintenant en voir le principe de fonctionnement et les principales caractéristiques.

2.1.2. Systèmes CRPA

Dans cette partie, nous portons donc notre attention sur les systèmes CRPA. De nombreux travaux ont portés ces dernières années sur le développement des systèmes de traitement adaptatif et les antennes utilisées [4] à [24]. Nous cherchons alors à déterminer les contraintes de conception de l'antenne pour cette application. Des choix pragmatiques sur les technologies retenues s'en suivent pour être compatibles avec nos moyens de réalisation.

Dans un premier temps, le principe de fonctionnement de ces systèmes est exposé. Une analyse succincte des méthodes de contrôle de diagramme de rayonnement développées est faite. L'objectif sera d'identifier les paramètres critiques de la conception d'antennes réseaux pour ces systèmes (type d'élément rayonnant, géométrie des réseaux, niveaux de couplage entre éléments de l'antenne réseau).

Dans un second temps, un état de l'art des antennes CRPA est fait. Les différentes solutions technologiques existantes pour la conception de telles antennes sont analysées en fonction des paramètres critiques identifiés et liés au traitement numérique. Ces antennes étant amenées à être intégrées sur tout type de porteurs, de nombreux travaux traitent de la réduction de l'empreinte de ces dernières. Compte tenu de cet intérêt croissant et des contraintes identifiées – notamment en terme de niveau de couplage – l'objectif est d'orienter nos choix de conception d'antenne réseau (type d'élément rayonnant utilisé). L'antenne devra être la plus petite possible et ses éléments rayonnants devront présenter des niveaux de couplage les plus faibles possibles. Nous n'avons toutefois pas la prétention de répondre entièrement à ces attentes, mais nous tenterons d'orienter nos choix de conception dans ce sens.

2.1.2.1. Principe de fonctionnement

Dans cette partie, différents aspects des systèmes CRPA sont présentés. Après avoir introduit le principe général de fonctionnement, nous portons d'abord notre attention sur la disposition des réseaux d'antennes. Nous présentons alors les géométries optimales des réseaux pour ces applications. Dans un second temps, nous présentons une brève synthèse des traitements numériques adaptatifs dédiés au contrôle du diagramme de rayonnement temps réel. L'impact des couplages sur ces traitements est ensuite discuté. Finalement, nous synthétisons les principaux paramètres critiques liés à la conception d'antennes pour ces systèmes.

Les systèmes CRPA sont constitués d'une antenne réseau à laquelle est associée un système de traitement adaptatif. En pondérant les entrées/sorties de chaque capteur, le système de traitement adaptatif permet de contrôler le diagramme de rayonnement de l'antenne réseau. En présence de signaux parasites, il est possible de créer des zéros dans le diagramme de rayonnement de l'antenne pour en annuler les effets (Figure 29).

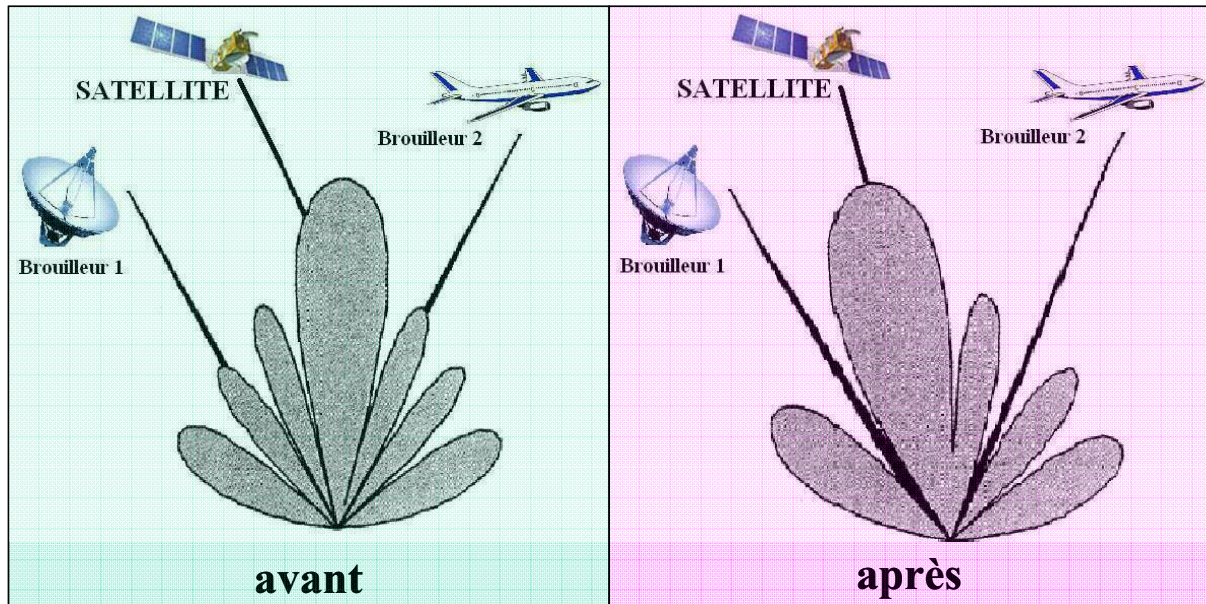


Figure 29 : exemple de diagramme de rayonnement d'une antenne réseau en présence de brouilleurs avant et après traitement adaptatif

Pour notre application dans le domaine des GNSS, les antennes seront passives (en réception) et les signaux reçus sur chacun des capteurs seront échantillonnés au plus proche de l'antenne (Figure 30). Un préamplificateur accompagné d'un filtre peut toutefois être placé en amont du convertisseur analogique numérique. L'ensemble des opérations de traitement du signal (démodulation, filtrage, corrélation etc...) se feront numériquement. Ainsi, l'intégration de l'antenne en amont du récepteur se fera au prix de modifications mineures sur le récepteur, les sorties de chacun des capteurs étant directement connectées au système de traitement adaptatif.

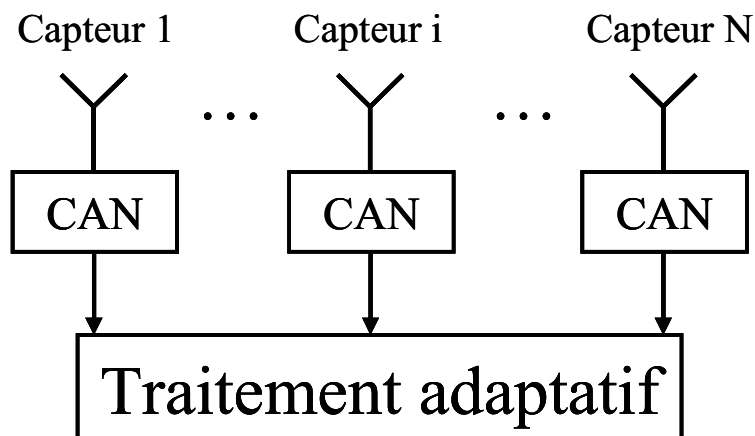


Figure 30 : schéma simplifié d'un système CRPA pour signaux GNSS

Dans un premier temps, nous portons notre attention sur la géométrie des réseaux d'antennes utilisés.

2.1.2.1.1. *La géométrie du réseau*

Le réseau d'antennes constitué de plusieurs capteurs a pour fonction d'effectuer un échantillonnage spatial du front d'onde. Ce dernier permet d'obtenir des informations sur les directions d'arrivées de chacun des signaux reçus par le système. Ainsi, en effectuant une pondération sur les sorties de chacun des capteurs et en les combinant, il est possible de favoriser ou de rejeter certaines portions de l'espace. Nous cherchons alors à déterminer les géométries de réseau d'antennes adaptées pour cette application.

De la géométrie du réseau d'antennes dépendra donc la fonction de filtrage spatial du système. La disposition des capteurs aura une forte influence sur les performances du système CRPA. Pour illustrer le principe de fonctionnement du traitement adaptatif et mettre en avant les paramètres importants de la géométrie du réseau, nous allons nous intéresser au cas d'un réseau linéaire uniforme constitué de N sources omnidirectionnelles idéales (isotropes) séparées d'une distance d . Le détail des calculs est fourni en annexe C.

Le gain d'une telle antenne réseau s'écrit :

$$G(\theta) = \left| \frac{\sin(\pi N \frac{d}{\lambda} \sin \theta)}{\sin(\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta)} \right|^2$$

avec λ la longueur d'onde du signal dans le milieu de propagation et θ son angle d'incidence par rapport à la normale au plan de l'antenne

Ce gain est représenté sur la Figure 31 pour différentes valeurs du nombre d'éléments N et différentes distances inter éléments d normalisées en longueur d'onde. Les principales caractéristiques d'un tel diagramme de rayonnement sont les suivantes :

- Le gain de l'antenne est maximal pour $\theta = 0^\circ$ (sommation des signaux cohérents) et égal à N^2 (gain apporté par le réseau).
- Le lobe principal a une largeur proportionnelle à l'inverse de la taille du réseau. Plus le réseau a un nombre d'éléments élevé et plus son diagramme sera directif :

$$\theta_{3dB} \approx \frac{0.9 \lambda}{(N-1)d}$$

- Le critère de Shannon pour la résolution spatiale s'écrit :

$$d \leq \lambda / 2$$

Si d devient plus grand que la demi longueur d'onde, on observera un repliement du spectre. Le diagramme ne pourra alors plus être maîtrisé pour notre application (ambiguïté sur les directions d'arrivées). C'est le cas pour un réseau de 10 éléments espacés de 0.85λ (Figure 31) où un repliement apparaît à 90° . Le système ne pourra différencier les ondes provenant des deux directions.

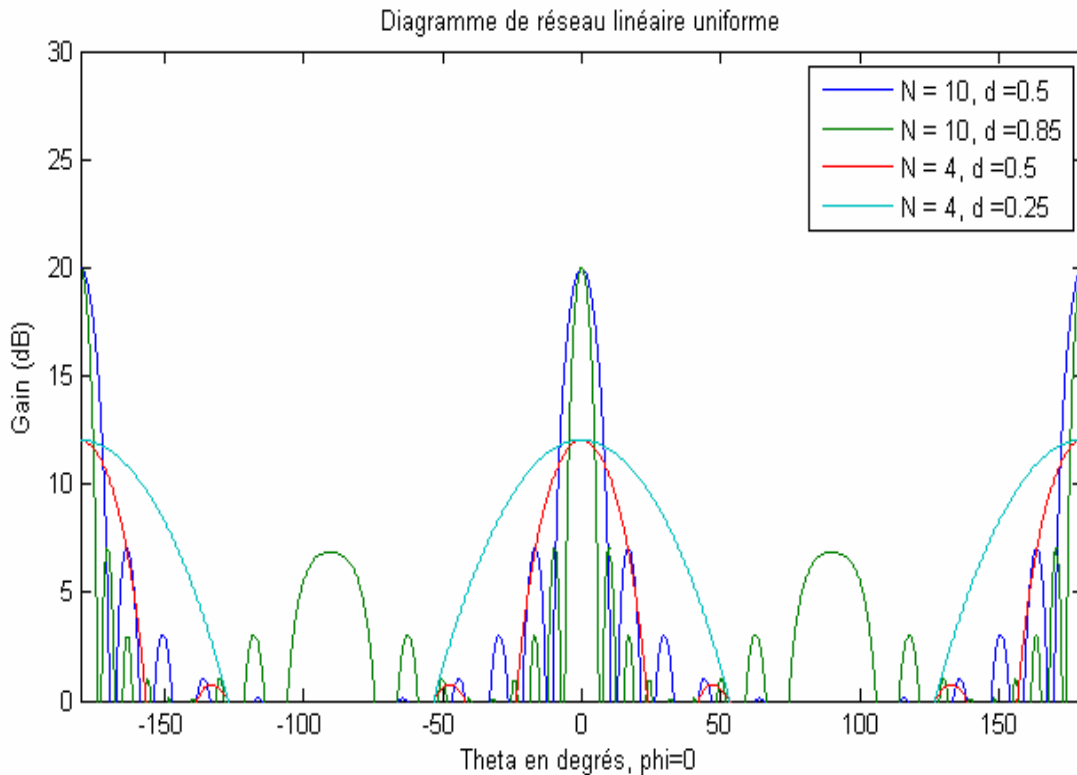


Figure 31 : gain d'antennes réseau linéaires sans pondération pour différents nombres d'élément et différentes distances inter élément

Généralement l'espace inter élément de $\lambda/2$ est choisi puisqu'il permet d'obtenir la meilleure résolution spatiale avec un champ visuel non ambigu sur le demi espace supérieur.

On peut remarquer dans ce cas que lorsque l'on applique une pondération sur les éléments du réseau pour obtenir un gain maximum dans la direction θ_0 , le lobe à -3dB devient alors:

$$\theta_{3dB} \approx \frac{0.9 \lambda}{(N-1)d \cos \theta_0}$$

On constate alors que la largeur du lobe principal croît avec θ_0 . Il sera donc d'autant plus difficile de rejeter des interférences dont les signaux sont rasants sans perdre de signaux utiles.

Les géométries, dont des exemples sont donnés sur la Figure 32, qui permettent d'obtenir un diagramme en sortie de formation de faisceau quasi-identique quel que soit l'angle d'azimut – et donc adaptées à notre application – sont les suivantes [5]:

- Diagramme à symétrie circulaire
- Réseaux hexagonaux
- Réseaux possédant un centre de symétrie

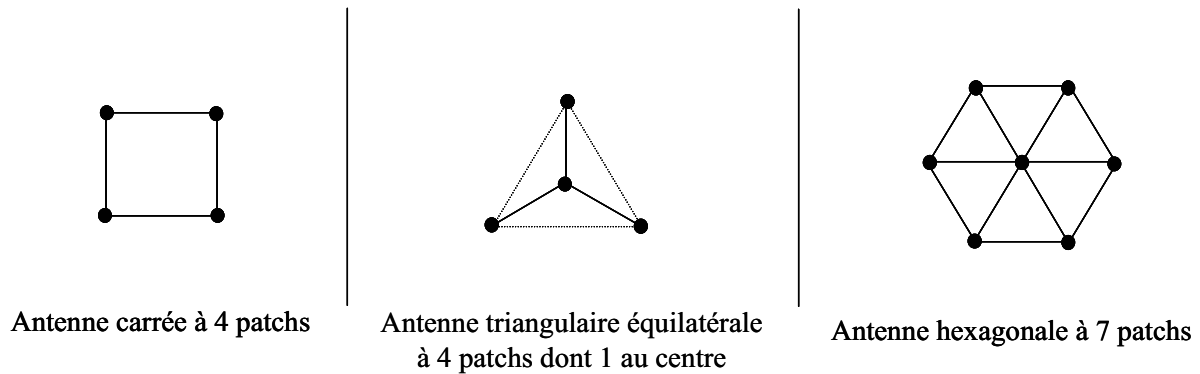


Figure 32 : exemple de géométries d'antenne réseau optimum pour les systèmes CRPA

Dans le cadre de notre étude, nous portons donc notre attention sur ce type de configuration réseau qui s'avère être optimum [5]. En effet, l'objectif étant de concevoir une antenne facilement intégrable sur tout type de porteur – donc petite – elle ne sera constituée que d'un nombre limité d'éléments. Compte tenu du critère de Shannon pour l'échantillonnage spatial, la distance séparant un élément rayonnant de ses éléments adjacents sera inférieure ou égale à $\lambda_0 / 2$, le milieu de propagation étant de l'air.

2.1.2.1.2. *Les différents traitements adaptatifs*

Nous présentons ici différents traitements adaptatifs pour les applications CRPA. Ainsi le besoin de posséder une antenne composée de nombreux capteurs est illustré.

En effet, plusieurs algorithmes de formation de faisceaux existent pour traiter des problèmes bande étroite tel que le nôtre [5]. Avec la croissance de l'intérêt pour les systèmes GNSS, un fort engouement pour le développement de méthodes de traitement adaptatif se fait ressentir depuis le début des années 2000. Le but de ces traitements est de pondérer les sorties des capteurs pour adapter le diagramme de rayonnement de l'antenne réseau à son environnement. Ils permettent donc de créer des zéros dans la direction des brouilleurs ('nullsteering') mais également (si possible) d'augmenter les gains dans les directions des satellites ('beamforming'). Ces problématiques sont toujours d'actualité et de nouvelles méthodes font l'objet de recherches approfondies [16]-[20]-[24].

Ces algorithmes sont basés sur le principe de minimisation de la puissance des interférences en sortie de la chaîne RF. Les traitements adaptatifs existants peuvent être classés en deux grandes familles : les méthodes de minimisation de puissance sous contrainte linéaire ou sous contrainte quadratique [4]. De tels algorithmes peuvent également utiliser la connaissance a priori de la position des satellites d'intérêt. Ainsi deux grandes classes se dessinent : celle exploitant ces informations ou les méthodes dites aveugles ou semi aveugles. Le Tableau 2 synthétise les méthodes classiques de formation de faisceau d'antenne utilisables dont les principes sont décrits dans la littérature [4] à [8].

Informations a priori Contrainte	Exploitation des DOA des satellites cibles	Méthodes aveugles ou semi aveugles
Linéaire	Formateur de Capon (Capon)	Inversion de puissance (PI) Quiescent Pattern (QP) Optimum Vecteur Directionnel (OVS)
Quadratique	Optimum SINR réel (OSINR) Optimum array processor (OAP)	Optimum SINR moyen (OSINRM)

Tableau 2 : Synthèse des méthodes spatiales de traitement adaptatif (DOA : Direction Of Arrival, SINR : Signal to Interference plus Noise Ratio)

Ces méthodes de type DMI (Direct Matrix Inversion) ont toutefois une charge calculatoire importante et peuvent ne pas être adaptées pour des applications temps réel. Il existe également des méthodes itératives permettant d'amoinrir le coût de calcul de ces algorithmes [9]. Ces méthodes convergent vers les méthodes DMI mais possèdent un temps de convergence long (quelques milliers d'itérations) fonction de l'environnement. Ces méthodes ne seront donc pas adaptées pour des systèmes embarqués sur des porteurs à forte dynamique.

Il ressort de [4] que seules les méthodes aveugles basées sur la minimisation de puissance sous contrainte linéaire sont compatibles avec les récepteurs GNSS classiques. Typiquement, une antenne à N éléments possède N-1 degrés de liberté et est capable de supprimer l'effet de N-1 brouilleurs. Toutefois, il est important de remarquer qu'un brouilleur large bande ou un brouilleur de forte puissance a tendance à consommer un nombre de degrés de liberté du réseau plus important. A noter également que ces méthodes sont sensibles aux défauts de la chaîne RF.

Pour permettre une augmentation du nombre de degrés de liberté permettant la réjection de signaux parasites à réseau d'antennes donné, des algorithmes de traitement spatio-temporel ont été développés (traitement STAP). Ces algorithmes STAP sont un perfectionnement des traitements spatiaux purs cités précédemment. En utilisant les propriétés temporelles (ou fréquentielles) des signaux captés, le traitement STAP consiste à ajouter des degrés de liberté temporels (utilisation de lignes à retard synthétisées numériquement). Ce type de traitement semble offrir les meilleures performances pour notre application [4].

D'un point de vue antenne, le réseau doit alors posséder un nombre de capteurs le plus grand possible pour que le système de traitement dispose d'un maximum de degrés de liberté. Dans l'idéale, il nous faut concevoir une antenne réseau très petite et constituée d'un maximum d'éléments rayonnants. Or, lorsque ces éléments rayonnants sont très peu espacés, ils deviennent fortement couplés. Cependant, comme nous allons le voir, les couplages peuvent induire une dégradation de ces systèmes de traitement adaptatif.

2.1.2.1.3. *Problèmes liés aux couplages inter capteurs*

Les couplages entre les capteurs du réseau d'antennes ont de nombreux effets néfastes sur le système CRPA. D'abord, les performances de l'antenne seront dégradées (TOS, polarisation, diagramme de rayonnement...) [25]. Nous approfondissons l'impact des couplages sur les performances de l'antenne de manière plus détaillée dans la partie suivante. Mais ces couplages peuvent également affecter le système de traitement adaptatif.

Comme nous l'avons vu dans la partie précédente, de nombreuses recherches ont été menées pour améliorer les algorithmes de traitement adaptatif. Des investigations ont également été faites pour déterminer l'influence des performances des capteurs sur le système de traitement adaptatif. La demande pour obtenir des systèmes plus petits et donc des antennes plus compactes souligne l'importance de ces travaux, puisque plus l'antenne réseau sera petite, plus les niveaux de couplage inter éléments seront importants. De [10]-[11] ressort une conclusion commune, à savoir que les phénomènes de couplage inter éléments du réseau d'antenne dégradent les performances des systèmes de traitement adaptatif. L'influence de la largeur de bande du signal a également une importance sur les performances du système. Plus la largeur de bande du signal sera importante, plus les performances du traitement adaptatif se dégradent [4].

En effet, la dépendance en fréquence des couplages engendre une augmentation du rang du sous espace interférent [4]. En d'autres termes, les couplages diminuent le nombre de degrés de liberté du système et dégradent donc les capacités de réjection de ce dernier. De plus, il a été démontré que la plus forte dégradation des performances du système se produit, dans le cas d'un traitement STAP, en présence de brouilleur large bande [4]. Ainsi, réduire les niveaux de couplage entre les capteurs du réseau et améliorer leur isolation permet d'améliorer les performances des systèmes CRPA. Toutefois, lorsque l'on souhaite réduire la taille du réseau d'antennes, une dégradation de l'échantillonnage spatial peut provoquer une diminution des performances du système.

Finalement, notre objectif est de garantir une bonne isolation des éléments rayonnants du réseau et donc d'apporter une réduction des niveaux de couplages entre antennes. Pour cela nous prendrons comme critère un niveau de couplage inférieur à -15 dB [14] pour garantir de bonnes performances sur le système.

2.1.2.1.4. *Paramètres critiques de conception*

L'étude bibliographique menée sur les systèmes CRPA appliqués aux GNSS nous permet déjà d'orienter certains choix de conception d'antenne réseau pour notre application. En effet, nous avons identifié deux besoins principaux : réduire la taille des antennes et découpler les éléments rayonnants. Nous synthétisons ici les principales contraintes liées à ces applications en fonction des besoins identifiés.

Tout d'abord, l'antenne devant recevoir les signaux GNSS et être suivi d'un traitement adaptatif comme ceux décrits précédemment, nous faisons le choix d'utiliser des éléments rayonnants possédant un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le demi espace supérieur. Ces antennes doivent rayonner dans la bande L et être polarisées circulairement. Lors de la conception de l'élément rayonnant de référence, nous comparons alors les performances simulées aux recommandations des ARINC (Aeronautical Radio Incorporated).

Comme nous l'avons vu dans la partie 2.1.2.1.1, l'antenne réseau devant être intégrée sur tout type de porteur, elle doit avoir une empreinte faible et donc être constituée d'un minimum d'éléments rayonnants. Le nombre de degrés de liberté offert par une antenne réseau pour la création de zéros dans son diagramme de rayonnement est proportionnel au nombre d'éléments rayonnants la constituant. En pratique des réseaux d'antennes de 4 à 7 éléments sont les plus adaptés. Les distances inter capteurs peuvent être également réduites pour diminuer la taille du réseau.

Pour ne pas dégrader les performances du système de traitement CRPA, les niveaux de couplage entre éléments rayonnants devront être les plus faibles possibles (typiquement inférieurs à -15 dB). Dans la mesure où les antennes constituant le réseau sont espacées d'au plus $\lambda_0 / 2$, cette contrainte se révèle très critique et devra être prise en compte dans nos futurs choix de conception.

2.1.2.2. Antennes existantes

Dans cette partie nous faisons un état de l'art des différentes antennes conçues pour les systèmes CRPA. Souhaitant parvenir à réaliser un démonstrateur, une analyse critique des différentes solutions existantes est effectuée à partir des besoins précédemment identifiés. Les choix technologiques et leurs possibilités d'évolution seront analysés.

Généralement ces antennes sont composées d'éléments rayonnants planaires. Typiquement des antennes imprimées sont utilisées (patches, spirales...) car elles possèdent un diagramme de rayonnement quasi isotrope dans le demi espace supérieur et permettent d'obtenir la polarisation circulaire droite requise pour l'application. Ces antennes ont également l'avantage d'être relativement simple à réaliser en plus d'avoir un coût de fabrication faible. Leur alimentation est toutefois plus complexe à mettre en oeuvre. Elles sont également peu encombrantes, puisque planaires, et les procédés de fabrication utilisés pour la réalisation de telles antennes (gravure, découpes...) sont bien maîtrisés. Ainsi, à nos fréquences d'intérêt, les tolérances de fabrication industrielle satisfont les exigences en terme de précision requise pour la réalisation de ces antennes.

Sur la Figure 33, une antenne réseau datant de 2006 constituée de 5 éléments rayonnants de type patch est représentée [22]. Les éléments du réseau sont disposés de la façon suivante : un patch central est entouré par 4 autres patches du même type. Ces patches se trouvent à une distance de 90mm du patch central – soit à peine moins d'une demi-longueur d'onde en espace libre à la fréquence centrale du signal L1 GPS soit à 1.575 GHz – et forment un carré, l'élément central se trouvant au centre de ce dernier. Les patches sont tronqués pour obtenir une polarisation circulaire droite et sont alimentés par une sonde coaxiale.

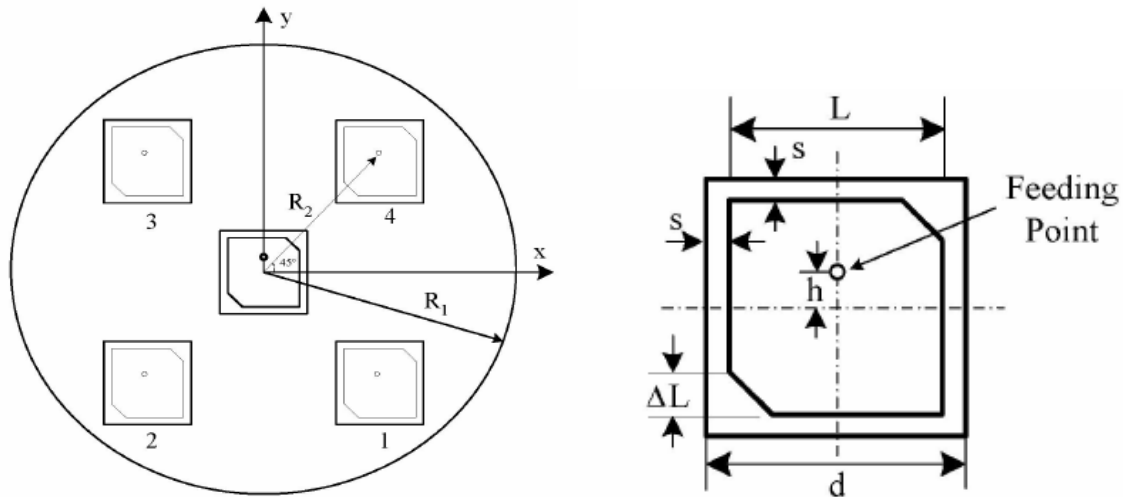


Figure 33 : géométrie de l'antenne réseau 5 éléments ($R_1=125$ mm, $R_2=90$ mm) et dimensions du patch tronqué utilisé ($h=2.4$ mm, $d=25$ mm, $L=20.2$, $\Delta L=1.15$ mm)

Les antennes patches sont imprimées sur des substrats de très forte permittivité ($\epsilon_r=19.58$) d'épaisseur 4 mm. Le choix d'un tel substrat a été fait pour obtenir une taille d'élément rayonnant très faible. L'orientation des patches a été choisie pour obtenir un niveau de couplage inter éléments le plus faible possible. Toutefois il est précisé que les dimensions des patches ont été retravaillées lors de leur mise en réseau pour pallier la désadaptation apportée par les couplages entre éléments. Finalement les résultats de simulations donnent des niveaux de couplage de l'ordre de -16 dB pour des éléments rayonnants possédant une bande passante d'environ 5 MHz soit 0.3% (très faible).

Ces concepts d'antenne réseau planaire ont été améliorés pour permettre tantôt de réduire la taille des antennes, tantôt d'améliorer les performances générales de l'antenne (stabilité du centre de phase, gain sur les angles de faible élévation...). Sur la Figure 34, nous pouvons voir une antenne CRPA double fréquence L1/L2 commercialisée en 2007 par EDO corporation (nouvellement ITT corporation) dont le diamètre est de 36 cm (soit $3 * \lambda_0 / 2$ à la fréquence centrale du signal L2 GPS). Des superstrats recouvrent chaque élément rayonnant pour améliorer la stabilité du centre de phase mais également réduire leur taille. Les performances annoncées de cette antenne sont synthétisées dans le Tableau 3 et peuvent servir de référence.



Figure 34 : Photographie de l'antenne DM N79-1-1 (CRPA) par EDO corporation

SPECIFICATIONS			
ELECTRICAL	Frequency		L1, L2
	VSWR	REF Element	(L2) 1227.6 ±10.23 MHz 2.0:1
		AUX Element	(L1) 1575.42 ±10.23 MHz 3.0:1
	Gain	REF Element	-3.5 dBic (L1 and L2) over 160° cone of coverage
		AUX Element	Exceed Ref by +3 dB when summed
	Power		Receive only
	Impedance RF		50 Ohms
	Polarization	REF Element	RHCP
		AUX Element	Linear elements sum to RHCP
	MECHANICAL	Weight	
Time Delay		(REF to AUX)	0.8 ±0.1 nSEC
Null Steering			30° to 60° width with AE unit
Null Depth			>20 dB min, typically 30 dB with AE unit
Military			MIL-STD-810

Tableau 3 : Performances annoncées de l'antenne DM N79-1-1

Alison Brown de NAVSYS en partenariat avec EDO corporation a développé depuis 2001 des concepts d'antenne CRPA compacte en utilisant des lentilles recouvrant l'ensemble du réseau d'antenne. Cette lentille a pour rôle de déformer le front d'onde incident pour le ramener sur une surface inférieure. Ainsi en déformant ce front d'onde et en disposant ensuite un réseau d'antennes, il est possible d'obtenir un réseau aux dimensions fortement réduites [18]-[19]. Sur la Figure 35, nous pouvons voir une photographie du démonstrateur d'antenne S-CRPA double fréquence réalisé. Ces antennes ont été testées avec leur système de traitement adaptatif et semblent offrir de bonnes performances comparées à leur antenne de référence. Toutefois cette antenne souffre de quelques inconvénients. Si son empreinte est petite grâce à l'utilisation d'une lentille diélectrique, sa hauteur et son poids sont importants rendant la compacité de l'antenne toute relative. Un autre inconvénient est qu'en pratique, l'usinage de telles lentilles se révèle complexe et coûteux. De plus, les problèmes liés à la réflexion des ondes incidentes sur la surface de la lentille constituée d'un matériau diélectrique de forte permittivité ne sont pas traités. A noter également que les problèmes de couplage entre les éléments de l'antenne ne sont pas traités de manière exhaustive. Compte tenu de l'avancement des travaux d'A.Brown et des inconvénients soulevés, ce choix de conception d'antenne n'a pas été retenu dans nos travaux de thèse. Nous avons fait le choix de nous orienter vers des antennes planaires permettant une meilleure intégration (problème d'aérodynamique, de poids...) et potentiellement un coût de fabrication moindre.

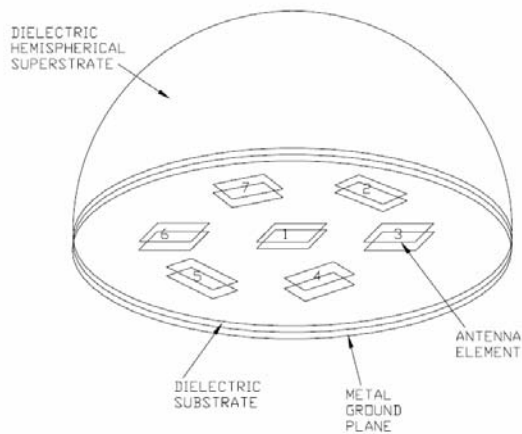


Figure 35 : Schéma et photographie de l'antenne S-CRPA L1/L2 [17]

Dans [21] est présentée une antenne réseau CRPA compacte double fréquence L1/L2 pour signaux GPS conçue en 2001 (Figure 36). Cette antenne – Advanced Pinwheel Compact Controlled Reception Pattern Antenna (AP-CRPA) – se différencie des autres antennes CRPA par le fait qu'elle n'utilise pas d'antenne de type patch superposé. Chaque élément du réseau est constitué d'une spirale imprimée sur un substrat de Rogers RT/duroid 6002 ($\epsilon_r = 6.15$). Les spirales sont alimentées par deux fentes de couplage, chacune fonctionnant pour une des fréquences d'intérêt. Le choix de ce type d'alimentation permet d'augmenter la bande passante des éléments rayonnants. La distance entre chacune des spirales est de 41.5 mm. Une orientation astucieuse des spirales les unes par rapport aux autres permet d'obtenir des niveaux de couplage inter élément faibles (de l'ordre de -14 dB à la fréquence centrale L1 et -16dB à L2).



Figure 36 : Advanced Pinwheel Compact Controlled Reception Pattern Antenna (AP-CRPA) avec système de traitement adaptatif [21]

Des antennes réseaux – dont les éléments rayonnants sont des antennes fractales – ont été conçues en 2007 (Figure 37). Les antennes élémentaires du réseau ont été conçues en utilisant des algorithmes génétiques d'optimisation. Ainsi ces antennes résonnent aux fréquences L1 et L2 et sont très compactes (environ 3.8 cm de côté). L'empreinte totale du réseau est alors très réduite (de l'ordre de 16 cm). Ce type d'antenne dispose vraisemblablement d'une bande de fonctionnement réduite, notamment en terme de pureté de polarisation. De plus, les aspects de couplages et les performances en terme de rayonnement ne sont pas traités.

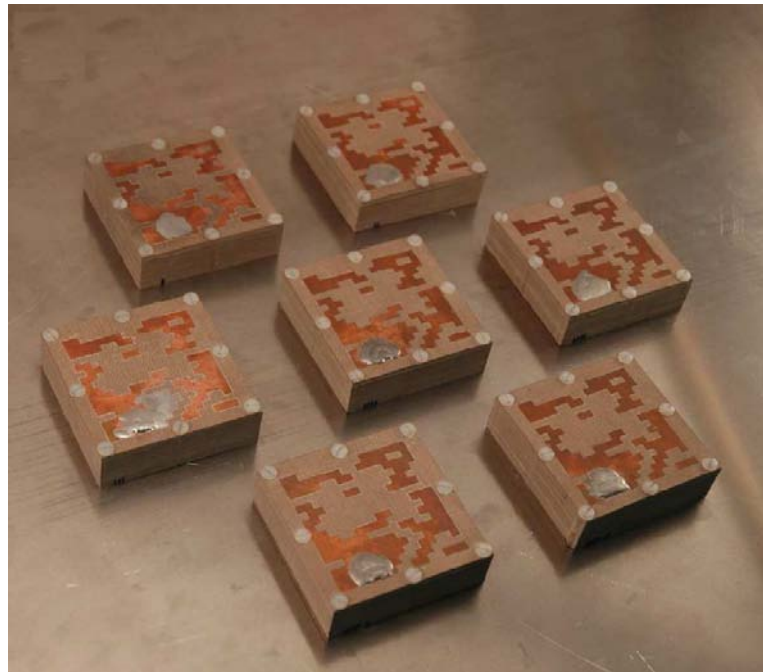
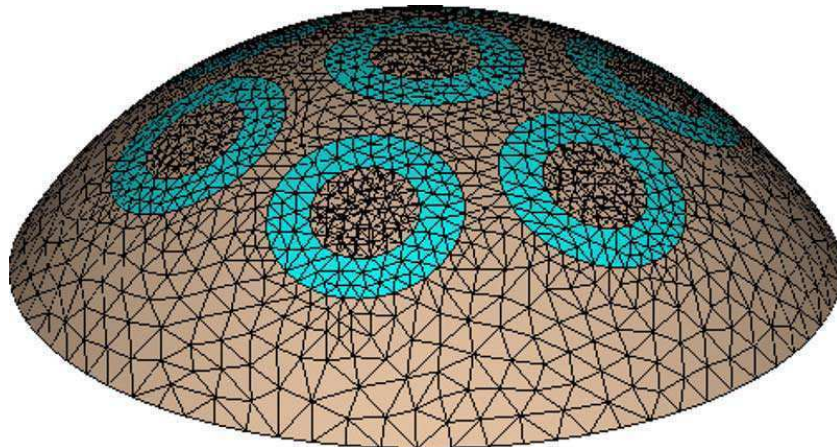


Figure 37 : Prototypage d'antenne CRPA compacte à 7 éléments [20]

Très récemment, d'autres types d'antenne ont vu le jour [23]-[24]. Il s'agit d'antennes 3D pour systèmes CRPA appliqués aux GNSS. Comme illustré sur la Figure 38, ces antennes réseaux consistent en un certain nombre d'antennes patchs empilées (double fréquence) disposées à la surface d'une sphère. Nous pourrions assimiler ces antennes à des antennes réseaux à géométrie hexagonale (donc idéale) conformées. Ces antennes ont l'avantage de pouvoir mieux recevoir les signaux dont la direction d'arrivée est proche de l'horizon. Elles possèdent également de meilleures performances en terme de réjection des signaux parasites dans ces directions. Il est toutefois souligné dans [23] que le processus de calibration de l'antenne requis pour son implémentation dans le système CRPA est bien plus complexe que pour une antenne 2 D. Les éléments rayonnants de l'antenne sont dans ces deux cas espacés de $\lambda_0 / 2$. Ces antennes sont donc relativement encombrantes en plus de posséder une hauteur importante (problème de traînée...).



(a) conçue et réalisée en 2005 [23]



(b) conçue en 2009 [24]

Figure 38 : Antennes réseaux 3D CRPA à 7 éléments

Finalement, de nombreuses conceptions d'antenne CRPA ont déjà été réalisées. L'utilisation d'antenne patch s'avère être le choix le plus pertinent compte tenu de ses performances et de leur facilité de réalisation. Nous ferons le choix d'orienter notre conception d'antenne réseau sur des technologies planaires, quitte à envisager par la suite une conformation de cette dernière. Toutefois, l'utilisation d'autres types d'élément rayonnant peut être envisagée comme dans le cas de l'antenne AP-CRPA utilisant des antennes spirales alimentées par fente.

Cependant, dans le cas des antennes CRPA précédemment présentées, les niveaux de couplage atteints sont de l'ordre de -15 dB. Les solutions technologiques envisagées pour la conception de ces antennes (lentilles, antennes spirales, antennes patches...) ne mettent en œuvre aucun dispositif capable de réduire ces couplages. Ceci laisse présager de difficultés lorsqu'on souhaitera réduire les distances inter éléments. C'est la raison pour laquelle nous avons choisi d'utiliser des technologies de type métamatériau pour améliorer l'isolation des éléments rayonnants.

2.1.3. Cahier des charges

Nous présentons ici une synthèse des performances idéalement requises pour la conception d'une antenne CRPA pour GNSS.

Les éléments rayonnants de l'antenne doivent posséder :

- Une bande passante à -10 dB d'au moins 1.95 % (3.5% pour recevoir les signaux E5a et E5b Galileo)
- Des niveaux de couplage avec les éléments adjacents inférieurs à -15 dB
- Un diagramme de rayonnement omnidirectionnel (c.f. Figure 39-a)
- Une polarisation circulaire (c.f. Figure 39-b)

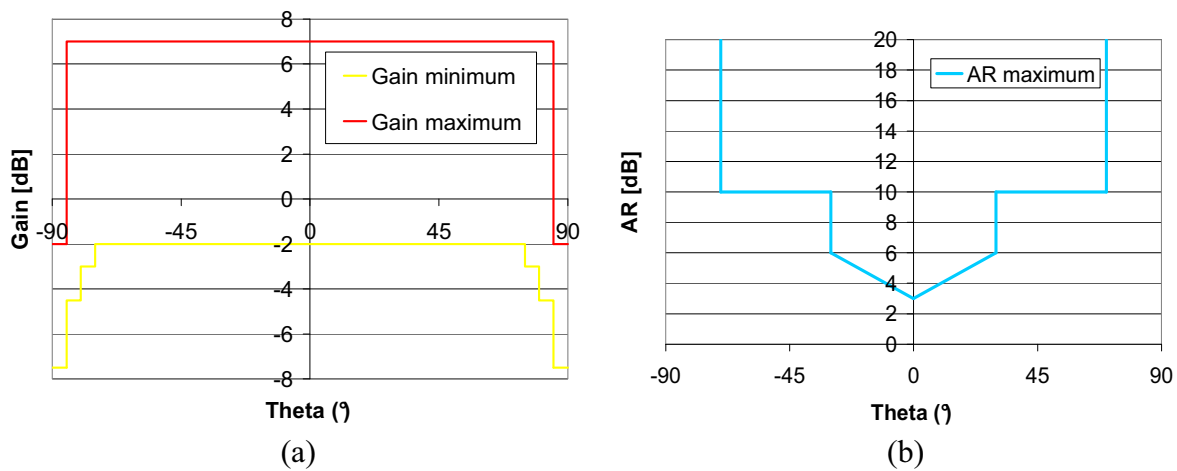


Figure 39 : Performances requises pour l'élément rayonnant (établies par l'ARINC) : (a) Gain RHCP, (b) rapport axial

Les performances des antennes sont en fait comparées aux spécifications de l'ARINC (Aeronautical Radio Incorporated). L'ARINC est une société détenue par les principales compagnies aériennes et des constructeurs aéronautiques américains qui est connue pour définir les principaux standards de communications à l'intérieur des aéronefs et entre les aéronefs et le sol. Elle précise entre autre les performances requises pour l'utilisation de ces antennes dans le domaine de l'aviation civile. Les antennes devront également posséder une bande passante acceptable pour les applications GNSS dont les bandes de fréquences ont été décrites précédemment.

Le réseau d'antennes doit :

- Etre composé d'au plus 7 éléments
- Posséder une géométrie optimum (c.f. partie 2.1.2.1.1.)
- Avoir des éléments rayonnants espacés de $\lambda_0/2$ au maximum

Ces spécifications nous serviront d'éléments de référence pour la conception de notre antenne. Nous n'avons toutefois pas la prétention de satisfaire ce cahier des charges. Notre objectif est de proposer des solutions pour à terme y parvenir. Un point essentiel est de proposer également une solution permettant à l'avenir de réduire la taille des réseaux d'antennes tout en satisfaisant ces contraintes, notamment du point de vue des couplages.

2.2. Etude des phénomènes de couplage

Comme nous l'avons vu dans la partie précédente, le couplage entre éléments rayonnants d'une antenne réseau CRPA est un paramètre critique. Ayant choisi de nous orienter vers l'utilisation d'antennes patchs pour la conception du réseau, il est donc nécessaire de poursuivre nos investigations sur les phénomènes de couplage entre antennes de ce type. L'objectif est ici d'affiner notre choix de conception de l'antenne de référence à partir d'une étude succincte de ces phénomènes.

Dans un premier temps, nous présentons de manière générale les phénomènes de couplage entre antennes patchs. Les effets de ces couplages dans un réseau d'antennes sont discutés et mis en relief par rapport à notre application.

Compte tenu de la complexité de ces phénomènes, une étude qualitative est menée dans un second temps. A partir d'un échantillon d'antennes patchs carrées utilisant différents substrats de différentes hauteurs, nous effectuons une étude paramétrique sur les niveaux de couplage en fonction de la distance inter élément. Nous cherchons alors à affiner notre choix de conception de l'élément rayonnant en observant des grandes tendances sur le choix du substrat.

A partir de ces études, nous orientons finalement notre choix du substrat utilisé pour la conception de notre antenne de référence.

2.2.1. Origine des couplages

Les phénomènes de couplage entre les éléments rayonnants d'une antenne réseau sont inévitables et leurs mécanismes très complexes. Nous présentons ici quelques généralités sur ces phénomènes difficilement maîtrisables.

Différents types d'ondes peuvent se propager à partir d'une antenne patch [25] :

- ondes spatiales diffractées par les bords des patchs : décroissance du champ en $1/r$
- ondes d'ordre supérieur : décroissance en $1/r^2$
- ondes de surface : décroissance en $1/\sqrt{r}$
- ondes de fuite : décroissance en $\exp(-\lambda.r)/\sqrt{r}$

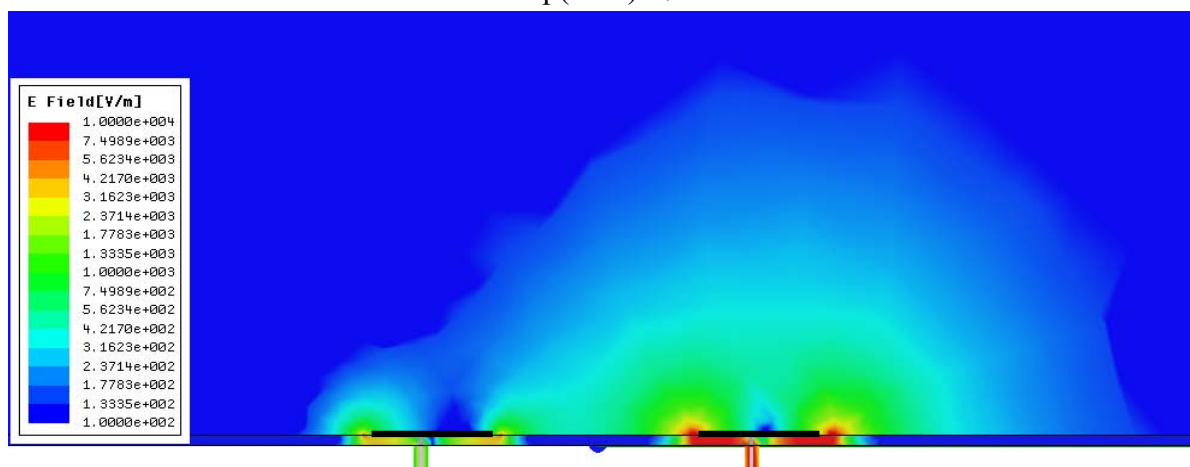


Figure 40: Amplitude du champ E dans le plan XZ entre deux patchs polarisés suivant le plan E dont un est alimenté (à droite) à 1.176 GHz

Ainsi, pour des antennes fortement éloignées, nous constatons qu'en fonction de la distance inter élément, les niveaux de couplage varient, laissant parfois un type d'onde être prépondérant comme les ondes de surface en présence de capteurs très éloignés [25]. En général, nous ne pouvons pas déterminer dans quelle mesure, tel ou tel type d'onde prédomine. Ceci est dû au fait que ces phénomènes physiques ne sont pas séparables et ne peuvent être discriminés.

Dans le cadre de notre application, les antennes du réseau sont espacées d'au plus $\lambda_0/2$. Ainsi, en plus des ondes rayonnées, le champ réactif des antennes contribue aux phénomènes de couplage. Pour cette raison, des études qualitatives ont principalement été menées pour appréhender ces phénomènes complexes fortement dépendants de la géométrie des antennes [26]-[27].

La distance entre deux antennes n'est pas le seul paramètre à prendre en compte. En effet, les niveaux de couplage varient fortement en fonction des caractéristiques de l'antenne (taille, épaisseur, orientation, substrat diélectrique, alimentation...) [26]. Dans le cadre de notre application, les antennes seront espacées d'une distance inférieure ou égale à $\lambda_0/2$. La Figure 40 illustre les phénomènes de couplage ayant lieu entre deux patches polarisés linéairement. Nous observons qu'une partie du champ E émis par l'antenne située à droite se couple avec le patch voisin.

Il est important de noter que les couplages entre les éléments d'un réseau engendrent de nombreux problèmes :

- Une dégradation de la polarisation.
- Une dégradation du TOS de l'antenne.
- Des asymétries dans le diagramme de rayonnement...

Ainsi lorsque nous souhaitons appliquer un traitement adaptatif pour contrôler le diagramme de rayonnement de l'antenne réseau, ces erreurs induisent une mauvaise réception du signal, des erreurs de dépointage, une mauvaise rejection des signaux de forte puissance [4].

Une de nos préoccupations est d'appréhender ces phénomènes de couplage dans le cadre de notre application. Compte tenu de la complexité des phénomènes et du temps qui nous est imparti, nous menons alors une étude qualitative sommaire à partir d'un échantillon d'antennes représentatives pour orienter nos choix de conception.

2.2.2. Etude paramétrique

Pour appréhender ces phénomènes de couplage entre antennes, une étude qualitative est ici faite. Elle est menée en considérant des antennes patches résonantes dans nos fréquences d'intérêt. A partir de l'étude de cas tests représentatifs de notre application, nous cherchons à déterminer les principales tendances et paramètres de conception critiques du point de vue des couplages. Nous souhaitons pouvoir préciser notre choix de conception d'antenne, notamment vis-à-vis du type de substrat à utiliser.

Comme nous l'avons vu, les distances inter éléments de notre réseau sont de l'ordre de $\lambda_0/2$. Or, un patch dans l'air a une dimension cet ordre, donc de la distance inter élément du réseau. Les bords des patches sont extrêmement proches et les antennes sont très fortement couplées. Nous comprenons alors que l'élément rayonnant doit être plus petit que $\lambda_0/2$ si nous souhaitons l'utiliser pour notre application.

La solution envisagée consiste à utiliser des substrats de forte permittivité. En effet, en augmentant la permittivité du substrat sur lequel est imprimée l'antenne, les dimensions du patch sont réduites. Typiquement, un patch imprimé sur un substrat de fine épaisseur aura des dimensions de l'ordre de $\lambda_0/(2\sqrt{\epsilon_r})$, avec ϵ_r la permittivité du substrat diélectrique sur lequel est imprimé le patch [25]. Cependant, en augmentant la permittivité du substrat en gardant sa hauteur constante, nous observons une diminution de la bande passante. Afin de conserver une largeur de bande passante adaptée pour notre application il faut augmenter l'épaisseur du substrat sous le patch, ce qui favorise les phénomènes de couplage.

Ainsi il nous faut faire un compromis entre le niveau de miniaturisation de l'antenne et les niveaux de couplage. Afin de prédimensionner la taille de l'élément rayonnant de référence, une étude paramétrique sur les distances inter élément, la hauteur et le type de substrat utilisé est réalisée. Pour cette étude, un patch carré polarisé linéairement et alimenté par une sonde coaxiale est modélisé. En jouant sur la dimension du patch et le positionnement, l'antenne est adaptée à la fréquence centrale du signal E5a Galileo soit à 1.176 GHz. Les niveaux de couplage entre deux antennes du même type sont ensuite simulés en utilisant le solveur FEM fréquentiel HFSS (Figure 40).

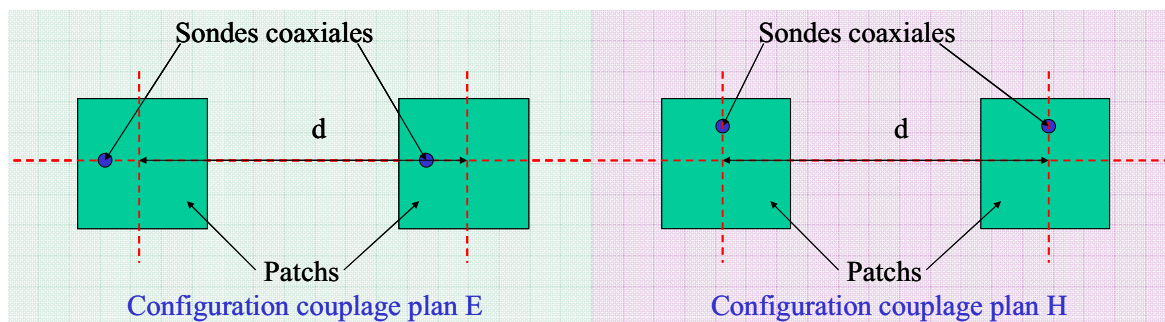


Figure 41 : illustration des configurations de couplage plan E et plan H entre 2 patches polarisés linéairement

Sur la Figure 42, les niveaux de couplage entre antennes dans les configurations plan E et plan H (Figure 41) sont représentés pour une antenne patch carrée sur un substrat de forte permittivité ($\epsilon_r=9$). Nous constatons que les niveaux de couplage en plan E sont plus importants pour un espacement entre antennes de $\lambda_0/2$. En revanche cette tendance s'inverse lorsque les distances inter éléments mises en jeu deviennent très faibles ($< 0.4 \lambda_0$). En effet, l'augmentation des couplages dans le plan H est plus importante à mesure que la distance entre les antennes se réduit. Compte tenu du nombre de contraintes liées à notre cahier des charges (partie 2.1.3.), nous faisons le choix modeste de porter par la suite notre attention uniquement sur les couplages plan E. Ces couplages prédominent généralement sur les couplages plan H pour une distance inter élément classique de $\lambda_0/2$ (cette hypothèse ne pouvant être généralisée) [26]-[27].

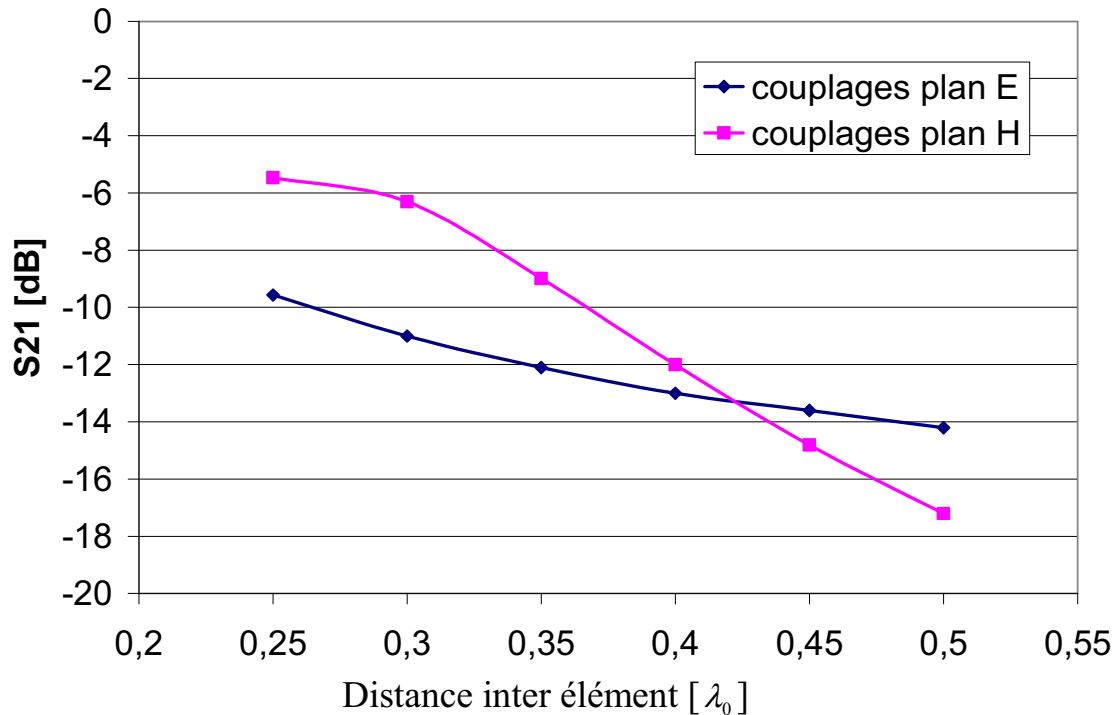


Figure 42 : Niveaux de couplage à 1.176 GHz dans le plan E et dans le plan H fonction de la distance inter élément entre deux patches imprimés sur un substrat de permittivité $\epsilon_r=9$ et de hauteur égale à 3mm

Notre attention se porte maintenant sur les couplages entre antennes dans le plan E. Ce plan de polarisation correspond au plan vertical passant par le centre des patches et contenant les sondes d'alimentation (Figure 41). Notre intention étant de prédimensionner la taille des éléments rayonnants, il faudra le faire dans la configuration la plus contraignante pour cette distance inter élément classique. En effet, à terme nous utiliserons des patches alimentés par deux sondes coaxiales en quadrature de phase. La configuration plan E – la plus critique pour un espacement de $\lambda_0/2$ selon notre première estimation – sera donc rencontrée. A noter que la configuration plan E/H n'est ici pas détaillée puisque les niveaux de couplage obtenus dans ce cas sont très faibles. Ceci est dû au fait que les deux modes d'excitation des patches sont orthogonaux. C'est d'ailleurs grâce à cette propriété qu'il est possible d'exciter ces deux modes fondamentaux d'un patch carré par deux sondes coaxiales pour obtenir une polarisation circulaire [25].

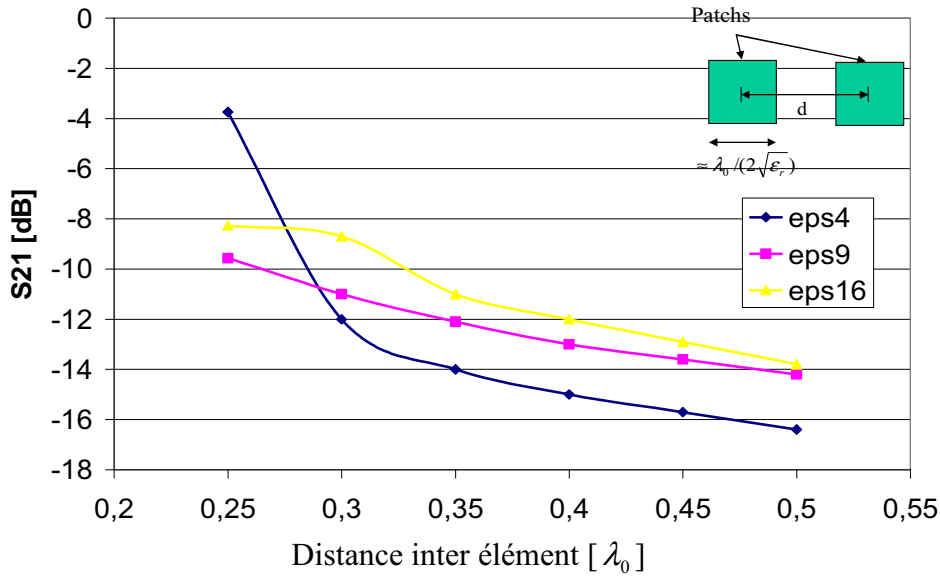


Figure 43 : Niveaux de couplage à 1.176 GHz dans le plan E fonction de la distance inter élément entre deux patches imprimés sur un substrat de permittivité variable et de hauteur égale à 3mm

Sur la Figure 43, les niveaux de couplage dans le plan E entre deux patches imprimés sur des substrats de différentes permittivités sont représentés. Dans l'ensemble de cette étude, notre attention se porte sur des distances inter élément inférieures ou égales à $\lambda_0/2$, requises pour notre application. L'utilisation de substrat de forte permittivité tend à favoriser la propagation des ondes dans ce dernier. Les niveaux de couplage sont donc plus importants pour des antennes imprimées sur ce type de substrat et ce indépendamment de la distance inter élément. Nous remarquons toutefois une remonté soudaine des niveaux de couplage des patches imprimés sur un substrat $\epsilon_r=4$ pour des distances inter éléments inférieures à $0.3 \lambda_0$. Ceci est dû au fait qu'à cette distance, les bords des patches respectifs sont extrêmement proches (Figure 44). Nous constatons également que le niveau de couplage critique ($S_{21}=-15\text{dB}$ [14]) est très rapidement atteint lorsque les patches sont aussi proches.

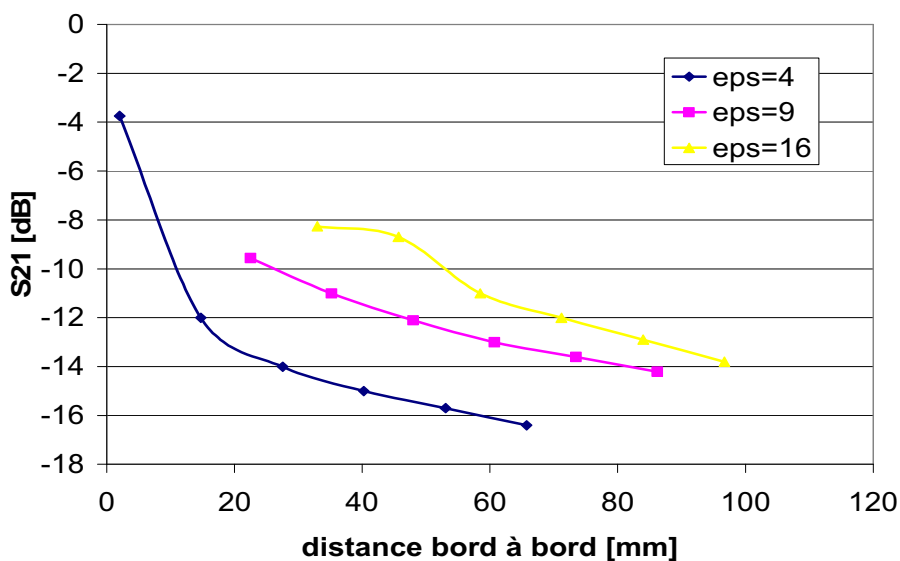


Figure 44 : Niveaux de couplage à 1.176 GHz dans le plan E fonction de la distance entre le bord des patches imprimés sur un substrat de permittivité variable et de hauteur égale à 3mm

Sur la Figure 44, ces mêmes niveaux de couplage sont représentés cette fois en fonction de la distance bord à bord des patches imprimés. Nous constatons alors que si les niveaux de couplage pour une distance inter élément fixée sont plus forts lorsqu'on utilise un substrat de forte permittivité, l'espace disponible entre les éléments rayonnants est plus important. Dans la mesure où le niveau de couplage critique est atteint quasi indépendamment du type de substrat utilisé, ce paramètre 'distance bord à bord' se révèle critique puisqu'il détermine l'espace disponible dans lequel il est possible d'insérer des HIS.

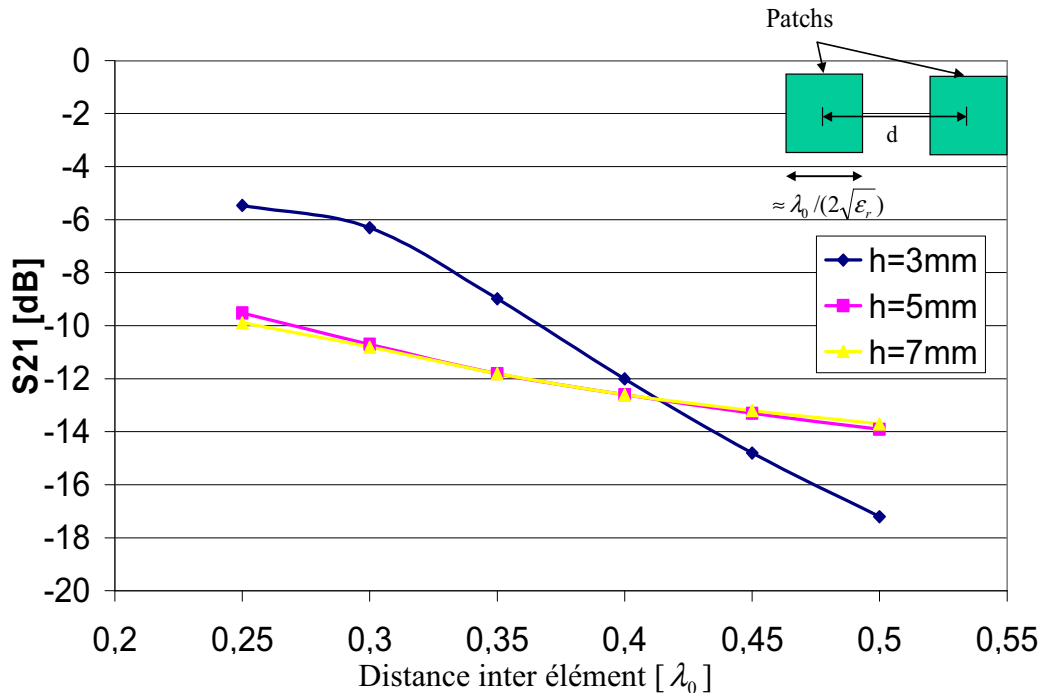


Figure 45 : Niveaux de couplage à 1.176 GHz dans le plan E fonction de la distance inter élément entre deux patches imprimés sur un substrat de hauteur variable et de permittivité $\epsilon_r=9$

Sur la Figure 45, les niveaux de couplage sont calculés en fonction de la hauteur du substrat sous le patch ($\epsilon_r=9$). Nous constatons une faible différence de niveau entre un substrat de hauteur 5mm ou 7mm. Pour une distance inter élément classique de $\lambda_0/2$, un substrat de forte permittivité plus épais va dans le sens d'une augmentation des niveaux de couplage. Cependant cette tendance semble s'inverser pour des distances inter éléments inférieures à $0,4 \lambda_0$. En réalité, lorsque la hauteur du substrat augmente et que nous souhaitons conserver la même fréquence de résonance pour l'antenne, la taille du patch diminuera. Par conséquent, les distances bord à bord des patches ne sont pas équivalentes à la distance inter élément. Dans la mesure où ces calculs sont effectués pour des antennes très proches les unes des autres, la sensibilité de ce paramètre n'est pas à sous estimer dans la zone de champ proche. La tendance observée ne peut donc pas être généralisée et demanderait davantage d'investigations.

Cette étude nous a permis d'évaluer de manière qualitative les niveaux de couplage entre antennes de type patch et d'en dessiner les grandes tendances. A partir de ces résultats, nous allons maintenant présenter le choix du substrat retenu pour la conception de l'antenne de référence de notre étude.

2.2.3. Conséquences

Nous venons de voir que le niveau de couplage critique pour notre application est atteint dès lors que l'on utilise un substrat de forte permittivité. Or, si le choix était fait de réaliser une antenne sur un substrat de permittivité modérée, de l'ordre de 4, aucune évolution consistant à insérer un métamatériau entre les antennes ne pourrait être envisagée compte tenu de la distance bord à bord des patches.

Lorsque nous utilisons des substrats de plus forte permittivité ($\epsilon_r > 9$), les niveaux de couplage augmentent. Cependant, à distance centre à centre fixée, la distance bord à bord des patches augmente également. Si nous considérons la Figure 43, nous constatons que pour une distance inter élément de $\lambda_0/2$, les couplages augmentent de 2.2 dB lorsque nous utilisons un substrat de permittivité $\epsilon_r = 9$ plutôt qu'un substrat de permittivité $\epsilon_r = 4$. Or, nous avons vu qu'il était possible de réduire les niveaux de couplage de -8 dB pour des patches éloignés de $0.75 \lambda_0$ grâce à l'utilisation de métamatériaux [28]. L'utilisation de telles structures peut permettre de contre balancer cette tendance pour obtenir des éléments rayonnants bien découplés.

Nous remarquons également que pour une distance inter élément classique de $\lambda_0/2$, les niveaux de couplage dans le plan E prédominant pour notre échantillon d'antennes. Nous chercherons alors une solution permettant de diminuer au mieux les couplages dans ce plan.

Finalement, nous faisons le choix d'utiliser comme antenne de référence une antenne imprimée sur un fort substrat diélectrique. En effet, si les niveaux de couplage augmentent de ce fait, l'espace disponible entre les antennes augmente également. Ainsi il sera possible d'insérer des structures permettant de découpler les antennes et de compenser l'augmentation des couplages liée au choix du substrat. A terme, cette solution doit permettre de réduire la distance inter élément tout en conservant une bonne isolation entre antennes du réseau.

2.3. Choix de la configuration réseau

Dans la partie précédente, nous avons fait le choix d'utiliser des substrats de forte permittivité pour la conception de notre antenne de référence. Ce choix a été fait pour permettre d'insérer des HIS entre deux éléments rayonnants. Nous allons maintenant tenter de déterminer la configuration réseau la plus favorable en terme de couplage pour ce type d'antennes intégrant des HIS.

Dans un premier temps, nous choisissons de modéliser une HIS idéale à partir de ses propriétés surfaciques. Cette modélisation nous permet par la suite – avec un coût de calcul moindre – d'estimer l'effet de la présence de telles structures dans nos réseaux d'intérêt.

Dans un second temps et à partir de cette modélisation, les niveaux de couplage entre deux antennes polarisées linéairement dans le plan E sont estimés. Nous nous intéressons à trois configurations de réseaux classiques et à trois configurations de réseaux intégrant une modélisation de HIS idéale. L'objectif est alors de retenir la configuration la plus favorable pour notre problématique et de finaliser les choix de conception de l'élément rayonnant.

2.3.1. Modélisation d'une HIS idéale

Nous avons vu dans le chapitre 1 que la modélisation de surface haute impédance (HIS) était très coûteuse en terme de puissance de calcul. En effet, ces structures très petites devant la longueur d'onde nécessitent une discrétisation spatiale très fine. Ainsi le nombre d'inconnues mises en jeu dans une résolution 3D faisant intervenir ce type de structure devient vite ingérable. Pour cette raison nous avons fait le choix de définir un modèle de HIS idéale.

L'impédance de surface du plan est défini par :

$$Z_s = \frac{E_T}{H_T}$$

où E_T et H_T sont respectivement les champs électrique et magnétique tangentiels.

La propriété fondamentale d'une HIS étant de posséder une impédance de surface très élevée à sa fréquence de résonance, nous avons défini une HIS idéale comme une surface possédant une impédance de surface infinie. La valeur du champ E à la surface devant être fini, cette hypothèse sur l'impédance de surface implique que le champ magnétique transverse H_T à la surface doit être nul. Une HIS idéale est donc définie comme un conducteur magnétique parfait (PMC pour Perfect Magnetic Conductor).

Ainsi pour permettre d'évaluer la configuration réseau la plus favorable par rapport aux niveaux de couplage entre les éléments rayonnants du réseau, des conditions limites PMC seront substituées aux HIS. Nous verrons par la suite que cette modélisation consistant à remplacer une structure 3D constituée de cellules élémentaires HIS périodisées par une condition limite surfacique est toutefois limitée dans le cadre de notre application. Elle a cependant l'avantage de rendre possible cette étude des configurations de réseau.

2.3.2. Etude de différentes configurations réseaux

Grâce à notre modélisation de HIS idéale, il est alors possible d'estimer les niveaux de couplage entre deux antennes patches sur un substrat diélectrique fort avec nos moyens de calcul (PC doté de 4 Go de RAM). Nous étudions ici différentes configurations de réseaux d'antennes afin d'arrêter notre choix de conception de l'antenne de référence.

Dans l'idée de concevoir un réseau d'antennes ayant des éléments rayonnants les plus isolés possibles, différentes configurations de réseaux ont été étudiées. Nous nous intéressons ici à un réseau de deux éléments rayonnants de type patch. Compte tenu des résultats obtenus précédemment, nous portons notre attention sur des patches imprimés sur un substrat diélectrique fort ($\epsilon_r=9.4$) et épais (hauteur=10mm), polarisés linéairement à l'aide d'une sonde coaxiale dans une configuration plan E. En effet, pour des patches polarisés circulairement, alimentés par deux sondes coaxiales en quadrature de phase et espacés d'une distance de $\lambda_0 / 2$, cette configuration semble être la plus contraignante en terme de couplage. L'épaisseur du substrat a été choisie pour obtenir une bande passante des antennes de l'ordre de celle requise pour notre application.

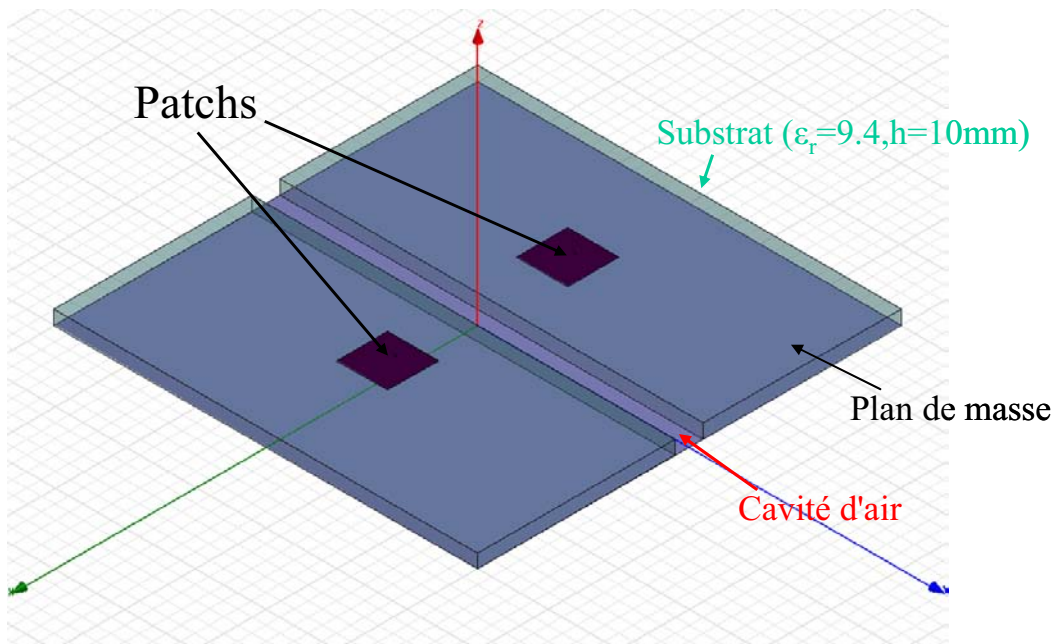


Figure 46 : Vue 3D de la configuration réseau de deux patches avec une cavité d'air dans le substrat

Trois configurations d'antenne réseau classiques sont étudiées :

- les deux antennes patches sont imprimées sur un même substrat diélectrique
- les deux antennes sont imprimées sur un substrat diélectrique présentant une cavité d'air entre les antennes (Figure 46)
- les deux antennes sont imprimées sur un substrat diélectrique présentant une cavité métallique entre les antennes

Les antennes patchs sont conçues pour résonner à la fréquence centrale de la bande E5a Galileo. Elles sont espacées d'une demi longueur d'onde dans le vide, soit 127.5 mm. Ainsi la distance bord à bord des patchs est de 91.4 mm. Les cavités constituées de métal ou d'air ont une largeur de 20 mm. Le choix de cette largeur est principalement fait pour deux raisons. D'abord, l'introduction d'un objet de cette taille ne perturbera pas trop le fonctionnement des antennes. En effet, la distance entre le bord du patch et la cavité est supérieure à la hauteur du substrat sur lequel est imprimée l'antenne. Il ne sera donc pas nécessaire d'ajuster l'antenne à son environnement. Puis, compte tenu de la taille des cellules élémentaires HIS (inférieure à $\lambda_0/10$), nous pourrons ainsi substituer à la condition limite PMC quelques cellules HIS dans cet espace (2 à 3 cellules).

La présence des différentes cavités (air ou métal) introduit une rupture dans le substrat diélectrique. Elles ont pour objectif de perturber la propagation des ondes à l'origine des couplages et ainsi diminuer ces derniers. A partir de ces trois configurations 'classiques', trois autres configurations intégrant une HIS idéale ont été étudiées :

- les deux antennes patchs sont imprimées sur un même substrat diélectrique avec une bande de HIS idéale à la place du plan de masse
- les deux antennes sont imprimées sur un substrat diélectrique présentant une cavité d'air entre les antennes et une bande de HIS idéale
- les deux antennes sont imprimées sur un substrat diélectrique présentant une cavité métallique entre les antennes et dont la partie supérieure est constituée de HIS idéale (Figure 47)

Les antennes patchs utilisées restent identiques et sont toujours espacées d'une demi longueur d'onde. Les cavités sont constituées de métal ou d'air. Comme les bandes de HIS idéale, elles ont une largeur de 20 mm.

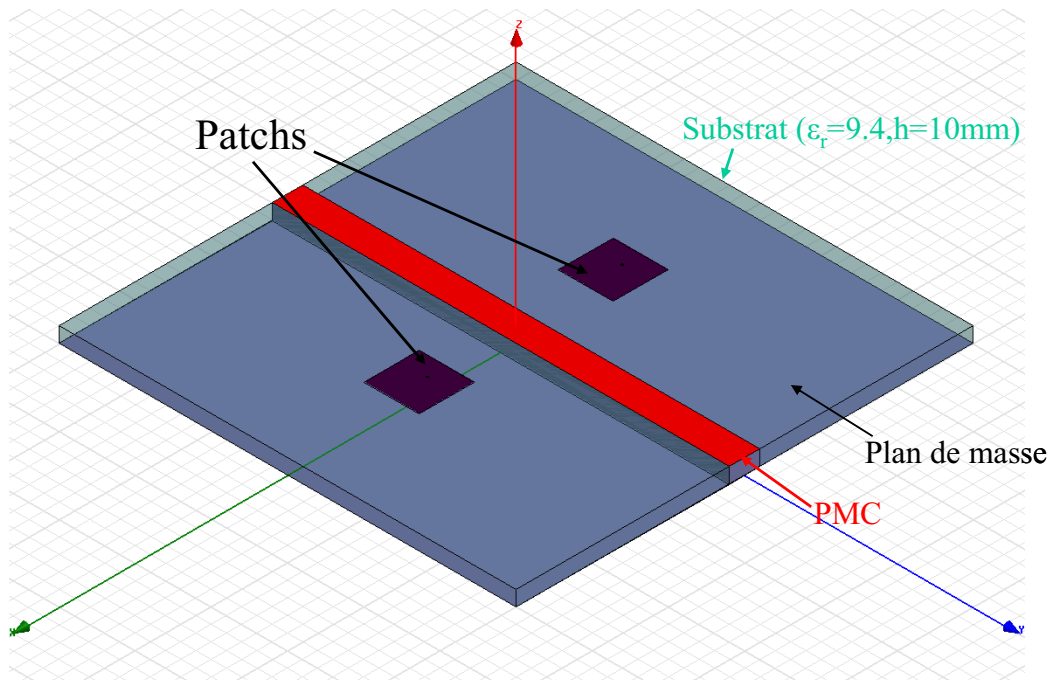


Figure 47 : Vue 3D de la configuration réseau de deux patchs sur un substrat contenant une cavité métallique dont la partie supérieure est constituée de HIS idéale

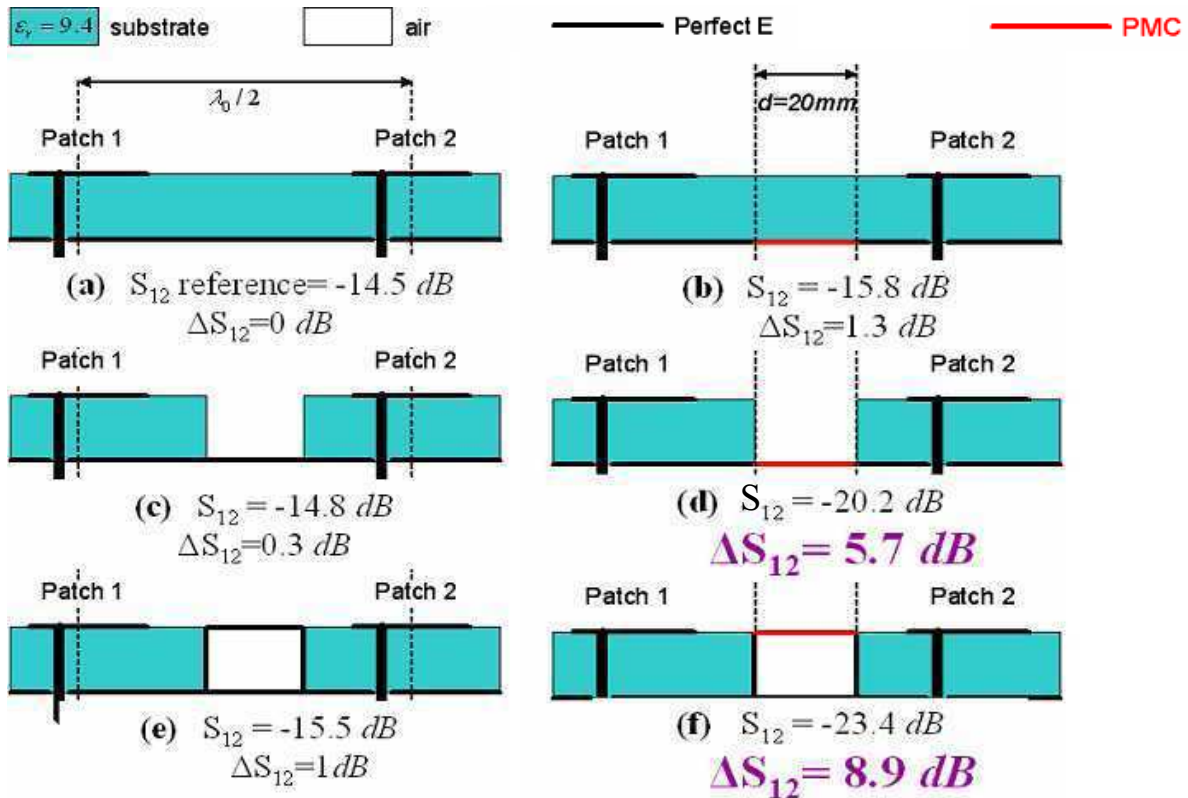


Figure 48 : Synthèse des niveaux de couplage obtenus dans les différentes configurations réseaux :

- (a) configuration de référence (patches sur un même substrat),
- (b) configuration de référence avec une bande PMC,
- (c) configuration avec une cavité d'air,
- (d) configuration avec une cavité d'air et une bande PMC,
- (e) configuration avec une cavité métallique,
- (f) configuration avec une cavité métallique et une bande PMC

Sur la Figure 48, les niveaux de couplage obtenus pour chacune des configurations sont donnés. Pour le cas de référence – réseau de deux patches sur un même substrat – les niveaux de couplage entre les deux antennes atteignent -14.5 dB. Lorsque nous introduisons une cavité d'air ou une cavité métallique, ces couplages sont réduits respectivement de 0.3 dB et 1 dB. Ces niveaux de réduction de couplage sont faibles et ces trois configurations d'antenne ne seront pas retenues car elles n'offrent pas les niveaux de couplages souhaités pour notre application. En revanche, lorsqu'une HIS idéale – modélisée par une condition limite PMC – est insérée entre les éléments du réseau, une forte réduction des niveaux de couplage est observée dans les configurations présentant une cavité avec PMC. Dans le cas de la cavité d'air avec une HIS idéale, une réduction de 5.7 dB est observée. Finalement le meilleur résultat est obtenu dans le cas de la cavité métallique avec PMC où les niveaux de couplage sont réduits de 8.9 dB.

Pour la suite de notre étude, nous faisons le choix de retenir la configuration réseau la plus favorable pour permettre une forte réduction des couplages dans le plan E avec l'utilisation de HIS. Ce choix ayant été fait à partir d'une modélisation de HIS idéale, qui n'est qu'une représentation approximative d'une HIS réelle, il reste à confirmer dans le cas d'une HIS réelle. Le réseau d'antennes sera donc constitué d'éléments rayonnants de type patch en cavité entre lesquels des bandes constituées de cellules élémentaires HIS seront insérées.

2.4. *L'élément rayonnant*

Suite aux investigations menées dans les parties précédentes, nous avons décidé de concevoir une antenne élémentaire consistant en un patch en cavité sur un substrat diélectrique fort. Dans cette partie, nous cherchons à déterminer la taille de la cavité qu'il convient d'utiliser et ainsi finaliser notre choix d'élément rayonnant de référence.

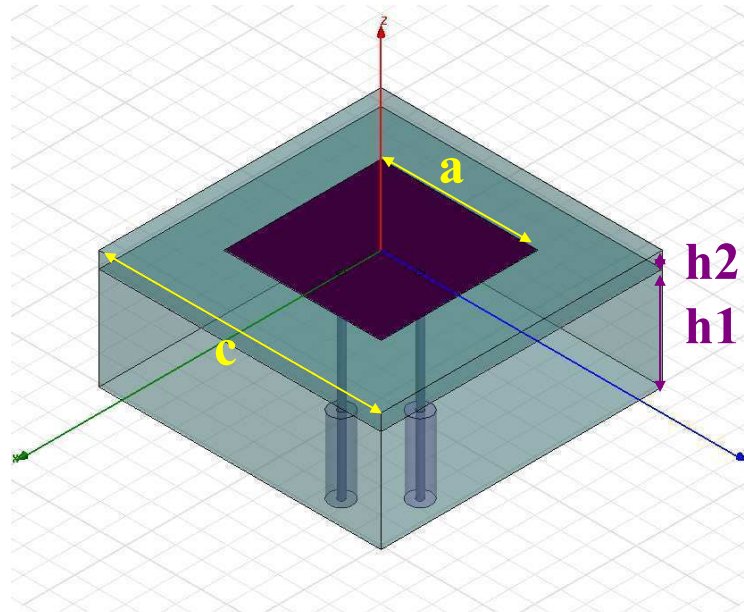
A partir de matériaux satisfaisant nos choix de conception (diélectrique fort), nous concevons différents patchs dans des cavités de taille variable. L'objectif est alors de réduire au maximum cette cavité pour obtenir une antenne – satisfaisant les exigences de notre application – possédant une empreinte la plus faible possible.

A terme, cette antenne sera entourée d'une HIS. Dès lors que la dimension de la cavité est fixée, nous estimons les performances de l'antenne retenue en présence d'une HIS idéale. Les performances ainsi calculées sont comparées au patch en cavité de référence pour s'assurer de la non dégradation des propriétés de rayonnement.

2.4.1. Choix de l'antenne de référence

Compte tenu des résultats précédents, notre choix concernant l'élément rayonnant de référence se porte sur une antenne patch en cavité. L'objectif est de concevoir une antenne la plus compacte possible et offrant de bonnes performances en termes de bande passante et de polarisation. En effet, plus l'antenne aura une empreinte faible, plus nous disposerons d'espace entre les éléments rayonnants pour y introduire des cellules HIS sans trop perturber le fonctionnement des patchs en cavité.

Les hauteurs des substrats utilisés pour la conception ne sont pas standard. Ainsi, nous faisons le choix d'une antenne composée de 2 substrats diélectriques insérés dans une cavité métallique. La partie inférieure est constituée de céramique ($\epsilon_r = 8.2$). Le pavé céramique peut être usiné pour posséder les dimensions souhaitées. La partie supérieure est constituée d'alumine (CER10, $\epsilon_r = 10.2$) possédant une épaisseur fixée sur laquelle est imprimé un patch métallique. L'antenne est alimentée par 2 câbles coaxiaux en quadrature de phase.



Paramètres	Description
c	Coté de la cavité
a	Coté du patch
h1	Hauteur substrat céramique
h2	Hauteur substrat alumine
$h=h1+h2$	Hauteur totale

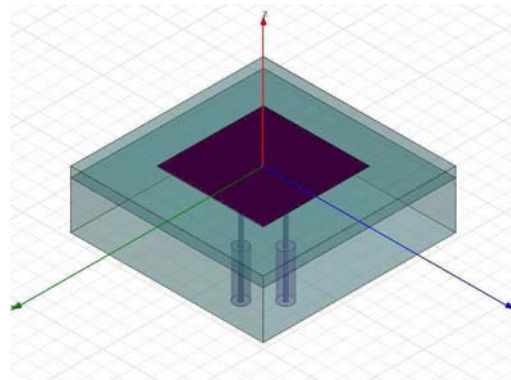
Figure 49 : description de l'antenne en cavité

Différentes conceptions de ce type d'antenne sont réalisées pour des dimensions du côté de la cavité de 50mm, 55mm et 60mm. Cette étude a pour but d'optimiser l'empreinte de l'antenne. Lorsque les dimensions latérales de l'antenne sont modifiées, les dimensions des patches et le positionnement des sondes coaxiales doivent être retravaillés. De plus, dans la mesure où nous cherchons à concevoir une antenne pour la bande de fréquence Galileo E5a, la hauteur de la cavité variera afin de conserver une adaptation sur toute la bande du signal.

En pratique, la hauteur du substrat sur lequel est imprimé le patch est standard. Afin d'améliorer la compacité de l'élément rayonnant en jouant sur la permittivité du substrat, nous avons choisi un substrat épais de CER10 de hauteur 3.18mm pour l'ensemble des antennes étudiées. Le paramètre c étant choisi par nos soins, seuls la taille du patch, la hauteur de céramique et le positionnement des sondes sont modifiés. La hauteur de céramique est déterminée par la bande passante de l'antenne : plus le côté de la cavité est petit, plus la cavité doit être épaisse.

Les performances en rayonnement des antennes sont comparées aux spécifications de l'ARINC comme nous les avons précisées (c.f. partie 2.1.3.).

2.4.1.1. Cavité de 60 mm de côté



Paramètres	Dimension [mm]
c	60
a	33.08
h1	3.18
h2	15
h=h1+h2	18.18

Figure 50 : Vue 3D et dimensions de l'antenne patch en cavité de 60 mm de côté

Sur la Figure 50, une vue 3D et les dimensions de l'antenne sont décrites. L'antenne a été adaptée pour résonner à une fréquence centrale de 1.178 GHz avec une largeur de bande de 2.2 % (Figure 51). Sa hauteur totale est de 18.18 mm. Le niveau de couplage entre les sondes coaxiales, noté S12 sur la figure, est de -13.5 dB, ce qui est acceptable.

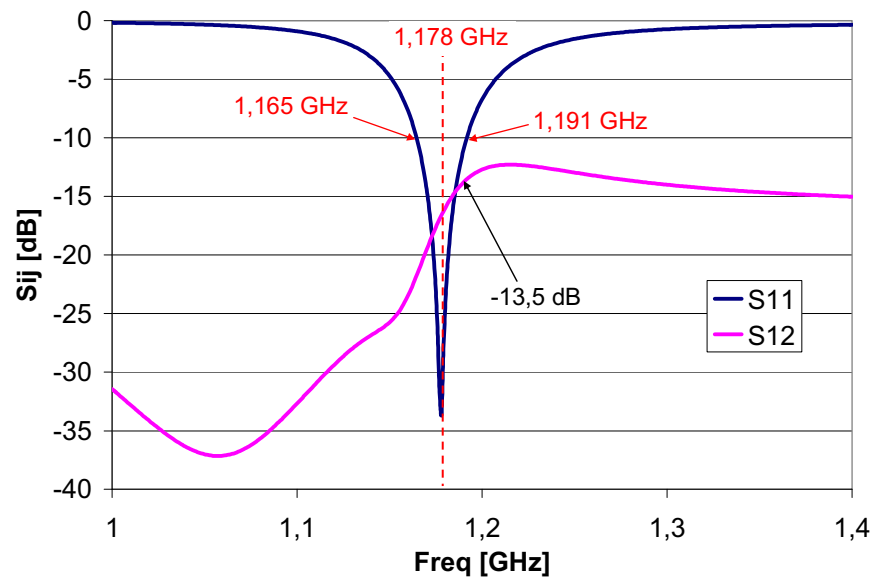


Figure 51 : Paramètre S de l'antenne patch en cavité de 60 mm

Sur la Figure 52, les performances calculées en terme de gain et de ratio axial de cette antenne sont représentées à sa fréquence centrale (1.176 GHz) dans deux plans de coupe : 0° et 90° . Nous constatons que les performances de l'antenne sont bonnes, à savoir que nous avons une bonne pureté de polarisation et un diagramme de rayonnement omni directionnel, et satisfont presque les spécifications de référence. Nous pouvons toutefois noter que le gain maximum de l'antenne n'est pas obtenu dans l'axe.

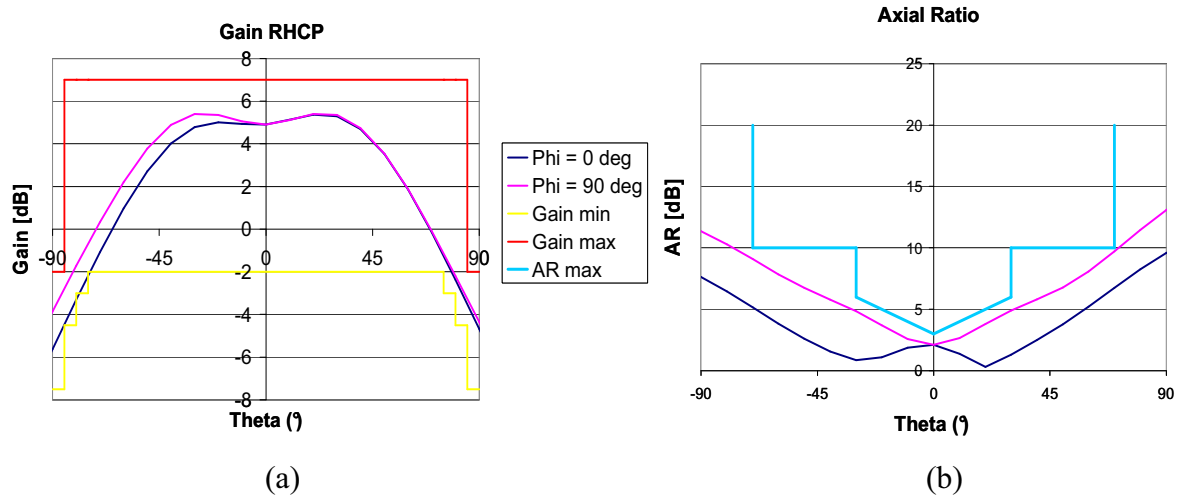
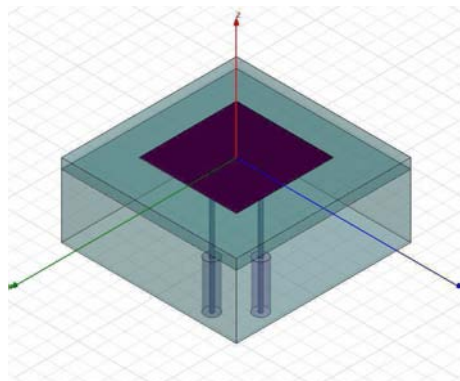


Figure 52 : Performances de l'antenne en cavité de 60 mm à 1.176 GHz: (a) Gain, (b) Axial Ratio

2.4.1.2. Cavité de 55 mm de côté



Paramètres	Dimension [mm]
c	55
a	30.6
h1	3.18
h2	20
h=h1+h2	23.18

Figure 53 : Vue 3D et dimensions de l'antenne patch en cavité de 55 mm de côté

Sur la Figure 53, une vue 3D et les dimensions de l'antenne sont décrites. L'antenne résonne à 1.178 GHz avec une largeur de bande de 2.2 % également (Figure 54). Sa hauteur totale est de 23.18 mm. Le niveau de couplage entre les sondes coaxiales est de -11.9 dB, ce qui reste acceptable.

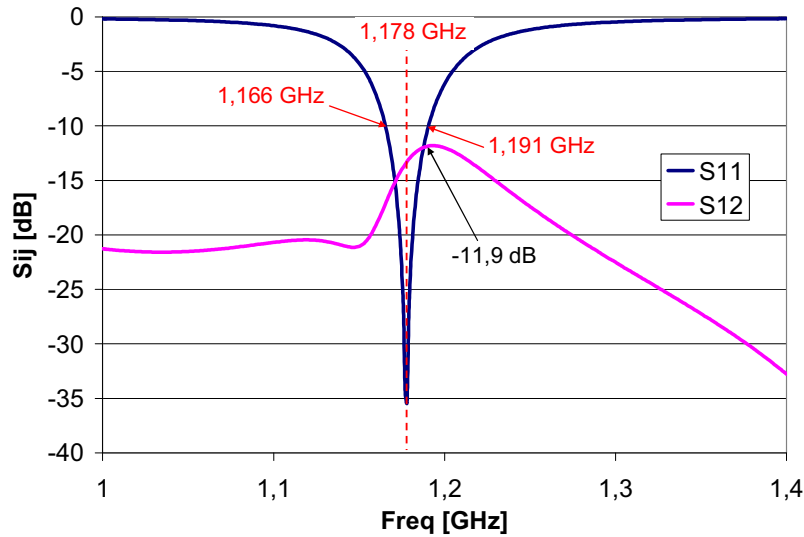


Figure 54 : Paramètre S de l'antenne patch en cavité de 55 mm

Nous pouvons observer sur la Figure 55, une dégradation des performances de l'antenne par rapport au cas de l'antenne ayant une cavité de 60 mm. Dans l'ensemble ces performances restent bonnes. La dégradation du rapport axial des ondes rayonnées s'explique en partie par l'augmentation observée des niveaux de couplage entre les deux sondes coaxiales. En effet, le positionnement des sondes a dû être ajusté en rapprochant le point d'ancrage sur le patch vers le centre de ce dernier. De plus, pour conserver une bande passante équivalente, la hauteur du pavé céramique a été augmentée à 20 mm. Ainsi les sondes alimentant l'antenne possèdent une âme plus longue et sont plus proches les unes des autres, augmentant ainsi leur niveau de couplage mutuel.

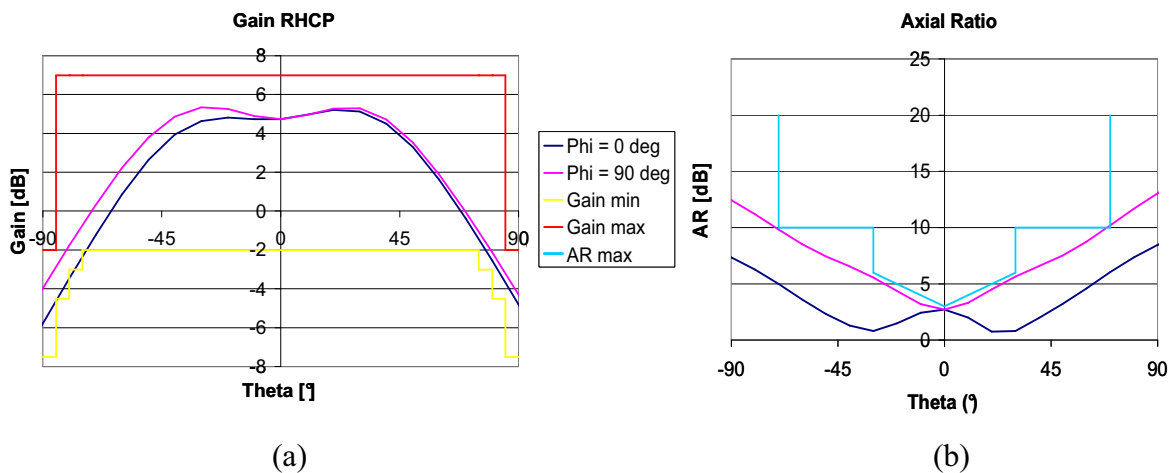
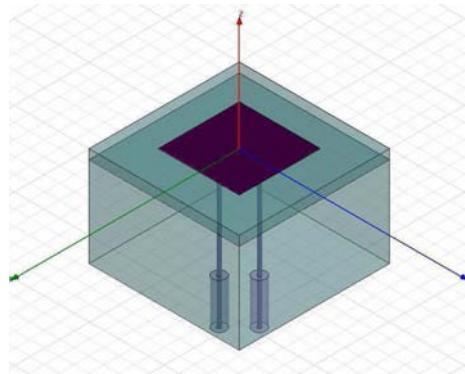


Figure 55 : Performances de l'antenne en cavité de 55 mm à 1.178 GHz : (a) Gain, (b) Axial Ratio

Pour notre application, nous chercherons à obtenir une bande passante plus importante : de l'ordre de 4 %. Pour cela il faut augmenter la hauteur du substrat dans la cavité. Etant donné la dégradation des performances engendrée par l'augmentation des couplages inter sondes, nous comprenons bien que nous ne pourrions guère réduire les dimensions de la cavité sous les 55 mm de côté. De plus, les épaisseurs des antennes mises en jeu rendent leur intégration sur les porteurs de plus en plus complexes.

2.4.1.3. Cavité de 50 mm de côté



Paramètres	Dimension [mm]
c	50
a	26.95
h1	3.18
h2	30
h=h1+h2	33.18

Figure 56 : Vue 3D et dimensions de l'antenne patch en cavité de 50 mm de côté

Sur la Figure 56, une vue 3D et les dimensions de l'antenne patch en cavité de 50 mm sont décrites. L'antenne résonne à 1.178 GHz avec une largeur de bande de 1.7 % (Figure 55). Sa hauteur totale est de 33.18 mm. Le niveau de couplage entre les sondes coaxiales est de -8.4 dB.

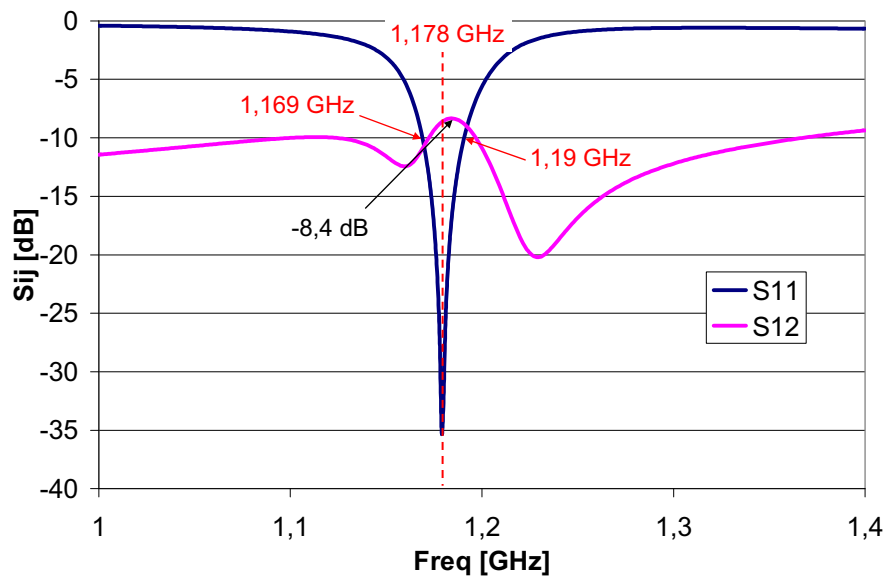


Figure 57 : Paramètre S de l'antenne patch en cavité de 50 mm

Pour cette antenne patch en cavité de 50 mm, le niveau de couplage entre les sondes est très élevé, confirmant la tendance observée précédemment. Lorsque l'on s'intéresse à ses performances (Figure 58), nous constatons une forte dégradation du gain et de son rapport axial. Les sondes coaxiales sont si fortement couplées que la pureté de polarisation est totalement perdue. Nous avons donc bien atteint les limites de ce type d'antenne pour obtenir une polarisation circulaire.

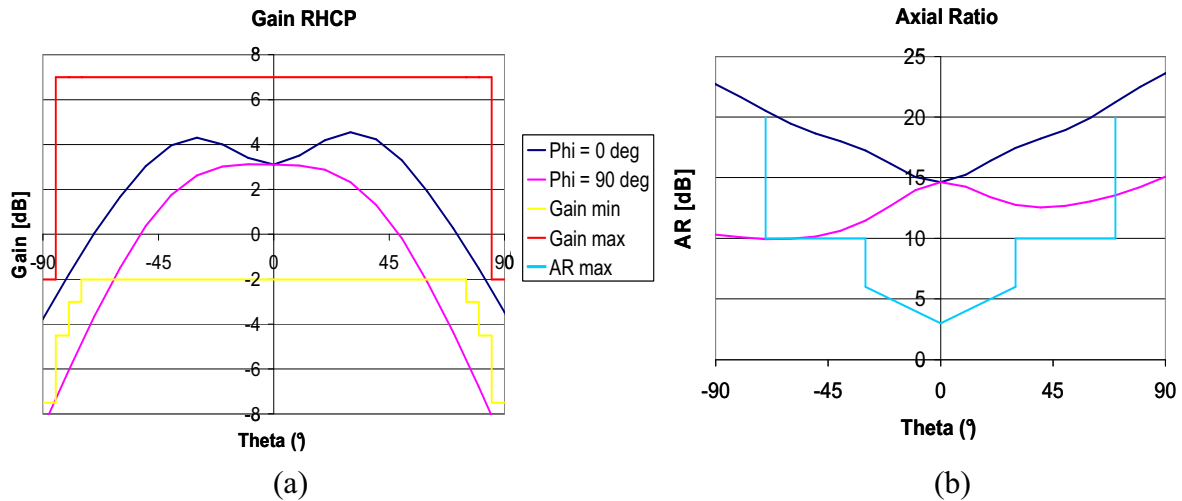


Figure 58 : Performances de l'antenne en cavité de 50 mm à 1.178 GHz : (a) Gain, (b) Axial Ratio

La taille de la cavité métallique contenant le patch sur substrat diélectrique fort est donc un paramètre critique. Lorsque cette dernière est trop petite, nous pouvons observer une perte des performances souhaitées (gain et rapport axial). Compte tenu de ce constat, nous choisissons de retenir la cavité de 60 mm de côté par prudence (même si la cavité de 55 mm semble convenir). Nous disposerons ainsi d'un espace suffisant entre les antennes pour y insérer des HIS (67 mm entre le bord des deux cavités lorsqu'elles sont espacées de $\lambda_0 / 2$).

2.4.2. Performances en présence d'une HIS idéale

A terme, nous souhaitons utiliser des antennes environnées de HIS pour améliorer leur isolation vis-à-vis des autres éléments rayonnants du réseau. Compte tenu des problèmes liés à la modélisation de telles antennes, nous nous intéressons ici aux performances d'un patch en cavité de 60 mm environné par une HIS idéale (Figure 59) pour en estimer les performances.

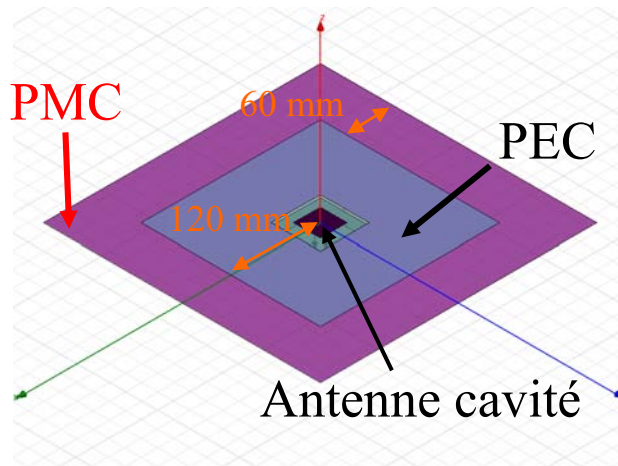


Figure 59 : Vue 3D de l'antenne en cavité de 60 mm entourée par une HIS idéale

L'antenne en cavité de 60 mm est identique à celle étudiée précédemment. La couronne de HIS idéale disposée autour de l'antenne est suffisamment éloignée pour ne pas perturber le fonctionnement de cette dernière. Ainsi les dimensions des antennes avec ou sans HIS idéale restent les mêmes. Nous pouvons alors estimer l'influence d'une HIS sur les performances de l'antenne à partir de notre modélisation.

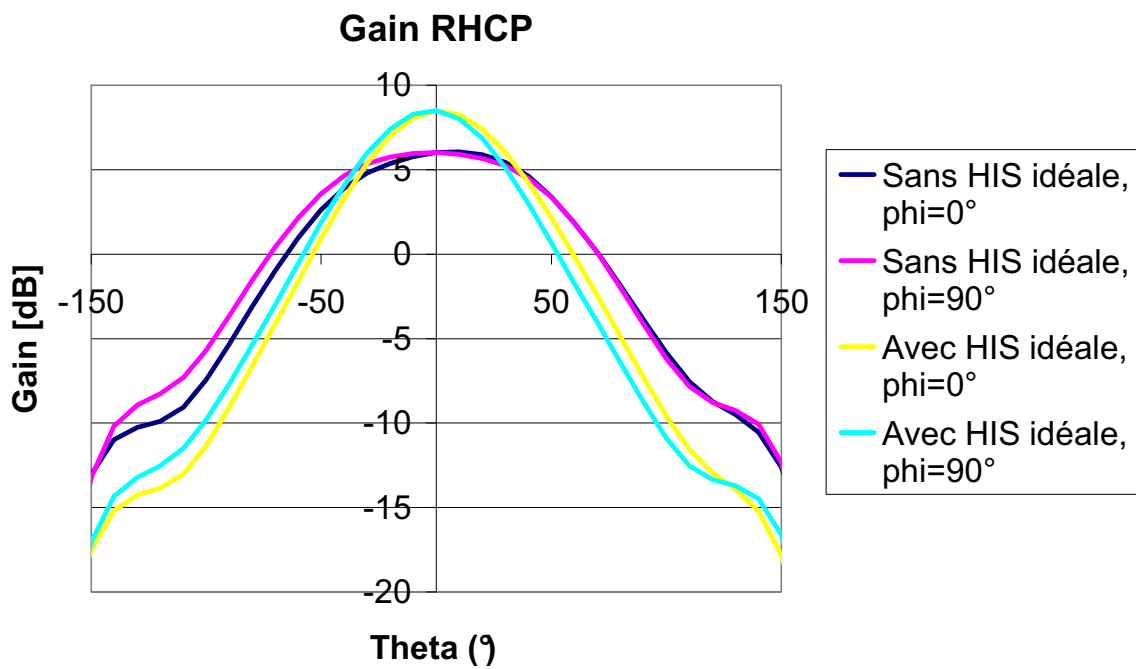


Figure 60 : Gain RHCP des antennes patch en cavité de 60 mm à 1.178 GHz avec et sans HIS idéale

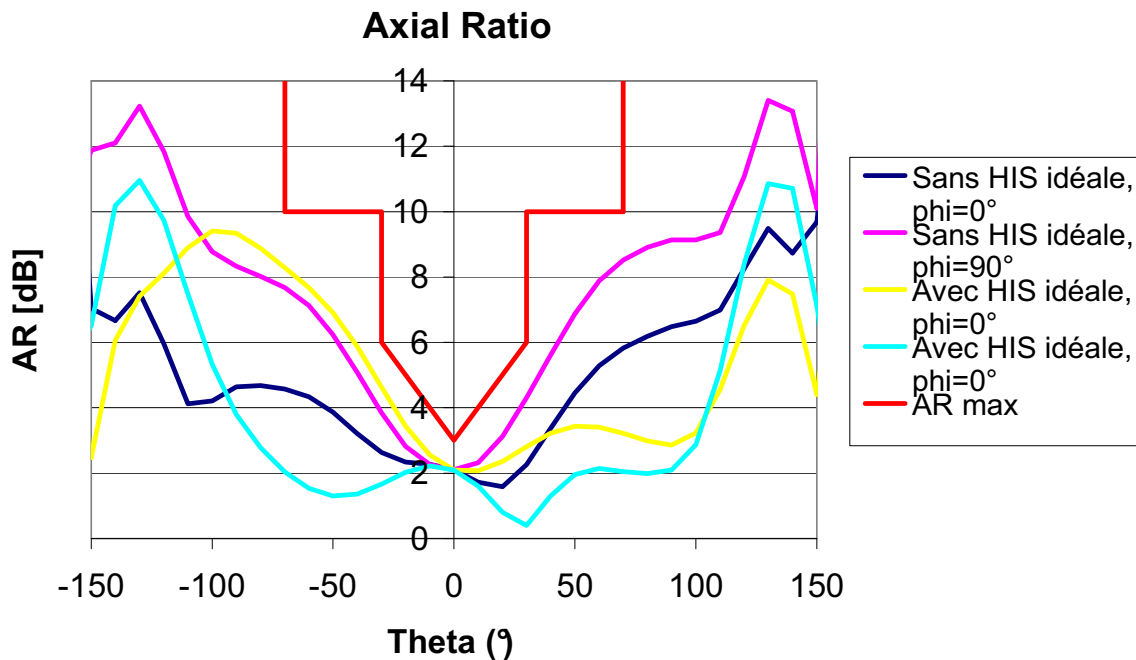


Figure 61 : Rapport axial des antennes patch en cavité de 60 mm à 1.178 GHz avec et sans HIS idéale

Nous constatons sur la Figure 60, qu'une antenne en cavité environnée d'une couronne HIS idéale voit son gain dans l'axe augmenté. Cette augmentation du gain dans l'axe s'accompagne de diminution des lobes arrière. La présence de la HIS idéale semble améliorer les performances de l'antenne de ce point de vue. En effet, les courants de surface, se propageant habituellement le long du plan de masse et se diffractant sur les bords de ce dernier pour faire remonter les niveaux de lobes arrière, sont, dans ce cas, bloqués par la présence de la HIS. De plus, la présence de cette couronne de HIS idéale tend à baisser les niveaux de polarisation croisée et à améliorer la qualité de polarisation de l'antenne (Figure 61).

Lorsque qu'une antenne patch en cavité est entourée d'une couronne de HIS idéale, ses performances en terme de gain et de rapport axial tendent donc à s'améliorer. Si le modèle de HIS idéale utilisé n'est pas forcément représentatif d'une HIS réelle, cette solution semble toutefois encourageante. A noter cependant que dans ce cas, la distance entre le patch et la HIS idéale ne permet pas d'espacer les éléments rayonnants de moins d'une demi longueur d'onde. Le choix de l'élément rayonnant de référence de notre réseau consiste donc en une antenne de type patch imprimé sur un fort substrat diélectrique en cavité de 60 mm de côté.

2.5. Conclusion

Dans ce chapitre, des investigations ont été menées sur les systèmes CRPA appliqués aux signaux GNSS. Nous avons vu pourquoi l'utilisation de tels systèmes suscite un fort intérêt pour un grand nombre d'utilisateurs. A partir de l'étude bibliographique de différents traitements adaptatifs, nous avons mis en place certains critères de conception de l'antenne réseau : sa géométrie et l'importance d'avoir des niveaux de couplage inter capteurs les plus faibles possibles. Le choix d'utiliser une technologie d'antenne patch imprimée alimentée par deux sondes coaxiales a été fait pour des raisons d'encombrement, de coût, de facilité de réalisation et bien entendu de performances.

L'étude des phénomènes de couplage mis en jeu entre des antennes de ce type – consistant en une étude paramétrique – nous a permis de prédimensionner la taille de notre réseau d'antenne. Ainsi nous avons fait le choix d'imprimer ces antennes sur des substrats à forte permittivité. Ceci a l'avantage de réduire la taille de l'empreinte de l'antenne. Si les niveaux de couplage augmentent lorsque l'on utilise de tels substrats pour réaliser ces antennes, l'espace disponible entre celles-ci augmente simultanément. Ainsi, comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, il est possible d'insérer entre les éléments rayonnants des surfaces haute impédance capables de réduire significativement les niveaux de couplage (jusqu'à -8 dB [28]).

A partir d'une modélisation approchée faisant intervenir une surface haute impédance idéale (PMC), différentes configurations de réseau d'antennes ont été étudiées. De ces quelques cas tests, il apparaît que la configuration la plus favorable vis-à-vis des niveaux de couplage entre les éléments rayonnants polarisés linéairement dans le plan E consiste à :

- disposer les antennes patches dans des cavités métalliques,
- disposer les HIS autour des antennes patches en cavité.

Nous avons ensuite modélisé différentes antennes patches en cavité de tailles variables. Il est alors apparu que pour des tailles d'empreinte de cavité trop faibles, l'épaisseur de cette dernière augmente pour conserver la bande passante souhaitée et les niveaux de couplage entre les sondes deviennent trop importants. Dans ce cas l'antenne voit son gain chuter et perd toute sa pureté de polarisation. Nous avons donc fait le choix raisonnable d'utiliser comme élément rayonnant de référence une antenne patch en cavité de 60 mm de côté.

Nous interrogeant sur les performances d'une telle antenne en présence d'une HIS, nous avons calculé ses performances lorsque l'antenne patch en cavité est entourée par une HIS idéale. Il apparaît que la présence de la HIS idéale améliore les performances générales (gain, rapport axial) de l'antenne tout en améliorant l'isolation entre les différents éléments de l'antenne réseau. Ceci s'explique par le fait que la HIS stoppe la propagation des ondes se diffractant sur les bords du plan de masse [29].

Finalement, notre démarche, consistant en une approche pragmatique et en l'utilisation d'un modèle simplifié, nous a mené au choix de conception de l'antenne réseau précédemment décrit. Cependant, cette modélisation ne prend pas en compte le volume des structures HIS et donc ses phénomènes résonants. Si cette modélisation a permis d'estimer la configuration d'antenne réseau la plus favorable et de confirmer l'intérêt des HIS pour notre application, une étude plus détaillée des phénomènes résonants dans ses structures est nécessaire. C'est pour cette raison que nous allons maintenant porter notre attention sur les propriétés d'une HIS double couche.

REFERENCES

- [1] "L1 band part of Galileo Signal in Space ICD (SIS ICD)", Galileo Joint Undertaking, 2005.
- [2] "Techniques de Robutesse aux Brouilleurs pour les Récepteurs GPS", Thèse R.Jr.Landry, Décembre 1997.
- [3] "Understanding GPS : Principles and Applications", Elliot D.Kapln, 1996 Artech House, inc.
- [4] "Techniques d'antennes adaptatives pour récepteurs de radionavigation par satellite résistants aux interférences", Thèse G. CARRIE, Novembre 2006.
- [5] "Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part IV, Optimum Array Processing", Harry L. Van Trees, John Wiley & Sons, 2002.
- [6] D-J Moelker, E.Van der Pol, Dr. Y.Bar-Ness, "Adaptative Antenna Arrays for Interference Cancellation in GPS and Glonass Receivers", IEEE 1996.
- [7] D-J Moelker, Dr. Y.Bar-Ness, "An Optimal Array Processor for GPS Interference Cancellation", IEEE 1996.
- [8] G.Carrie, F.Vincent, T.Deloues, D.Pietin, A.Renard, "A New Adaptative Antenna Array for GNSS Interference Cancellation", Proc. 39th Asilomar Conf. Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, Oct. 2005 (IEEE)
- [9] A.Gecan, P.Flikkema, A.D. Snider, "Jammer Cancellation with Adaptative Arrays for GPS Signals", IEEE 1996.
- [10] B. Rama Rao, J.H. Williams, C.D. Boshen, J.T, Ross, E.N. Rosario, R.J. Davis, The MITRE Corporation, "Characterizing the Effects of Mutual Coupling on the Performance of a Miniaturized GPS Adaptative Antenna Array", ION GPS 2000, 19-22 Sept. 2000, Salt Lake Ctiy, UT.
- [11] Gupta, I.; Ksienski, A., "Effect of mutual coupling on the performance of adaptive arrays," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.31, no.5, pp. 785-791, Sep 1983
- [12] Kees Stolk and Alison Brown, " Phase Center Calibration and Multipath Test Results of a Digital Beam-Steered Antenna Array", Proceedings of the 16th Int. Tech. Meeting of the Satellite", Division of the U.S. Institute of Navigation, Portland, Oregon, 9-12 September 2003, 1889-1897.
- [13] Fernandez Prades, C.; Closas Gomez, P.; Fernandez Rubio, J.A., "New trends in global navigation systems: implementation of a GPS antenna array receiver," *Signal Processing and Its Applications, 2005. Proceedings of the Eighth International Symposium on* , vol.2, no., pp. 903- 906, August 28-31, 2005

- [14] E.C. Ngai and D.J. Blejer, "Mutual Coupling Analyses for Small GPS Adaptive Arrays," *IEEE AP-S Int. Symp.*, Vol. 4, pp. 3841,2001.
- [15] Forssell B and Olsen TB "Jamming GPS: Susceptibility of Some Civil GPS Receivers", *GPS World*, Vol. 14, No. 1, January 2003, 54-58.
- [16] Kundu, A.; Mukhopadhyay, M.; Sarkar, B.K.; Chakrabarty, A., "Incorporation of Anti-Jamming Techniques in a GPS Receiver," *Signal Processing, Communications and Networking, 2008. ICSCN '08. International Conference on*, vol., no., pp.132-137, 4-6 Jan. 2008
- [17] Huan-Wan Tseng, Randy Kurtz, Alison Brown, NAVSYS Corporation; Dean Nathans, Francis Pahr, SPAWAR Systems Center, San Diego, " Test Results of a Dual Frequency (L1/L2) Small Controlled Reception Pattern Antenna", *Proceedings of ION NTM 2002*, San Diego, CA, January 2002
- [18] U.S. Patent No. 6,246,369, "Miniaturized Phased Array Antenna System," A. Brown, P. Brown, A Matini, and J. Norgard, issued June 12, 2001.
- [19] A. Brown and D. Morley, "Test Results of a 7-Element Small Controlled Reception Pattern Antenna", *Proceedings of ION GPS-2001*, Salt Lake City, UT, September 2001
- [20] Maloney, J.G.; Baker, B.N.; Acree, J.J.; Schultz, J.W.; Little, J.A.; Reuster, D.D., "Fragmented aperture antenna design of miniaturized GPS CRPA: model and measurements," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE* , vol., no., pp.3784-3787, 9-15 June 2007
- [21] Waldemar Kunysz, *NovAtel Inc.*, "Advanced Pinwheel Compact Controlled Reception Pattern Antenna (AP-CRPA) designed for Interference and Multipath Mitigation", 14th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2001, pages 2030-2036, Salt Lake City.
- [22] Kai Wu, Ling Zhang, Zhongxiang Shen, and Boyu Zheng, "An Anti-Jamming 5-Element GPS Antenna Array Using Phase-Only Nulling", 2006 6th International Conference on ITS Telecommunications Proceedings.
- [23] Alison K. Brown and Ben Mathews, *NAVSYS Corporation*"GPS Multipath Mitigation Using a Three Dimensional Phased Array", *Proc. of ION GNSS, 2005*
- [24] Lambert, J.R.; Balanis, C.A.; DeCarlo, D., "Spherical Cap Adaptive Antennas for GPS," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.57, no.2, pp.406-413, Feb. 2009
- [25] "Antenna Theory, Third Edition, Analysis and Design", Constantine A.Balanis, WILEY-INTERSCIENCE 2005.
- [26] Jedlicka, R.; Poe, M.; Carver, K., "Measured mutual coupling between microstrip antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.29, no.1, pp. 147-149, Jan 1981

- [27] DAVID M. POZAR, "Input Impedance and Mutual Coupling of Rectangular Microstrip Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. ap-30, no. 6, Nov. 1982
- [28] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: A low mutual coupling design for array applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2936–2946, Oct. 2003.
- [29] Dan Sievenpiper, Lijun Zhang, Romulo F.Jimenez Broas, Nicholas G.Alexopolous, and Eli Yablonovitch, " High Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band ", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.47, NO.11, November 1999.

Chapitre 3 :

*Etude des phénomènes résonants dans
une HIS double couche*

3. Etudes des phénomènes résonants dans une HIS double couche

Dans ce chapitre, nous étudions les phénomènes résonants à l'origine de la bande interdite et de l'effet haute impédance dans des HIS doubles couches à structuration carrée avec ou sans vias (Vertical Interconnect Access) métalliques. Notre objectif est d'appréhender les mécanismes résonants présents dans ces structures HIS. Nous cherchons également à déterminer la configuration optimum d'insertion des HIS entre deux antennes pour réduire leurs niveaux de couplage. Nous proposons alors l'utilisation de résonateur inspiré des HIS dont nous présentons les nombreux avantages, tant sur le plan de la réduction des couplages que sur leur facilité de réalisation.

La première partie se veut introductive. Nous présentons les raisons pour lesquelles nous avons choisi d'approfondir notre compréhension des mécanismes résonants ayant lieu dans un nombre très limité de cellules. Nous détaillons ensuite les géométries des HIS – avec ou sans vias métalliques – que nous avons étudiées.

Dans la deuxième partie, nous présentons les propriétés calculées d'un plan infini constitué de l'une ou l'autre des HIS. Nous cherchons à mettre en évidence les différences entre ces deux HIS qui se différencient par la présence ou l'absence de vias métalliques. Ainsi nous nous intéressons à leur impédance de surface, leurs propriétés de dispersion ainsi qu'à leur comportement lorsqu'un grand nombre de ces cellules est introduit dans notre guide de caractérisation.

Dans la troisième partie, notre attention se porte sur le comportement d'un nombre limité de ces cellules lorsqu'elles sont introduites dans un guide de caractérisation. Leur capacité à isoler des éléments rayonnants est étudiée dans deux configurations : insérée ou enterrée. A partir d'observations sur la répartition des champs dans ces structures, nous proposons une interprétation sur les mécanismes résonants à l'origine de la bande interdite.

Dans la quatrième partie, nous proposons – à partir des observations faites sur les mécanismes résonants dans les HIS – la conception d'un résonateur inspiré des HIS destiné à réduire les niveaux de couplage entre éléments rayonnants. Un modèle circuit simple est proposé pour illustrer le comportement de ces résonateurs. Pour faciliter la réalisation de ces structures, nous modélisons l'insertion de capacités de couplage qui présentent de nombreux avantages pour la fabrication des résonateurs inspirés des HIS.

3.1. Introduction

Dans cette partie nous exposons d'abord les raisons pour lesquelles cette étude a été menée. Notre utilisation des HIS se faisant dans un cadre très contraignant – eu égard à l'espace disponible entre antennes – il s'est avéré nécessaire d'approfondir nos connaissances sur la physique de ces structures. Nous présentons alors la démarche qui a été adoptée pour répondre à nos attentes. Finalement, les géométries des HIS étudiées sont exposées.

3.1.1. Motivations

Dans le chapitre 1, nous avons étudié et validé par la mesure la présence d'une bande interdite électromagnétique avec une HIS hexagonale double couche possédant des vias métalliques. A partir des propriétés surfaciques des HIS, à savoir son impédance de surface très élevée et son déphasage nul à la réflexion, nous avons modélisé une surface haute impédance idéale comme un conducteur magnétique parfait (PMC). Cette modélisation a permis d'étudier différentes configurations d'antennes patches mises en réseau avec un coût de calcul très faible. Cette modélisation consistant à substituer aux cellules HIS une condition limite surfacique ne permet cependant pas d'observer et de comprendre les phénomènes résonants mis en jeu. En effet, si cette modélisation a le mérite de permettre un calcul rapide des niveaux de couplage entre antennes et d'apporter une cohérence pédagogique, elle nécessite toutefois des investigations complémentaires. Cette modélisation de HIS idéale prend d'avantage de sens lorsque la structure HIS est utilisée comme réflecteur et que l'effet recherché est un effet surfacique. Lorsque des structures HIS sont utilisées pour permettre de diminuer les niveaux de couplage entre antennes, les phénomènes physiques qui interviennent nécessitent de prendre en compte le volume des structures HIS.

Nous allons donc nous intéresser dans ce chapitre aux phénomènes résonants mis en jeu dans une structure HIS double couche. Notre objectif est de comprendre les mécanismes de résonance ayant lieu dans ces structures lorsqu'elles sont utilisées pour permettre la réduction des couplages entre antennes. Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, les propriétés de surface haute impédance ne nécessitent pas la présence des vias métalliques [1] et il est également possible de concevoir des matériaux à bande interdite électromagnétique sans ces derniers [2]. Les deux effets ne sont alors pas obtenus aux mêmes fréquences contrairement à une HIS avec vias métalliques. Cependant la réalisation de ces vias métalliques s'avère contraignante : elle engendre d'importants coûts de fabrication et impose une hauteur maximum pour la structure HIS dans le cas d'un procédé de fabrication industriel. Nous étudions alors la possibilité de s'affranchir de ceux-ci tout en gardant de bonnes propriétés de diminution des niveaux de couplage.

Pour ce faire, nous avons fait le choix d'étudier et de comparer des structures HIS double couche avec et sans vias métalliques dont les cellules élémentaires sont carrées. Cela nous permet une meilleure interprétation des phénomènes résonants et de déterminer le rôle des vias métalliques. Nous étudions d'abord les propriétés électromagnétiques de plans périodiques infinis constitués des différentes HIS : impédance de surface, propriétés de dispersion... Cependant, comme nous l'avons vu dans le chapitre 2, compte tenu de l'espace disponible entre deux patches d'un réseau CRPA, seul un nombre limité de cellules HIS pourra être insérée entre les éléments rayonnants. Nous portons donc une attention particulière sur la capacité d'un nombre limité de cellules HIS à réduire les niveaux de couplage. Pour cela nous

utilisons la technique de caractérisation dans un guide d'onde, comme utilisée précédemment dans le chapitre 1, pour étudier le comportement fréquentiel de ces métamatériaux. Cette technique de caractérisation nous permet dans ce cas d'observer les mécanismes de résonances de ces structures composées de quelques cellules et ainsi d'en comprendre le fonctionnement. Finalement, nous verrons sous quelles conditions il est possible de s'affranchir des vias métalliques en créant des résonateurs mettant à profit les mécanismes de résonance des HIS.

3.1.2. Conception des HIS

Les Surfaces Haute Impédance (HIS) étudiées représentées sur la Figure 62 ont leur cellule élémentaire carrée. Le choix d'une HIS double couche a été conservé pour les raisons énoncées dans le chapitre 1 : un effet capacitif accru pour une taille de cellule élémentaire plus petite.

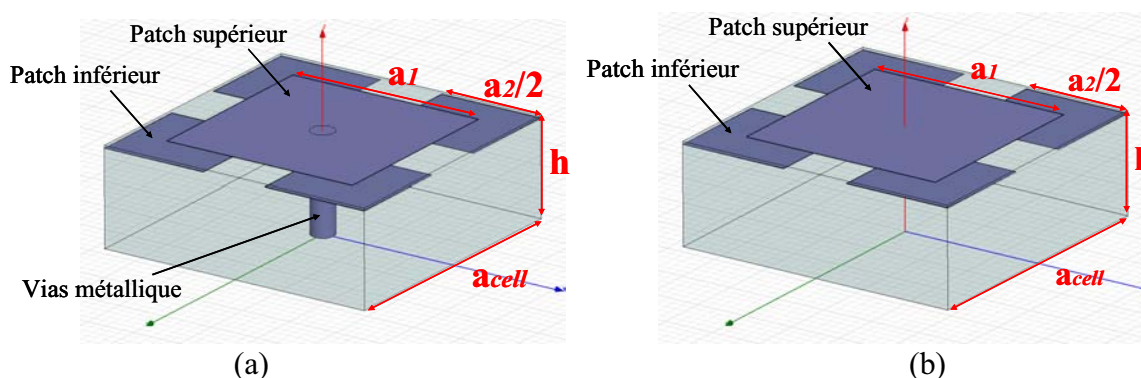


Figure 62 : vue 3D d'une cellule élémentaire de HIS (a) avec via métallique, (b) sans vias métalliques

Ces deux HIS, d'une hauteur totale $h=4.95\text{mm}$, sont constituées d'une première couche de diélectrique ($\epsilon_r=2.2$) d'une hauteur de 4.8 mm contenant le plan de masse sur sa partie inférieure. La seconde couche constituée du même substrat est d'une épaisseur de 0.127 mm. Elle est imprimée sur les deux faces avec une épaisseur de cuivre de 18 microns : les parties inférieure et supérieure sont constituées de patches carrés. Au centre des patches supérieurs, la connexion avec le plan de masse peut être assurée par la présence de vias métalliques. Les patches carrés supérieurs et inférieurs ont respectivement des côtés de $a_1=10\text{ mm}$ et $a_2=10.7\text{ mm}$ et la cellule élémentaire $a_{\text{cell}}=14\text{ mm}$. Le choix de la hauteur du substrat a été fait pour permettre une éventuelle réalisation avec un procédé de fabrication industriel. Les dimensions de la cellule élémentaire et des patches imprimés ont été choisies pour observer une résonance dans la bande L.

3.2. Propriétés en milieu périodique infini

Dans cette partie, nous portons notre attention sur les propriétés électromagnétiques d'un plan infini constitué d'une des deux HIS avec et sans vias métalliques périodiques. Notre objectif est ici de constater l'effet des vias métalliques sur les propriétés générales d'impédance de surface et de dispersion.

3.2.1. Effet haute impédance

A l'instar de la HIS hexagonale étudiée dans le chapitre 1, l'impédance de surface et la phase du coefficient de réflexion d'un plan constitué d'une des deux HIS (avec et sans vias) ont été calculées sous incidence normale à partir de l'étude d'une cellule élémentaire infiniment périodisée (Figure 63). Les simulations électromagnétiques ont également été réalisées avec HFSS.

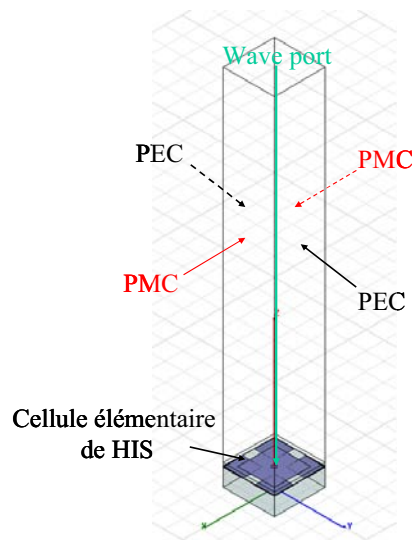


Figure 63: Vue 3D d'une cellule élémentaire HIS avec vias métalliques étudiée sous incidence normale avec des conditions de symétrie

On constate sur la Figure 64 que la résonance HIS est bien caractérisée par une impédance de surface très élevée, s'accompagnant d'un déphasage nul à la réflexion. Ces deux structures, avec et sans vias, possèdent un comportement PMC (Perfect Magnetic Conductor) sous incidence normale autour de la même fréquence soit à 1.352 GHz pour la HIS sans vias et à 1.36 GHz pour la HIS avec vias.

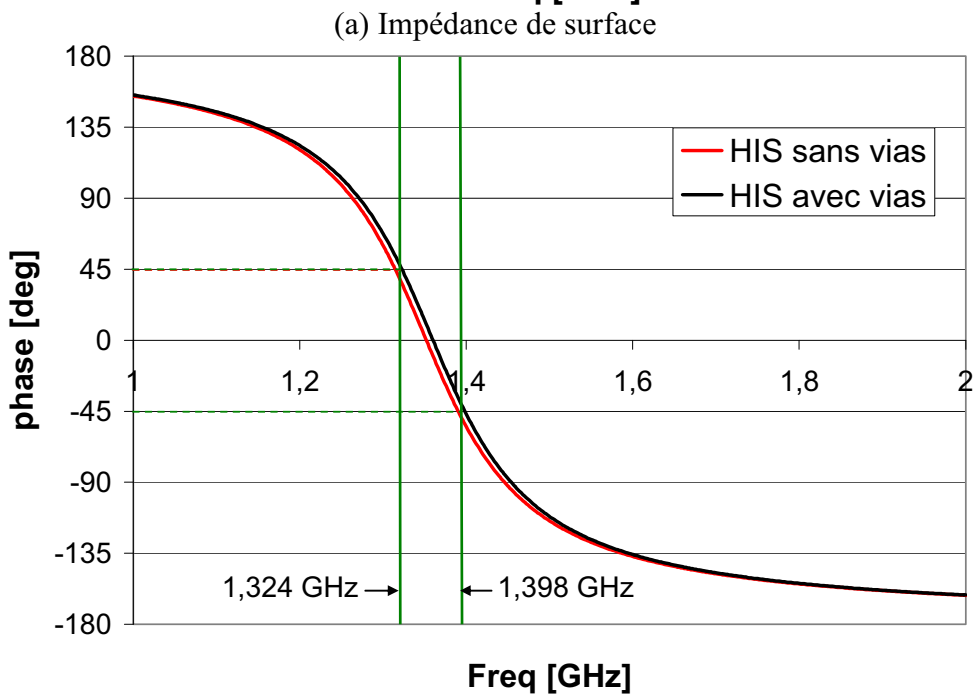
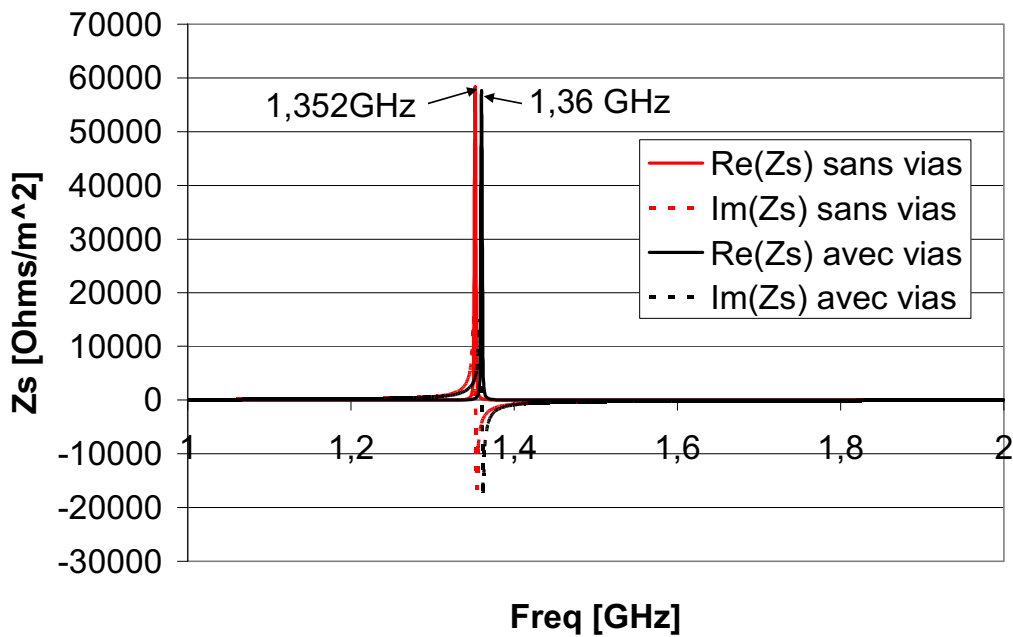
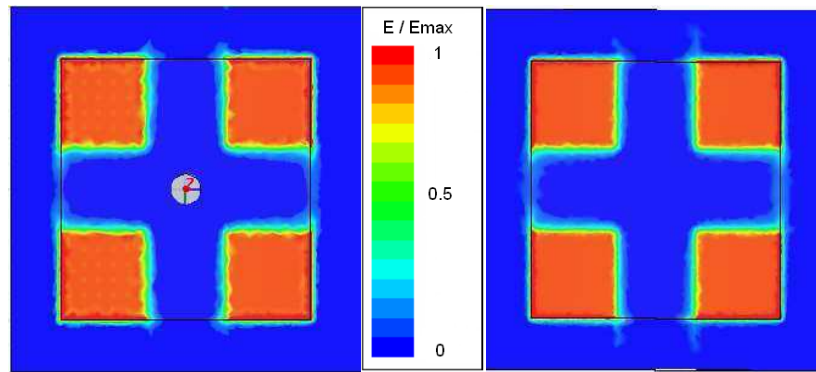
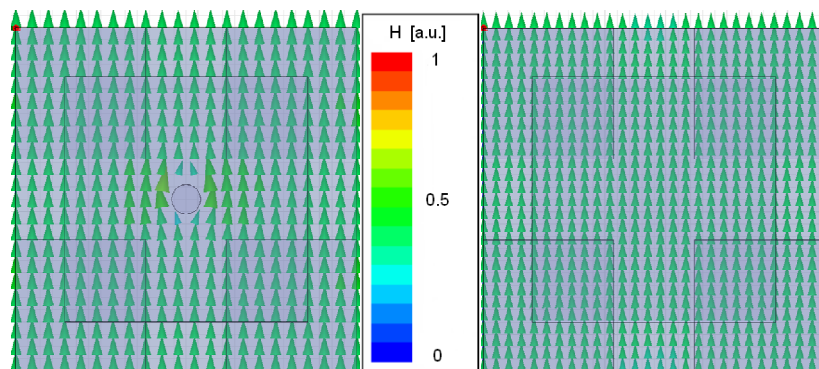


Figure 64: Propriétés d'un plan infini constitué de cellules HIS avec ou sans vias métalliques éclairé par une onde plane sous incidence normale

Toujours en définissant la largeur de bande de l'effet haute impédance par la bande de fréquence ayant une phase à la réflexion comprise entre -45° et $+45^\circ$, les HIS avec et sans vias opèrent entre 1.324 GHz et 1.398 GHz (voir Figure 64). La largeur de bande associée est donc de 5.45 % avec un pic de résonance autour de 1.36 GHz. Ainsi ces deux structures possèdent les mêmes propriétés d'impédance de surface sous incidence normale et sont quasiment identiques à cet égard.



(a) Amplitude du champ E entre les patches inférieurs et supérieurs de la HIS



(b) Vecteur champ H à mi hauteur du substrat de la HIS

Figure 65: Cartographie de champ à la fréquence de la résonance HIS dans la cellule HIS avec et sans vias respectivement à gauche et à droite

Sur la Figure 65, l'amplitude du champ E entre les patches supérieurs et inférieurs de la HIS est représentée ainsi que le champ H dans la première couche d'épaisseur 4.8 mm à la fréquence de résonance HIS. Nous constatons que le champ E se concentre comme attendu au niveau des patches supérieurs et inférieurs en regard. L'effet capacitif fort recherché est ainsi bien mis en évidence. Le champ H est quant à lui intense et quasi uniforme dans le substrat. Cette résonance est donc bien due à l'effet capacitif introduit par la présence des patches inférieurs et supérieurs, combiné à l'effet inductif lié à l'espace entre le plan de masse et les patches imprimés [3]-[6]. Par la suite, nous appellerons cette résonance la *résonance HIS*. Il apparaît également que la présence des vias métalliques n'est pas requise pour obtenir cet effet haute impédance sous incidence normale. C'est la raison pour laquelle ces deux structures résonnent aux alentours de la même fréquence avec la même largeur de bande.

3.2.2. Propriétés de dispersion

Les propriétés d'impédance de surface sous incidence normale ne permettent pas de mettre en évidence les différences entre ces deux structures. Dans le cadre de notre application, nous nous intéressons davantage aux propriétés de ces structures sous incidence rasante et plus particulièrement leur capacité à découpler deux éléments rayonnants de type patch. Pour cela nous nous intéressons à leurs propriétés de dispersion. Notre attention se porte ici sur la direction de propagation Γ -X de la structure périodique HIS [4]-[7].

Toujours à partir de l'étude d'une cellule élémentaire périodisée, les diagrammes de bandes des deux structures sont calculés à l'aide du solveur mode propre d'HFSS. Ainsi sur la Figure 66, les propriétés de dispersion des plans constitués de l'une ou l'autre des HIS infiniment périodisées sont représentées. Nous constatons sur le diagramme de dispersion de la HIS sans vias métalliques qu'aucune bande interdite électromagnétique n'apparaît autour de la fréquence de résonance HIS (Figure 66 - b). Par conséquent, la HIS sans vias peut ne pas stopper la propagation des ondes de surfaces le long du plan de masse puisqu'il existe une solution à la propagation sous le cône de lumière. En revanche, dans le cas de la HIS avec vias métalliques (Figure 66-a) nous voyons apparaître une bande de fréquence aux alentours de la fréquence de résonance HIS dans laquelle aucune solution à la propagation n'est autorisée – i.e., une bande interdite électromagnétique allant de 1.22 GHz à 1.37 GHz. Ceci est en accord avec ce que nous pouvons trouver dans la littérature [1] et confirme le fait que la présence des vias métalliques perturbe la propagation du premier mode TM. Ces vias métalliques contribuent à l'apparition de cette bande interdite en introduisant des effets inductifs agissant comme un filtre passe-bas pour ce premier mode.

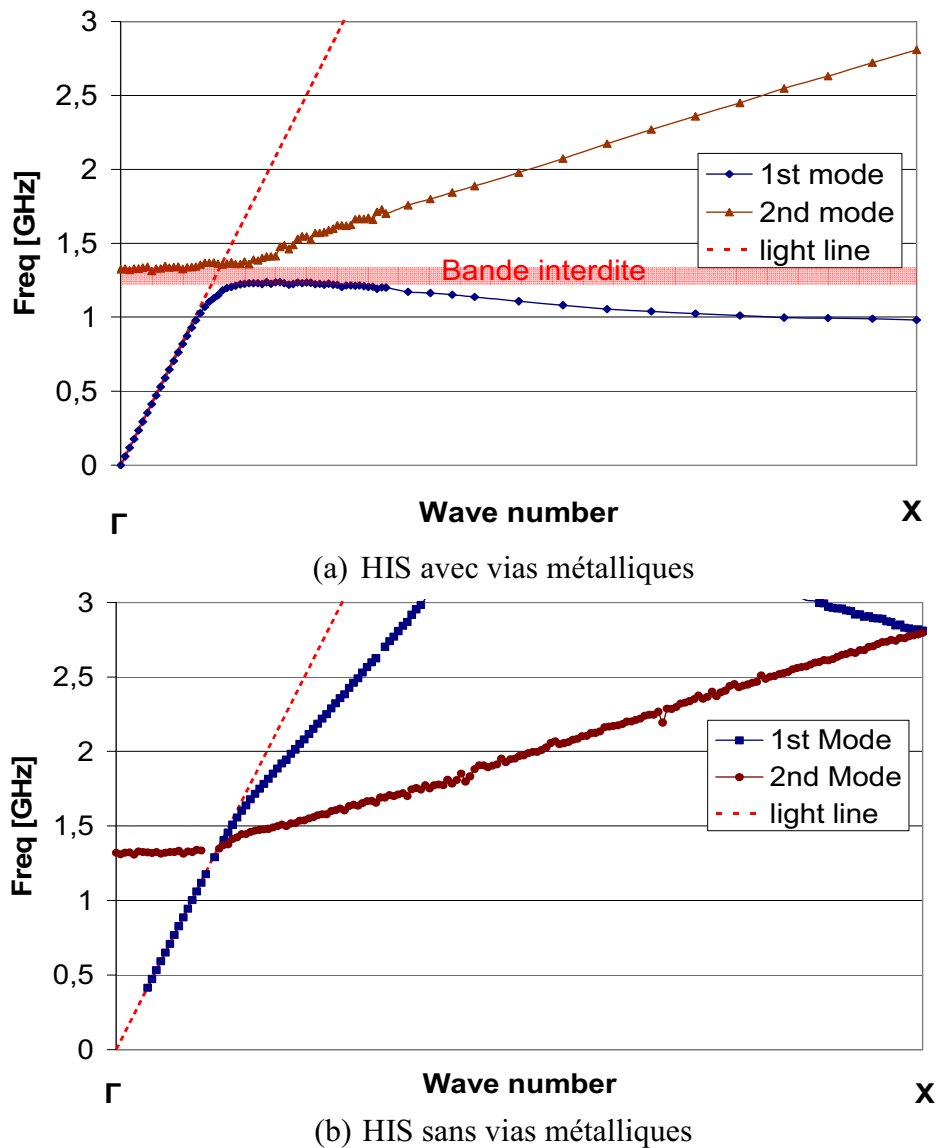


Figure 66: propriétés de dispersion en milieu périodique infini des HIS avec ou sans vias métalliques

3.2.3. Caractérisation numérique

Comme dans le cas de la HIS hexagonale étudiée dans le chapitre 1, nous souhaitons caractériser le comportement fréquentiel des HIS avec et sans vias dans un cas réaliste. Pour cela nous utiliserons un guide de caractérisation propageant un mode TEM dans lequel 12 cellules élémentaires de HIS sont insérées.

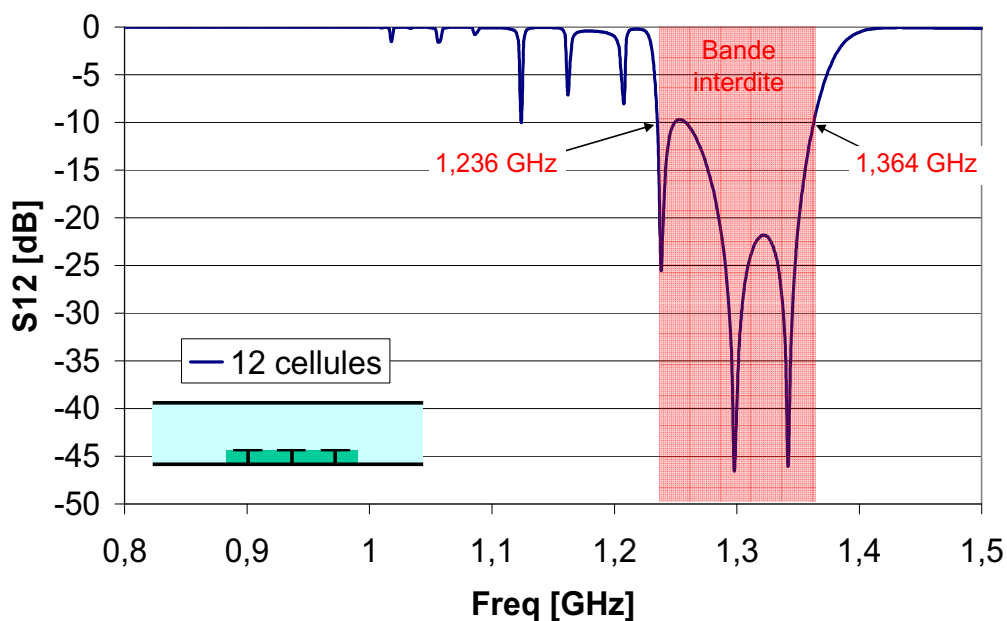


Figure 67: Paramètre de transmission du guide de caractérisation contenant 12 cellules élémentaires HIS avec vias métalliques

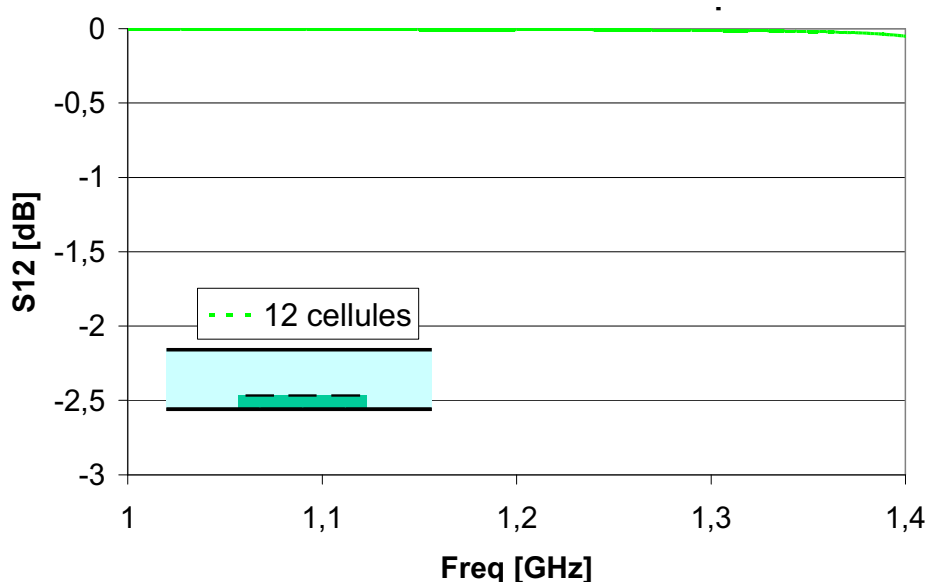


Figure 68: Paramètre de transmission du guide de caractérisation contenant 12 cellules élémentaires HIS sans vias métalliques

Dans le cas de la HIS sans vias (Figure 68), nous constatons que la transmission du mode TEM n'est pas perturbée sur la bande de fréquence d'intérêt. Ces résultats sont en accord avec les propriétés de dispersion calculées précédemment puisque l'onde incidente peut se coupler avec le mode de propagation sous le cône de lumière (absence de bande interdite totale).

Si un plan infini constitué d'une des deux HIS, avec ou sans vias métalliques, possède les mêmes propriétés d'impédance de surface sous incidence normale, les deux structures n'en sont pas moins différentes. La HIS avec les vias métalliques voit dans son diagramme de dispersion apparaître une bande interdite – constituée de la bande interdite totale et des solutions au dessus du cône de lumière – contenant la fréquence de résonance HIS contrairement à la HIS sans vias métalliques. Ainsi la HIS avec EBG (i.e., avec vias métalliques) permet de bloquer la propagation d'une onde TEM caractéristique des ondes à l'origine des couplages entre antennes patches.

3.3. Etude d'un nombre limité de cellules

Les propriétés d'impédance de surface et de dispersion précédemment calculées prennent en compte un plan infini constitué de cellules HIS élémentaires périodisées avec ou sans vias. Dans le cas de la caractérisation en guide d'onde, un nombre conséquent de cellules de HIS est inséré dans ce guide. Or, dans le cadre de notre application, l'espace disponible entre deux éléments rayonnants espacés d'une distance proche de $\lambda_0/2$ est très faible. Il ne permet d'insérer qu'un nombre très limité de cellules de HIS entre les antennes.

Se posent alors un certain nombre de questions concernant les propriétés fréquentielles d'un groupement de quelques cellules HIS. En effet, comme signalé dans [2], un nombre important de cellules HIS est requis pour faire apparaître les propriétés de bande interdite dans ces métamatériaux. Notre intérêt se portant principalement sur la capacité d'un tel groupement de cellules HIS à réduire les niveaux de couplage entre antennes, nous utilisons le même guide d'onde de caractérisation dans le cas d'un nombre limité de cellules dans la direction de propagation de l'onde TEM (2 à 4 cellules HIS). L'objectif est ici de caractériser l'effet de la finitude des structures HIS vis-à-vis de leur capacité à réduire les couplages.

3.3.1. Caractérisation en guide

Dans cette partie, nous nous intéressons à la capacité des deux HIS à isoler des éléments rayonnants. Pour cela nous caractérisons des groupements de quelques cellules dans notre guide de caractérisation numérique. Notre attention se porte d'abord sur la configuration insérée puis sur une configuration enterrée. Une description de ces deux configurations est donnée dans les parties correspondantes.

3.3.1.1. Configuration insérée

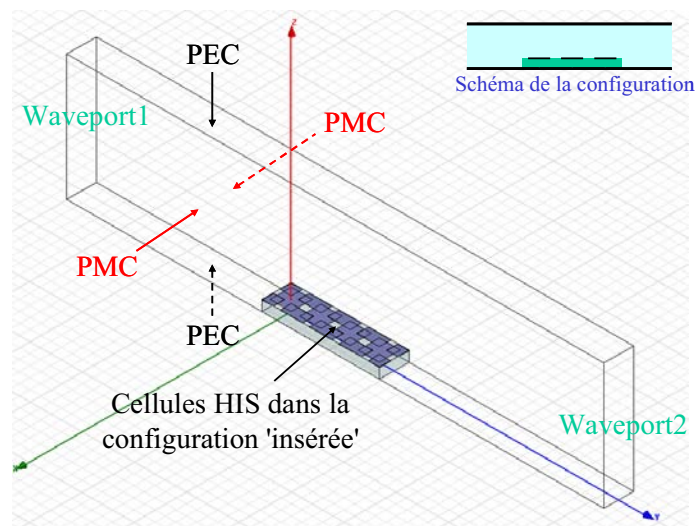
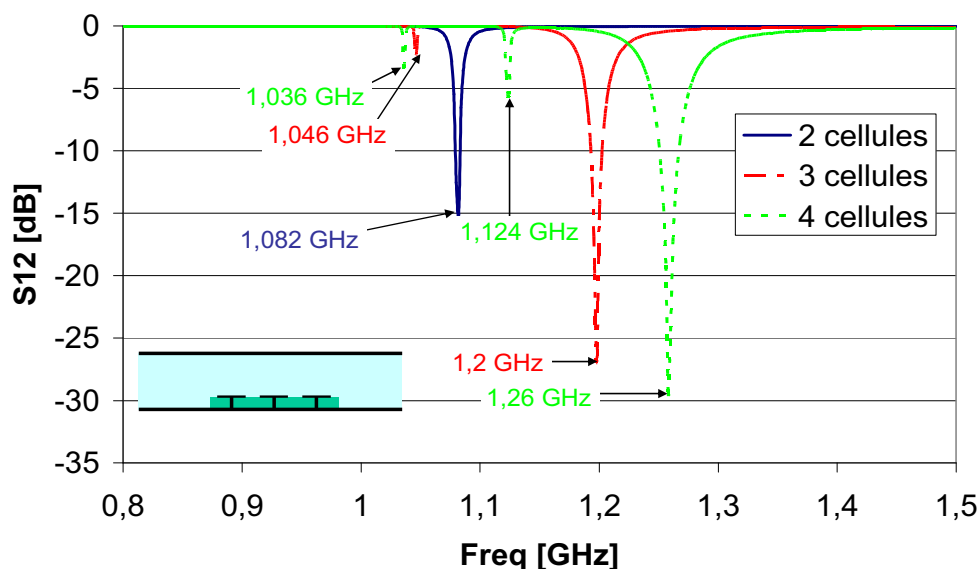
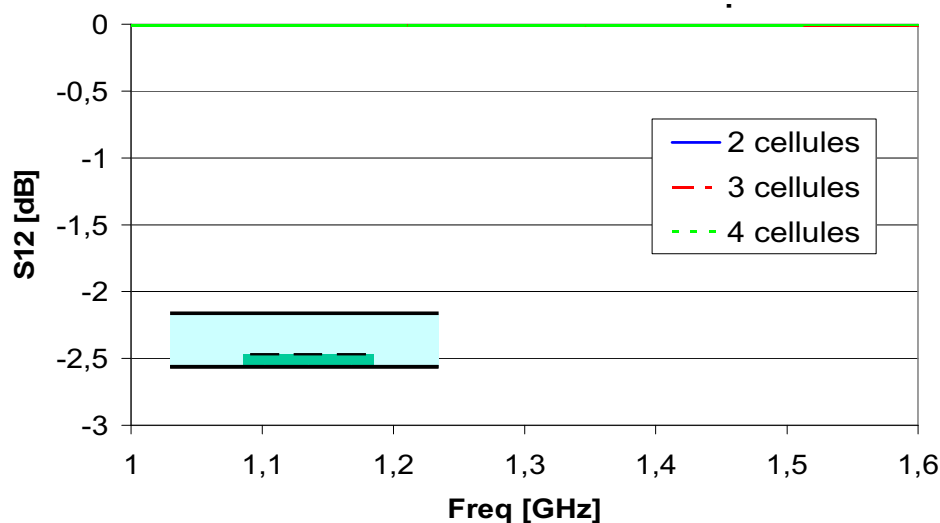


Figure 69: Vue 3D du guide de caractérisation contenant 4 cellules élémentaires HIS sans vias métalliques dans la configuration insérée

Nous nous intéressons d'abord à la caractérisation d'un ensemble de cellules HIS inséré dans le guide de caractérisation. Ainsi, la partie métallique basse du guide de transmission se confond avec les plans de masse de l'une ou l'autre des HIS (Figure 69). Par la suite, nous appellerons cette configuration la configuration insérée. En pratique nous avons constaté qu'au moins 2 cellules doivent être insérées dans ce guide afin qu'il y ait l'existence d'une ou plusieurs résonances.



(a) avec vias métalliques



(b) sans vias métalliques

Figure 70: transmission à travers un guide contenant un groupement de cellules HIS insérées

Nous présentons sur la Figure 70 les résultats de transmission à travers le guide de caractérisation pour des ensembles de 2 à 4 cellules élémentaires de HIS. Comme dans le cas d'un grand nombre de cellules dans la même configuration (Figure 68), la HIS sans vias métalliques ne perturbe pas la propagation du mode TEM dans le guide. Une telle structure ne pourra donc pas être utilisée dans cette configuration 'insérée' pour permettre de réduire les niveaux de couplage sur cette bande de fréquence.

Dans le cas où nous insérons un ensemble de cellules HIS avec vias dans le guide, plusieurs fréquences de coupure à la transmission apparaissent. L'onde TEM se couple donc avec la structure HIS par l'intermédiaire des vias métalliques. Plusieurs observations importantes sont à faire à partir des résultats de transmission obtenus pour la HIS avec vias métalliques en configuration insérée (Figure 70-a) :

- 2 cellules élémentaires minimum sont requises pour obtenir une coupure (des explications sont données dans la partie 3.3.2.)
- plus le nombre de cellules élémentaires insérées est important, plus le nombre de fréquences de coupure augmente
- aucune coupure en transmission à la fréquence de résonance HIS n'est observée

En effet, en première approche, nous nous attendions à observer une coupure à la transmission autour de la fréquence de résonance HIS. Ce n'est ici pas le cas et les multiples résonances présentes à la transmission n'étaient pas prédites par le calcul de l'impédance de surface sous incidence normale.

Pour chacun de ces groupements de cellules, nous constatons que la résonance la plus favorable pour notre application, i.e. la résonance caractérisée par le plus faible niveau de transmission dans le guide, est la résonance la plus haute en fréquence (1.2 GHz pour 3 cellules, 1.26 GHz pour 4 cellules...). Ce comportement peut se généraliser pour un nombre de cellules plus important : plus le nombre de cellules introduites dans le guide est élevé, plus la résonance la plus favorable a lieu haut en fréquence. Lorsque le nombre de cellule est très important (Figure 67), cette résonance se produit à une fréquence proche de la résonance HIS. L'augmentation du nombre de cellule a également pour conséquence de faire chuter le niveau de transmission de la résonance la plus élevée. Des éléments de réponse sur la compréhension de ce phénomène seront apportés dans la suite de ce chapitre.

Les différentes bandes de coupure ainsi observées sont fortement dépendantes du nombre de cellules considérées. Lorsqu'un nombre très limité de cellules est inséré dans le guide, la bande interdite prédite par le calcul des propriétés de dispersion n'est plus observable, contrairement au cas où un grand nombre de cellules élémentaires est considéré (Figure 67). Nous constatons également que l'ensemble des fréquences de coupure est réparti dans la plage de fréquence de la bande interdite. Ainsi, en augmentant progressivement le nombre de cellule HIS avec vias métalliques insérée dans le guide, nous observons la formation de la bande interdite du métamatériau. Lorsque des HIS avec vias métalliques sont insérées sur un plan de masse, un nombre de cellules important est nécessaire pour obtenir l'effet bande interdite.

3.3.1.2. Configuration enterrée

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 2 à partir de la modélisation d'une HIS idéale et de l'étude des configurations réseaux, le cas où les antennes et les HIS sont 'enterrées' -i.e. insérées dans une cavité métallique (Figure 71)- est le plus favorable vis-à-vis de la réduction des niveaux de couplage entre antennes. Nous nous intéressons donc ici au comportement fréquentiel d'un groupement de cellules HIS avec ou sans vias enterrées dans une cavité métallique. Les patchs inférieurs de la HIS sont connectés à la cavité métallique. A noter qu'en pratique, une telle connection se révèle complexe à mettre en œuvre. Par la suite nous parlerons alors de cellules HIS enterrées.

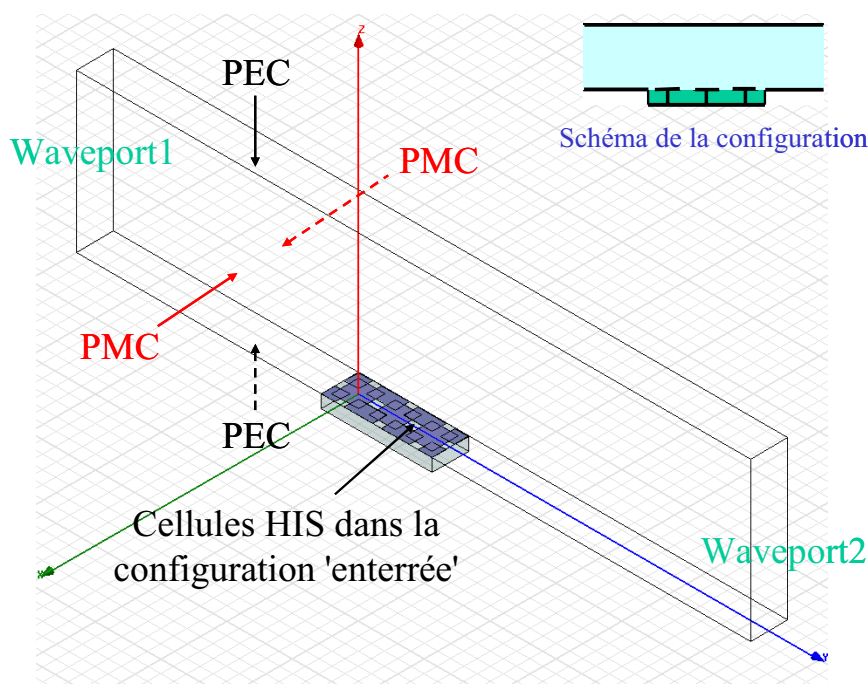
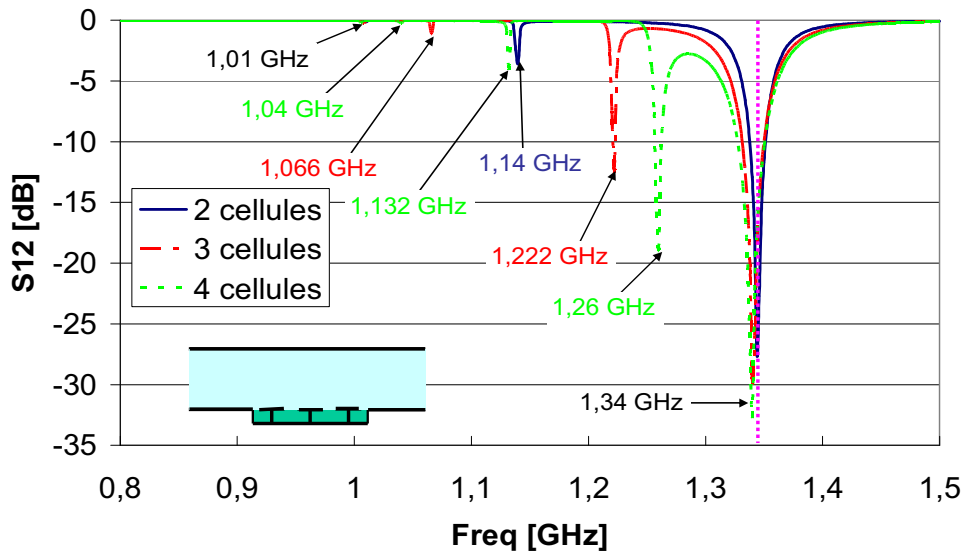
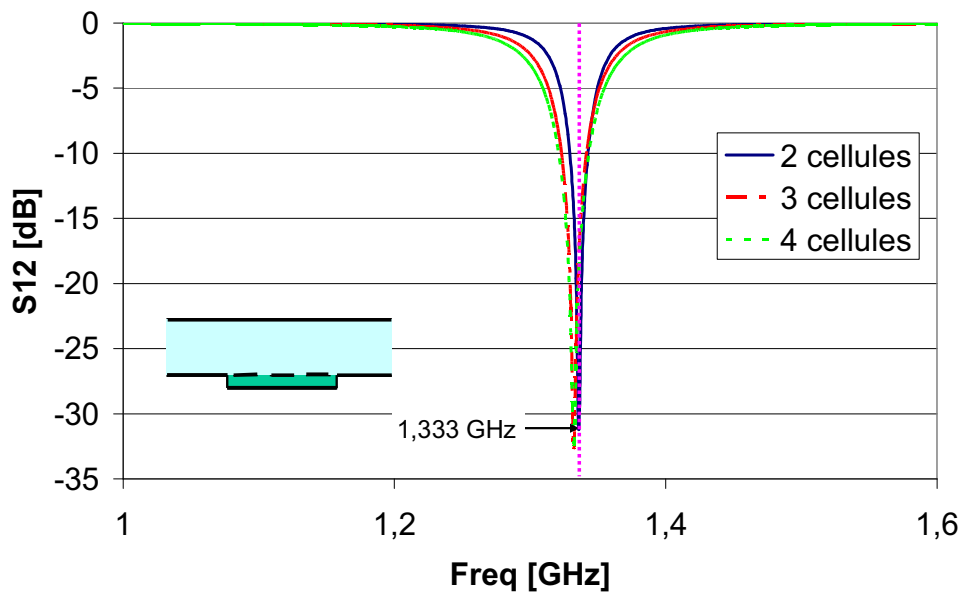


Figure 71 : Vue 3D du guide de caractérisation contenant 3 cellules élémentaires HIS avec vias métalliques dans la configuration enterrée

La Figure 72 illustre les résultats de transmission obtenus dans le cas où les HIS contenant différents nombres de cellules sont enterrées. À l'instar de la configuration 'insérée', nous constatons pour la HIS avec vias métalliques que l'on obtient de multiples résonances fonction du nombre de cellules HIS enterrées. Toutefois, une fréquence de coupure supplémentaire est obtenue à 1.34 GHz indépendamment du nombre de cellules contenues dans la cavité métallique. Cette résonance se retrouve dans le cas de la HIS sans vias dans la configuration enterrée. Si cette résonance se retrouve indépendamment du nombre de cellules, la largeur de la bande de cette coupure augmente légèrement avec le nombre de cellules considérées.



(a) HIS avec vias métalliques



(b) HIS sans vias métalliques

Figure 72: transmission à travers un guide contenant une HIS 'enterrée': (a) avec vias, (b) sans vias

Finalement, les HIS avec ou sans vias ont en commun une coupure à la transmission à une fréquence très voisine de la fréquence de résonance HIS sous incidence normale (Figure 64). Ce léger décalage fréquentiel peut s'expliquer par la polarisation de l'onde incidente [6]. Il est alors possible d'opérer une coupure à la transmission avec une HIS sans vias lorsque cette dernière est contenue dans une cavité métallique, et donc, de potentiellement réduire les niveaux de couplage entre antennes lorsqu'une telle structure est insérée entre les éléments rayonnants d'un réseau. Cette configuration permet de s'affranchir de la réalisation des vias métalliques – très coûteuse – tout en conservant de bonnes performances en terme d'isolation.

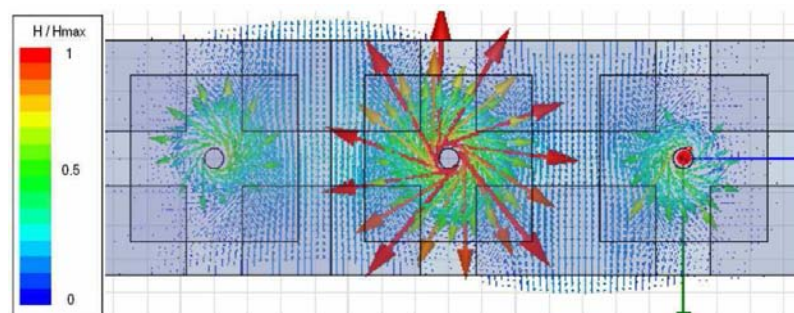
3.3.2. Etude des phénomènes résonants

Nous avons vu lors de la caractérisation d'un nombre limité de cellules HIS, avec ou sans vias, qu'un nombre important de résonances caractérisées par une coupure à la transmission n'est pas prédit par le calcul de l'impédance de surface sous incidence normale. De plus, nous avons également observé l'apparition d'une fréquence de coupure supplémentaire à la fréquence de résonance HIS lorsque ces dernières sont enterrées dans une cavité métallique. Cette résonance semble indépendante du nombre de cellules considérées.

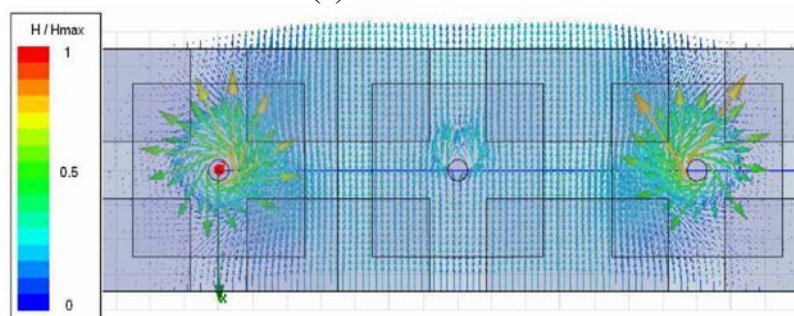
Dans cette partie, nous portons donc notre attention sur les mécanismes de résonances mis en jeu dans ces structures aux différentes fréquences de résonance. Afin d'appréhender les phénomènes résonants se produisant dans ces groupements de cellules HIS, nous observons la répartition des champs E et H dans celles-ci. Une meilleure compréhension des mécanismes de résonances nous permet d'introduire de manière optimum ce type de structure dans un réseau d'antennes.

3.3.2.1. Résonance non HIS

Nous portons d'abord notre attention sur les résonances ayant lieu à des fréquences différentes de la résonance HIS ($f=1.36$ GHz) (Figure 64). En effet, dans la partie précédente, nous avons observé, qu'en fonction du nombre de cellules HIS insérées ou enterrées dans le guide, un nombre conséquent de résonances apparaissent à des fréquences variables (Figure 70 et Figure 72). Le calcul de l'impédance de surface sous incidence normale ne permettait pas de prédire ces résonances.



(a) à 1.046 GHz



(b) à 1.2 GHz

Figure 73: Répartition du champ H dans le substrat d'un groupement de 3 cellules insérées dans le guide de caractérisation

Sur la Figure 73, la répartition du champ H dans le substrat du groupement de 3 cellules insérées dans le guide de caractérisation est représentée à ses deux fréquences de résonance (Figure 70). Nous constatons que pour ces deux résonances, nous ne retrouvons pas une répartition du champ semblable à celle observée lors de la résonance HIS (Figure 65). Nous remarquons que le champ H est réparti différemment sur chaque cellule HIS, témoignant parfois de la présence de courants dans les vias comme sur les vias métalliques à 1.046 GHz ou dans les premiers et derniers vias métalliques à 1.2 GHz. Une telle répartition est caractéristique d'un phénomène résonant basé sur plusieurs cellules. Le comportement collectif du groupement de cellules est à l'origine de ces résonances. Ceci explique la forte dépendance du comportement fréquentiel d'un groupement de cellules HIS par rapport au nombre de cellules considérées.

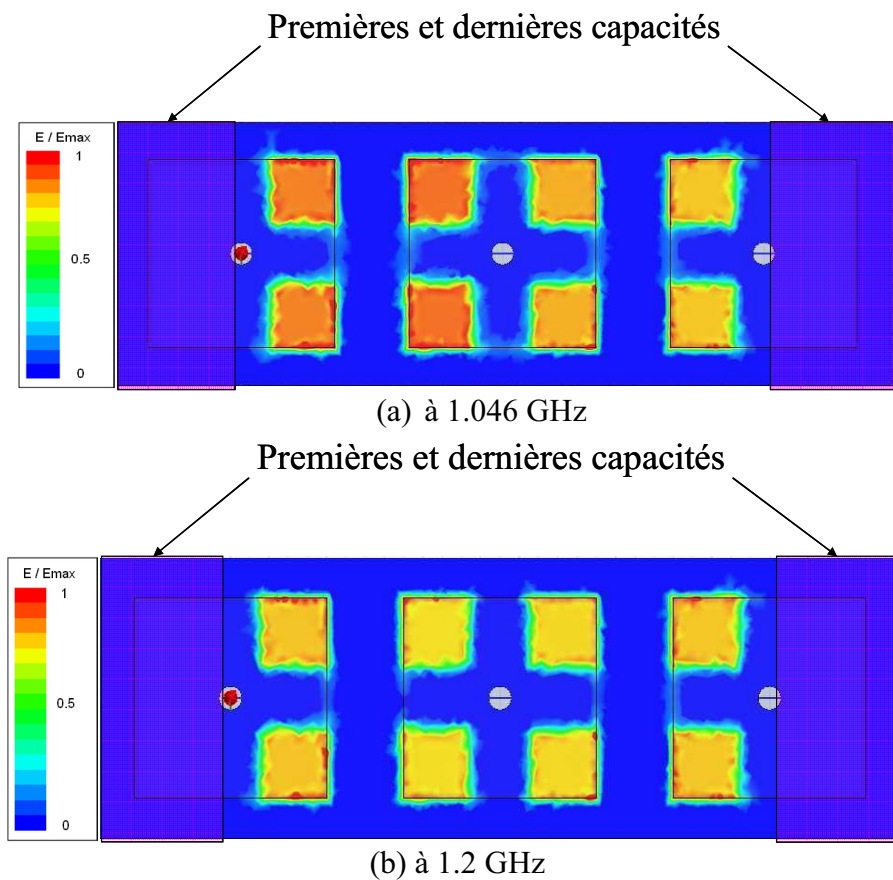
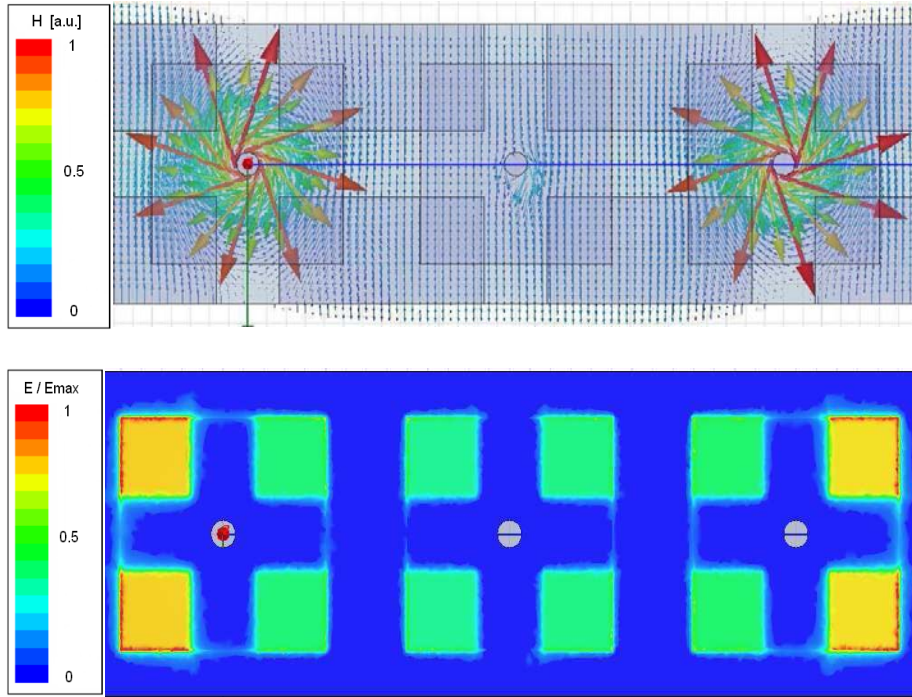
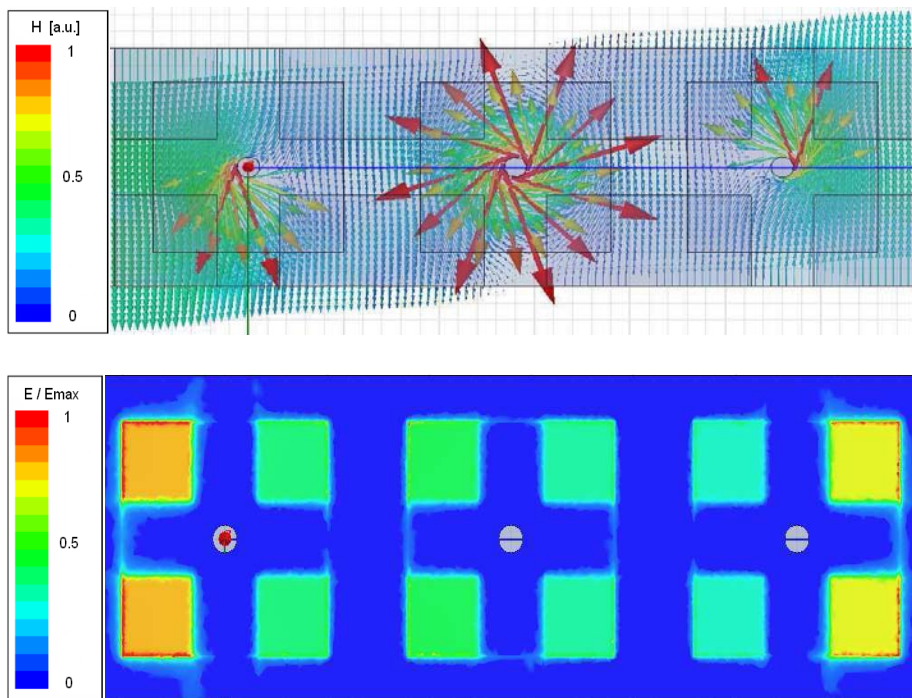


Figure 74: Répartition du champ E entre les patches supérieurs et inférieurs d'un groupement de 3 cellules insérées dans le guide de caractérisation

Sur la Figure 74, la répartition du champ E entre les patches supérieurs et inférieurs des cellules HIS met bien en évidence les phénomènes capacitifs mis en jeu lors des différentes résonances. Nous constatons également que les premières et dernières capacités gauchères du groupement de cellules ne sont pas sollicitées. Ceci montre que l'onde incidente ne se couple pas à la structure par l'intermédiaire des capacités mais par l'intermédiaire des vias métalliques. Nous comprenons donc pourquoi la HIS sans vias métalliques ne perturbe pas la propagation de l'onde TEM incidente. De plus, si l'on souhaite utiliser une HIS avec vias métalliques dans une configuration insérée entre deux antennes patches pour réduire les niveaux de couplage mutuel, le groupement de cellules peut commencer par un via métallique sans perturber les propriétés isolantes de la structure et en améliorant sa compacité.



(a) à 1.066 GHz



(c) à 1.222 GHz

Figure 75: Répartition du champ H dans le substrat des HIS et du champ E entre les patchs supérieurs et inférieurs d'un groupement de 3 cellules enterrées dans le guide de caractérisation

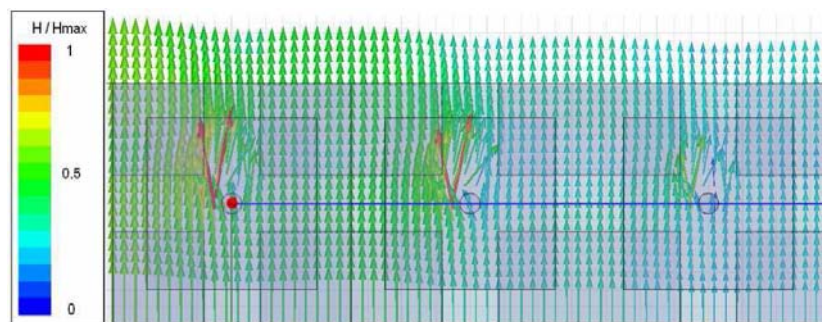
Sur la Figure 75, les champs E entre les patches supérieurs et inférieurs des HIS et les champs H dans le substrat de ces dernières sont représentés en deux points de fréquences caractérisés par une résonance. A l'instar des phénomènes résonants observés dans le cas d'un groupement de cellules HIS inséré dans le guide, nous constatons que les modes de résonance à ces fréquences sont basés sur plusieurs cellules. Les coupures en transmission observées à ces fréquences sont donc dues à des phénomènes résonants mettant en jeu plusieurs cellules et donc un comportement collectif de la structure. Lorsque les cellules HIS sont enterrées dans le guide, la présence de la cavité métallique joue un rôle important. En effet, contrairement au cas inséré, nous pouvons déjà constater que les premières et dernières capacités gauchères sont mises à contribution. De plus, compte tenu de la répartition du champ H, nous observons la présence de courant sur les bords de la cavité, caractéristique d'un phénomène inductif introduit par cette dernière.

Finalement, l'ensemble des résonances obtenues à des fréquences différentes de la fréquence HIS ne présente pas de distribution de champ semblable à celle observée lorsque l'on a l'effet haute impédance (Figure 65). Un comportement collectif est à l'origine de ces phénomènes résonants. La distribution des champs observés montre des modes de résonances basés sur plusieurs cellules. Ceci explique pourquoi le comportement fréquentiel d'un groupement de cellule HIS est fortement affecté par le nombre de cellules considérées. De plus, le comportement fréquentiel du groupement de cellules est affecté par les effets de bord introduits par la cavité métallique puisque celui-ci diffère du cas de la configuration 'insérée'. Dans la mesure où un petit nombre de cellules est considéré, nous constatons donc que les conditions environnementales (nombre de cellules du groupement, cavité métallique...) sont déterminantes vis-à-vis des propriétés fréquentielles de ces structures.

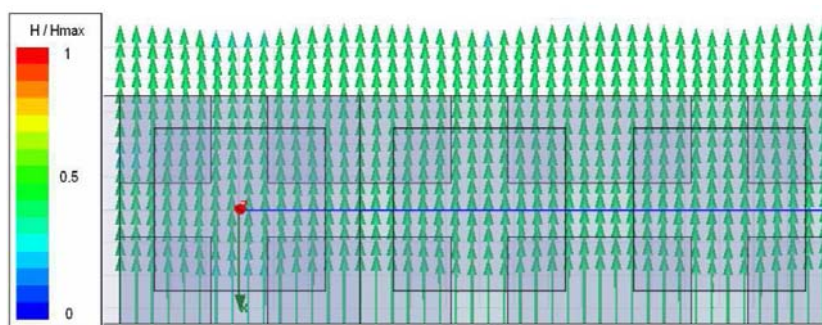
3.3.2.2. Résonance HIS

Dans la partie précédente, nous avons vu que l'ensemble des résonances se produisant à des fréquences différentes de la fréquence de résonance HIS était dû à un comportement collectif d'un groupe de cellule HIS et ne présentait pas des distributions de champ caractéristiques de la résonance HIS. Cependant, lorsque le groupement de cellules HIS est enterré dans une cavité métallique, une résonance indépendante du nombre de cellules introduites et du type de HIS – avec ou sans vias métalliques – apparaît à une fréquence proche de celle de la résonance HIS. Nous allons ici nous intéresser aux phénomènes résonants mis en jeu lors de cette résonance.

Sur la Figure 76, le champ H dans le substrat des structures HIS avec ou sans vias est représenté à la fréquence de résonance HIS. A cette fréquence et dans cette configuration, la répartition du champ H est quasi uniforme dans la structure. Ainsi nous retrouvons une distribution de champ semblable à celle observée à la résonance HIS lorsqu'un plan infini constitué de HIS est éclairé sous incidence normale (Figure 65). Dans le cas de la HIS avec vias métalliques, nous observons une atténuation du champ H cellule après cellule dans la direction de propagation. Nous pouvons également noter que les courants sur un via sont plus intenses en amont de la direction de propagation. Une fuite de courant a donc lieu sur chacun de ces vias, pouvant être à l'origine de cette atténuation. Dans le cas de la HIS sans vias métalliques, le champ H est uniforme et d'égale intensité dans l'ensemble de la structure. C'est donc l'ensemble de la structure qui résonne, stoppant ainsi la propagation de l'onde incidente.



(a) HIS avec vias métalliques à 1.34 GHz



(b) HIS sans vias métalliques à 1.33 GHz

Figure 76: Répartition du champ H dans le substrat d'un groupement de 3 cellules 'enterrées' dans le guide de caractérisation

Le mode de résonance HIS (Figure 65) possède des propriétés de symétrie. En effet, le champ H est uniformément réparti dans le substrat d'une cellule élémentaire et sur l'ensemble des autres cellules. Ainsi, en introduisant une paroi métallique sur le bord d'une cellule HIS parallèlement aux vecteur champ H dans le substrat de la HIS (ici la paroi verticale de la cavité), nous introduisons un plan de symétrie du champ H recréant les conditions limites d'un environnement périodique infini dans la direction de propagation pour toute cellule dans la cavité métallique. Ainsi, ce mode de résonance propre à une cellule élémentaire HIS est excité indépendamment du nombre de cellules insérées dans la cavité (Figure 72).

3.3.2.3. Vers un grand nombre de cellules

Nous avons vu que lorsqu'un grand nombre de cellules HIS avec vias métalliques est inséré dans le guide de caractérisation, une coupure à la transmission sur l'ensemble de la bande interdite a lieu (Figure 67). En revanche lorsqu'un nombre limité de cellules est caractérisé, seules quelques résonances se produisent (Figure 70). Ces coupures sont la conséquence d'un couplage de l'onde incidente avec un mode de résonance de la structure basé sur plusieurs cellules. Ainsi, lorsque le nombre de cellules insérées augmente, le nombre de résonances possibles dans la structure augmente. Nous pouvons remarquer que dans la configuration 'insérée', pour N cellules HIS avec vias métalliques introduites, $N-1$ résonances apparaissent (Figure 70).

Ainsi, lorsque nous augmentons le nombre de cellules considérées, nous constatons que l'ensemble des résonances ayant lieu tend à former la bande interdite. Pour obtenir un matériau à bande interdite de HIS avec vias, il faudra alors prendre une structure constituée d'un nombre de cellules important, de l'ordre de 10.

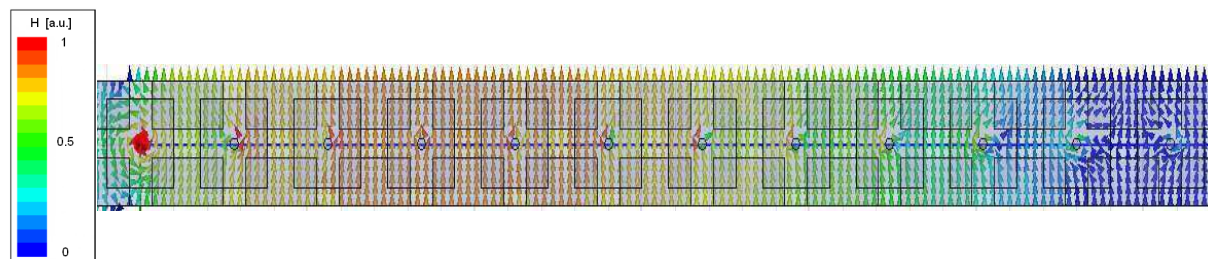


Figure 77 : Répartition du champ H dans le substrat d'un groupement de 12 cellules insérées dans le guide à 1.342 GHz

Nous avons vu précédemment que plus le nombre de cellules introduites dans le guide est élevé, plus la résonance la plus favorable a lieu haut en fréquence. Cette résonance tend vers la fréquence de résonance HIS. Si nous nous intéressons à la répartition du champ dans une structure de 12 cellules HIS avec vias, nous constatons que le mode de résonance tend vers le mode de résonance HIS (Figure 77). En effet, à l'exception de la première et de la dernière cellule dans lesquelles un fort courant circule le long des vias métalliques – vias accrochant l'onde incidente – nous retrouvons dans toutes les cellules une répartition du champ semblable à celle de la résonance HIS (Figure 65). Cette résonance n'apparaît qu'en présence d'un nombre très important de cellules.

Finalement, nous constatons qu'une HIS double couche avec vias métalliques telle que celle étudiée possède une bande interdite totale dont la fréquence HIS semble être la borne supérieure. En présence de plusieurs cellules et grâce aux vias métalliques, de nombreuses résonances basées sur plusieurs cellules apparaissent. Ces multiples résonances sont à l'origine de la bande interdite.

3.4. Vers un résonateur inspiré HIS

Nous avons vu dans la partie précédente qu'il est possible de s'affranchir des vias métalliques de la HIS en insérant cette dernière dans une cavité métallique (Figure 72). La structure résonne alors dans son ensemble, comme en témoigne la répartition uniforme du champ H (Figure 76-b), à la fréquence de résonance HIS ($f=1.33$ GHz) et indépendamment du nombre de cellules enterrées. A partir de ce constat, nous proposons dans cette partie la conception d'un résonateur inspiré HIS, l'objectif étant de parvenir à la conception d'un dispositif – permettant de réduire les couplages – simple à réaliser. Pour se faire, nous modélisons d'abord ces structures avec un modèle de ligne simple. Nous introduisons ensuite la modélisation de capacités de couplage permettant, lors de la réalisation, de s'affranchir d'effectuer une connexion électrique difficile à mettre en œuvre. Finalement, le cas d'un résonateur réel est étudié.

3.4.1. Modèle ligne simple

Une HIS sans vias dans une configuration enterrée résonne donc dans son ensemble à une même fréquence, indépendamment du nombre de cellules considérées. Cette résonance de type quasi statique – i.e., qu'elle n'est pas à l'origine de phénomène d'interférence comme dans le cas d'un miroir de bragg [7]-[8] – est due à la combinaison d'un effet inductif lié à l'épaisseur du substrat de la HIS dans la cavité et un effet capacitif introduit par les patches imprimés en regard. Ainsi, nous proposons ici un modèle ligne idéal simpliste qui permet d'appréhender le comportement fréquentiel de ces structures.

En effet, nous pouvons modéliser le comportement fréquentiel d'une cellule élémentaire enterrée par un circuit LC parallèle (Figure 78) [3]. Ainsi, la structure résonne à une fréquence égale à $1/2\pi\sqrt{LC}$ et avec une largeur de bande proportionnelle à $\sqrt{L/C}$ dans le cas où les pertes sont modélisées². La valeur de C peut être estimée à partir des dimensions des patches supérieurs et inférieurs en regard et séparés par un fin substrat diélectrique. La valeur de L peut quand à elle être estimée à partir des dimensions de la cavité.

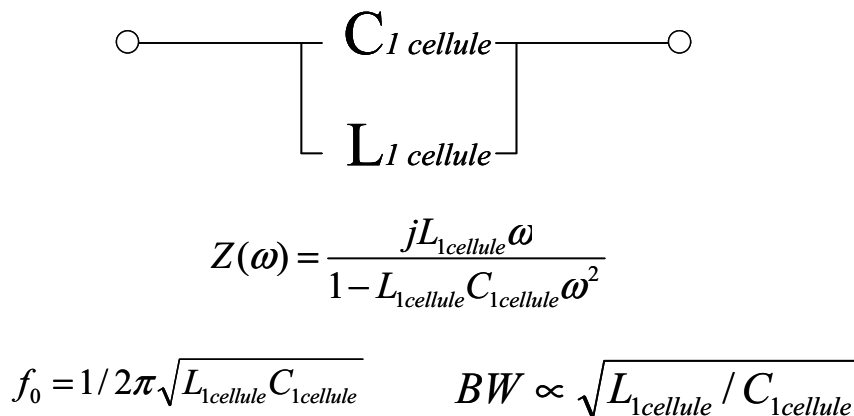
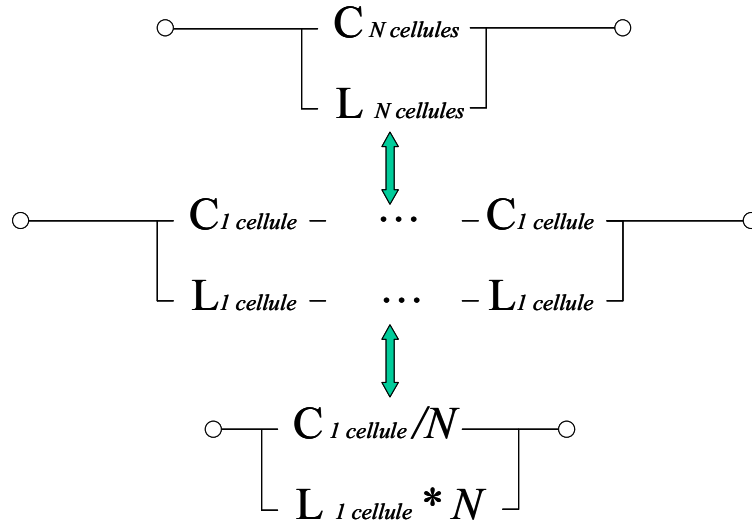


Figure 78: modèle circuit idéal équivalent d'un résonateur constitué d'une cellule HIS sans vias en cavité

² Notons que dans cette partie, seuls les modèles lignes idéaux sont illustrés et permettent de déterminer la fréquence de résonance. L'ensemble des expressions analytiques des bandes passantes peut être obtenue lorsque des pertes sont modélisées. Dans notre cas, les pertes modélisées sont constantes et indépendantes du nombre de cellules considérées. Les expressions des bandes passantes seront alors toutes proportionnelles au même facteur.

A partir de ce modèle simple de ligne de transmission, nous pouvons expliquer pourquoi une HIS sans vias enterrée dans une cavité métallique résonne à la fréquence HIS indépendamment ou presque du nombre de cellules introduites. Lorsque nous considérons N cellules de HIS sans vias dans une cavité métallique, les effets capacitifs et inductifs des différentes cellules sont associés en série comme illustré sur la Figure 79. En effet, la répartition du champ H témoigne de la présence d'une boucle de courant sur l'ensemble de la cavité métallique. Ainsi, lorsque N cellules sont enterrées, l'effet inductif obtenu sera N fois celui d'une cellule élémentaire (N inductances en série). Les capacités étant également introduites en série, l'effet capacitif de N cellules enterrées sera $1/N$ fois l'effet capacitif d'une cellule élémentaire.



$$f_0 = 1 / 2\pi \sqrt{L_{N*cellules} C_{N*cellules}} = 1 / 2\pi \sqrt{N * L_{1cellule} * \frac{C_{1cellule}}{N}} = 1 / 2\pi \sqrt{L_{1cellules} C_{1cellules}}$$

$$BW \propto \sqrt{L_{N*cellules} / C_{N*cellules}} = N * \sqrt{L_{1cellule} / C_{1cellule}}$$

Figure 79 : modèle circuit idéal équivalent d'un résonateur constitué de N cellules HIS sans vias en cavité

Finalement, la fréquence de résonance d'une structure constituée de N cellules de HIS sans vias enterrées dans une cavité métallique est égale à $1 / 2\pi \sqrt{L_{1cellule} C_{1cellule}}$ (indépendant du nombre de cellules). Ainsi ses propriétés fréquentielles sont directement liées à la géométrie de la cellule élémentaire. En revanche, la largeur de bande associée à cette résonance augmente avec le nombre de cellules puisqu'elle est proportionnelle à $N * \sqrt{L_{1cellule} / C_{1cellule}}$ (en supposant les pertes constantes, ce qui n'est pas le cas). A partir des résultats de la Figure 72-b – transmission dans un guide contenant des cellules HIS sans vias enterrées – la largeur de la bande de coupure à -3 dB est calculée. Sur la Figure 80, ces résultats sont comparés au modèle ici développé (ce modèle ligne est grandement perfectible en intégrant notamment des pertes en fonctions du nombre de cellules). Nous observons bien la tendance attendue, à savoir que la largeur de la bande de coupure augmente avec le nombre de cellules. Il permet de prédire l'influence des différents paramètres géométriques des structures (dimension des patches, taille de la cavité) et d'appréhender la nature des mécanismes résonants mis en jeu.

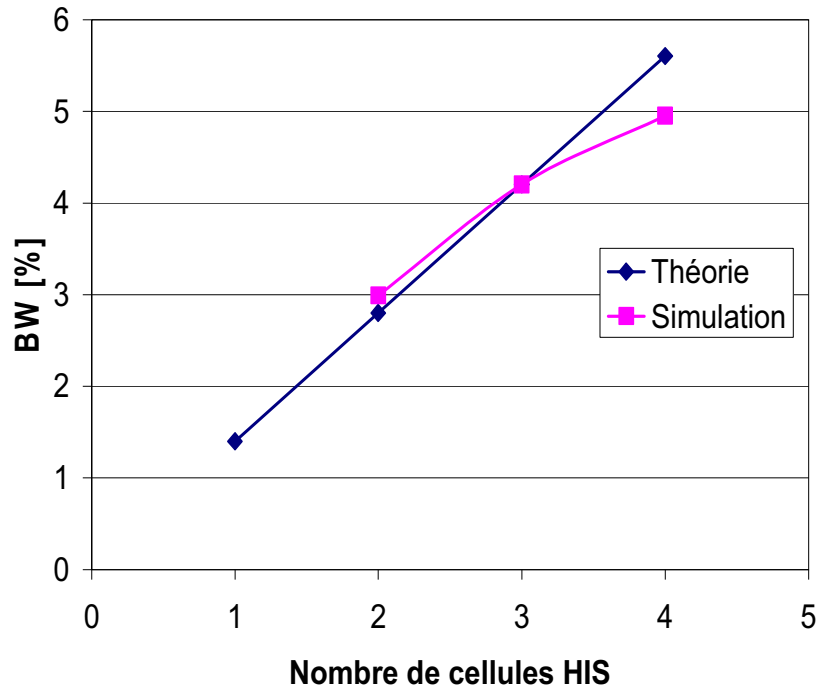


Figure 80: largeur de la bande de coupure à -3 dB théorique (avec pertes constantes) et simulée pour différents nombres de cellules HIS sans vias enterrées

Comme nous l'avons précisé précédemment, la coupure en transmission engendrée par ce résonateur HIS s'appuie sur une résonance quasi statique. Ce type de résonance ne peut se produire que lorsque la structure est 'petite' dans la direction de propagation par rapport à la longueur d'onde de l'onde incidente. Dans notre cas, le côté de la cellule élémentaire est de 14 mm soit environ $\lambda_0/15$ à la fréquence de résonance. Ainsi lorsque nous insérons 12 cellules HIS sans vias enterrées dans une cavité métallique d'une longueur de 168 mm, aucune coupure en transmission n'est observée. Les dimensions du résonateur dans la direction de propagation ne permettent pas d'exciter en phase la structure.

3.4.2. Utilisation de capacités de couplage

Lorsque la HIS sans vias est enterrée dans le guide d'onde, les patchs inférieurs situés aux extrémités de la structure sont connectés à la cavité métallique. Ceci permet de générer la boucle de courant dans la cavité parallèlement aux capacités de la structure. En pratique cette connexion électrique se révèle complexe à mettre en œuvre. Nous proposons ici une solution permettant de s'affranchir de cette contrainte. A partir du modèle de ligne précédent, nous pouvons modéliser l'absence de connexion entre ces patchs situés aux extrémités et la cavité métallique (Figure 81). Cela reviendrait à introduire une capacité parasite série sur les bords du résonateur.

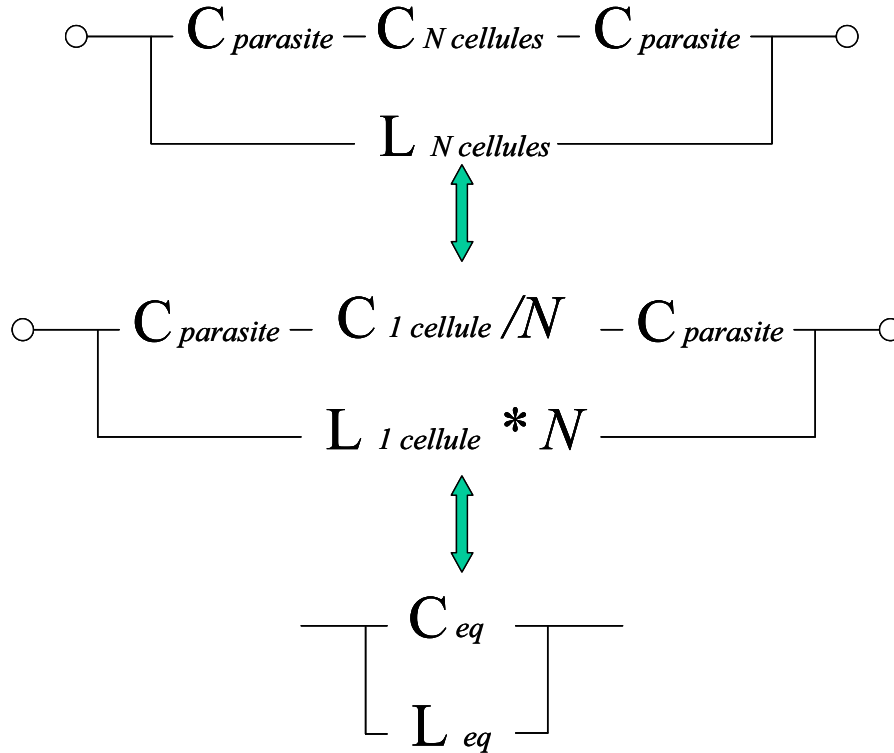


Figure 81: modèle circuit idéal d'un résonateur HIS à N cellules lorsque les patches ne sont pas connectés à la cavité métallique

D'après ce modèle simple, la capacité équivalente du résonateur HIS en l'absence de connexion électrique entre les patches inférieurs situés aux extrémités et la cavité métallique est obtenue à partir de l'équation suivante :

$$\begin{aligned} 1/C_{eq} &= 2/C_{parasite} + 1/C_{Ncellules} \\ \Rightarrow C_{eq} &= \frac{C_{1cellule} * C_{parasite}}{2 * C_{1cellule} + N * C_{parasite}} \end{aligned}$$

Compte tenu de la géométrie de la structure, la valeur de cette capacité parasite est très faible comparé à celle mise en jeu dans la HIS. En effet, cette capacité parasite provient du bout du patch inférieur en regard avec la cavité, contrairement aux capacités de la HIS constituées de patches en regard sur une surface conséquente. Ainsi, si nous considérons à juste titre que $C_{parasite} \ll C_{1cellule}$, la capacité équivalente du résonateur vaut : $C_{eq} = C_{parasite} / 2$. Les propriétés fréquentielles du résonateur ne seront alors plus les mêmes et nous n'observerons plus de coupure sur notre bande de fréquence d'intérêt compte tenu de la valeur des capacités parasites mis en jeu.

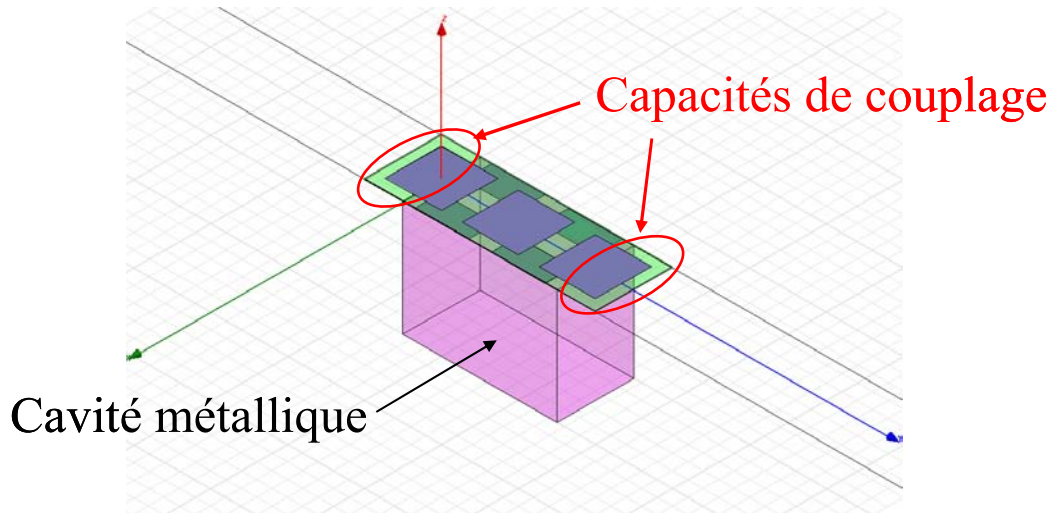


Figure 82: Vue 3D du résonateur inspiré HIS périodisé avec capacités de couplage

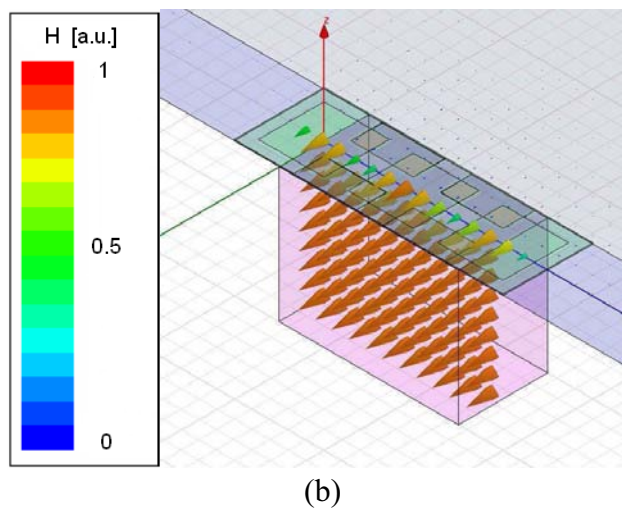
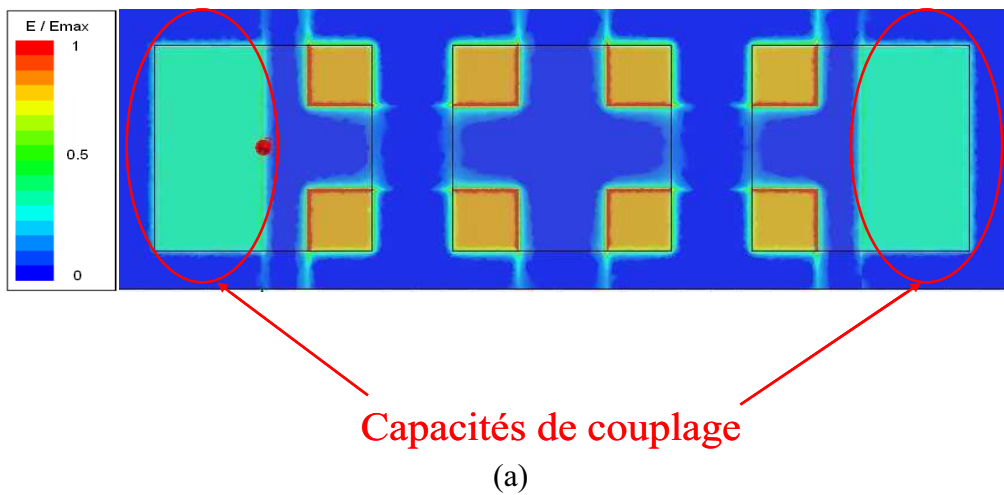


Figure 83: Résonateur inspiré HIS périodisé à la résonance (1.21 GHz) (a) champ E entre les patches, (b) champ H dans la cavité

Pour pallier ce problème et s'affranchir des contraintes technologiques dues à la réalisation de la connexion électrique entre les patchs et la cavité, nous avons fait le choix d'introduire des capacités de couplage dont la valeur est comparable à celle des capacités de la HIS. Pour cela nous avons modifié la structure HIS (Figure 82). Le nouveau résonateur inspiré HIS est constitué de patchs imprimés de part et d'autre d'un fin substrat diélectrique comme pour la HIS précédente. En revanche, les premiers et derniers patchs – capacités de couplage – seront imprimés cette fois-ci sur la face supérieure. Le substrat imprimé est ensuite posé sur le bas du guide de caractérisation ou sur le plan de masse de l'antenne. Ainsi, la valeur des capacités de couplage est comparable à celle des capacités de la HIS puisque l'effet de couplage capacitif provient des premiers et derniers patchs en regard avec la partie métallique de la cavité (Figure 83).

L'introduction de ces capacités de couplage perturbe la fréquence de résonance de la structure. A partir du modèle ligne exposé ici, nous comprenons facilement comment jouer sur les différents paramètres de la HIS (taille des patchs pour l'effet capacitif, hauteur de la cavité pour l'effet inductif...) pour ajuster la fréquence de résonance de la structure.

Finalement, notre étude des phénomènes résonants mis en jeu dans les HIS avec et sans vias métalliques nous a permis de trouver une solution pour s'affranchir des vias métalliques : l'introduction de parois métalliques verticales (i.e. la cavité métallique) permet d'exciter directement le mode de résonance HIS observé sous incidence normale. Ce nouveau résonateur inspiré des mécanismes résonants des HIS permet de stopper la propagation des ondes dans le guide. En introduisant des capacités de couplage sur les bords de la structure, la réalisation de la connexion électrique entre les patchs de la HIS initiale et la cavité métallique n'est plus nécessaire.

3.4.3. Cas d'un résonateur de dimension latérale finie

Dans notre étude, nous avons porté notre attention sur des structures composées de quelques cellules HIS avec ou sans vias métalliques dans la direction de propagation et infiniment périodisées dans la direction transverse à la propagation. En pratique, le résonateur inspiré HIS possède des dimensions finies. Si l'introduction de parois métalliques verticales et tangentes au champ H de la résonance HIS permet d'exciter ce mode sans vias métalliques et avec un nombre de cellules très limité (à partir de 1 cellule), il n'en sera pas de même dans l'autre direction. En effet, la cavité contenant la HIS est rectangulaire (Figure 84) et les parois métalliques verticales normales au champ H du mode de résonance HIS introduisent des effets de bord perturbateurs (Figure 86).

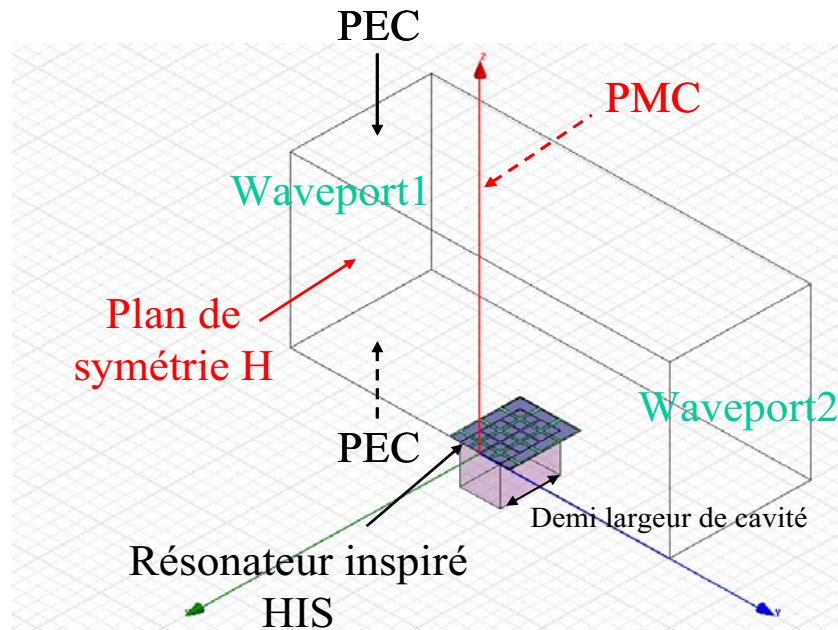


Figure 84 : Vue 3D du guide de transmission avec des plans de symétrie H contenant un résonateur inspiré HIS fini dans la direction transverse à la propagation

Sur la Figure 85 sont représentées les courbes de transmission à travers le guide de caractérisation contenant différents résonateurs inspirés HIS (Figure 84). Les patches supérieurs et inférieurs respectivement de côté 7.5mm et 7 mm sont imprimés de part et d'autre d'un substrat de 0.127mm d'épaisseur. La périodicité des motifs est de 8 mm et la hauteur de la cavité métallique contenant de l'air est de 16 mm. Les dimensions de la HIS ont donc été modifiées par rapport à celle de l'étude précédente et possèdent des dimensions très proches de celles qui seront utilisées pour la réalisation du démonstrateur (cf. chapitre 4). Les calculs en transmission ont été réalisés pour des cavités dont la largeur est variable. Les dimensions de la cavité dans la direction orthogonale à la direction de propagation de l'onde incidente sont des multiples de la périodicité.

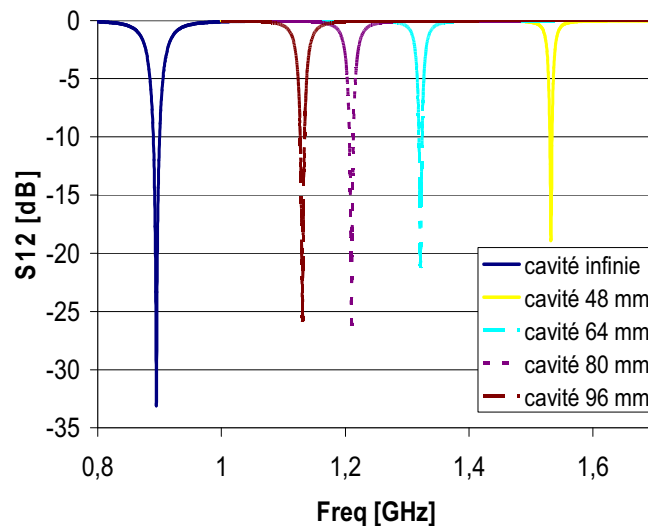


Figure 85: Paramètres de transmission d'un guide contenant un résonateur inspiré HIS de largeur variable

Ces résultats illustrent bien l'influence de la taille de la cavité dans la direction orthogonale à la direction de propagation. En effet, un résonateur inspiré HIS dont la cavité est infinie dans cette direction résonne à 0.9 GHz. Lorsque que nous caractérisons un résonateur aux dimensions finies dans cette direction, nous constatons que moins la cavité est large, plus la fréquence de résonance est élevée. Cette caractéristique devra être prise en compte lors de la conception du résonateur.

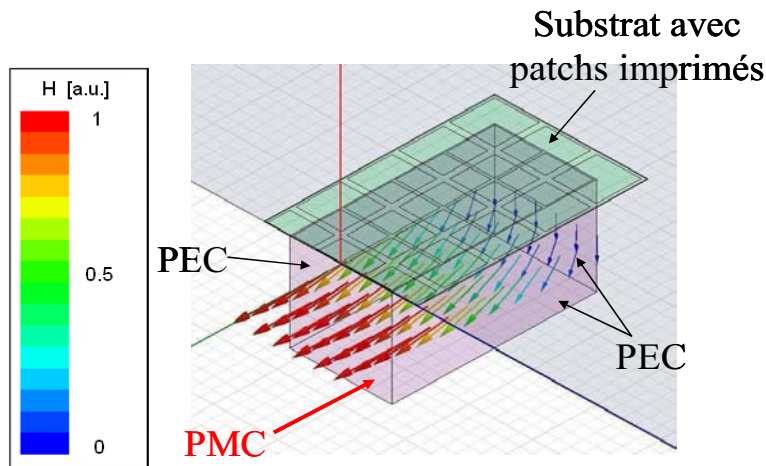


Figure 86: Vecteur champ H à mi-hauteur de la cavité symétrisée de 64mm de largeur à la fréquence de coupure du résonateur (1.322 GHz)

Contrairement à ce qui est observé dans le cas d'une cavité de largeur infinie (Figure 83) le champ H n'est plus uniforme dans l'ensemble de la structure (Figure 86). Nous constatons que la présence de la paroi métallique verticale au bout du résonateur perturbe la distribution du champ. En introduisant une condition limite PEC sur les bords du résonateur, le champ H ne peut plus suivre la même distribution que dans le cas d'une cavité infinie. Ceci explique la dépendance fréquentielle du résonateur vis-à-vis de ce paramètre qui modifie l'allure du mode résonant.

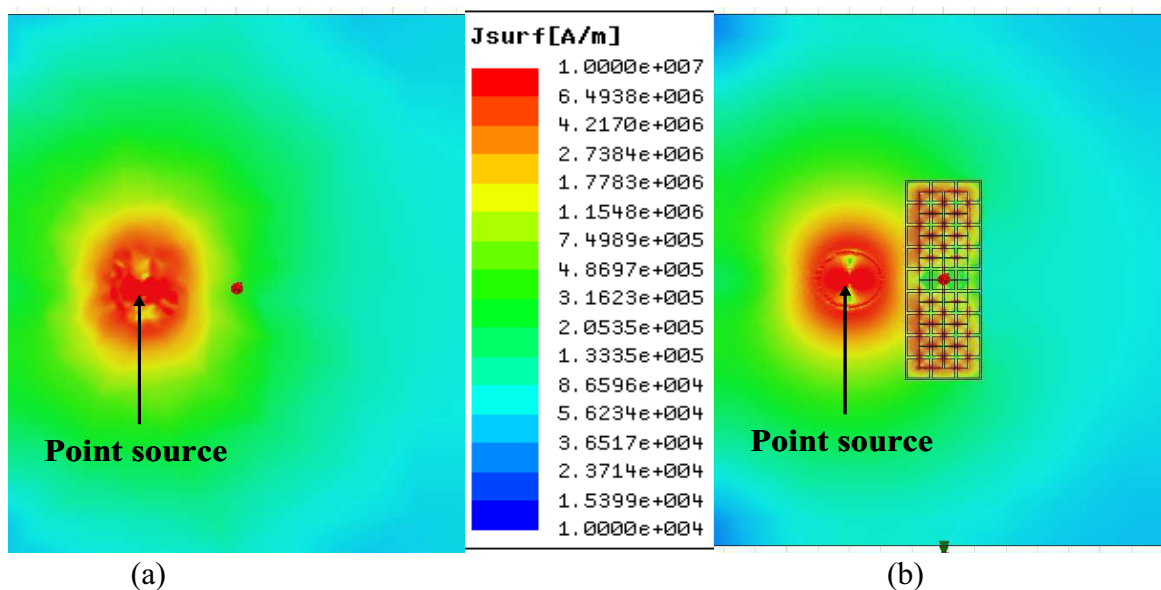


Figure 87: densité des courants surfaciques générés par une source ponctuelle sur un plan de masse à 1.2 GHz : (a) sans résonateur HIS, (b) avec résonateur HIS

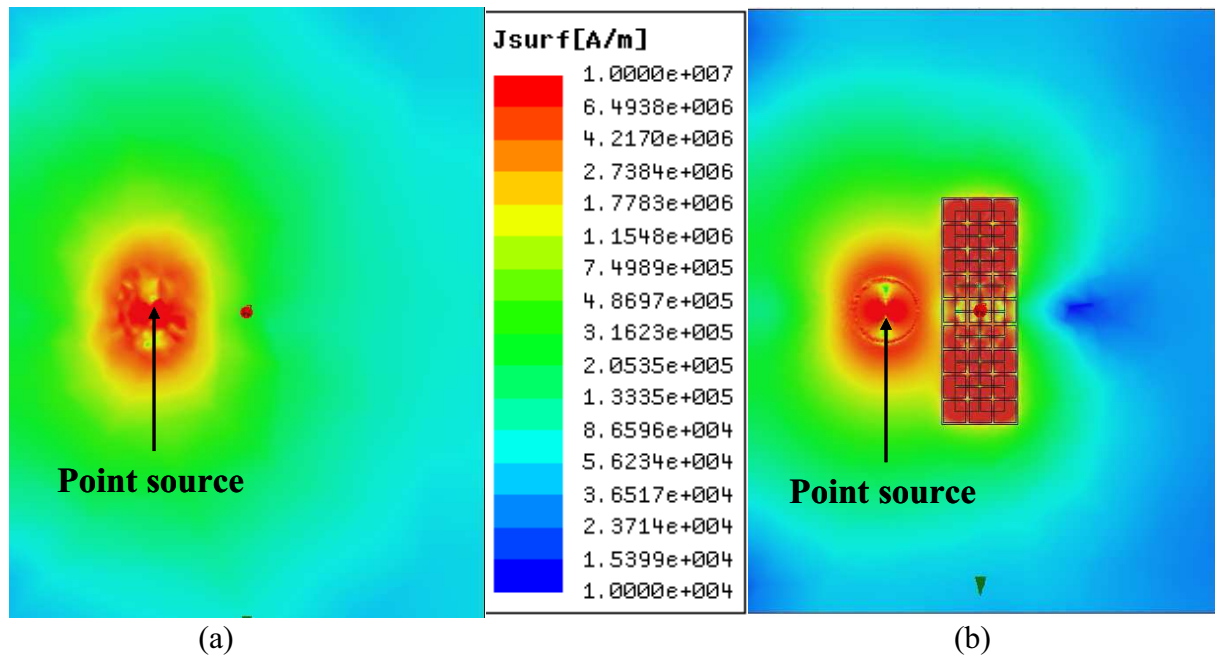


Figure 88: densité des courants surfaciques générés par une source ponctuelle sur un plan de masse à 1.3 GHz : (a) sans résonateur HIS, (b) avec résonateur HIS

Sur la Figure 87, la densité de courants surfaciques générés par une source ponctuelle sur un plan de masse contenant notre résonateur est représentée à 1.2 GHz. Nous constatons qu'à cette fréquence différente de la fréquence de résonance, les courants derrière le résonateur ne sont pas atténués. En revanche, nous constatons que les courants de surface se propageant sur le plan de masse sont fortement atténués par le résonateur à sa fréquence de résonance, soit à 1.3 GHz (Figure 88). Ces structures peuvent bien être utilisées dans le cadre de notre application.

3.5. Conclusion et perspectives

3.5.1. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons porté notre attention sur les phénomènes résonants mis en jeu dans une HIS carrée double couche avec ou sans vias métalliques. Les propriétés d'un plan infini constitué de HIS périodisées ont été calculées. Un plan constitué de HIS avec ou sans vias métalliques possède des propriétés d'impédance de surface élevée avec un déphasage nul à la réflexion sous incidence normale. Nous constatons que le via métallique ne joue pas de rôle pour obtenir cette propriété. Les distributions de champ H dans le substrat des différentes HIS à cette fréquence de résonance en témoigne. En revanche, les deux HIS se différencient par leurs propriétés de dispersion. La HIS sans vias métalliques ne possède pas de bande interdite autour de la fréquence de résonance HIS, contrairement à la HIS avec vias métalliques. L'introduction de ces vias métalliques permet de perturber les propriétés de dispersion du premier mode de propagation autorisé en agissant comme un filtre passe-bas [3]. Ces propriétés de dispersion ont été mises en évidence lors de la caractérisation en guide d'onde.

Dans le cadre de notre application, nous souhaitons introduire une structure capable de stopper la propagation des ondes de surface se propageant d'un patch à un autre. Compte tenu de l'espacement entre les antennes du réseau seul un nombre très limité de cellule HIS peuvent être insérées entre les éléments rayonnants. Or, l'ensemble des propriétés de dispersion calculées l'était pour un plan infini constitué de HIS. En utilisant notre technique de caractérisation en guide, nous avons étudié le comportement fréquentiel d'un nombre limité de cellules dans deux configurations : lorsque les cellules HIS sont insérées dans le guide et lorsque les cellules HIS sont enterrées dans une cavité métallique.

Différentes bandes de coupure en transmission sont ainsi observées et sont fortement dépendantes du nombre de cellules considérées. Lorsque qu'un nombre très limité de cellules est inséré dans le guide, la bande interdite prédite par le calcul des propriétés de dispersion n'est plus observable, contrairement au cas où un grand nombre de cellules élémentaires est considéré. Ainsi, en augmentant progressivement le nombre de cellule HIS avec vias métalliques insérées dans le guide, nous observons la formation de la bande interdite du métamatériau. Par conséquent, lorsque des HIS avec vias métalliques sont insérées sur un plan de masse, un nombre de cellules important est nécessaire pour obtenir l'effet bande interdite.

Lorsque les HIS sont enterrées dans une cavité métallique, une coupure supplémentaire à la fréquence HIS est observée. Un groupement de cellules HIS avec vias dans la configuration enterrée possède de meilleures propriétés d'isolation qu'un groupement de cellules HIS sans vias. En effet, compte tenu des résultats obtenus, il est possible d'envisager d'utiliser ces structures pour isoler des antennes sur de multiples fréquences avec un même motif HIS. La HIS sans vias dans sa configuration enterrée stoppe quant à elle la propagation de l'onde incidente sur une bande de fréquence acceptable pour notre application. Ainsi il est possible d'isoler des éléments rayonnants avec une HIS sans vias, peu coûteuse à réaliser.

Une étude approfondie des phénomènes résonants mis en jeu à ces fréquences de résonance a été menée. Il en ressort que, en présence de plusieurs cellules et grâce aux vias métalliques, de nombreuses résonances basées sur plusieurs cellules apparaissent. Ces multiples résonances sont à l'origine de la bande interdite. Il apparaît également que la fréquence HIS est la borne supérieure de la bande interdite et que le mode de résonance HIS ne peut apparaître dans la configuration insérée qu'en présence d'un grand nombre de cellules HIS avec vias métalliques.

Or, lorsque les HIS avec ou sans vias sont enterrées dans la cavité métallique, le mode de résonance HIS peut être excité en présence d'un nombre extrêmement limité de cellules (dès une cellule HIS). Les parois métalliques verticales de la cavité permettent de recréer les conditions environnementales nécessaires à une cellule pour permettre l'excitation de ce mode de résonance HIS. Grâce à cette configuration enterrée, nous sommes donc capables de stopper la propagation des ondes à l'origine des couplages entre antennes avec une structure HIS sans vias constituée de quelques cellules.

En pratique, la cavité métallique possède des dimensions finies et la structure finale qui sera introduite entre les antennes est un résonateur mettant à profit les phénomènes résonants des HIS. Il a été montré que les effets de bord de la cavité – parois métalliques verticales et normales au champ H du mode de résonance HIS – perturbent le comportement fréquentiel de la structure. Cette caractéristique devra être prise en compte lors de la conception de la structure finale. De plus, en appréhendant le comportement d'un tel résonateur inspiré HIS grâce à un modèle de ligne simpliste, nous avons fait le choix de l'utilisation de capacité de couplage permettant de s'affranchir de la réalisation d'une connexion électrique entre les premiers et derniers patches de la HIS et la cavité métallique.

Finalement, nous proposons d'intégrer des résonateurs inspirés HIS dans notre réseau d'antennes pour réduire les niveaux de couplage. Ces résonateurs possèdent de bonnes propriétés isolantes et ont l'avantage d'être extrêmement compacts comparés à l'existant. De plus, ces résonateurs ont également l'avantage de ne pas nécessiter la réalisation de vias métalliques – coûteuse et contraignante – et de ne pas nécessiter la réalisation de connexion électrique avec le plan de masse, difficile à mettre en œuvre. Cette solution possède donc de nombreux avantages.

3.5.2. Perspectives

De nombreuses perspectives peuvent être envisagées à partir de ces travaux. Tout d'abord, nous avons vu que l'introduction de vias métalliques fait apparaître des résonances supplémentaires. La possibilité de faire de l'isolation sur de multiples fréquences est alors envisageable. En effet, en insérant un nombre choisi de vias – fonction du nombre de résonance que l'on souhaite obtenir- et en agencant judicieusement ces derniers par rapport à la structure HIS, il est possible d'ajuster les fréquences de résonances supplémentaires obtenues. Il est toutefois important de noter que ces résonances supplémentaires apparaissent dans la bande de fréquence interdite de la structure HIS avec vias. Cette technologie est probablement applicable pour la conception d'antenne réseau GNSS multi fréquentielles.

Dans le chapitre 1, nous avons vu que de nombreux travaux ont porté sur la conception de HIS aux motifs élaborés présentant plusieurs bandes interdites. Il serait alors intéressant d'étudier ce type de structure dans la configuration que nous avons proposée. Il serait alors possible de découpler des antennes sur plusieurs bandes de fréquence avec un résonateur très compact, comme dans le cas d'une HIS classique. Ainsi la perspective consistant à combiner l'insertion dans une cavité d'un motif HIS élaboré avec l'ajout de vias métalliques judicieusement placés semble très prometteuse.

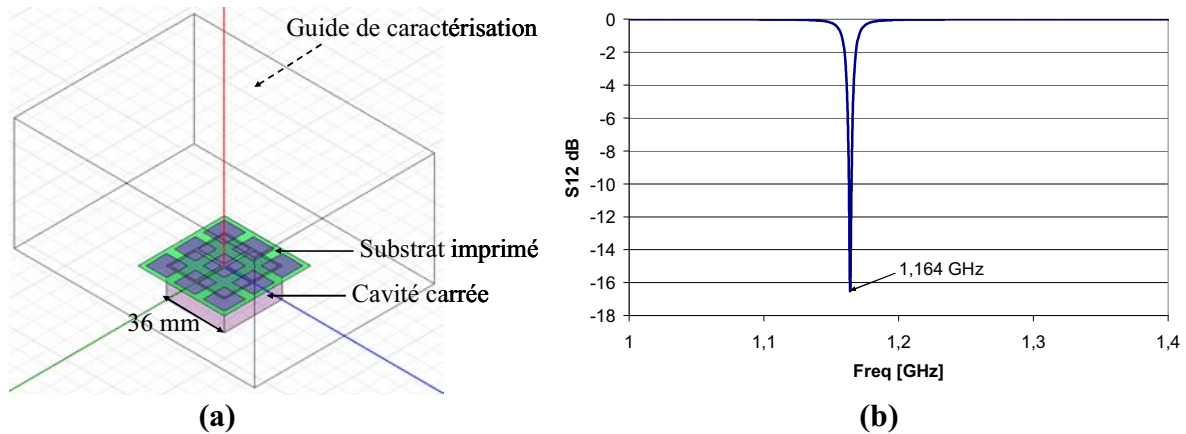


Figure 89 : (a) Vue d'un résonateur carré dans le guide de caractérisation, (b) résultat de transmission

Le résonateur HIS retenu pour la conception de l'antenne réseau finale n'est cependant pas isotrope. Il est alors possible de proposer un résonateur dont la cavité est carrée (Figure 89) ou circulaire pour pallier ce problème. Le résonateur ainsi obtenu sera plus compact et plusieurs résonateurs de ce type pourront être disposés entre les antennes. Nous pourrions également envisager de cascader différents types de résonateurs ayant des fréquences de résonances différentes. Il sera alors possible d'opérer un découplage sur plusieurs fréquences.

REFERENCES

- [1] Rahmat-Samii, Y., "EBG Structures for Low Profile Antenna Designs: What Have We Learned?" *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, vol., no., pp.1-5, 11-16 Nov. 2007
- [2] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: A low mutual coupling design for array applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2936–2946, Oct. 2003.
- [3] Dan Sievenpiper, Lijun Zhang, Romulo F.Jimenez Broas, Nicholas G.Alexopolous, and Eli Yablonovitch, " High Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band ", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.47, NO.11, November 1999.
- [4] J. D. Joannopoulos, S. G. Johnson, J. N. Winn, and R. D. Meade, *Photonic Crystals: Molding the Flow of Light*, 2nd ed., Princeton University Press, 2008.
- [5] Fan Yang; Rahmat-Samii, Y., "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: a low mutual coupling design for array applications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.51, no.10, pp. 2936- 2946, Oct. 2003
- [6] Simovski, C.R.; de Maagt, P.; Melchakova, I.V., « High-impedance surfaces having stable resonance with respect to polarization and incidence angle », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.53, no.3, pp. 908-914, March 2005
- [7] L. Brillouin, *Wave Propagation in Periodic Structures; Electric Filters and Crystal Lattices*, 2nd ed. New York: Dover, 1953.
- [8] C. Soukoulis, Ed., *Photonic Band Gap Materials*. Norwell, MA: Kluwer, 1996.
- [9] Caloz & Itoh, "Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications: the engineering approach", WILEY-INTERSCIENCE, 2006.

Chapitre 4 :

*Réalisation d'une antenne CRPA avec
résonateurs inspirés HIS*

4. Réalisation d'une antenne CRPA avec résonateurs inspirés HIS

Dans le chapitre 2, nous avons précisé notre choix de l'élément rayonnant de référence pour la conception de notre réseau. Dans le chapitre 3, nous avons développé un résonateur inspiré HIS compact permettant de réduire les niveaux de couplage entre deux antennes patchs polarisées linéairement dans une configuration plan E. Dans ce chapitre nous nous intéressons donc à l'objectif principal de cette thèse, à savoir concevoir et réaliser une antenne réseau CRPA pour GNSS avec des éléments rayonnants découplés.

Dans la première partie nous présentons les géométries de chacune des antennes : avec et sans résonateur. Plus précisément, à partir de la géométrie de l'antenne patch en cavité de référence, nous précisons la façon dont les résonateurs ont été insérés de façon à entourer l'antenne patch en cavité. Nous précisons également les matériaux utilisés pour ces réalisations ainsi que les dimensions respectives de chaque élément de l'antenne.

Dans la deuxième partie, une fois la géométrie du réseau fixée, nous mettons en évidence par la simulation les différents avantages apportés par la présence des résonateurs : réduction des couplages dans le plan E, amélioration du gain dans l'axe, possible amélioration des performances d'un élément rayonnant dans le cas d'un réseau périodique infini.

Dans la troisième partie, nous décrivons le procédé de fabrication du démonstrateur. Dans un souci de simplicité, nous faisons appel à des technologies de fabrication bien maîtrisées que nous mettons astucieusement à profit et qui permettent également de réduire le coût des réalisations. Nous développons un concept de modularité de l'antenne pour se prémunir d'éventuels défauts de fabrication ou d'éventuelles erreurs de modélisation.

4.1. Géométrie des antennes

Dans cette partie, les géométries des différentes antennes sont présentées avec les matériaux utilisés pour leurs conceptions. Dans un premier temps nous nous intéressons à l'antenne de référence. Cette antenne sert ensuite de base pour la conception de l'antenne avec les résonateurs. Nous décrivons alors la façon dont ces résonateurs ont été insérés.

4.1.1. Antenne de référence

Dans le chapitre 2, à partir de notre étude sur les niveaux de couplage et les investigations menées sur différentes configurations de réseaux, nous avons fait le choix de prendre comme élément rayonnant de référence une antenne patch en cavité. Pour la conception de cette antenne, le choix d'utiliser des substrats de forte permittivité a été fait pour permettre de réduire son empreinte et de disposer d'un espace entre élément rayonnant plus important. C'est dans cet espace que nous introduisons les résonateurs inspirés HIS, qui sont sensés améliorer l'isolation des antennes élémentaires du réseau. Cependant, notre étude sur la taille de la cavité a mis en lumière les limites de la réduction des dimensions de cette dernière. En effet, pour conserver la largeur de la bande de fréquence à laquelle l'antenne est adaptée, une réduction de l'empreinte de la cavité devra s'accompagner d'une augmentation de son épaisseur. Or, lorsque cette épaisseur est trop importante, les deux sondes coaxiales alimentant le patch se couplent de manière trop importante : les propriétés de polarisation circulaire sont perdues (cf. partie 2.4.1.3.).

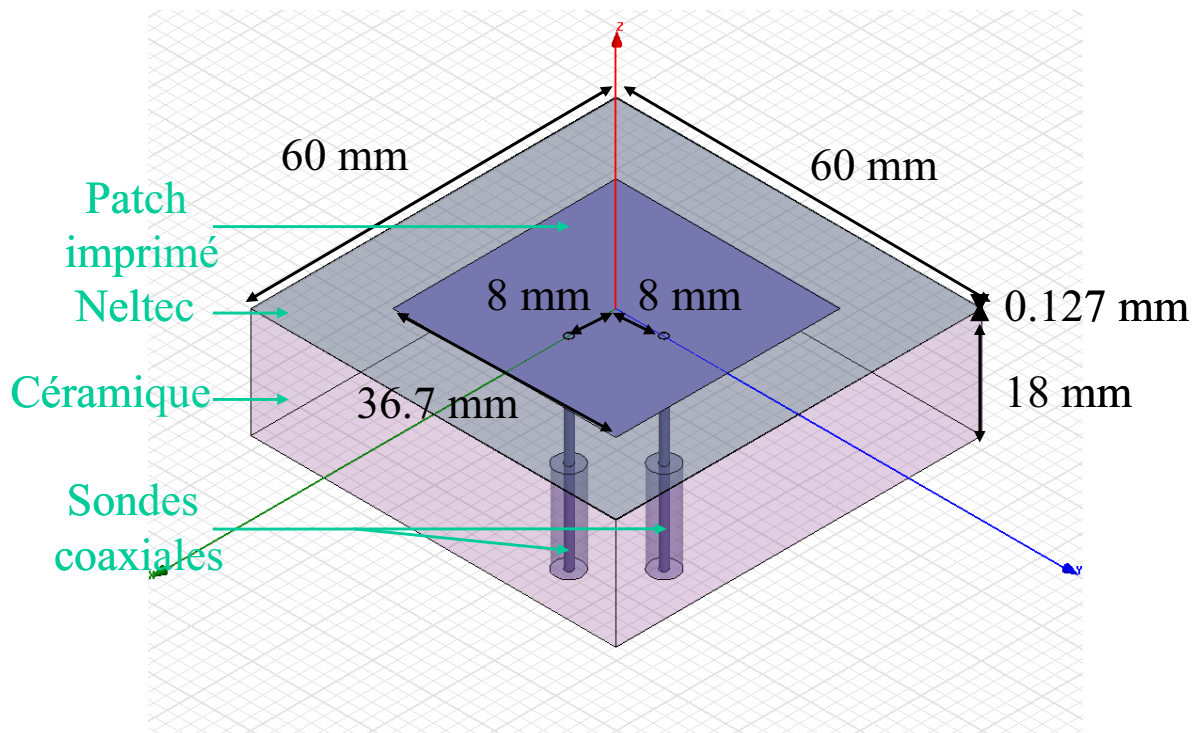


Figure 90 : Vue 3D de l'antenne patch en cavité de référence

Notre choix s'est donc porté sur la conception d'une antenne patch en cavité de 60 mm de côté tel que (Figure 90) :

- la cavité métallique est carrée de côté 60 mm*60 mm et d'épaisseur 18 mm
- le patch carré de 36.7 mm de côté est imprimé sur un fin substrat de matériau NELTEC NY9220 ($\epsilon_r = 2.2$) d'épaisseur 0.127 mm
- un pavé d'alumine ($\epsilon_r = 8.2$) de mêmes dimensions que la cavité rempli cette dernière
- deux sondes coaxiales placées à 8 mm du centre du patch et en quadrature de phase alimentent le patch suivant ses deux polarisations

La constante diélectrique du pavé de céramique n'est en réalité pas précisément connue. En pratique, lors de la réalisation, l'ajustement de la fréquence de résonance des résonateurs permettra de pallier cette incertitude. Comme nous le verrons dans la partie 4.3, dans laquelle nous détaillons le procédé de fabrication utilisé, cette technologie possède de nombreux avantages :

- elle est bien maîtrisée pour l'ensemble des éléments de l'antenne (substrat imprimé, céramique, cavité métallique, choix de l'alimentation...)
- son assemblage est relativement simple
- son coût est modéré par l'absence de vias (Vertical Interconnect Access) métalliques

4.1.2. Antenne avec résonateurs inspirés HIS

A partir de l'antenne patch en cavité de référence, une antenne environnée de résonateurs a été conçue. Les résonateurs inspirés HIS – tirés de l'étude menée dans le chapitre précédent sur les mécanismes résonants dans les structures HIS – entourent le patch en cavité pour permettre de réduire les niveaux de couplage dans le plan E avec les éléments adjacents.

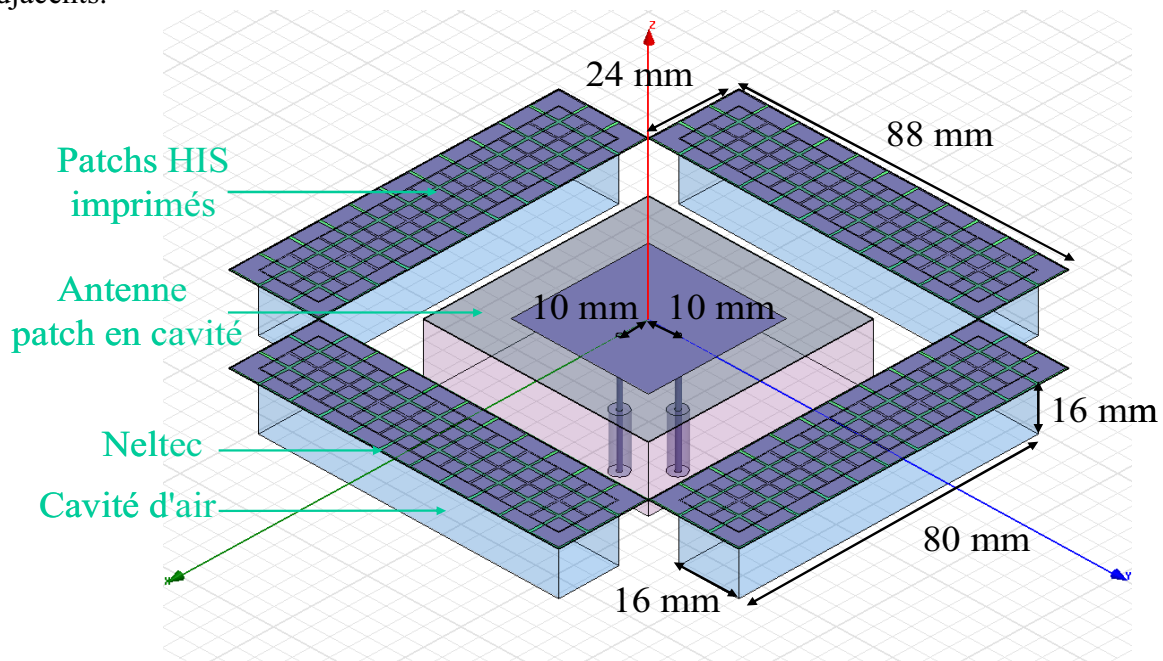


Figure 91 : Vue 3D de l'antenne patch en cavité environnée de résonateurs inspirés HIS (les parties métalliques sont omises pour une meilleure visibilité et les patches inférieurs des résonateurs sont visibles par transparence)

L'antenne avec résonateurs (Figure 91) consiste en :

- une antenne patch en cavité identique à celle de référence à l'exception du positionnement des sondes coaxiales
- 4 résonateurs entourant la cavité et orientés parallèlement aux bords de la cavité

Un résonateur est composé d'une cavité d'air (de dimensions 16 mm * 80 mm et de hauteur 16 mm) recouverte par un fin substrat sur lequel est imprimé un motif périodique. Ce substrat est identique à celui utilisé pour l'impression du patch alimenté par les sondes. Sur ce substrat Neltec ($\epsilon_r = 2.2$) de 0.127 mm d'épaisseur sont imprimés des patches carrés de côté 7.5 mm sur les faces supérieure et inférieure. Le motif des patches du résonateur possède une périodicité de 8 mm. Ainsi 10 rangées de 2 patches sont imprimées sur la face inférieure et 11 rangées de 3 patches le sont sur la partie supérieure. Les patches imprimés sur la partie supérieure et situés sur les bords de la cavité d'air font office de capacité de couplage avec la structure (cf. partie 3.4.2.).

Pour rappel, nous avons vu dans la partie 3.4.3 que les effets de bord introduit par la largeur finie des résonateurs ont une forte influence sur la fréquence d'isolation de ces dispositifs. L'antenne n'est donc pas entourée par un unique résonateur puisque nous ne disposons pas de moyens permettant de prédire les effets introduits par une éventuelle jonction des cavités de ces résonateurs.

En présence de ces résonateurs, les performances en terme d'adaptation de l'antenne sont perturbées. Une optimisation du paramètre S11 fonction du positionnement des sondes a permis de corriger la désadaptation observée. Ainsi les sondes coaxiales sont positionnées à 10 mm du centre du patch en cavité. Les résultats de calcul à ce propos sont discutés dans la partie 4.2.2.

Ainsi, les deux géométries d'antenne décrites – avec et sans résonateurs – sont utilisées pour notre étude numérique. A partir de ces choix de conception, nous allons maintenant étudier l'effet de la présence de ces résonateurs supposés améliorer les performances. Notre attention se portera principalement sur la capacité d'une telle structure à découpler des antennes dans une configuration plan E.

4.2. Effets des résonateurs inspirés HIS sur l'antenne

Dans cette partie, nous nous intéressons aux performances simulées de ces antennes. L'objectif est de mettre en évidence par le calcul l'intérêt d'introduire de tels résonateurs pour réduire les couplages inter éléments. Nous soulignons également les difficultés de cette intégration, notamment sur les aspects d'adaptation de l'antenne. Nous portons d'abord notre attention sur les performances d'un élément seul en présence de résonateurs. La problématique des couplages est ensuite traitée. Le cas d'un réseau périodique infini est traité et discuté en fin de partie.

Comme nous l'avons déjà dit, la simulation de métamatériaux – à très petite structuration devant la longueur d'onde – requiert une forte puissance de calcul. Au cours de ces trois années, une évolution du matériel informatique a permis d'augmenter la puissance de calcul dont nous disposons. Dans notre cas, la simulation d'un réseau complet (2 antennes patches en cavité et 7 résonateurs inspirés HIS) n'est pas réalisable. Il en est de même pour une antenne cavité polarisée circulairement et environnée par 4 résonateurs inspirés HIS. Il nous faut alors réduire au maximum la taille des problèmes posés tout en s'intéressant à des modèles représentatifs de la configuration finale.

Ainsi, l'utilisation de plans de symétrie du champ est requise pour toutes les configurations qui sont étudiées. C'est la raison pour laquelle notre intérêt se porte principalement sur des éléments rayonnants polarisés linéairement possédant un plan de symétrie du champ E. Nous portons d'abord notre attention sur les performances en termes d'adaptation et de rayonnement de ces antennes polarisées linéairement. Nous voyons en quoi la présence des résonateurs modifie les performances de l'antenne en cavité de référence. Dans un second temps, nous évaluons les niveaux de couplage entre deux antennes polarisées linéairement lorsqu'un résonateur inspiré HIS est placé entre celles-ci. L'objectif est de vérifier que le résonateur réduit les niveaux de couplage entre les éléments rayonnants. Le cas d'un réseau périodique infini est ensuite traité pour obtenir des informations sur une future mise en réseau de ces éléments rayonnants, négligeant les effets de bord.

4.2.1. Cavité rayonnante polarisée linéairement

Dans cette partie, nous nous intéressons aux performances des antennes patches en cavité avec ou sans résonateurs, et polarisées rectilignement. Les calculs suivants ont été effectués sur un PC 64 bits doté de 16 Go de mémoire RAM avec HFSS v11. Le temps de calcul associé est de l'ordre de quelques journées. Notre attention se porte ici sur l'adaptation des éléments rayonnants (fréquence centrale, bande passante) et leur gain (gain maximum, niveau de lobes secondaires). Les résonateurs étant placés à proximité des zones rayonnantes, nous nous attendons à observer des différences sur ces deux aspects. Pour rappel, le positionnement des sondes coaxiales de l'antenne patch en cavité a été ajusté pour obtenir un TOS correct.

Sur la Figure 92, une vue 3D des configurations étudiées est donnée. C'est dans ces configurations que le positionnement des sondes coaxiales a été optimisé. La présence des résonateurs conduit à écarter les sondes du centre du patch.

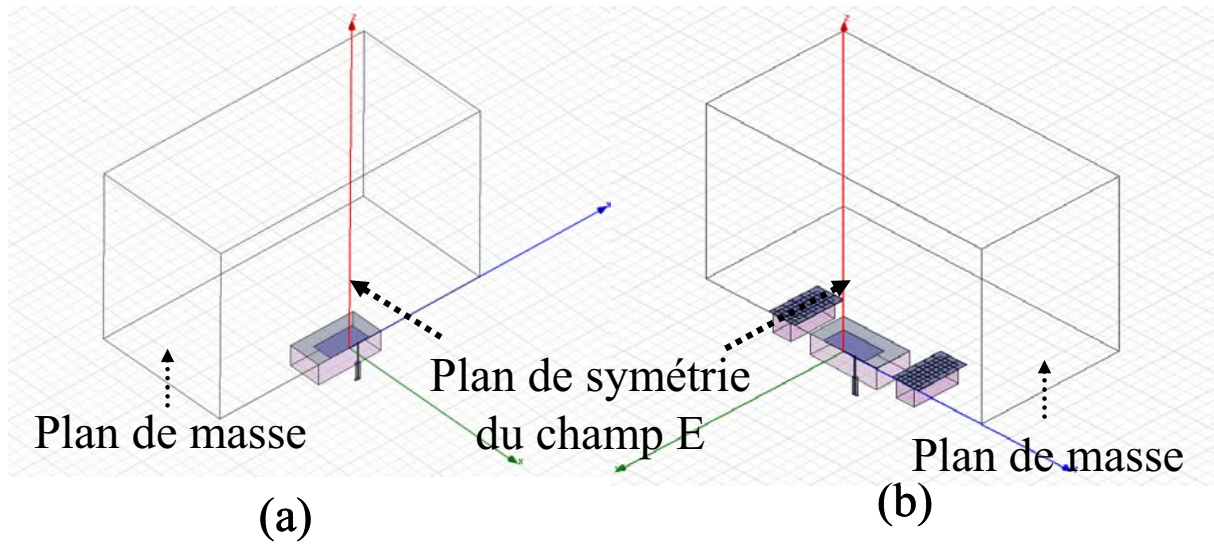


Figure 92 : Vue 3D des configurations étudiées : (a) cas de référence, (b) cas avec résonateurs

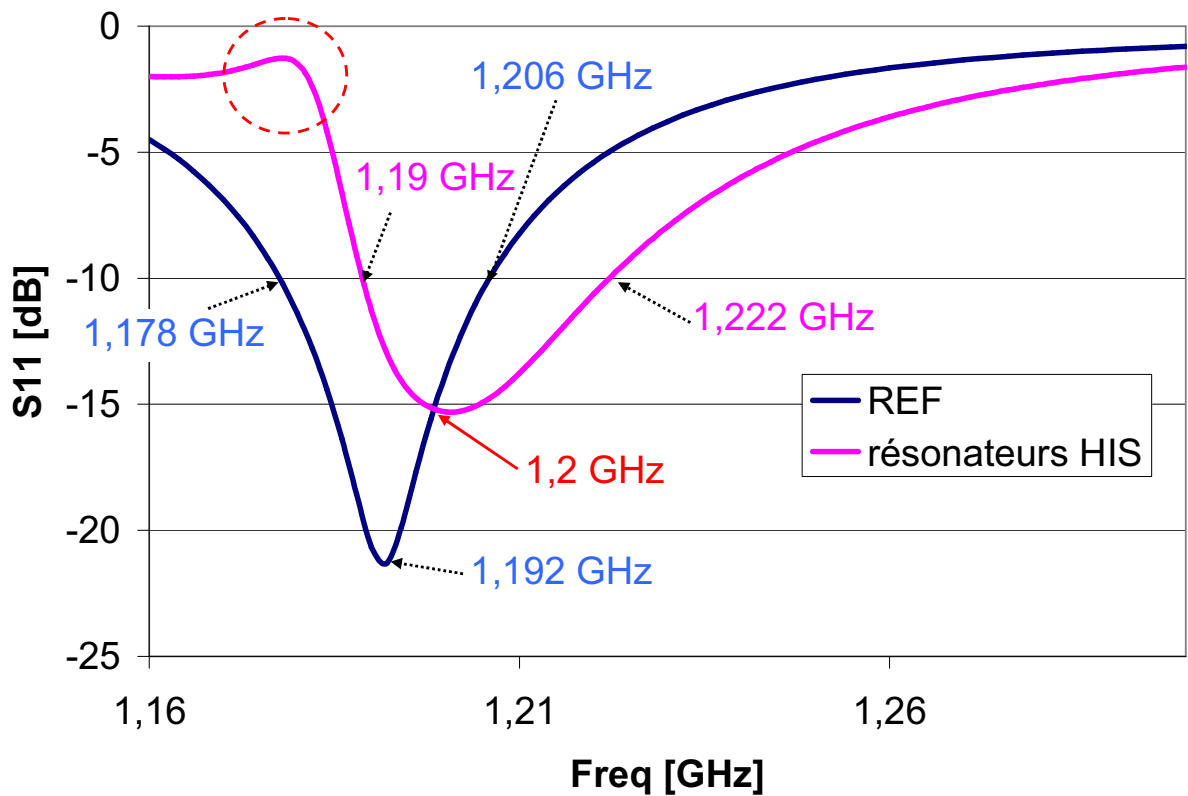


Figure 93 : Paramètre S11 simulé des antennes patchs en cavité de référence et avec résonateurs

Sur la Figure 93, les paramètres S11 de l'antenne de référence et de l'antenne avec résonateurs sont illustrés. En considérant une bande passante à -10 dB, nous constatons que l'antenne de référence résonne à une fréquence centrale de 1.192 GHz. Il est important de noter que c'est cette fréquence qui a été utilisée pour concevoir les résonateurs.

Le même patch environné par des résonateurs possède une fréquence de résonance centrale de 1.206 GHz (qui ne correspond pas au point de fréquence auquel l'antenne est la mieux adaptée). Nous constatons donc un décalage de la fréquence de résonance de l'antenne en présence des résonateurs vers les hautes fréquences. Ce décalage de 1.17 % de la fréquence centrale de fonctionnement – lié aux effets de bord introduit par les résonateurs – doit être considéré lors de la conception compte tenu de l'étroitesse de la bande passante des signaux d'intérêt.

Remarques importantes :

En pratique, nous avons tenté de recentrer la fréquence de résonance de l'antenne avec résonateurs en augmentant la taille du patch, espérant donc déplacer sa résonance vers les basses fréquences. Il est alors apparu que le comportement de l'antenne du point de vue de l'adaptation était drastiquement différent. En effet, une remontée très forte du TOS survient lors de cette opération et une optimisation du positionnement de la sonde ne nous a pas permis de corriger cette dégradation de performances. Nous pouvons constater sur la Figure 93 un résidu de cet effet à 1.178 GHz où une remontée du TOS de l'antenne avec résonateurs est observable (cercle pointillé rouge). C'est la raison pour laquelle l'optimisation de l'adaptation de l'antenne doit être faite en présence des résonateurs.

Du point de vue des bandes passantes, elles évoluent de 2.35 % pour l'antenne de référence à 2.65% en présence des résonateurs. C'est une augmentation sensible : +12 % en relatif soit 4 MHz de plus que la référence (+0.3 % en absolu).

Pour notre application, les signaux GNSS sont transmis sur des bandes inférieures à 1.7 % (c.f. partie 2.1.1.2) et si nous souhaitons recevoir les signaux E5a et E5b, l'antenne doit posséder une bande passante de 3.4 %. L'introduction des résonateurs, dans le cas particulier traité, ne dégrade pas les performances en bande passante, au contraire.

Sur la Figure 94, le gain à 1.2 GHz est représenté pour chacune des deux antennes pour des valeurs de θ allant de -90° à 90° et dans deux plans : plan H et plan E. Le gain maximum de l'antenne de référence est de 6.88 dB et est obtenu dans l'axe. L'antenne intégrant des résonateurs inspirés HIS, possède quand à elle un gain maximum de 7.03 dB obtenu également dans l'axe. Nous constatons alors une légère augmentation de la directivité dans l'axe en présence des résonateurs. Ces résultats sur le gain maximum restent toutefois à nuancer : l'antenne et les résonateurs ont été modélisés avec des conducteurs parfaits. Ainsi, seul les substrats diélectriques présentent des pertes réalistes. En outre, nous avons vu que la présence des résonateurs permet de stopper les courants de surface et réduit ainsi la diffraction des courants sur les bords (chapitre 3, Figure 88). En effet, ces derniers peuvent générer un rayonnement constructif ou non pouvant faire varier le gain. Une autre conséquence de cet effet est la réduction du gain pour les angles rasants (θ proche de 90°) dans le plan E.

Nous pouvons également noter la présence d'une légère dissymétrie du diagramme dans le plan E, pour les deux antennes, liée au positionnement de la sonde d'alimentation. Cette tendance est toutefois plus forte en présence des résonateurs.

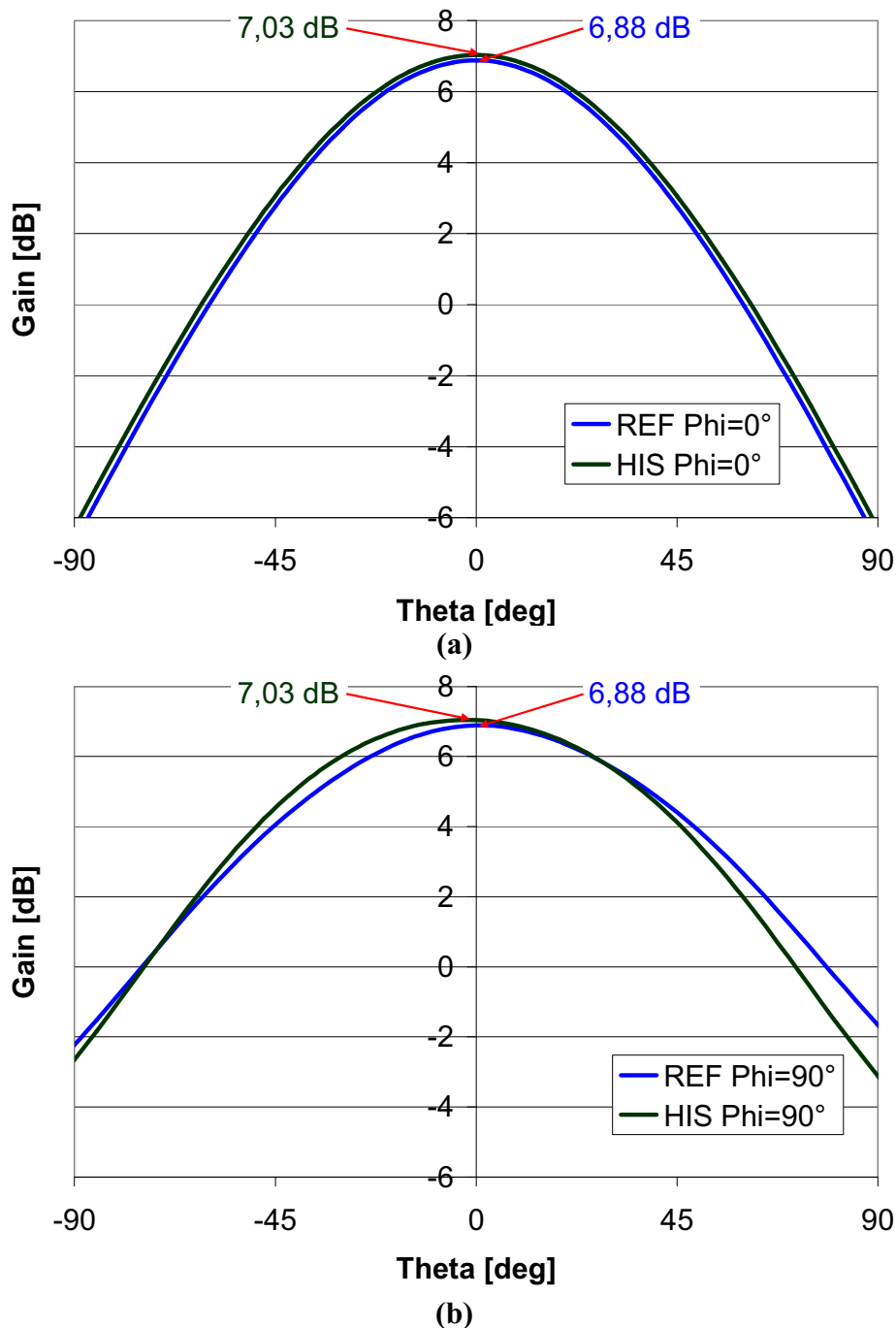
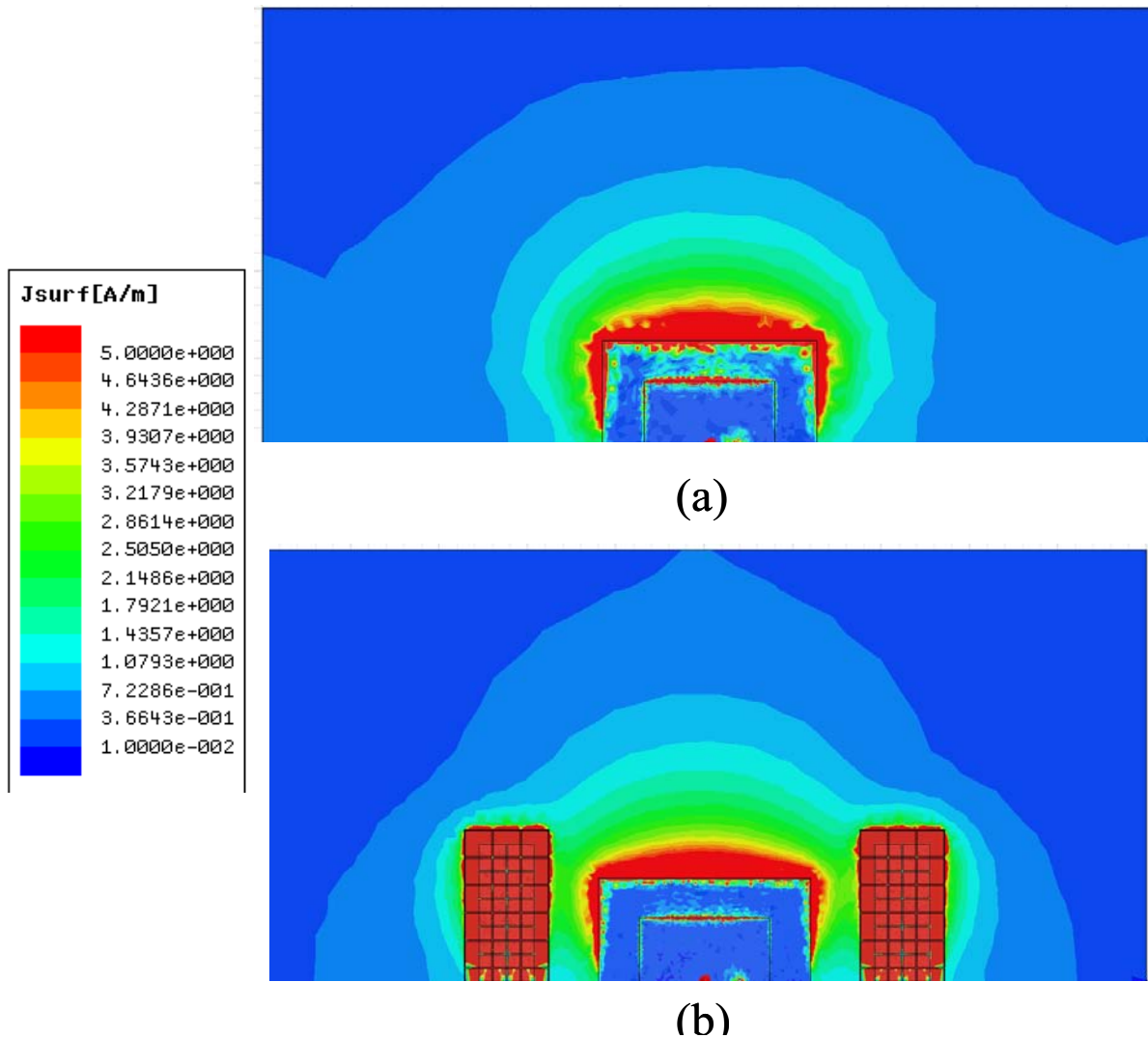


Figure 94 : Gain simulé des antennes patches en cavité de référence et avec résonateurs à 1.2 GHz : (a) plan H, (b) plan E

Afin de confirmer l'interprétation précédente sur les courants surfaciques, leur amplitude est illustrée pour les deux antennes symétrisées à 1.2 GHz sur la Figure 95. Nous observons ainsi une réduction des courants sur les bords du plan de masse. Les courants dans le plan H semblent plus intenses en présence des résonateurs. Cette remarque est à nuancer, du fait que dans le cas réel il y aura la présence d'un résonateur dans cette direction. Cette information ne nous est pas accessible par le calcul et devra être observée par la mesure.



**Figure 95 : Amplitude des courants surfaciques le long du plan de masse 1.2 GHz :
(a) antenne de référence, (b) antenne avec résonateurs**

Nous remarquons également la présence d'intenses courants dans les résonateurs, comme attendu (Figure 95). Les dispositifs de découplages concentrant beaucoup de champ à leur résonance nous pouvons nous attendre en pratique à des pertes ohmiques associées. Cela renforce les nuances apportées sur le commentaire du gain maximum. Seules des mesures en rayonnement nous permettront de conclure sur cet aspect.

4.2.2. Niveaux de couplage

Dans cette partie, notre attention est portée sur les niveaux de couplage calculés dans le cas d'un réseau de deux éléments polarisés linéairement (configuration plan E). Le réseau de référence est constitué de deux antennes de type patch en cavité dont la géométrie est décrite dans la partie 4.1.1. Ces deux antennes sont espacées d'une distance de $0.44 * \lambda_0$ et alimentées par deux sondes coaxiales. Sur la Figure 96, les paramètres S simulés prédisent des niveaux de couplage inter-élément de l'ordre de -13.5 dB. Nous constatons également que dans cette configuration, les antennes possèdent une fréquence centrale de 1.19 GHz et ont une bande passante à -10 dB de 2.7 % (soit 32 MHz).

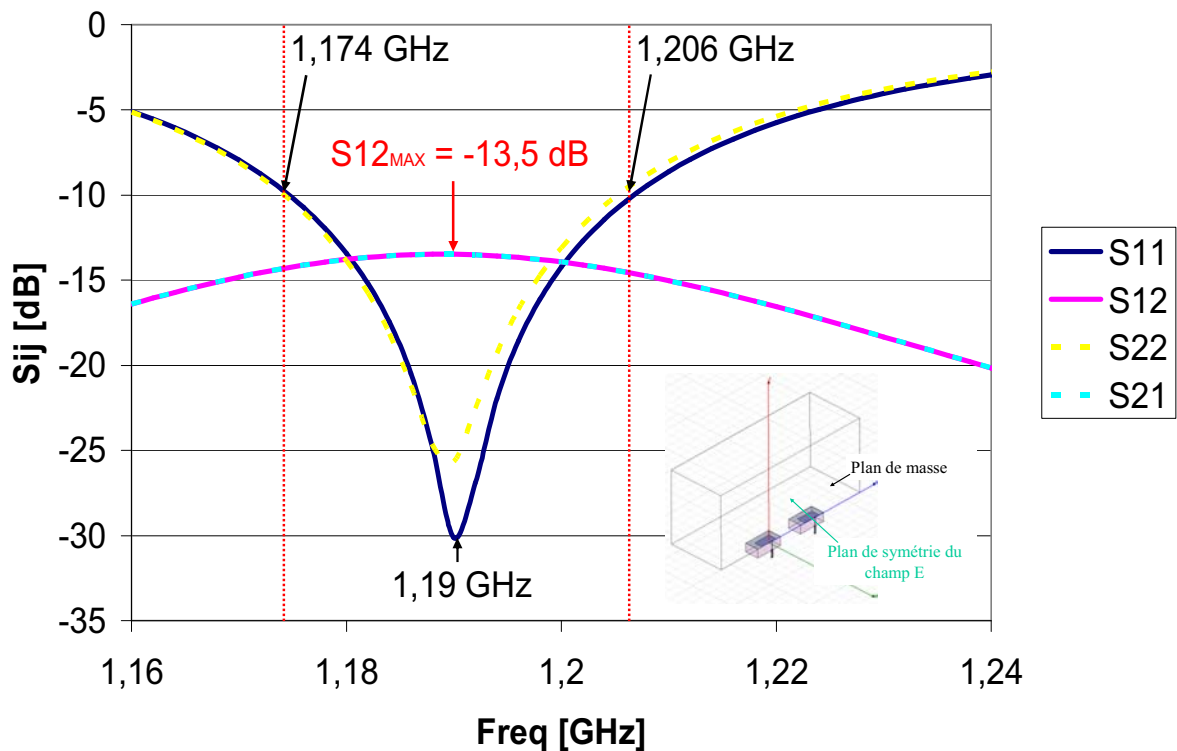


Figure 96 : Paramètres S simulés d'un réseau de deux antennes de référence en cavité espacées de $0.44 \lambda_0$

En vertu de la discussion sur l'adaptation en présence de résonateurs qui a été développée dans la partie antérieure, il faudrait insérer trois résonateurs pour que les patches soient dans les mêmes conditions que précédemment. Ce choix se heurte aux capacités de calcul qui nous limitent à un seul résonateur en position centrale. Il faut donc considérer avec prudence les résultats qui suivent du point de vue de l'adaptation des antennes. En outre, vu les temps de calcul (quelques journées sur un PC doté de 16 Go de mémoire RAM avec le logiciel HFSS version 11), nous avons repris la position de la sonde d'alimentation définie dans le cas où le patch est entouré de deux résonateurs. Cela ne correspond pas à l'optimum, mais nous pouvons admettre que nous n'en sommes pas très éloignés.

En effet, sur la Figure 97, les paramètres S de cette configuration sont illustrés. Nous constatons bien que la fréquence centrale et la bande passante à -10 dB coïncident avec celles obtenues pour un patch environné de deux résonateurs. Par contre le meilleur niveau d'adaptation a régressé de un à deux dB. Du point de vue de la résonance des patches, nous pouvons conclure que le modèle à un seul résonateur n'est pas trop éloigné de celui, plus réaliste, à trois résonateurs.

Comme nous souhaitons le vérifier, la présence du résonateur réduit le niveau de couplage puisqu'il n'excède pas -16.25 dB, à comparer à -13.5 dB sur la Figure 96.

Sur la Figure 97, il semble que la conception du résonateur n'est pas optimale. En effet, nous constatons que les fréquences de résonance du résonateur et du patch ne sont pas coïncidentes. Le découplage le plus important est obtenu au début de la bande passante du patch. Cependant, comme nous l'avons souligné dans la partie précédente, nous n'avons pas pu réduire la fréquence de résonance du patch environné de résonateurs sans le désadapter.

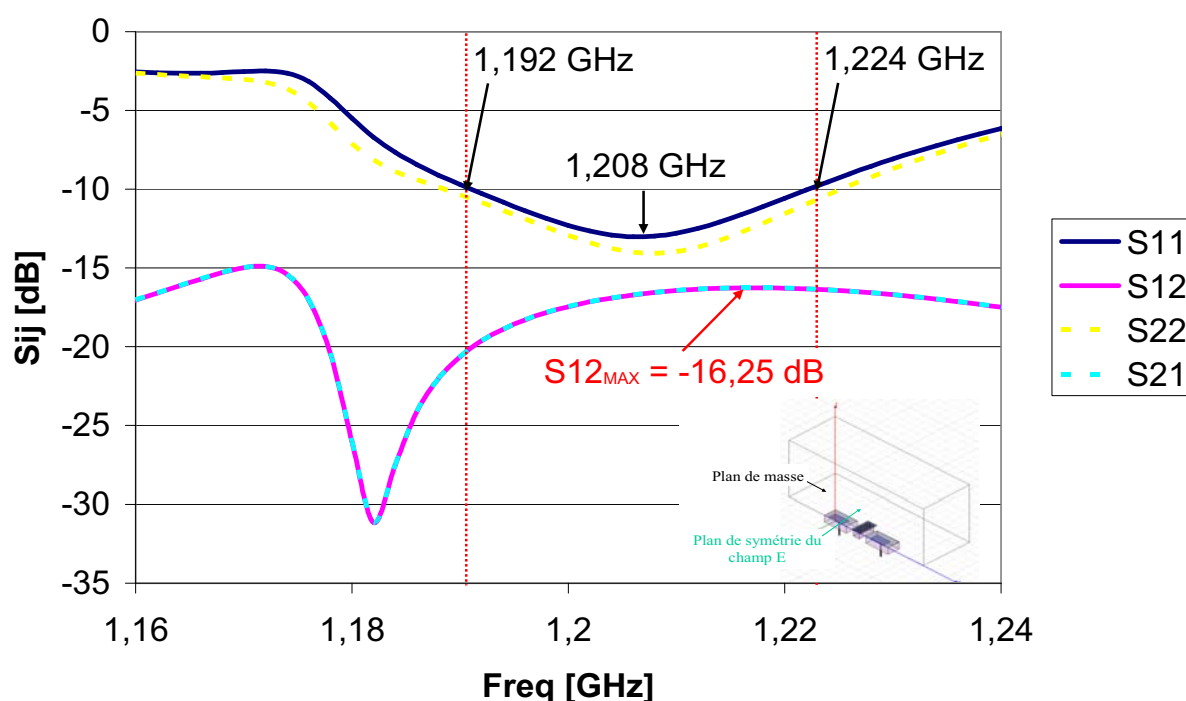


Figure 97 : Paramètres S simulés d'un réseau de deux antennes en cavité espacées de $0.44 \lambda_0$ et séparées par un résonateur inspiré HIS

Sur la Figure 98, les niveaux de couplage des deux configurations sont confrontés. Nous constatons alors que le potentiel de réduction du couplage est de -17.7 dB par rapport à la référence. Cependant, la résonance étroite de ces résonateurs ne permet pas d'obtenir de telles performances sur l'ensemble de la bande passante des antennes. Le couplage maximum calculé sur la bande de fréquence de fonctionnement de l'antenne est réduit de -3.25 dB et leurs niveaux restent inférieurs à -15dB, ce qui était l'objectif de départ (chapitre 2, partie 2.1.3).

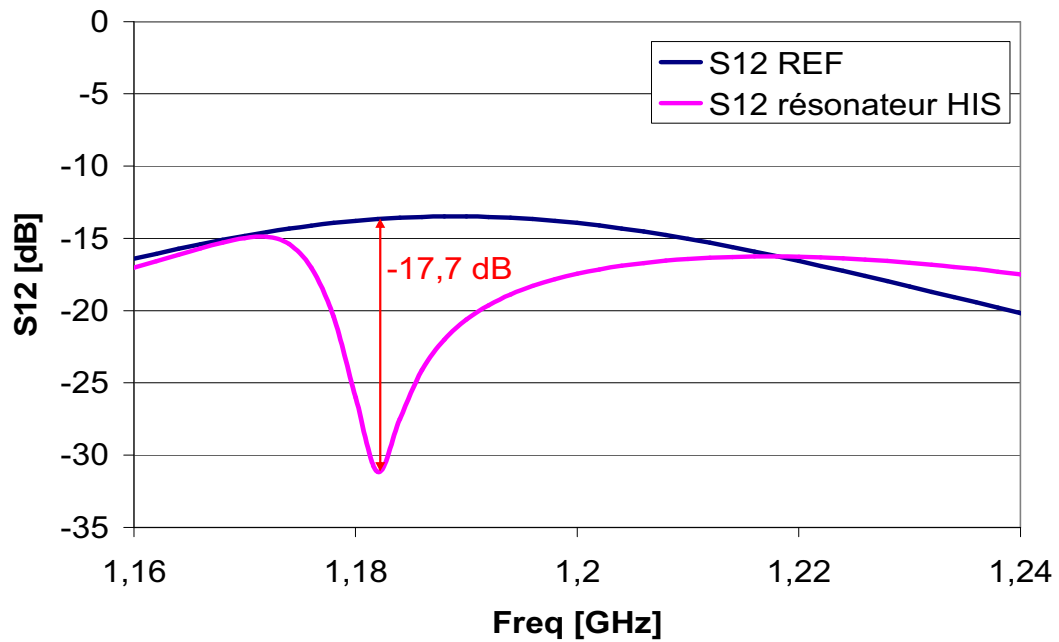


Figure 98 : Paramètre S12 d'un réseau de deux cavités de référence et avec résonateur

Ainsi, dans notre configuration de réseau à très forte densité, la juxtaposition des deux résonances – du résonateur et du patch – ne semble pas réalisable sur la largeur de bande utile de l'antenne. Sans prétendre réaliser une étude exhaustive, nous pouvons envisager une configuration moins contraignante pour l'espacement entre éléments rayonnants et de bande passante plus étroite. A partir d'une antenne différente de la précédente³, en choisissant $0.6 \lambda_0$ d'espacement et une bande réduite environ d'un tiers, nous obtenons la Figure 99 sans modifier l'alimentation suite à l'insertion du résonateur.

Dans ce cas, nous constatons que l'adaptation de l'antenne est bien moins affectée par la présence du résonateur. Ceci peut s'expliquer par le fait que le résonateur est plus éloigné du bord de l'antenne. Comme précédemment, nous vérifions que le couplage minimum, correspondant à la résonance du dispositif d'isolation, coïncide avec la fréquence de résonance des patches sans résonateur.

Une réduction spectaculaire des couplages de -10 dB sur une bande de 20 MHz – incluse dans la bande passante à -10 dB du patch et compatible avec les signaux GNSS – est observée (1.206 GHz à 1.226 GHz) sans avoir eu recours à une optimisation.

A partir de ce cas particulier, lorsque nous relâchons la contrainte sur la distance inter élément, la désadaptation induite par la présence du résonateur semble s'estomper. En optimisant la conception de l'antenne en présence des résonateurs pour un réseau d'antennes moins dense, il semble possible de pouvoir faire coïncider les fréquences de résonance des antennes et des résonateurs. Nous pouvons potentiellement obtenir une très bonne isolation sur une largeur de bande étroite de l'ordre de celle de l'antenne.

³ Dimensions des cavités (longueur*largeur*hauteur) : antennes=60mm*60mm*20mm, résonateur=110mm*20mm*15mm; dimensions métallisations : patch=34.5mm*34.5mm, motifs périodiques supérieurs=7.4mm*7.4mm, motifs périodiques inférieurs=7.85mm*7.85mm.

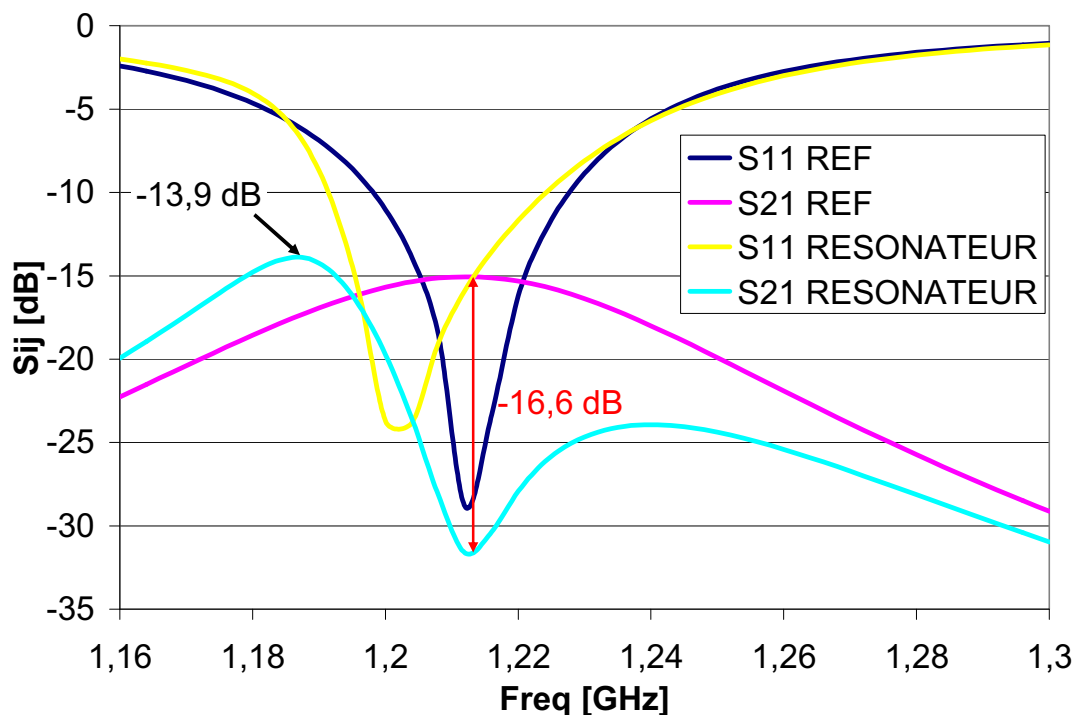


Figure 99 : paramètres S d'un réseau de deux patches en cavité espacés de $0.6 \lambda_0$ et séparés ou non par un résonateur

Malgré les performances affichées par cette dernière configuration en termes de découplage, il n'a pas été possible de la retenir pour la réalisation. En effet, les délais requis pour faire un prototype nous ont conduits à finaliser la conception avant d'étudier ce dernier cas.

4.2.3. Réseau périodique infini

Comme nous l'avons précisé antérieurement, nous ne disposons pas de la puissance de calcul requise pour estimer les performances d'une antenne patch en cavité polarisée circulairement et entourée de résonateurs. Toutefois, nous nous sommes déjà assurés du fait que ces résonateurs permettent de découpler deux de ces éléments rayonnants dans la configuration plan E. Nous avons également, dans le cas d'une polarisation linéaire, repositionné la sonde coaxiale pour obtenir une bonne adaptation de l'antenne entourée de résonateurs. Nous pouvons également postuler que le couplage entre sondes est très faible et que la présence de résonateurs dans la direction orthogonale à une polarisation linéaire n'affecte pas l'adaptation de celle-ci. Par le cas du réseau infini, nous espérons donc nous rapprocher de la réalité de la configuration d'un mini réseau.

En utilisant des conditions aux limites périodiques, les dimensions du problème sont fortement réduites et le calcul par FEM devient possible avec les moyens dont nous disposons (Figure 100). Le découplage entre les éléments rayonnants est ici inaccessible puisque que nous nous intéressons à un problème global, noyant cette information. Nous pouvons seulement constater leurs effets sur l'adaptation du patch. Seul le découplage entre les sondes coaxiales et donc l'isolation entre les deux polarisations peut être discuté.

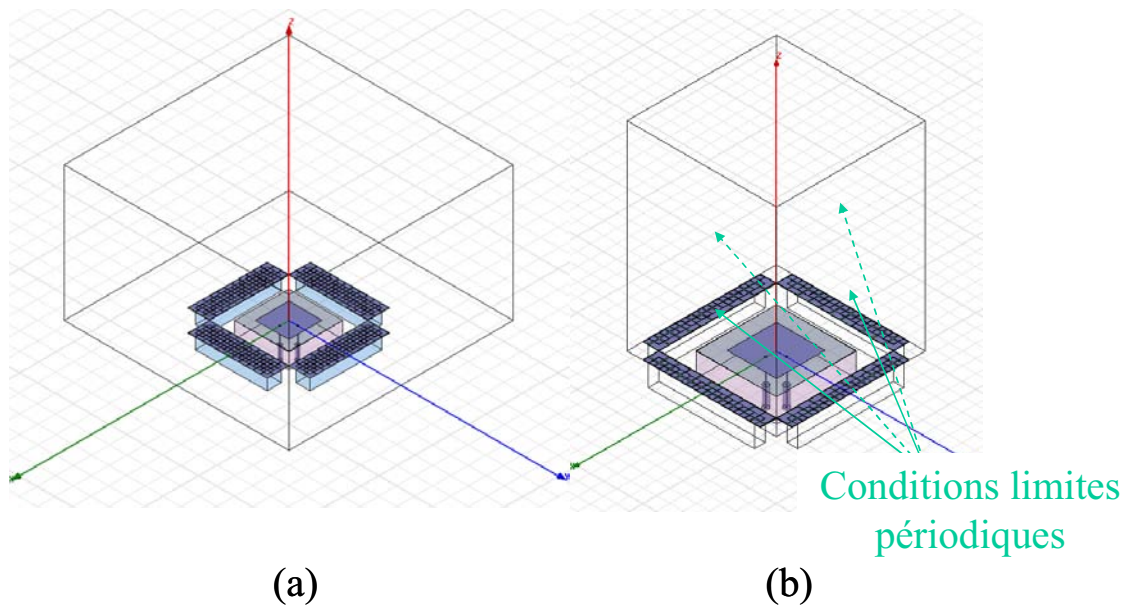
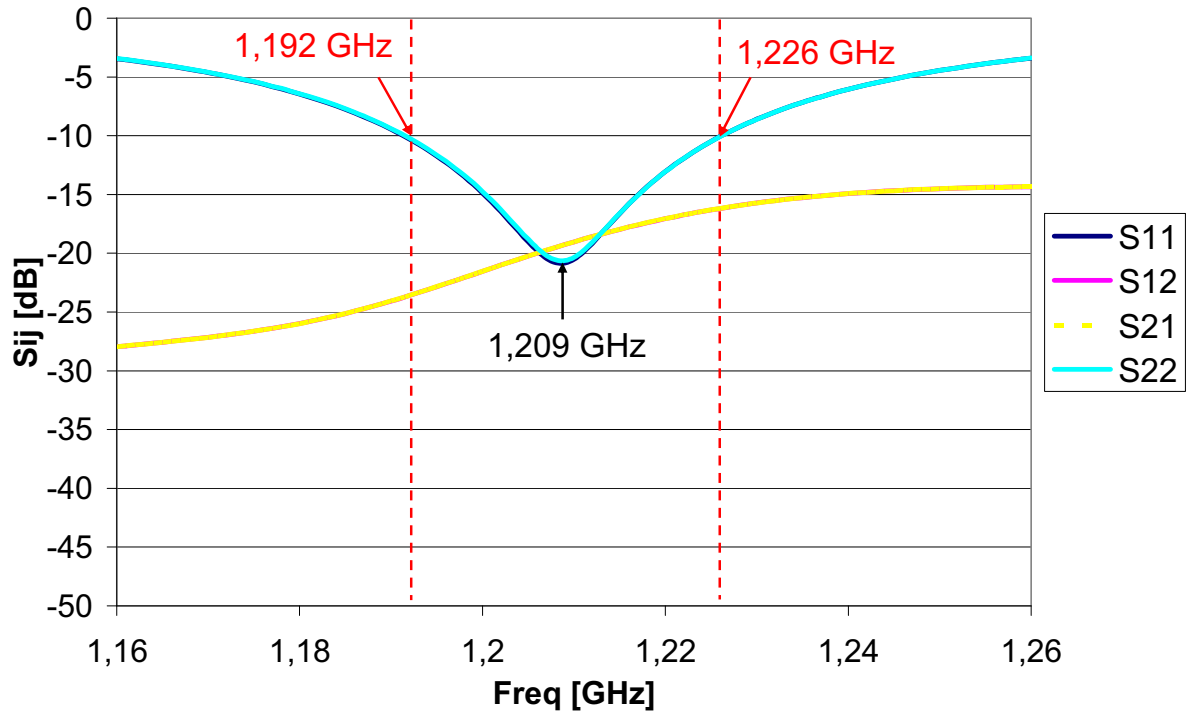


Figure 100 : Modélisation 3D d'une antenne patch en cavité entourée de résonateurs : (a) seule, (b) dans un réseau périodique infini.

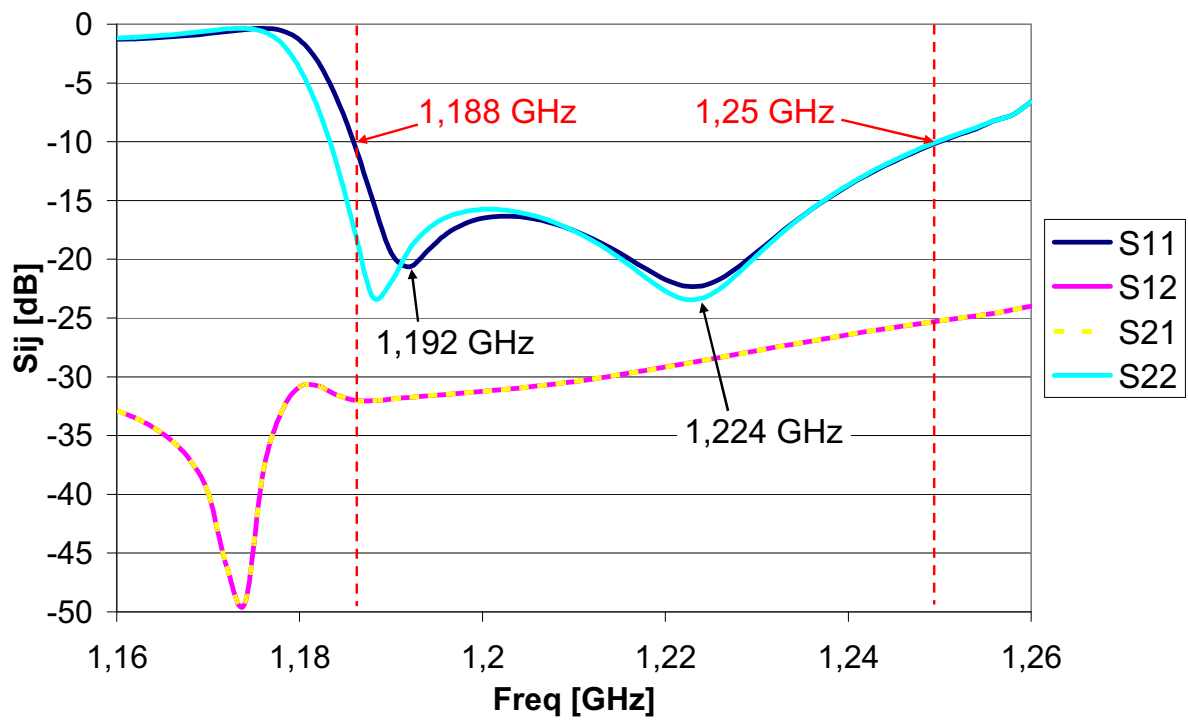
Nous pouvons quantifier l'effet de la périodisation en comparant la Figure 93 et la Figure 101. Sur cette dernière, les paramètres S simulés d'un réseau périodique infini d'antennes patch en cavité, avec ou sans résonateurs, sont représentés. La période du réseau est de $0.44 \lambda_0$.

Pour l'antenne de référence – sans résonateurs – dans l'environnement du réseau infini, le patch possède une fréquence centrale de résonance de 1.209 GHz. Sa bande passante est alors de 2.8 %. L'antenne résonne donc à une fréquence plus élevée de +17 MHz soit +1.4 % par rapport à l'élément seul. Elle possède une bande passante légèrement supérieure (+0.45 %, calculée à partir de sa fréquence centrale). Ceci est dû au fait que les couplages inter éléments du réseau sont forts.

Dans le cas de l'antenne environnée par des résonateurs, la fréquence centrale est de 1.219 GHz. Sa bande passante s'établit à 5.08 %. La fréquence centrale s'est ainsi décalée de +13 MHz soit +1% par rapport à l'élément seul. La bande passante a augmenté de façon significative (+2.43 % calculée à partir de sa fréquence centrale) soit un quasi doublement.



(a)



(b)

Figure 101 : Paramètres S simulés d'un réseau périodique infini d'antennes patch en cavité : (a) de référence, (b) avec résonateurs

Nous aurions pu croire que la présence des résonateurs, sensée découpler les éléments adjacents, conduirait à ce que l'effet de la périodisation soit faible. Pourtant le décalage de la fréquence centrale est comparable avec et sans résonateurs. Plus surprenant encore, l'adaptation en présence des résonateurs a complètement changé d'allure, comme en atteste la comparaison directe opérée sur la Figure 102. Nous pouvons ainsi constater que l'amélioration globale de l'adaptation et le doublement de la bande résultent de l'apparition d'un second minimum (résonance ?).

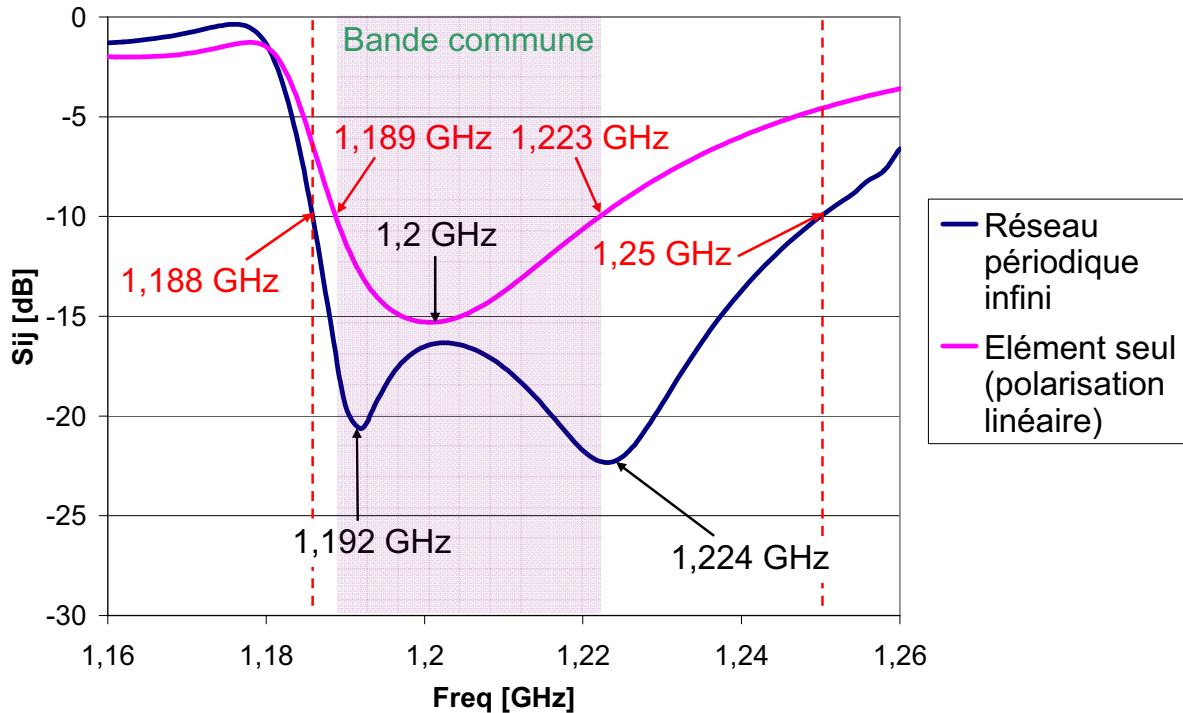


Figure 102 : Paramètres S11 de l'antenne patch en cavité avec résonateurs inspirés HIS en milieu périodique infini et polarisée linéairement.

Cela nous conduit à penser que la mise en réseau d'antennes de ce type nécessite des investigations spécifiques car elle semble produire des effets inattendus, quoique bénéfiques ici.

En marge de ce qui précède, nous notons également sur la Figure 101 que les deux sondes alimentant une même antenne sont moins couplées que dans le cas de référence. Ceci peut s'expliquer par le fait qu'avec les résonateurs, les sondes sont plus espacées. Les deux polarisations linéaires de l'antenne sont donc mieux isolées. Nous pouvons nous attendre à obtenir une meilleure pureté de polarisation circulaire. A terme, nous pouvons également envisager d'utiliser une cavité de plus petit côté avec la présence de résonateurs. Ce choix de conception n'avait pas été retenu du fait du trop fort couplage entre les sondes dans le cas de l'antenne de référence, amenant une trop forte dégradation des performances (c.f. partie 2.4.1.3 : perte de la pureté de polarisation, gain dégradé...).

Dans cette partie nous avons illustré le potentiel d'isolation des résonateurs inspirés HIS. Nous avons également observé une forte dépendance du TOS en fonction de la présence de ces résonateurs. Toutefois, les configurations étudiées, bien que représentatives pour les phénomènes illustrés, ne correspondent pas au cas réel, inaccessible par le calcul. Nous avons donc fait le choix de réaliser des antennes faisant appel à des résonateurs pour en mesurer les effets. Nous allons maintenant porter notre attention sur la fabrication de ces antennes qui nous offre des degrés de liberté sur la conception des résonateurs.

4.3. *Réalisation*

Dans cette dernière partie, notre objectif est de fabriquer différents démonstrateurs intégrant des résonateurs pour en mesurer les performances. Le procédé de fabrication doit être bien maîtrisé et permettre d'ajuster la fréquence de résonance des dispositifs de découplage puisque les bandes passantes sont étroites et pourraient s'avérer non coïncidentes.

Nous développons le procédé de fabrication mis en œuvre pour la réalisation des différents prototypes. Ces démonstrateurs consistent en : une antenne patch en cavité de référence, une antenne patch en cavité environnée par des résonateurs inspirés HIS, deux réseaux d'antennes patch en cavité avec et sans résonateurs. Chaque antenne faisant appel au même principe de fabrication, nous portons notre attention sur la réalisation du réseau de deux antennes patches en cavité environnées par des résonateurs. Ainsi, nous montrons en quoi le procédé de fabrication développé permet d'utiliser des antennes interchangeables et offre des degrés de liberté sur l'ajustement de la fréquence de résonance des résonateurs.

Nous décrivons dans ce qui suit les différentes étapes de fabrication de l'antenne réseau à deux cavités avec résonateurs HIS (les autres réalisations mettant en œuvre les mêmes procédés mais de manière moins complexe). Ainsi un détail du concept de modularité de l'antenne – permettant d'obtenir des degrés de liberté supplémentaires sur la fréquence d'opération des résonateurs HIS – est donné. Nous verrons en quoi l'ensemble des choix technologiques permet une réalisation simple et relativement peu coûteuse.

Ainsi une antenne est composée de différents éléments :

- un support métallique
- des cales métalliques (pièces d'ajustement)
- des pavés céramiques
- des patches imprimés sur un fin substrat diélectrique (matériau Neltec $\epsilon_r=2.2$) d'épaisseur 0.127 mm)
- un substrat imprimé de part et d'autre avec les patches carrés de la HIS (matériau Neltec $\epsilon_r=2.2$, d'épaisseur 0.127 mm)
- des connecteurs SMA (2 par élément rayonnant)
- des vis de fixation diélectriques ou métalliques

Sur la Figure 103, une vue 3D des pièces métalliques – à l'exception des supports pour les patches – est donnée. Nous pouvons y voir le support métallique principal qui constitue le plan de masse de l'antenne et sur lequel viennent se fixer les différentes cales et supports (pour l'antenne et pour les résonateurs). Les découpes pour les antennes et les résonateurs sont traversantes permettant d'obtenir des arrondis très faibles dans les angles. Sur ce support, les trous taraudés accueillant les vis sont réalisés. Les différents supports des résonateurs viennent se visser sur ce support principal pour constituer le bas des cavités HIS. Entre ces supports HIS et la pièce principale, différentes cales peuvent être insérées. Ainsi, nous avons réalisé des cales de hauteurs 1 mm, 2 mm et 4 mm. La hauteur initiale de la cavité étant de 12 mm, il est alors possible d'ajuster la hauteur de cette dernière entre 12 mm et 19 mm avec un pas de 1 mm. En jouant sur la hauteur de cette cavité, nous pouvons ajuster la fréquence de résonance du dispositif d'isolation. En effet, augmenter la hauteur permet d'augmenter l'effet inductif mis en jeu et donc de diminuer la fréquence de résonance. Dans une certaine mesure, cette fréquence de résonance est alors ajustable mécaniquement.

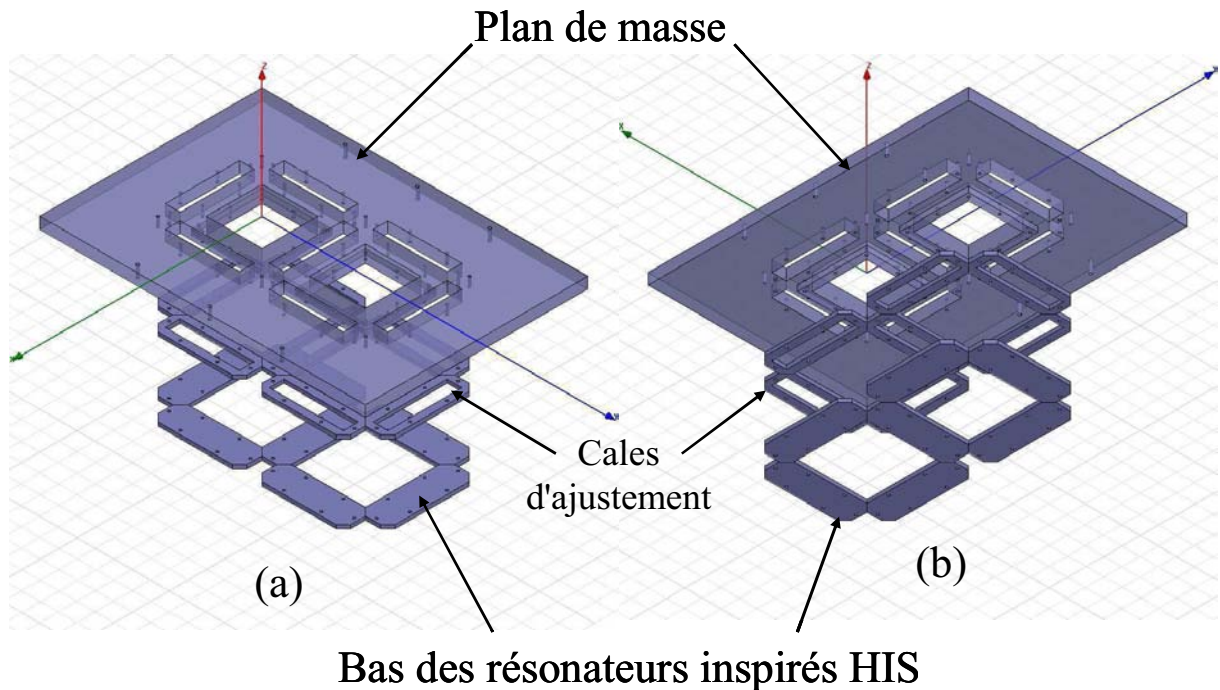


Figure 103 : Vue 3D du support métallique avec cales pour réseau de deux patches en cavité avec résonateurs inspirés HIS : (a) de dessus, (b) de dessous

Les patches sur leurs supports métalliques sont assemblés séparément (Figure 104). Le substrat sur lequel est imprimé le patch est collé sur le pavé céramique. Ce dernier est ensuite collé au support métallique. Finalement, les connecteurs sont insérés dans les trous prévus à cet effet, fixés au support métallique et soudés au patch. Ces antennes peuvent alors être insérées par le dessous du support principal. Ainsi, il est possible de concevoir plusieurs antennes qui pourront être aisément enlevées ou insérées dans le réseau d'antennes.

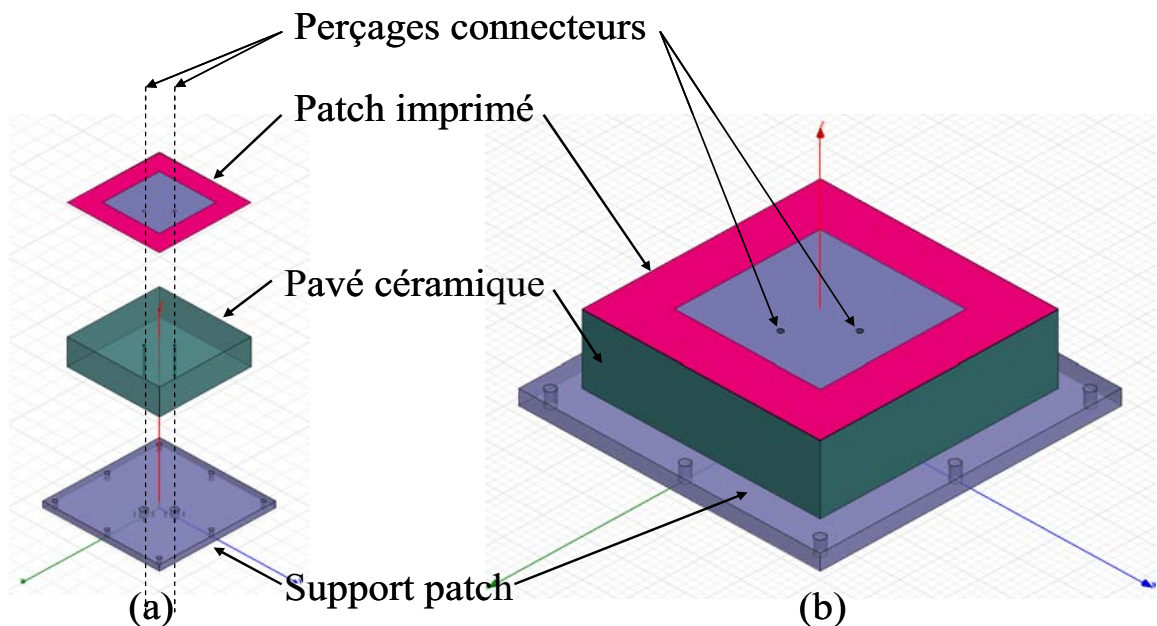


Figure 104 : Vue 3D d'un patch sur support métallique : (a) vue éclatée, (b) vue après collage

Pour finir de réaliser les résonateurs inspirés HIS, il suffit alors d'imprimer de part et d'autre d'un fin substrat diélectrique les motifs métalliques périodiques. Le substrat est ensuite découpé et fixé à la partie supérieure du support métallique par des vis en nylon disposées dans les angles, comme illustré sur la Figure 105. En pratique, ce substrat imprimé est très flexible. Nous envisageons d'utiliser une plaque rigide transparente pour plaquer ce dernier sur le plan de masse. Ceci permet d'assurer une épaisseur constante de la lame d'air présente entre ces deux parties. Les motifs périodiques pourront alors être enlevés et remplacés par d'autres. Nous avons alors un deuxième degré de liberté sur la conception des résonateurs. A terme, ce substrat pourra être collé pour assurer un bon maintien mécanique sans l'utilisation de la plaque rigide transparente.

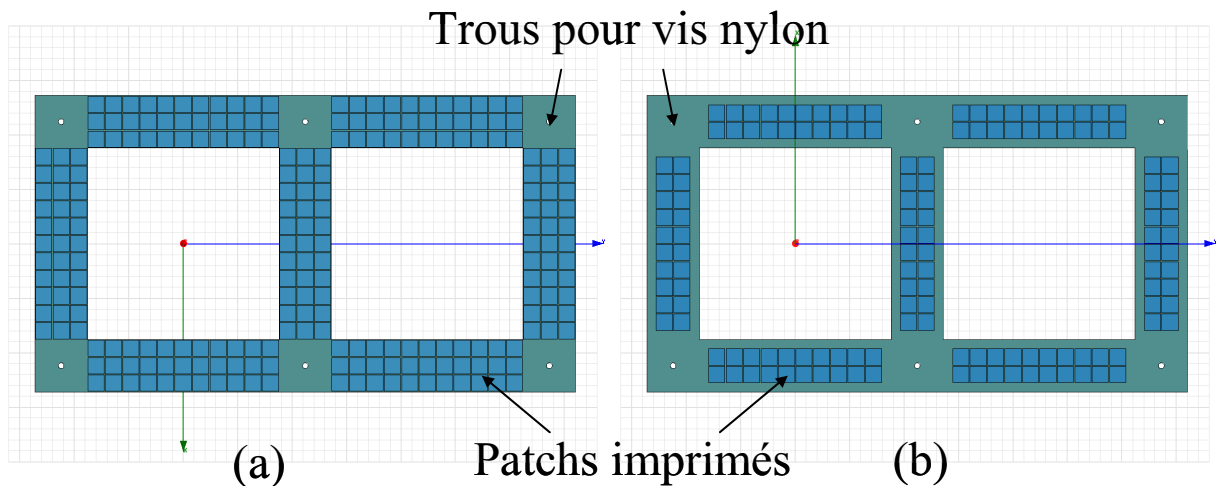
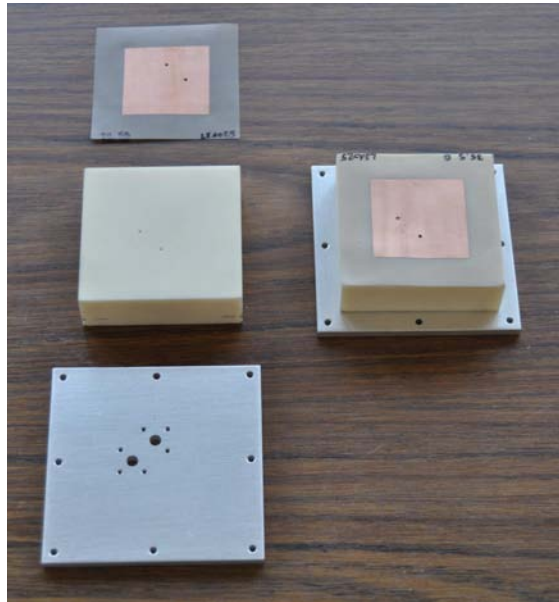


Figure 105 : couronne de motif périodique pour résonateurs inspirés HIS : (a) face supérieure, (b) face inférieure

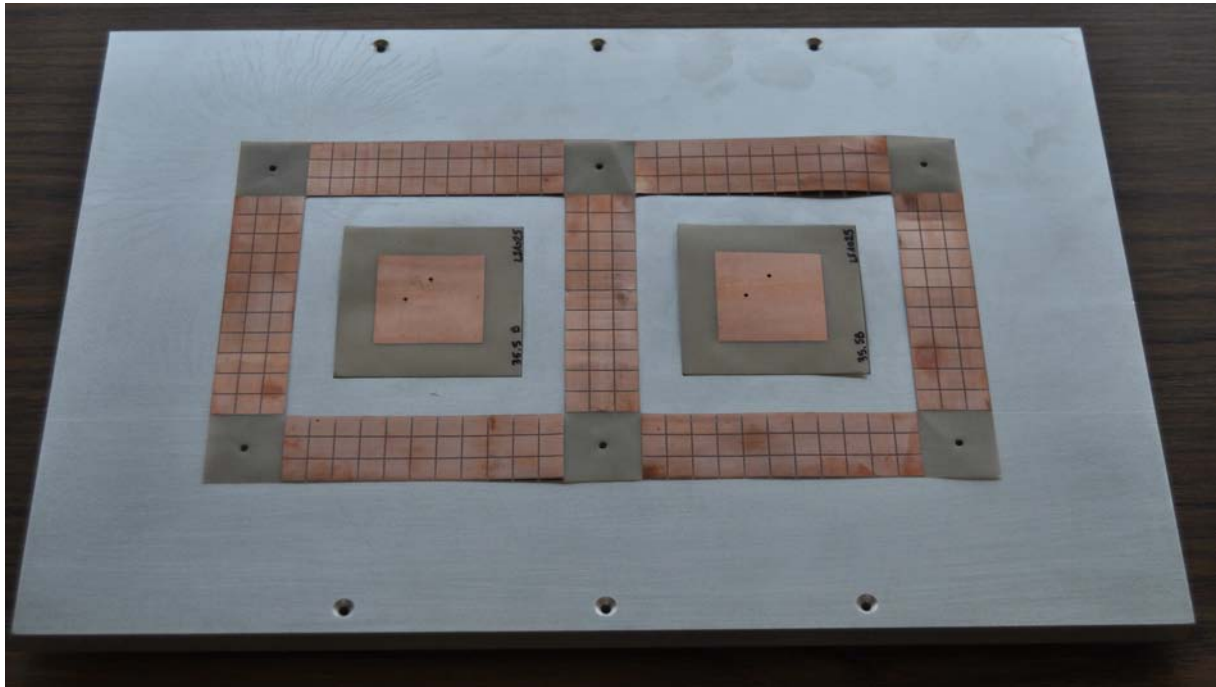
Finalement, chaque pièce de l'antenne (patches, cavités HIS, motifs HIS) est facilement démontable et remplaçable. De plus, la hauteur des cavités est ajustable. Nous avons donc réalisé un ensemble d'antennes aux différentes parties modulables. De plus, grâce à l'utilisation des résonateurs inspirés HIS, nous nous sommes affranchis de la réalisation de vias métalliques très coûteux et limitant la hauteur des HIS. Sur la Figure 106, différents éléments des prototypes sont présentés.



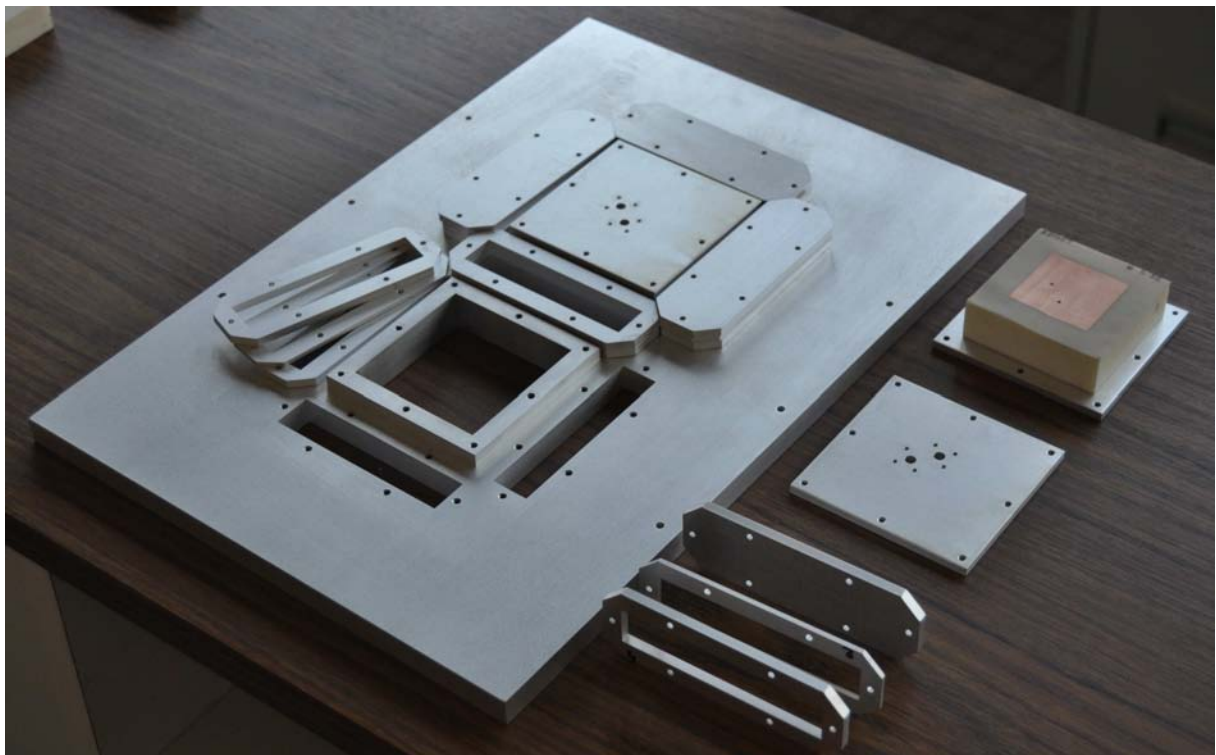
(a) différentes parties du patch à insérer



(b) Plan de masse de l'antenne réseau à deux éléments de référence avec les patches à insérer



(c) Réseau à deux éléments avec résonateurs inspirés HIS



(d) Vue arrière de l'antenne réseau à 2 éléments partiellement montée
(Illustration du principe de cales pour HIS)



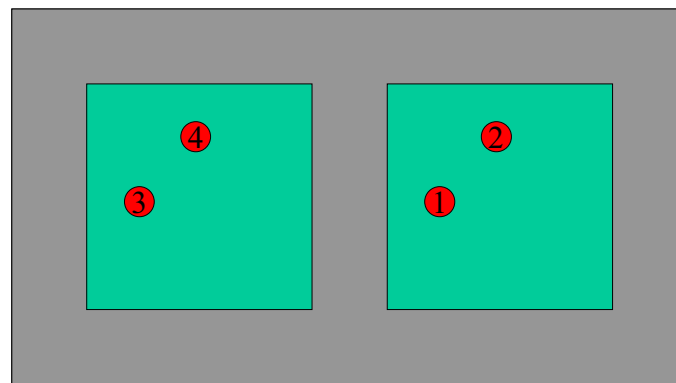
(e) Echantillon de pièces réalisées

Figure 106 : Photographies de différentes parties des antennes réalisées

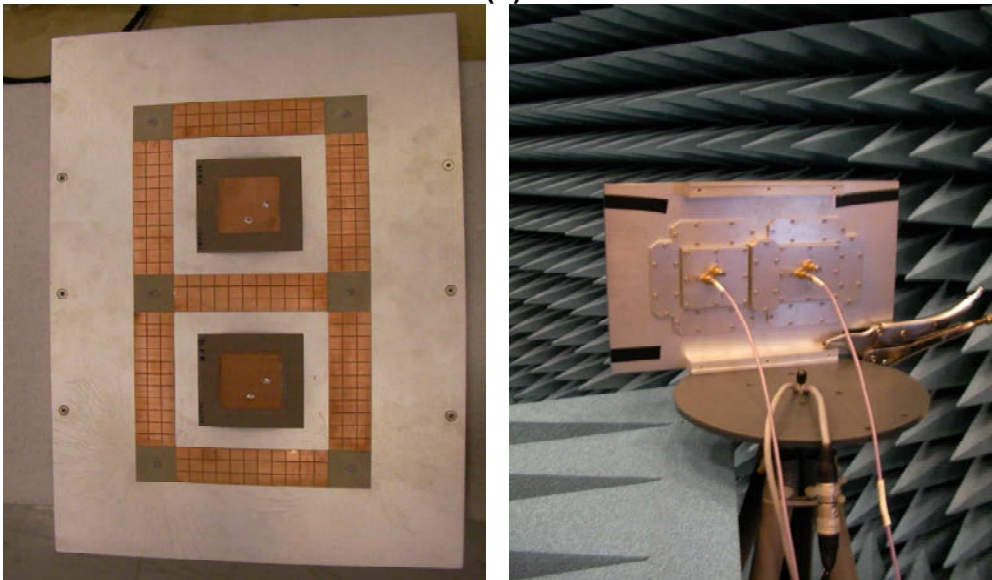
4.4. Quelques résultats de mesures

Dans la partie 4.3, différents résultats de simulation ont mis en évidence la capacité des résonateurs à isoler des éléments rayonnants adjacents. Compte tenu du coût calculatoire de telles modélisations, les performances de certaines configurations de réseau d'antennes ne nous étaient pas accessibles par le calcul. En accord avec un des objectifs de cette thèse – à savoir la réalisation d'un démonstrateur – nous avons fait le choix de mesurer ces performances. Notre objectif est ici de valider par la mesure les concepts introduits sur les résonateurs inspirés HIS et d'en estimer la potentialité en terme de découplage.

Nous présentons dans ce qui suit des résultats de mesures en paramètre S de différents réseaux constitués de deux antennes avec ou sans résonateurs inspirés HIS. Un schéma illustrant la numérotation adoptée pour les accès est donné sur la Figure 107-a. Les mesures ont été réalisées à l'aide d'un analyseur de réseau à deux accès dans une salle aux murs tapissés d'absorbants. Des charges adaptées sont placées sur les accès non mesurés (Figure 107-b).



(a)



(b)

Figure 107 : (a) numérotation des accès des antennes mesurées, (b) photographie d'une antenne mesurée

En pratique, nous avons réalisé des paires d'antennes possédant des tailles de patches différentes : 36.4mm, 35,5mm et 34.3 mm (les autres dimensions et le positionnement des sondes restant identiques). Ayant constaté un décalage vers les hautes fréquences pour les résonateurs nominaux de 16 mm de hauteur, nous avons dû adapter les patches carrés des antennes. Ils sont donc de 35,5 mm de côté (au lieu des 36,4 mm nominaux). Nous obtenons ainsi une concordance satisfaisante des résonances antennes et résonateurs. Dans ce qui suit, notre attention se porte sur les niveaux de couplage plan E, à l'instar de ce qui a été présenté dans la partie 4.2.

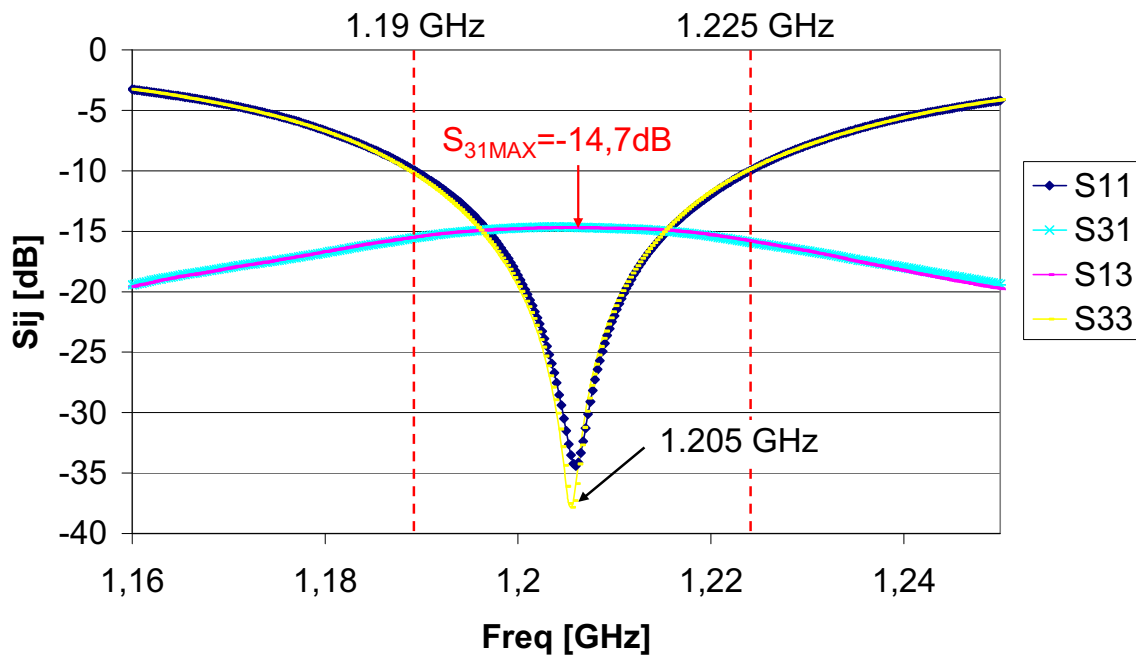


Figure 108 : Paramètres S mesurés d'un réseau de deux antennes de référence en cavité espacées de $0.45 \lambda_0$ (antennes patches carrés de 35.5 mm de côté)

Sur la Figure 108, les paramètres S mesurés du réseau d'antennes de référence sont représentés. Rappelons qu'il n'y a pas de résonateurs de découplage dans cette configuration. Les antennes résonnent à 1.205 GHz et sont donc espacées de $0.45 \lambda_0$ (distance centre à centre). Nous constatons une bonne concordance entre les performances en adaptation des deux antennes (faible dispersion technologique). La bande passante à -10 dB mesurée est de 2.9 % (soit 35 MHz, compatible avec notre application). Le niveau de couplage mesuré dans le plan E est de -14.7 dB, ce qui est comparable avec les résultats de simulation présentés précédemment sur la Figure 96, le patch faisait alors 36.4 mm de côté.

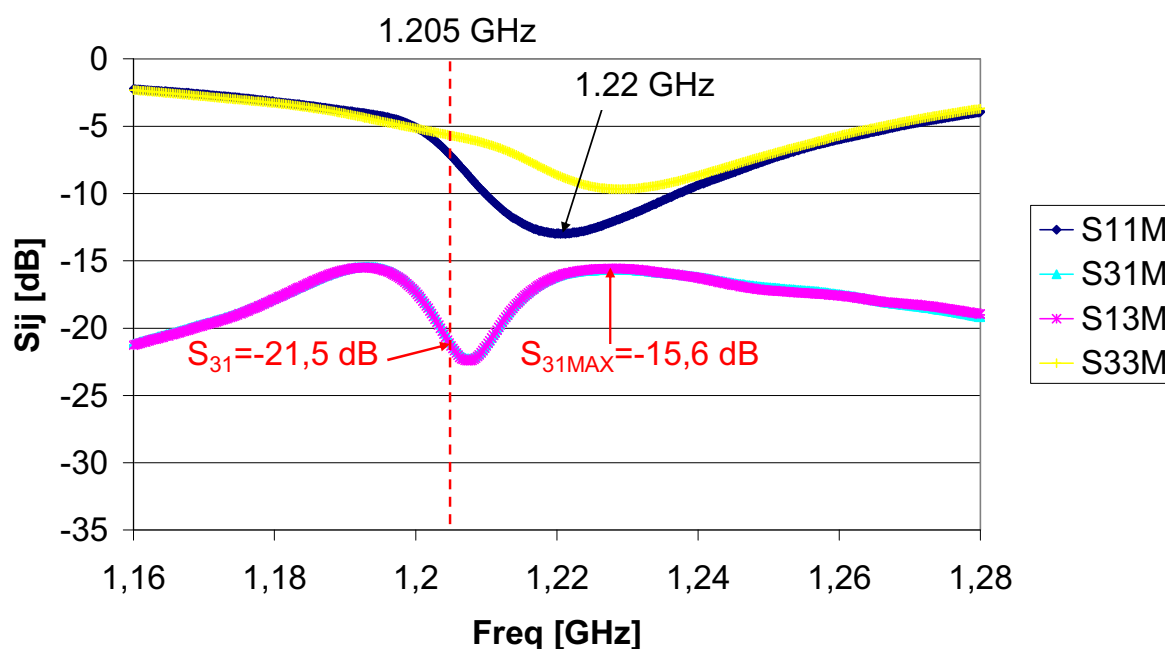


Figure 109 : paramètres S mesurés d'un réseau de deux antennes en cavité avec résonateurs espacées de $0.45 \lambda_0$ (antennes patchs carrés de 35.5 mm de côté)

Sur la Figure 109, les paramètres S mesurés du réseau d'antennes avec résonateurs sont représentés. En pratique, la souplesse du substrat diélectrique sur lequel sont imprimés les motifs périodiques nous a contraint à plaquer ce substrat sur le plan de masse à l'aide de matériaux les plus transparents possibles. Nous avons vérifié expérimentalement que la présence de ces matériaux ne perturbait pas l'adaptation des antennes.

Les courbes S13 et S31 présentent bien le creux caractéristique du résonateur positionné entre les deux antennes. L'amélioration absolue du découplage peut ainsi aller jusqu'à 7,6 dB, ce qui est très significatif. Une telle comparaison est réalisée sur la figure 109.

Si l'on considère la courbe dans son ensemble, le gain sur le niveau maximum de couplage, établi à -15.6 dB, n'est cependant que de 1 dB par rapport à l'antenne de référence. Il convient à notre objectif initial de -15 dB, dont la configuration de référence n'était guère éloignée il est vrai.

Un second élément particulièrement remarquable sur cette figure concerne l'adaptation des antennes. Nous constatons qu'elle est décalée vers les hautes fréquences par rapport à la référence. La résonance des patchs et du résonateur ne coïncident alors pas. D'autre part le niveau d'adaptation est visiblement dégradé par les résonateurs environnants, de façon notablement dissymétrique pour S33.

Rappelons que dans ce cas, les antennes ont été conçues pour être adaptées en présence de résonateurs de part et d'autre de l'antenne, ce qui est ici le cas. Nous aurions pu nous attendre à observer de meilleures performances. Toutefois, nous avons remarqué en pratique que la fréquence de résonance des résonateurs était très sensible à la lame d'air éventuellement présente entre le plan de masse et les capacités de couplage au bord des motifs périodiques. Or, l'assemblage choisi ne permet pas de maîtriser correctement ce paramètre à l'heure actuelle. Ainsi, si la résonance du résonateur central est parfaitement connue du fait de sa signature fréquentielle sur S13 et S31, il n'en est pas de même pour les résonateurs extérieurs. Une faible variation de leur fréquence de résonance peut introduire la dissymétrie observée dans l'adaptation de l'antenne.

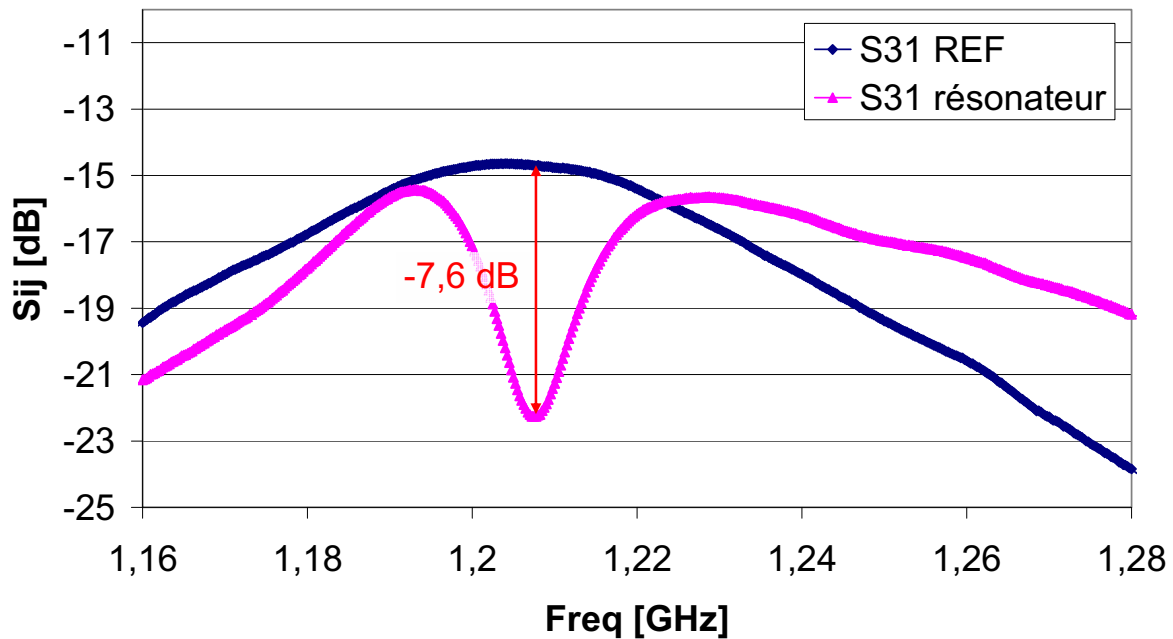


Figure 110 : paramètres S31 mesurés des réseaux d'antennes avec ou sans résonateurs.

La modularité des différents éléments de l'antenne nous a permis de nous intéresser à une autre configuration permettant de mettre davantage en évidence le potentiel d'isolation des résonateurs. Dans ce qui suit, nous portons notre attention sur un réseau d'antennes dont les patches sont de 34.3 mm de côté. Cette fois, les motifs périodiques ne sont pas plaqués sur le plan de masse. Il y a alors la présence d'une lame d'air plus importante, diminuant la valeur des capacités de couplage et donc augmentant la fréquence de résonance du résonateur central. Afin d'ajuster cette résonance à celle des patches, la hauteur du résonateur central a été fixée à 26 mm. Les autres résonateurs possèdent une hauteur de 12 mm. Leur fréquence de résonance est théoriquement bien supérieure à celle des patches.

Pour cette configuration, la distance inter éléments est alors de $0.46 \lambda_0$ et seul le résonateur central est conçu pour résonner aux fréquences de fonctionnement des patches. Sur la Figure 111, les paramètres S mesurés sont représentés. Nous nous intéressons ici aux couplages plan E et seul le paramètre S33 témoignant du niveau d'adaptation est représenté pour les configurations avec et sans résonateurs. Dans le cas du réseau de référence, le paramètre S11 est identique au S33 contrairement au cas de l'antenne avec résonateurs. Ceci est probablement lié au fait que le positionnement des sondes par rapport au résonateur central n'est pas symétrique.

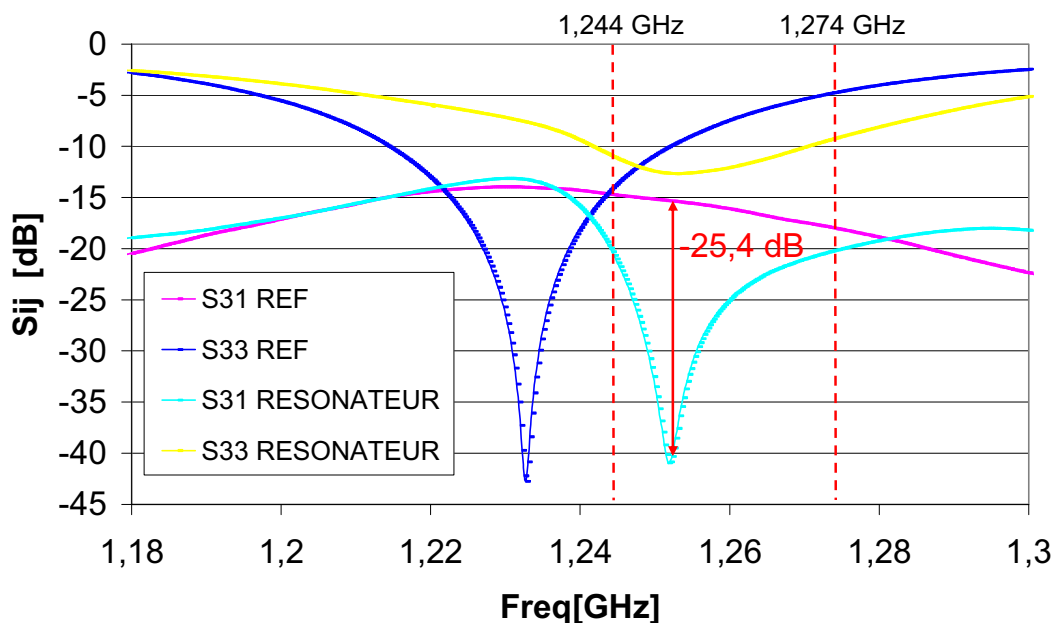


Figure 111 : paramètres S d'un réseau de deux patches en cavité espacés de $0.46 \lambda_0$ et séparés ou non par un résonateur

Dans ce cas (Figure 111), l'adaptation des antennes est fortement perturbée par la présence du résonateur. Une remontée du niveau d'adaptation ainsi qu'un décalage vers les hautes fréquences est observé. Dans la configuration avec résonateur, le paramètre S_{11} – non illustré sur la figure – atteint péniblement les -10 dB, contrairement au S_{33} qui témoigne d'une adaptation à -10 dB sur une bande de fréquence de l'ordre de 30 MHz.

Nous mesurons dans cette configuration avec résonateurs une réduction maximum du couplage de -25.4 dB par rapport à la référence. Le niveau de couplage atteint est alors de -41.3 dB. De plus, les niveaux de couplage sont inférieurs à -20 dB sur une bande de fréquence de 30 MHz coïncidant avec la bande de fonctionnement d'un des patches, ce qui est compatible avec notre application.

Un tel résultat atteste clairement du potentiel de découplage considérable dont disposent les résonateurs proposés. Si l'on considère la proximité des éléments rayonnants, un minimum inférieur à -40 dB est particulièrement remarquable.

Il montre également que la proximité des résonateurs perturbe significativement l'adaptation des antennes. A ce titre, la configuration présentée n'est vraisemblablement pas optimale et elle requerrait un travail complémentaire. On peut néanmoins penser qu'en relâchant la contrainte sur la distance inter élément, on pourrait tout à la fois disposer d'une bonne adaptation et d'un très bon découplage avec ces mêmes résonateurs.

Dans cette partie nous nous sommes donc intéressés aux performances mesurées de quelques configurations d'antennes. Nous avons vérifié par la mesure que nos résonateurs permettent de découpler des antennes patches en configuration plan E. Ceci valide donc les concepts énoncés dans le chapitre 3.

Des mesures de la configuration plan H complèteraient avantageusement ces premiers résultats. Elles sont évidemment nécessaires pour pouvoir conclure vis-à-vis des signaux de géolocalisation à polarisation circulaire. Un maquetage à $0.6 \lambda_0$ ou $0.8 \lambda_0$ apporterait un complément d'information très intéressant.

4.5. Synthèse de la méthodologie

Nous synthétisons ici les différentes étapes utilisées pour la conception de notre antenne patch en cavité avec résonateurs pour le découplage des polarisations plan E. Nous proposons d'abord une méthodologie générale ne tenant pas compte d'éventuelles limites de calculs. Nous présentons ensuite les simplifications qu'il nous a fallu effectuer dans ce processus de conception. Pour rappel, une modélisation de type FEM a été utilisée (logiciel HFSS de Ansoft).

4.5.1. Méthodologie générale

- De la cellule unitaire HIS au résonateur :

Afin de concevoir un résonateur, nous proposons de partir de l'étude d'une cellule élémentaire. En calculant l'impédance de surface d'une cellule infiniment périodisée sous incidence normale, il est possible de rapidement ajuster sa fréquence de résonance en jouant sur les différents paramètres géométriques. Dans le cas d'une HIS double couche, il s'agit de la surface des patches supérieurs et inférieurs en regard (effet capacitif) et du volume du substrat entre ces patches et le plan de masse (effet inductif). Cette étape permet d'obtenir un premier dimensionnement de la cellule élémentaire avec un coût de calcul faible.

Une caractérisation en guide permet ensuite de dimensionner les capacités de couplage. Pour rappel, plus la capacité de couplage est forte, plus le comportement du résonateur est proche de celui de la cellule unitaire (même fréquence de résonance). La largeur finale du résonateur est ensuite ajustée à l'aide d'une caractérisation en guide en observant la fréquence de coupure à la transmission. Une autre technique consiste à observer l'atténuation des courants surfaciques sur le plan de masse derrière le résonateur lorsqu'une source de courant est placée en amont de ce dernier. Ces calculs se révèlent plus lourds puisqu'une moitié de résonateur doit être modélisée (utilisation d'un plan de symétrie du champ E). Ils permettent d'ajuster les dimensions des motifs imprimés pour que le résonateur opère à la fréquence souhaitée.

L'ensemble de ces étapes peut s'effectuer relativement rapidement – en quelques jours – car elles ne nécessitent pas une puissance de calcul excessive.

- Du patch simple en cavité au patch en cavité environné de résonateurs :

Pour finaliser la géométrie du patch environné de résonateurs nous proposons de procéder comme il suit. D'abord, il faut concevoir une antenne patch en cavité de référence alimentée par 2 sondes coaxiales en quadrature de phase sur un plan de masse infini.

Ensuite, une fois défini l'élément de référence, il est nécessaire de finaliser la conception du résonateur. Pour cela, les couplages entre deux antennes de référence sont étudiés lorsque le résonateur précédemment conçu est inséré entre ces deux antennes. Cette étude permet d'ajuster au mieux la fréquence à laquelle le résonateur opère un découplage, en peaufinant les dimensions du résonateur ou des motifs périodiques de ce dernier.

Une fois que les dimensions finales du résonateur sont ajustées, il est nécessaire d'optimiser le positionnement du point d'alimentation de l'antenne en présence des résonateurs. Le choix de l'emplacement de la sonde doit être fait à partir de la modélisation d'une antenne patch en cavité environnée par les résonateurs. Dans notre cas, le fait d'éloigner le point de contact de la sonde du centre du patch a permis d'obtenir une adaptation de l'antenne correcte.

Ainsi, la géométrie finale de l'antenne patch en cavité entourée de résonateurs est obtenue avec un coup calculatoire optimum. A terme, chaque étape pourra être réalisée avec des algorithmes d'optimisation. Il serait intéressant de voir si cette méthodologie valable dans notre cas peut s'étendre à la conception d'antenne avec divers résonateurs. Nous pourrions également nous poser la question lorsque nous chercherons à concevoir des antennes multifréquences environnées par des résonateurs plus complexes comme présenté dans la partie 1.1 (HIS multi fréquentielles de type spirale, motifs imbriqués, fractale...).

4.5.2. Méthodologie particulière adoptée

Dans notre cas, la conception du résonateur a pu être effectuée sur un PC doté de 3.6 Go de RAM en suivant le cadre général présenté précédemment. En revanche, pour l'intégration des résonateurs dans le réseau, la démarche proposée n'a pas été suivie, notre puissance de calcul nous contraignant à effectuer un certain nombre de simplifications. L'ensemble des étapes suivantes a été effectué avec un PC 64 bits doté de 16 Go de RAM.

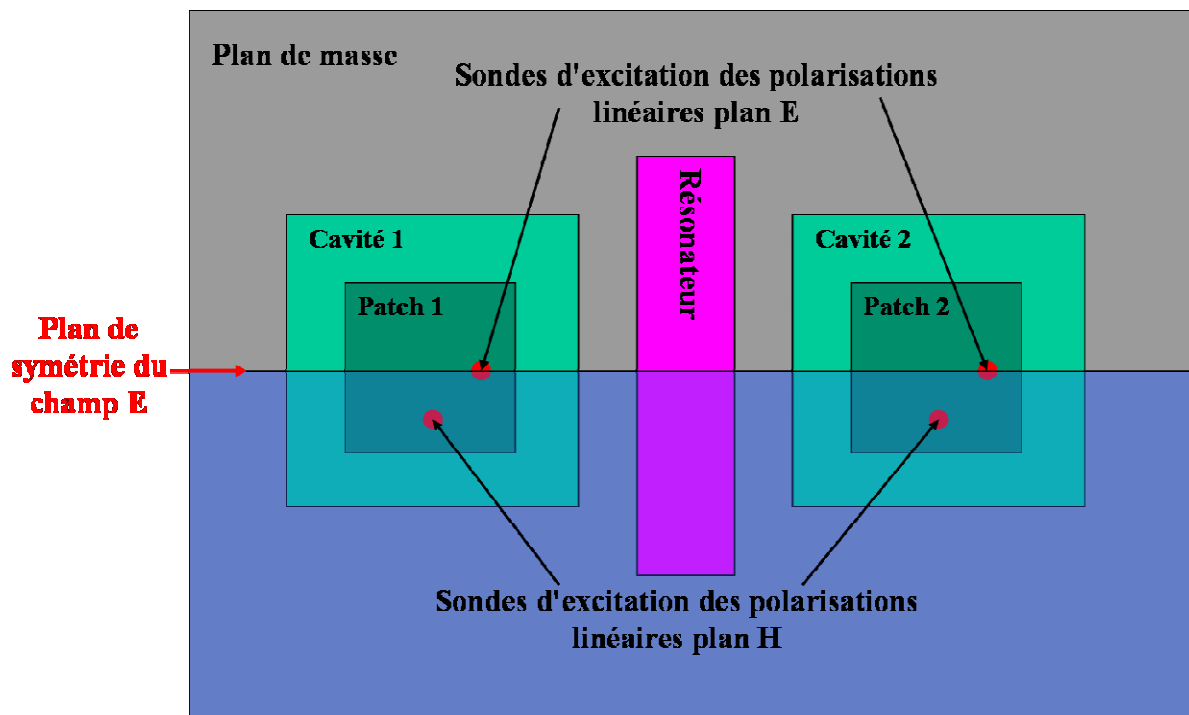


Figure 112 : schéma de la configuration d'intérêt pour finaliser la conception du résonateur

Ainsi, dès l'étape de finalisation de la conception du résonateur il nous a fallu procéder à des simplifications. Les explications suivantes s'appuient sur la Figure 112 qui illustre la configuration d'intérêt. Pour cela, nous avons d'abord supposé que les deux polarisations linéaires des patches étaient indépendantes. Les sondes excitant les polarisations plan H ont ainsi été supprimées. La structure modélisée possède alors un plan de symétrie du champ E, nous permettant de réduire les dimensions du problème 3D de moitié. A partir de cette modélisation, nous avons ajusté la fréquence à laquelle le résonateur opère un découplage. Cette étape à l'avantage de nécessiter la modélisation d'un résonateur et de deux antennes tous symétrisés (donc de deux demi antennes, d'un demi résonateur, et d'un demi espace libre).

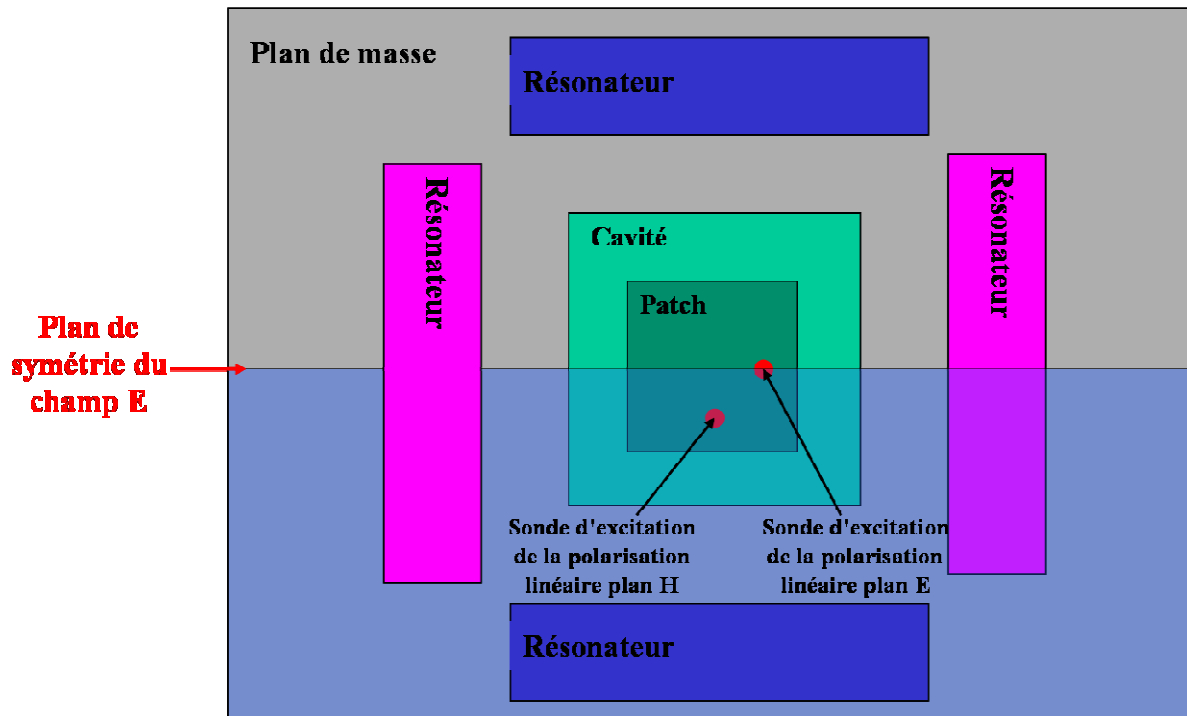


Figure 113 : schéma de la configuration d'intérêt pour finaliser le positionnement des sondes

Pour déterminer le positionnement des sondes, l'hypothèse sur l'indépendance des polarisations linéaires a été conservée, nous permettant de nous abstenir de modéliser une moitié du problème (partie bleue de la Figure 113). Le calcul d'un demi patch et de deux résonateurs s'avérant trop coûteux et donc trop long pour une optimisation (de l'ordre de quelques jours), nous nous sommes intéressés au cas où seul le résonateur en bleu sur la figure 18 était présent. Nous avons alors constaté que l'adaptation du patch n'était pas perturbée. Nous avons décidé de ne pas le modéliser lors de l'optimisation du positionnement de la sonde. Le problème 3D modélisé intègre finalement un demi patch en cavité et deux demi résonateurs.

En procédant ainsi, nous avons optimisé le coût calculatoire requis pour la modélisation et donc minimisé les temps de simulations. De telles simplifications se sont avérées nécessaires dans notre cas.

4.6. Conclusion et perspectives à court terme

Dans ce chapitre, nous avons présenté la géométrie et les matériaux utilisés pour la réalisation des différents prototypes. Plus particulièrement, nous avons précisé la façon dont les résonateurs sont introduits autour de l'antenne patch en cavité. Nous allons ici conclure sur les apports des résonateurs et sur leur réalisation. Des pistes d'améliorations de cette antenne sont ensuite données.

4.6.1. Conclusion

A partir des moyens de calcul dont nous disposions, nous avons mis en évidence les effets des résonateurs. Ils découplent des antennes de type patch en cavité polarisé linéairement dans une configuration plan E. Pour des réseaux très denses ($0.44\lambda_0$), ils permettent de réduire les niveaux de couplage de quelques dB sur la bande de fréquence d'intérêt jusqu'à l'objectif fixé de -15 dB. L'élément rayonnant polarisé linéairement et environné de résonateurs voit son gain maximum équivalent à celui de l'antenne sans résonateur. Finalement, nous nous sommes intéressés au cas d'un réseau périodique infini. Les résultats simulés des paramètres S de l'antenne mettent en évidence une augmentation de la bande passante avec résonateurs (environ +100% de largeur de bande en relatif soit un doublement). Notons que les mécanismes d'interaction en jeu sont difficiles à interpréter et que leur maîtrise nécessite des travaux complémentaires.

Nous avons ensuite présenté le procédé de fabrication mis en œuvre pour la réalisation des différents prototypes. A noter d'abord que l'utilisation de résonateurs inspirés HIS ne nécessite pas la réalisation de vias métalliques coûteux et limités en hauteur par les procédés de fabrication industriels. Un système de cales pour les résonateurs est proposé, permettant de se prémunir face à d'éventuelles erreurs de simulation ou de fabrication. Chaque pièce est également modulable (antennes, substrat avec motifs périodiques). Des évolutions sont alors possibles à partir des pièces mécaniques réalisées.

Nous avons donc montré les différentes potentialités liées à l'utilisation de résonateurs inspirés HIS. Ils permettent de réduire les couplages, parfois très substantiellement, de conserver une directivité équivalente à l'antenne de référence, de réduire la diffraction des courants sur le bord du plan de masse. Un effort de compréhension et de hiérarchisation des effets a été entrepris et synthétisé dans la méthodologie proposée. Il reste à poursuivre des investigations sur l'impact de la distance inter élément. Même en restant voisin de $0.5\lambda_0$, il apparaît judicieux de dissocier le résonateur du rayonnement du patch. L'adaptation de ce dernier est alors conservée et l'on peut faire coïncider les résonances du patch et du résonateur. Le découplage peut alors atteindre des niveaux absolus inférieurs à -30 dB.

Au travers de quelques mesures en paramètres S effectuées sur les prototypes réalisés, nous avons validé la modélisation des antennes de référence et observé le découplage entre deux antennes en présence de résonateurs. Dans une des configurations, une réduction spectaculaire des niveaux de couplage est constatée : jusqu'à 25.4 dB de réduction, soit un niveau absolu de -41.3 dB pour une distance inter élément de $0.46\lambda_0$. La présence des résonateurs dégrade toutefois l'adaptation des antennes et des travaux complémentaires sont à mener en ce sens.

4.6.2. Perspectives à court terme

Nous présentons ici quelques perspectives d'évolution de notre concept d'antenne mettant à profit les pièces mécaniques déjà conçues. Compte tenu de la modularité des démonstrateurs, de nombreuses évolutions sont possibles.

En effet, lors de la réalisation de nos démonstrateurs, nous avons mis en évidence les procédés utilisés pour pouvoir ajuster la fréquence de résonance des résonateurs (cales HIS et substrat avec motifs périodiques amovibles). Il serait intéressant de développer davantage ces concepts en s'intéressant par exemple à la possibilité d'insérer des vis de réglages pour contrôler la fréquence de résonance. Il serait alors très simple et pratique de calibrer le fonctionnement des résonateurs.

Les substrats sur lesquels sont imprimés les motifs périodiques peuvent facilement être remplacés. Nous pouvons envisager d'optimiser ces motifs pour obtenir des résonateurs permettant de découpler les éléments rayonnants sur une bande de fréquence plus large ou sur plusieurs fréquences en s'inspirant de motifs présentés dans la partie 1.1.

Les démonstrateurs étant dotés d'antennes amovibles, nous pouvons également envisager de concevoir des antennes autour de 1.7 GHz. En adaptant les résonateurs, nous pourrions alors nous mettre dans des conditions proches de celles qui semblent optimales ($0.6\lambda_0$) pour bénéficier d'un découplage inter élément voisin de -30 dB.

Conclusion générale

Rappel du contexte :

Depuis les années 2003, différents travaux portant sur les systèmes CRPA pour GNSS ont été effectués à l'ONERA au sein du DEMR (Département Electromagnétisme et Radar). Ces études ont d'abord porté sur les techniques de traitement adaptatif et ont fait l'objet d'une thèse menée par Guillaume CARRIE dans le cadre d'une collaboration DGA, ONERA, ENSICA et THALES. Une seconde thèse menée par Sébastien ROUGERIE au sein du DEMR est actuellement en cours en collaboration avec le CNES, également sur les problématiques liées au traitement numérique.

Notre étude s'est effectuée dans la continuité de ces travaux sur les systèmes CRPA, portant cette fois sur les aspects matériels à savoir la réalisation d'une antenne réseau pour ces systèmes. Nos travaux de thèse ont été financés dans le cadre du projet de recherche fédérateur portant sur les métamatériaux (PRF METAMAT) impliquant différents départements de l'ONERA et visant à développer les compétences dans ce domaine, notamment du point de vue de la réalisation de démonstrateurs pour répondre à la demande des industriels.

Conclusion :

L'objectif de ces travaux de thèse était de concevoir et de réaliser une antenne réseau CRPA pour GNSS intégrant des dispositifs capables de réduire les couplages inter éléments pour améliorer ses performances.

Pour y parvenir, nous nous sommes d'abord intéressés aux technologies métamatériaux et plus particulièrement aux HIS à bande interdite. Nous avons proposé la conception d'une telle HIS compacte. A partir d'une technique de caractérisation numérique par guide de transmission que nous avons développée, nous avons pu mettre en évidence sa bande interdite électromagnétique. Souhaitant également acquérir des compétences en terme de réalisation, mais également s'assurer de la validité des méthodes de calcul utilisées, nous avons réalisé un dispositif de caractérisation de la bande interdite de la structure basé sur une ligne de transmission micro-ruban. Ainsi, nous avons pu nous familiariser avec la conception de ces métamatériaux, et nous avons également pu constater la principale limitation imposée par un procédé standard de fabrication industriel : la hauteur des trous métallisés ou vias (Vertical Interconnect Access) métalliques ne peut excéder 5 mm, nous privant ainsi d'un degré de liberté dans la conception de ces structures.

Nous avons ensuite choisi de nous intéresser aux systèmes CRPA pour GNSS, afin de définir les paramètres critiques de conception de telles antennes et choisir l'élément rayonnant de référence du réseau. Pour cela, un effort de contextualisation des systèmes GNSS et CRPA a été fait, permettant d'identifier deux besoins : la nécessité de réduire les niveaux de couplage entre les éléments du réseau et celle de réduire la taille des réseaux d'antennes. Forts de ce constat et compte tenu de la complexité des phénomènes de couplage, nous avons fait le choix d'une approche pragmatique. Ainsi, à partir d'un échantillon de quelques antennes patches, nous avons étudié leurs niveaux de couplage pour orienter notre choix de conception. L'utilisation d'un substrat de forte permittivité, bien que favorisant les couplages, permet de

réduire la taille des antennes et rend alors possible l'insertion d'une HIS à bande interdite capable de réduire significativement ces couplages. Compte tenu des moyens de calcul dont nous disposons, nous avons proposé une modélisation simple de HIS idéale par un conducteur magnétique parfait. A partir de cette hypothèse, nous avons étudié différentes configurations réseaux afin d'identifier celle étant la plus favorable à une réduction des couplages. Finalement, nous avons choisi comme élément rayonnant de référence un patch en cavité sur substrat diélectrique fort dont nous avons présenté les limitations de conception : la cavité métallique ne doit pas être trop petite pour éviter un trop fort couplage entre les sondes coaxiales alimentant le patch, engendrant une perte de la polarisation circulaire et une dégradation du gain.

Ne disposant que d'un espace très limité, un nombre restreint de cellules HIS peut être inséré entre deux antennes. Nous avons alors décidé d'approfondir nos connaissances dans les mécanismes de résonance mis en jeu dans ces structures afin d'en optimiser l'utilisation. A partir de notre méthode de caractérisation numérique en guide, deux HIS – avec ou sans bande interdite – ont été étudiées dans deux configurations : insérée ou enterrée. Nous avons alors proposé une interprétation physique sur l'origine de la première bande interdite, à savoir qu'elle est basée sur de multiples résonances impliquant plusieurs cellules. Nous avons ensuite identifié la résonance HIS et proposé d'utiliser la configuration enterrée capable de recréer les conditions suffisantes à l'apparition de cette résonance indépendamment du nombre de cellules insérées. Il est alors apparu que l'utilisation des vias métalliques – requis pour l'apparition de la bande interdite – n'était plus nécessaire dans cette configuration. Ainsi, nous avons proposé un dispositif consistant en un résonateur inspiré des HIS pour isoler les éléments rayonnants. Cette technologie a l'avantage de ne plus nécessiter la réalisation de vias et permet donc une forte réduction des coûts de fabrication. De plus, cette technologie permet de s'affranchir d'une contrainte identifiée lors de l'utilisation de procédés de fabrication industriels, à savoir la hauteur limitée du substrat des cellules HIS.

Finalement, nous avons conçu et réalisé une antenne patch en cavité environnée de résonateurs inspirés HIS. Nous avons montré par le calcul que ces structures permettent de réduire les niveaux de couplage entre deux antennes patchs polarisées linéairement dans une configuration plan E. Une réduction du couplage maximum de -3.25 dB nous permet d'atteindre l'objectif fixé à -15 dB sur une bande passante de 2.65%, suffisante pour capter un signal GNSS. Nous avons également estimé l'impact de ces résonateurs sur le rayonnement de l'antenne, à savoir qu'ils permettent de conserver une directivité équivalente à l'antenne de référence, et de réduire les niveaux de courants surfaciques sur le plan de masse, diminuant ainsi les effets de diffraction sur les bords de ce dernier. Nous avons enfin proposé un procédé de fabrication d'une antenne modulable, dont la taille des résonateurs – et donc leur fréquence de résonance – est ajustable, ceci pour nous prémunir d'éventuelles erreurs de modélisation ou de fabrication, étant donné l'étroitesse des bandes à faire coïncider. L'ensemble de ce travail a été conduit dans le cadre d'un réseau de forte densité disposant d'un espacement inter élément de $0.44\lambda_0$.

Sur un cas particulier, nous avons également montré qu'un relâchement sur l'espacement du réseau à $0.6\lambda_0$ permettait d'atteindre des découplages inférieurs à -30 dB pour une bande très étroite. Ils sont inférieurs à -25 dB sur la bande utile pour un signal GNSS (1.7%). La réduction du couplage apportée par les résonateurs est alors voisine de -10 dB.

Les quelques mesures en paramètres S effectuées ont mis en évidence la potentialité des résonateurs inspirés HIS à réduire les couplages. Dans une des configurations, nous avons pu mesurer une réduction des couplages de 25.4 dB, leurs niveaux atteignant alors -41.3 dB. Des travaux complémentaires restent à mener, notamment pour améliorer l'adaptation des patchs en présence des résonateurs et approfondir la compréhension des phénomènes en jeu.

Travaux à court terme :

Des mesures plus poussées seront à mener sur les différentes antennes réalisées. Il s'agira d'abord d'effectuer des mesures en paramètres S. A plus long terme des mesures en rayonnement seront à effectuer. Elles devront être réalisées pour chacun des prototypes sur différents plans de coupe ($\phi = 0, 45, 90$ et 135 degrés). Nous serons alors en mesure d'observer d'éventuelles améliorations sur les performances radiatives des antennes avec résonateurs.

Actuellement, plusieurs actions sont envisagées à la suite de ces travaux. Un projet de mesure de l'antenne associé à un système de traitement adaptatif pourrait avoir lieu en collaboration avec le CNES. Dans le cadre du PRF METAMAT, il est prévu de réaliser et mesurer une antenne réseau à 4 éléments intégrant des résonateurs inspirés HIS. Ce sera l'occasion de tester les potentialités d'une antenne à très fort découplage inter éléments (objectif à -25 dB) pour un espacement entre $0.5\lambda_0$ et $0.6\lambda_0$. Nous pourrions également aborder le problème des couplages entre éléments diagonaux qui peuvent se révéler critiques.

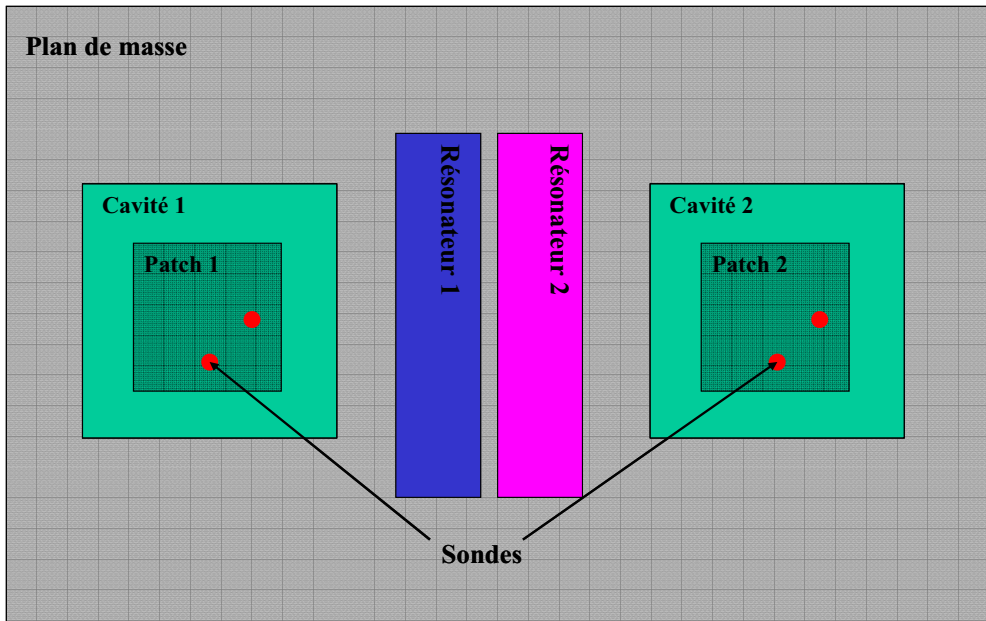
Perspectives d'améliorations :

Plusieurs possibilités sont envisageables pour améliorer l'isolation des éléments rayonnants, augmenter la bande passante, réduire la taille du réseau, ou concevoir une antenne multifréquence aux performances accrues.

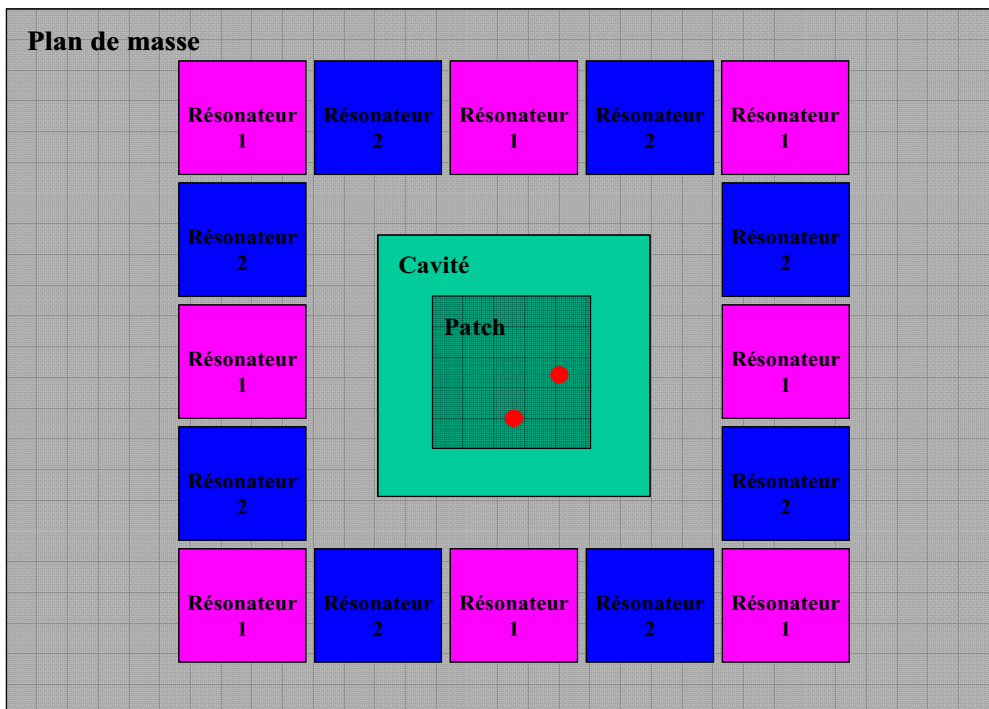
Pour améliorer l'isolation des éléments rayonnants, plusieurs pistes sont envisageables. Il paraît nécessaire à la vue des résultats du chapitre 4 de conduire des investigations afin de maîtriser la mise en réseau des patches avec résonateurs. Il semble en effet possible d'obtenir un bénéfice supplémentaire lié à cette périodisation. L'effet de la distance inter élément doit également être approfondi. Cela permettra d'identifier les possibilités ultimes liées à l'insertion des résonateurs.

En complément, nous pourrions optimiser la géométrie des motifs périodiques des résonateurs. En effet, en s'inspirant des géométries existantes de HIS (spirales, fractales... [1]-[2]-[3]) et en les enterrant dans des cavités métalliques, il est envisageable de concevoir un résonateur capable d'isoler des éléments rayonnants sur une bande de fréquence plus large.

Comme nous l'avons dit, les résonateurs proposés ne sont pas isotropes. En concevant une cavité carrée ou circulaire, il serait alors possible de pallier ce problème. Cela permettrait à l'aide d'une même structure d'isoler des antennes patches dans le plan E et dans le plan H.



(a) résonateurs cascades



(b) résonateurs plus isotropes alternés

Figure 114 : schémas de possibles évolutions sur l'utilisation des résonateurs

Nous pouvons également envisager de découpler des antennes sur plusieurs fréquences. A partir de notre concept de résonateur, nous pourrions alors utiliser des motifs périodiques possédant de multiples résonances HIS comme nous pouvons en trouver dans la littérature [4].

Une autre piste consisterait à mettre en cascade ou alterner des résonateurs ayant chacun une fréquence de fonctionnement (Figure 114). Le mélange de ces différents résonateurs pourrait permettre de découpler les éléments rayonnants d'un réseau dense sur plusieurs fréquences.

Nous pouvons envisager d'optimiser la bande passante de l'antenne en jouant sur les dimensions de l'antenne et le positionnement des sondes. Cette étape sera toutefois très longue en temps et requerra une forte puissance de calcul puisqu'elle nécessite la modélisation d'une antenne en présence des résonateurs. Pour ce faire, nous pouvons également envisager d'utiliser des codes de calculs non commerciaux, certains, particulièrement puissants, sont disponibles à l'ONERA.

L'antenne que nous avons conçue est basée sur l'utilisation d'éléments rayonnants 'classiques' entre lesquels nous venons insérer nos résonateurs. Ainsi, nous pouvons envisager d'utiliser des antennes plus compactes comme élément de référence pour permettre d'augmenter la densité du réseau tout en disposant d'un espace suffisant pour insérer des résonateurs. Par le choix d'un autre élément rayonnant, la taille du réseau peut être réduite.

Dans notre cas, nous pouvons également tenter de rapprocher les résonateurs de l'antenne. Nous avons vu que la présence des résonateurs modifiait l'adaptation du patch et que les sondes devaient être éloignées pour corriger ces effets. Il serait intéressant de déterminer la distance minimum entre le bord de la cavité et les résonateurs qui permet de conserver de bonnes performances. La mise en réseau d'un tel élément rayonnant donnerait alors une antenne plus compacte.

Une réduction de la taille du résonateur permettrait également de parvenir à cette fin. Nous pouvons par exemple envisager d'augmenter le volume de la cavité, en creusant ses bords, tout en gardant une ouverture sur le plan de masse constante.

REFERENCES

- [1] Y. Fu, N. Yuan and G. Zhang, "Compact high-impedance surfaces incorporated with interdigital structure", *ELECTRONICS LETTERS* 4th March 2004 Vol. 40 No. 5
- [2] Baggen, R.; Martinez-Vazquez, M.; Leiss, J.; Holzwarth, S.; Drioli, L.S.; de Maagt, P.; , "Low Profile GALILEO Antenna Using EBG Technology," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.3, pp.667-674, March 2008
- [3] Iluz, Z.; Shavit, R.; Bauer, R.; "Microstrip antenna phased array with electromagnetic bandgap substrate," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.52, no.6, pp. 1446- 1453, June 2004
- [4] Yan Wang; Jingjing Huang; Zhenghe Feng; , "A novel fractal multi-band ebg structure and its application in multi-antennas," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE* , vol., no., pp.5447-5450, 9-15 June 2007

Annexe A : Utilisation des métamatériaux à bande interdite électromagnétique

Dans cette annexe, nous nous intéressons à l'utilisation des métamatériaux à bande interdite électromagnétique dans le domaine des antennes, ils ont été le centre d'intérêt de très nombreux travaux. Dans un premier temps, nous présentons un bref historique sur l'origine des métamatériaux. Nous précisons ensuite le vocabulaire utilisé pour décrire ces structures et précisons certaines définitions. Finalement, des exemples d'applications tirés de la littérature sont exposés, illustrant un panel non exhaustif d'utilisations de ces structures, autre que le découplage entre éléments rayonnants, dans le domaine des antennes.

I. Bref historique et définitions

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels conçus dans le but de faire apparaître des propriétés électromagnétiques spécifiques n'existant pas dans la nature. En 1968, le scientifique russe Victor Veselago montre qu'une des familles de ces métamatériaux, appelés matériaux à indice de réfraction négatif ($\epsilon < 0$ et $\mu < 0$), possède des propriétés extraordinaires basées sur l'opposition du vecteur de Poynting et du vecteur d'onde [1]. Mais Veselago échoua dans la recherche de tels milieux. Il est intéressant de voir que la première réalisation d'un matériau possédant une permittivité et une perméabilité négative effectuée par Smith et al. (2001) [2] combine deux structures connues depuis longtemps : un réseau de tiges métalliques ($\epsilon < 0$) [3]-[4] et de particules magnétiques nommées Split Ring Resonator (SRR) ($\mu < 0$) [5] (Figure 115). Depuis, de très nombreux travaux ont porté sur ces milieux avec une forte contribution de Pendry sur les matériaux magnétiques artificiels [6]. Les conséquences sur les lois de la physique sont multiples et font naître de nombreuses applications dans différents domaines tels que les télécommunications, les radars, la lithographie, la microélectronique ou encore l'imagerie médicale. Avant de citer certaines applications parmi les plus prometteuses des métamatériaux dans le domaine des antennes, nous allons préciser les termes utilisés dans la littérature.

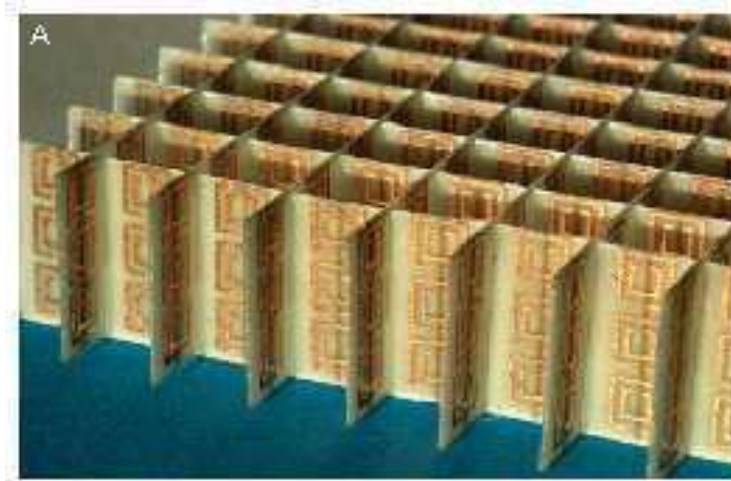


Figure 115 : Matériau doublement négatif (permittivité et perméabilité) obtenu par superposition d'un réseau de SRR avec un réseau de tiges. Les motifs métalliques (cuivre) ont été obtenus par des procédés propres à la fabrication de circuit électroniques sur substrats (lithographie) [7].

Un métamatériau : c'est un matériau artificiel possédant des propriétés électromagnétiques ne pouvant être atteintes par les matériaux constitutifs. L'origine du mot métamatériau provient de sa racine grecque 'méta' qui signifie au-delà. Ces matériaux n'existent pas sous une forme homogène dans la nature. Une définition plus ancienne mais néanmoins toujours présente dans la littérature consiste à réduire cette classe de matériaux en précisant que les dimensions caractéristiques de la structuration sont très petites devant la longueur d'onde d'utilisation, ce que nous appelons juste après le régime d'homogénéisation.

Le régime d'homogénéisation (appelé parfois régime de métamatériau) : il est atteint quand les dimensions caractéristiques d'un motif ou d'une inclusion de la structure artificielle sont très petites devant la longueur d'onde (typiquement de l'ordre de $\lambda_0/10$). Dans ce cas, l'onde traversant le matériau ne perçoit pas les détails de celui-ci et subit les effets d'un indice de réfraction effectif, à l'image d'un matériau « naturel » homogène. Dans ce régime, les propriétés « exotiques » pouvant être obtenues, justifiant l'appellation de métamatériau, ne sont pas dues à des résonances induites par des interférences ou des effets de diffractions dans le milieu puisque les chemins optiques ou électriques entre les différentes inclusions de la matière sont négligeables. Une fois les constantes diélectriques effectives connues, l'optique géométrique peut suffire pour décrire la propagation électromagnétique dans le milieu.

Contrairement au régime précédent, le régime de résonance (appelé couramment régime de diffraction dans la littérature des métamatériaux) est atteint quand la longueur d'onde est du même ordre de grandeur que la structuration du matériau (typiquement de l'ordre de $\lambda_0/2$). Dans ce cas des effets de diffraction et d'interférences constructives et destructives apparaissent dans le milieu (la périodicité de ces matériaux nous fait parfois employer le terme de résonances de Bragg). A proximité des résonances, les propriétés du matériau changent rapidement et peuvent être du même type que les propriétés obtenues avec un métamatériau homogénéisé. Dans le cas des métamatériaux non homogénéisables, il est impossible d'établir des constantes diélectriques effectives car les vitesses de propagation évoluent non linéairement en fonction de la fréquence et ces matériaux sont souvent fortement anisotropes sauf dans certains cas particuliers (cas de la réfraction négative [8]).

Parmi les familles de matériaux artificiels, celle des matériaux à bandes interdites électromagnétiques (ou photoniques) est sûrement la plus vaste. Dans la plupart des cas elle englobe celle des métamatériaux. Tout matériau artificiel ou guide d'onde possédant des bandes de réjection fortes (bandes interdites) peut être considéré comme un matériau à bandes interdites (BIE ou EBG pour Electromagnetic Band Gap). Dans la plupart des cas, il est périodique (ou quasi-périodique) et fait intervenir des conditions de résonances (interférences alternativement constructives et destructives) responsables des bandes interdites. De ce fait, ils ne peuvent être considérés comme homogènes. Néanmoins, les métamatériaux homogénéisables sont souvent, eux aussi, des EBG en raison de leur périodicité, même sous-longueur d'onde. D'un point de vue plus général, dans ce type de matériau, on reconnaît une bande interdite là où seule une onde évanescente peut exister (réflexion totale).

Ces dernières années, le nombre de travaux sur ce sujet a été considérable en raison des nouvelles propriétés auxquelles les métamatériaux permettent d'accéder mais également grâce à l'accroissement des capacités de simulation et de fabrication. Ces métamatériaux ont trouvé de nombreuses applications dans le domaine des antennes. Dans la partie suivante, nous allons en voir certaines parmi les plus prometteuses.

II. Exemples d'applications des métamatériaux dans le domaine des antennes

Parmi les travaux effectués dans le domaine des métamatériaux appliqués aux antennes, nous présentons ici quelques unes des applications les plus prometteuses. Les références bibliographiques ne sont ici pas exhaustives et les concepts sont présentés de manière très superficielle.

Nous citerons d'abord l'utilisation des lignes composites dites CRLH (Composite Right and Left Handed). En insérant des éléments localisés duals de ceux d'une ligne standard dite droitère, il est possible de créer un métamatériau 1 D aux propriétés originales [9]. De telles lignes, dont le modèle circuit est illustré sur la Figure 116, possèdent des propriétés de dispersion permettant tantôt de les utiliser comme des filtres localisés, tantôt comme des antennes compactes et/ou accordables [10] à [13]..

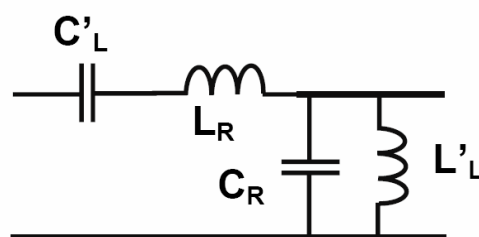


Figure 116 : circuit équivalent d'une cellule infinitésimale CRLH permettant de modéliser le comportement d'une ligne composite par la superposition d'une cellule ordinaire dite droitère (R pour Right) avec son élément dual dit ligne gauchère (L pour Left) [9]

Voici certaines applications de ces lignes extraites de [9] :

- Antennes à onde de fuite permettant de rayonner vers l'avant ou vers l'arrière en fonction de la fréquence. La directivité du faisceau va alors dépendre de la longueur de ligne. Plus la ligne est courte, plus elle doit être capable de céder l'énergie vers l'espace libre sur un minimum de distance. Dans ce cas, l'antenne est très compacte mais sans directivité. Si la ligne est longue et son vecteur d'onde guidé complexe avec une partie propagative non négligeable, l'onde sera rayonnée par la ligne sur toute sa longueur et sera de ce fait plus directive.
- Antenne à onde de fuite possédant des composants localisés de grandeur variable (capacité varactor ou MEMs) rendant la structure accordable.
- Ligne composite à déphasage nul permettant de câbler en série plusieurs éléments rayonnants.
- Ligne composite à déphasage nul utilisée seule comme élément rayonnant. L'émission est normale à la surface.

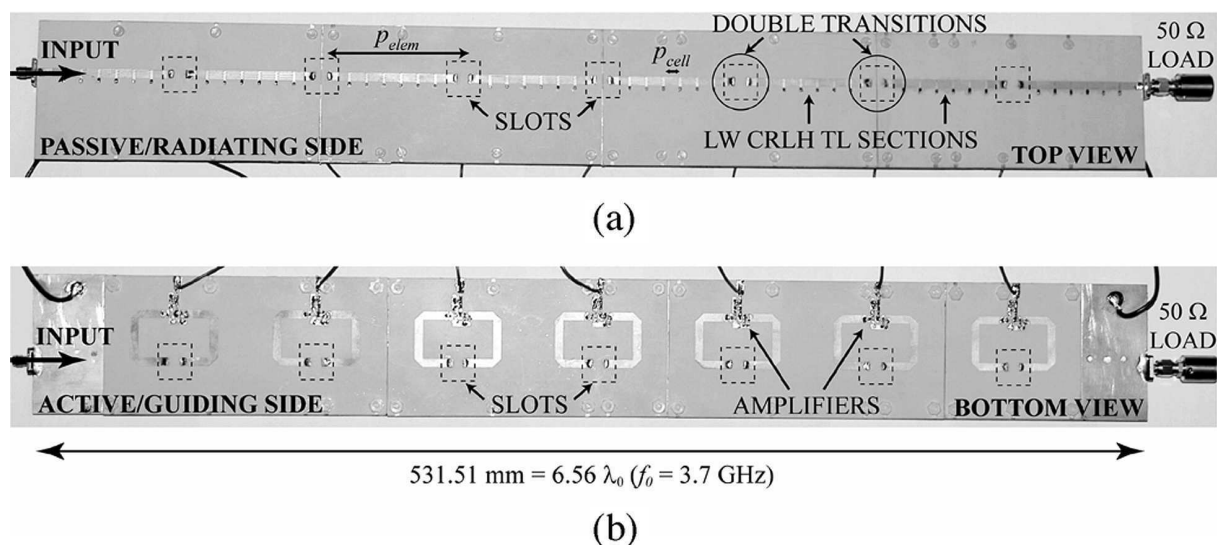


Figure 117 : Prototype d'antenne active contrôlable utilisant les lignes de transmission CRLH [13] (a) face rayonnante, (b) face de guidage actif.

De très nombreux travaux ont porté ces dernières années sur ces structures. Pour les utilisations en tant qu'antenne de ces lignes, l'attention de la communauté scientifique a principalement été portée sur les aspects d'accordabilité, grâce à des éléments localisés contrôlables et sur l'amélioration du rendement de telles antennes. L'optimisation de la géométrie de ces structures en fonction de leur utilisation (filtre, antenne, lentille plate...) a également été développée.

De nombreux travaux ont également été menés dans la conception de superstrat EBG [14] à [20]. Ces superstrats peuvent faire fonction de surface partiellement réfléchissante dont le principe est illustré sur la Figure 118. Un tel superstrat permet alors d'augmenter fortement la directivité de l'élément rayonnant disposé en dessous pour obtenir des antennes planaires très directives.

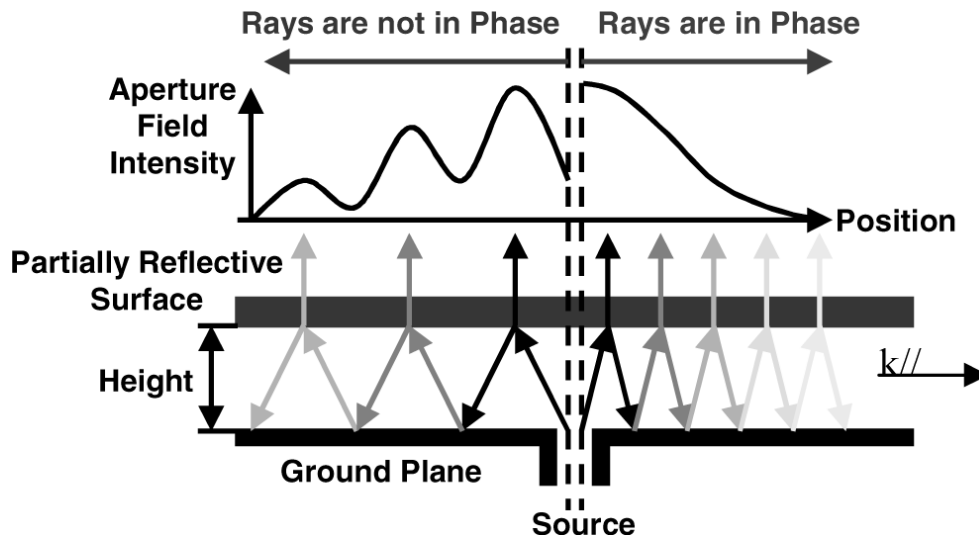


Figure 118 : Principe de l'utilisation d'un superstrat avec EBG comme surface partiellement réfléchissante pour augmenter la directivité d'une antenne [14]

De manière plus générale, l'utilisation d'EBG et/ou de matériaux magnétiques artificiels permet de contrôler le rayonnement des antennes. En intégrant des défauts ou des éléments accordables dans le superstrat, il est alors possible de concevoir des antennes agiles [17]-[19].

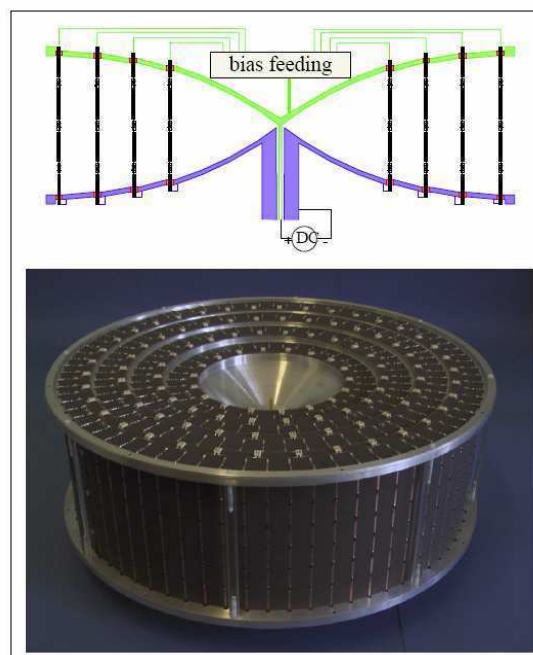


Figure 119 : exemple d'antenne active avec EBG contrôlable [17]

La communauté a également porté son attention sur les matériaux artificiels et notamment sur les matériaux magnétiques artificiels généralement conçus à partir de SRR périodisés. Les SRR ayant des dimensions caractéristiques très petites devant la longueur d'onde et étant disposés de manière périodique, l'hypothèse d'homogénéisation est valable. Ainsi il est possible d'extraire à partir de l'étude d'une cellule élémentaire les paramètres effectifs (ϵ et μ) du matériau artificiel [21]-[22]-[23].

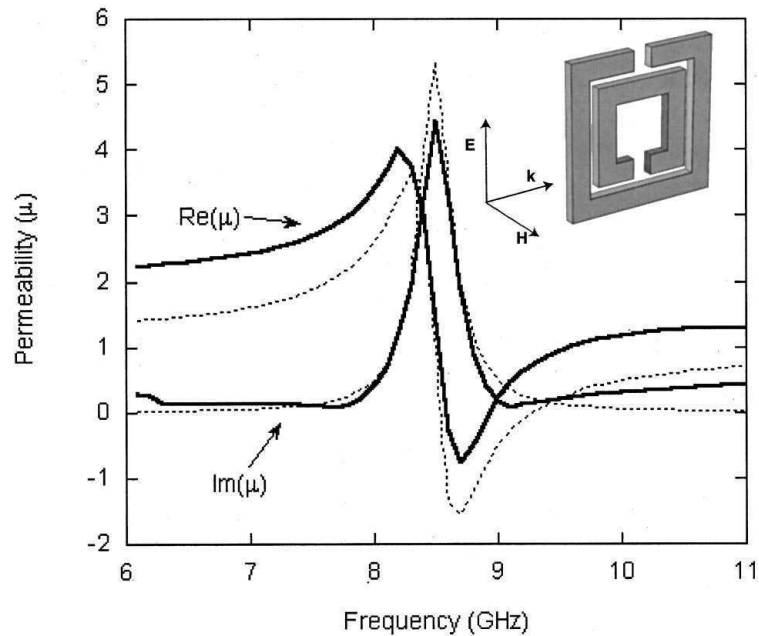


Figure 120 : perméabilité d'un matériau magnétique artificiel constitué de SRR périodisées en fonction de la fréquence [21]

A partir de ces propriétés exotiques, ces matériaux artificiels ont trouvé de nombreuses applications. On pourra donner l'exemple des antennes patches sur métasubstrat. Pour cela, il faut se placer sur la bande de fréquence où la perméabilité effective du matériau est positive et très élevée. La dimension du patch sera alors fortement réduite [24]-[25].

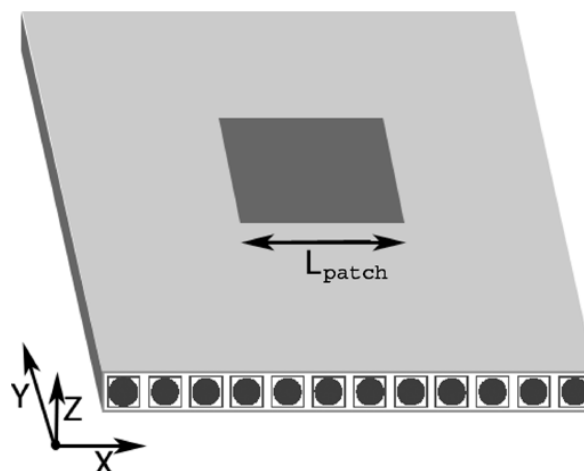


Figure 121 : Illustration d'un patch sur un substrat magnétique artificiel [25]

Dans le domaine des antennes, les propriétés des HIS avec EBG peuvent être utilisées pour améliorer les performances de ces dernières. Par exemple, une antenne patch environnée d'un EBG verra son gain dans l'axe augmenter [28]. Ceci s'explique par le fait que les EBG stoppent la propagation des ondes le long du plan de masse, réduisant ainsi la diffraction sur les bords du plan de masse (Figure 122). Les niveaux des lobes arrière seront de ce fait fortement diminués. D'autres types d'EBG peuvent être utilisés comme par exemple des cylindres diélectriques périodiques [34].

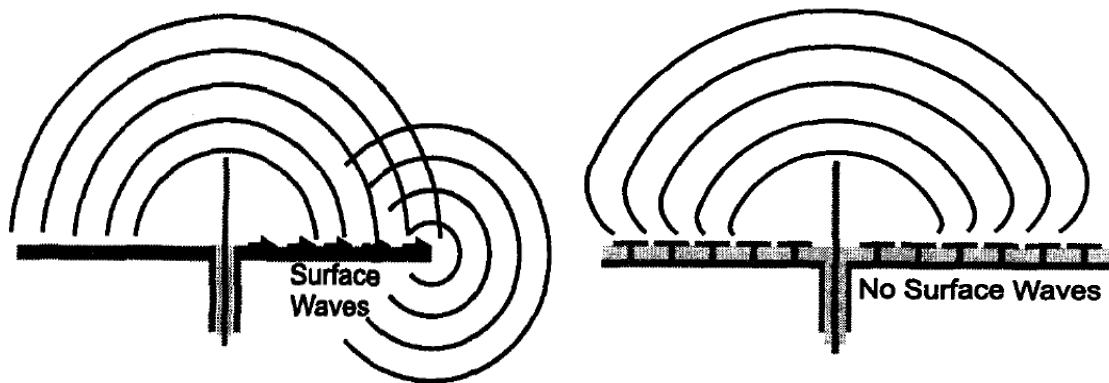


Figure 122 : à gauche: une antenne monopole excitant des courants de surface se diffractant sur les bords du plan de masse, à droite : un monopole sur un plan d'EBG empêchant la diffraction des courants de surface sur les bords (pas de propagation autorisée) [26]

Par ses propriétés d'impédance de surface élevée, ces structures permettent de concevoir des antennes plus compactes. Nous pouvons par exemple citer le cas d'un dipôle sur un plan de masse [26]-[29]-[30]. En effet, sur un plan de masse standard, les courants images d'un dipôle situé à proximité de ce dernier interféreront de manière destructive avec ceux du dipôle. Lorsque ce plan de masse est remplacé par un conducteur magnétique artificiel (AMC), les courants images contribueront au bon rayonnement de l'antenne (Figure 123).

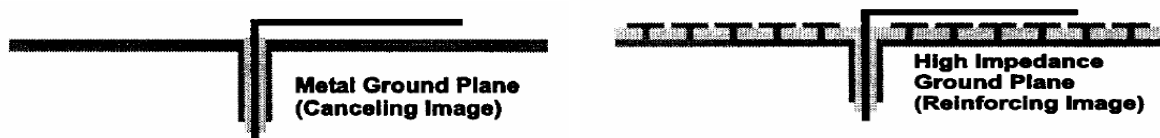


Figure 123 : Principe d'amélioration de la compacité des antennes filaires grâce à l'utilisation d'un plan conducteur magnétique artificiel [7].

Ces propriétés d'impédance de surface élevée peuvent être utilisées dans la conception de réflecteurs. De plus, il a été montré qu'il est possible d'intégrer - entre les patches imprimés de la HIS - des éléments localisés contrôlables de type varactor pour permettre un contrôle électronique des propriétés de réflexion d'un plan (Figure 124).

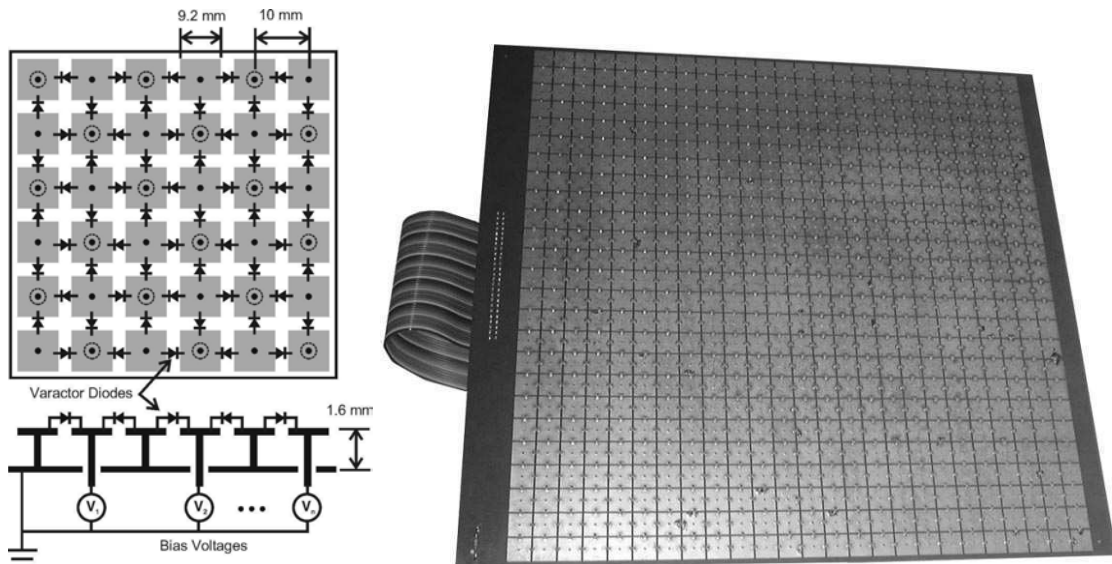


Figure 124 : à gauche: schéma de principe d'un plan réflecteur contrôlé électroniquement, à droite : réalisation [27]

Il est également possible de tirer parti des propriétés de dispersion des HIS pour la conception d'antennes patches aux dimensions réduites. En disposant un patch imprimé au dessus d'une HIS, on peut concevoir une antenne de faible taille. Ses dimensions seront fonction de la longueur d'onde effective du milieu constitué d'une HIS surmontée d'un patch [31]-[32]-[33].

Les métamatériaux ont désormais trouvés de nombreuses applications dans le domaine des antennes. Longtemps restés dans le domaine des recherches à caractère plus fondamental, ils tendent désormais à trouver leur place dans le domaine industriel. La perception des phénomènes mis en jeu dans ces structures se clarifie et permet d'en optimiser l'utilisation. De plus, l'augmentation générale des puissances de calcul et la maîtrise des procédés de fabrication de ces structures rendent les métamatériaux particulièrement attrayants. En témoigne le nombre de travaux actuellement en cours dans ce domaine. A terme, il sera certainement possible de structurer l'espace environnant des antennes pour en maîtriser parfaitement le fonctionnement et atteindre des performances jusqu'alors inégalées.

REFERENCES

- [1] V.G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ", *Soviet Physics Uspekhi*, vol.10, pp. 509-514, 1968.
- [2] R.A. Shelby, D.R. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction," *Science*, vol. 292, pp. 77-79, 2001.
- [3] J. Brown, "Artificial dielectrics", *Progress in dielectrics*, vol. 2, pp. 195–225, 1960.
- [4] W. Rotman, "Plasma simulation by artificial and parallel plate media," *IRE Trans. Ant. Propagat.*, vol. 10, pp. 82-95, 1962.
- [5] S.A. Schelkunoff and H.T. Friis, *Antennas: Theory and practice*, New York: John Wiley & Sons, 1952.
- [6] J.B. Pendry et al., *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol 47, no 11, 2075-2084 (1999)
- [7] D.R. Smith et al., "Metamaterials and negative refractive index", *Science*, vol 305, 788-792 (2004)
- [8] T.Decoopman, G.Tayeb, S.Enoch, D.Maystre, B.Gralak, "Photonic Crystal Lens : From Negative Refraction and Negative Index to Negative Permittivity and Permeability", *PHYSICAL REVIEW LETTERS*, August 2006.
- [9] *Electromagnetic Metamaterials*, C. Caloz, T. Itoh, 2005, Wiley-IEEE Press
- [10] Nguyen, H.V.; Abielmona, S.; Rennings, A.; Caloz, C., "Pencil-Beam Full-Space Scanning 2D CRLH Leaky-Wave Antenna Array," *Signals, Systems and Electronics, 2007. ISSSE '07. International Symposium on*, vol., no., pp.139-142, July 30 2007-Aug. 2 2007
- [11] Shau-Gang Mao; Yu-Zhi Chueh, "Broadband composite right/left-handed coplanar waveguide power splitters with arbitrary phase responses and balun and antenna applications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.54, no.1, pp. 243- 250, Jan. 2006
- [12] Lai, A.; Leong, K.M.K.H.; Itoh, T., "Infinite Wavelength Resonant Antennas With Monopolar Radiation Pattern Based on Periodic Structures," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.55, no.3, pp.868-876, March 2007
- [13] Casares-Miranda, F.P.; Camacho-Penalosa, C.; Caloz, C., "High-gain active composite right/left-handed leaky-wave antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.54, no.8, pp.2292-2300, Aug. 2006

- [14] Iriarte, J.C.; Ederra, I.; Gonzalo, R.; Brand, Y.; Fourmault, A.; Demers, Y.; Salgetti-Drioli, L.; de Maagt, P.; "EBG Superstrate Array Configuration for the WAAS Space Segment," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.57, no.1, pp.81-93, Jan. 2009
- [15] Young Ju Lee; Junho Yeo; Mittra, R.; Wee Sang Park; "Application of electromagnetic bandgap (EBG) superstrates with controllable defects for a class of patch antennas as spatial angular filters," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.53, no.1, pp. 224- 235, Jan. 2005
- [16] Boutayeb, H.; Denidni, T.A.; Mahdjoubi, K.; Tarot, A.-C.; Sebak, A.-R.; Talbi, L.; "Analysis and design of a cylindrical EBG-based directive antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.54, no.1, pp. 211- 219, Jan. 2006
- [17] Ratajczak, P.; Brachat, P.; Fargeas, J.-M.; "Adaptive beam steering base station antenna: Performances optimization of the reconfigurable EBG material," *Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on*, vol., no., pp.1-6, 6-10 Nov. 2006
- [18] Chantalat, R.; Menudier, C.; Troubat, M.; Arnaud, E.; Monediere, T.; Thevenot, M.; Jecko, B.; Dumon, P.; "Enhanced Two Level EBG Antenna for a High F/D Multibeam Reflector Antenna in Ka Band: Design and Characterization," *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, pp.1-7, 11-16 Nov. 2007
- [19] Poilasne, G.; Pouliguen, P.; Mahdjoubi, K.; Desclos, L.; Terret, C.; "Active metallic photonic band-gap materials (MPBG): experimental results on beam shaper," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.48, no.1, pp.117-119, Jan 2000
- [20] Weily, A.R.; Esselle, K.P.; Bird, T.S.; Sanders, B.C.; "Linear array of woodpile EBG sectoral horn antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.54, no.8, pp.2263-2274, Aug. 2006
- [21] D. R. Smith, S. Schultz, P. Markos, C. M. Soukoulis, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients", *PHYSICAL REVIEW B*, VOLUME 65, 2002.
- [22] Weir, W.B., "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies," *Proceedings of the IEEE*, vol.62, no.1, pp. 33- 36, Jan. 1974
- [23] Chen X, Grzegorzczak TM, Wu BI, Pacheco J Jr, Kong JA., "Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials", *Phys Rev E Stat Nonlin Soft Matter Phys*. 2004
- [24] Buell, K.; Mosallaei, H.; Sarabandi, K., "A substrate for small patch antennas providing tunable miniaturization factors," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.54, no.1, pp.135-146, Jan. 2006

- [25] Mosallaei, H.; Sarabandi, K.; "Design and Modeling of Patch Antenna Printed on Magneto-Dielectric Embedded-Circuit Metasubstrate," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.55, no.1, pp.45-52, Jan. 2007
- [26] D. Sievenpiper, "High-Impedance Electromagnetic Surfaces", Ph.D. Dissertation, University of California, Los Angeles, 1999
- [27] Sievenpiper, D.F.; Schaffner, J.H.; Song, H.J.; Loo, R.Y.; Tansonan, G.; "Two-dimensional beam steering using an electrically tunable impedance surface," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.51, no.10, pp. 2713- 2722, Oct. 2003
- [28] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: a low mutual coupling design for array applications," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, no. 10, pp. 2936-2946, Oct. 2003.
- [29] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "A low profile single dipole antenna radiating circularly polarized waves," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, no. 9, pp. 3083-3086, Sep. 2005.
- [30] P. Deo, A. Mehta, D. Mirshekar-Syahkal, P.J. Massey and H. Nakano, " Beam steerable square loop antenna over hybrid high impedance surface", *ELECTRONICS LETTERS* 10th September 2009 Vol. 45 No. 19
- [31] Jing Liang; Yang, H-Y.D.; "Radiation Characteristics of a Microstrip Patch Over an Electromagnetic Bandgap Surface," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.55, no.6, pp.1691-1697, June 2007
- [32] Shaozhen Zhu; Langley, R.; , "Dual-Band Wearable Textile Antenna on an EBG Substrate," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.57, no.4, pp.926-935, April 2009
- [33] Hossein Mosallaei and Kamal Sarabandi," Antenna Miniaturization and Bandwidth Enhancement Using a Reactive Impedance Substrate", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol. 52, no. 9, September 2004
- [34] Iriarte, J.C.; Ederra, I.; Gonzalo, R.; de Maagt, P.; , "Coupling reduction in a 2×2 high dielectric constant EBG patch array," *Antenna Technology (iWAT), 2010 International Workshop on* , vol., no., pp.1-2, 1-3 March 2010

Annexe B : Modélisation des propriétés de dispersion d'une Surface Haute Impédance

Dans cette annexe inspirée de [1], nous présentons le calcul des propriétés de dispersion d'un plan HIS à partir de sa modélisation circuit. Nous détaillons le calcul des expressions analytiques des ondes de surfaces dans différents cas de figure pour parvenir aux propriétés de dispersion d'un plan d'impédance complexe modélisant les HIS. A cette occasion, nous rappelons le modèle circuit d'une cellule HIS permettant de la modéliser par une impédance de surface complexe. Nous comparons finalement ces résultats avec ceux obtenus par une méthode éléments finis.

I. Les ondes de surface

Dans cette partie, nous présentons le calcul permettant d'aboutir à une solution analytique des ondes de surface sur un plan en fonction de ses propriétés. Nous nous intéressons d'abord au cas d'une interface diélectrique. Le cas d'un plan métallique est ensuite traité. Finalement, le cas de la HIS est traité à partir de la modélisation de son impédance de surface complexe et nous présentons les propriétés de dispersion de la HIS ainsi modélisée.

Les ondes de surface peuvent exister à l'interface de deux milieux différents comme le vide et les milieux diélectriques ou métalliques. Ces ondes sont limitées à l'interface et décroissent exponentiellement perpendiculairement à l'interface. Pour les fréquences radio, il est commun que le champ d'une telle onde se propage sur des distances de l'ordre de plusieurs milliers de longueur d'onde. Ces ondes sont généralement bien décrites par des courants de surface et peuvent être modélisées par l'utilisation d'impédance de surface.

I.1. Cas des interfaces diélectriques

Afin de comprendre les propriétés des ondes de surface, considérons le cas suivant : le plan YZ représente l'interface entre un milieu diélectrique ϵ_1 ($X > 0$) et un milieu diélectrique ϵ_2 ($X < 0$) (Figure 125). Considérons une onde bornée à la surface : elle s'atténue dans la direction $+X$ avec une constante α , et dans la direction $-X$ avec une constante γ . Cette onde se propage également dans la direction Z avec une constante de propagation k .

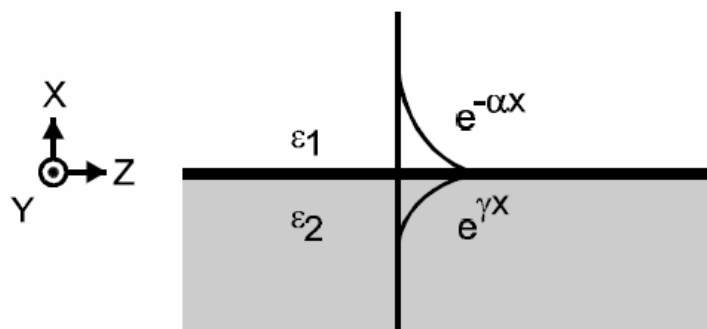


Figure 125 : onde de surface à l'interface de deux milieux [1]

Pour une onde polarisée TM, $E_y = 0$. Le champ électrique dans les demi espaces supérieur et respectivement inférieur aura alors la forme suivante :

$$\vec{E}_1 = (E_{1x} \vec{x} + E_{1z} \vec{z}).e^{j\omega t - jkz - \alpha x} \quad (1)$$

$$\vec{E}_2 = (E_{2x} \vec{x} + E_{2z} \vec{z}).e^{j\omega t - jkz - \gamma x} \quad (2)$$

Pour de telles ondes, la résolution des équations de Maxwell nous conduit au résultat suivant [1]:

$$k = \sqrt{\frac{\epsilon_1 \epsilon_2}{\epsilon_1 + \epsilon_2}} \frac{\omega}{c} \quad (3)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{-\epsilon_1^2}{\epsilon_1 + \epsilon_2}} \frac{\omega}{c} \quad (4)$$

$$\gamma = \sqrt{\frac{-\epsilon_2^2}{\epsilon_1 + \epsilon_2}} \frac{\omega}{c} \quad (5)$$

Si $\epsilon_1 = 1$, c'est-à-dire si le demi espace supérieur ($X > 0$) est un espace libre constitué de vide, en posant $\epsilon_2 = \epsilon$, les équations précédentes deviennent :

$$k = \sqrt{\frac{\epsilon}{1 + \epsilon}} \frac{\omega}{c} \quad (6)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{-1}{1 + \epsilon}} \frac{\omega}{c} \quad (7)$$

$$\gamma = \sqrt{\frac{-\epsilon^2}{1 + \epsilon}} \frac{\omega}{c} \quad (8)$$

Dans ce cas, si $\epsilon > 0$, alors α et γ sont imaginaires purs. L'onde ne s'atténue alors pas en s'éloignant de la surface et correspond à une onde plane se propageant à travers la surface diélectrique. Par conséquent, les ondes de surface TM n'existent pas sur des matériaux diélectriques non conducteurs. En revanche si $\epsilon < -1$ ou si ϵ possède une partie imaginaire non nulle, la solution des équations décrit une onde bornée autour de la surface. La solution pour les ondes de surface TE peut être obtenue de la même manière. Par le principe de dualité [1], si les champs électrique et magnétique sont échangés, la solution donnée s'applique au cas TE en substituant μ à ϵ dans les équations précédentes.

I.2. Cas des surfaces métalliques

Nous allons dans ce cas remplacer le demi espace inférieur par du métal. La constante diélectrique d'un milieu métallique peut être exprimée de la manière suivante :

$$\varepsilon = 1 - \frac{j\sigma}{\omega\varepsilon_0} \quad (9)$$

avec σ la conductivité du métal, donnée par : $\sigma = \frac{nq^2\tau/m}{1+j\omega\tau}$ (10)

τ est le temps moyen de collision électrons/ions, q est la charge de l'électron, m et n correspondent respectivement à la masse et la densité dans le métal des électrons de conduction.

On constate alors que pour les fréquences petites devant $1/\tau$, la conductivité est réelle et grande devant 1. La constante diélectrique est alors principalement imaginaire. Ainsi, pour de telles fréquences, on obtient ((9) et (6)) la relation suivante :

$$k \approx \frac{\omega}{c} \quad (11)$$

L'onde va donc se propager le long de la surface à une vitesse proche de celle de la lumière en espace libre. On constate également que dans cette direction l'onde sera très peu atténuée (eq. 13). De même, en remplaçant (7) et (8) dans (9) on obtient :

$$\alpha \approx \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{\omega\varepsilon_0}{2\sigma}} (1-j) \quad (12)$$

$$\gamma \approx \sqrt{\frac{\omega\mu_0\sigma}{2}} (1+j) = \frac{(1+j)}{\delta} \quad (13)$$

Pour les bons conducteurs, la valeur de α reste très faible. L'onde peut se propager à une grande distance de la surface. C'est la raison pour laquelle les ondes de surfaces sont généralement décrites par des courants surfaciques sur le conducteur.

De l'expression de γ , on en déduit l'épaisseur de peau δ du métal. Les courants de surface pénètrent dans le métal seulement sur une très faible distance (à 10 GHz, l'épaisseur de peau du cuivre est inférieure au micromètre).

On peut également exprimer l'impédance de surface d'une feuille de métal plane. En utilisant l'expression simplifiée de γ (13), on peut exprimer le courant en fonction de l'épaisseur de peau du métal. Supposons que la valeur du champ à la surface soit E_0 , alors :

$$J_z(x) = \sigma E_z(x) = \sigma E_0 e^{-x(1+j)/\delta} \quad (14)$$

En intégrant les courants le long d'un chemin de largeur quelconque, entourant les courants de surface ($X=0$) sur une profondeur grande devant l'épaisseur de peau, on trouve l'expression du champ H au niveau de l'interface :

$$H_0 = \int_0^{-\infty} J_z(x) dx = \frac{\sigma \delta}{1+j} E_0 \quad (15)$$

On en déduit l'impédance de surface d'une feuille de métal :

$$Z_s = \frac{E_z}{H_y} = \frac{1+j}{\sigma \delta} \quad (16)$$

Les parties imaginaire et réelle de l'impédance de surface sont positives et égales. La partie réelle caractérise l'effet résistif tandis que la partie imaginaire représente une inductance de surface.

I.3. Cas des surfaces haute impédance

En appliquant une texture au niveau de la feuille métallique, on peut réussir à modifier l'impédance de surface de cette dernière. Le comportement des ondes de surface n'est alors plus le même. Le comportement des ondes de surface sur une surface d'impédance quelconque est caractérisé dans différents ouvrages [2]. On peut alors montrer que les ondes de surface TM existent sur des surfaces inductives dont l'impédance de surface vaut [1]:

$$Z_s(TM) = \frac{j\alpha}{\omega\epsilon} \quad (17)$$

Inversement, les ondes TE existent sur les surfaces capacitatives ayant pour impédance :

$$Z_s(TE) = \frac{-j\omega\mu}{\alpha} \quad (18)$$

I.3.1. Modèle adopté

Comme nous l'avons vu, les HIS peuvent être vues comme des cristaux photoniques à deux dimensions qui empêchent la propagation des courants de surfaces. Un réseau d'éléments résonants à deux dimensions peut être assimilé à un filtre et nombre de ses propriétés peuvent être expliquées en utilisant un modèle simple de circuit (Figure 126).

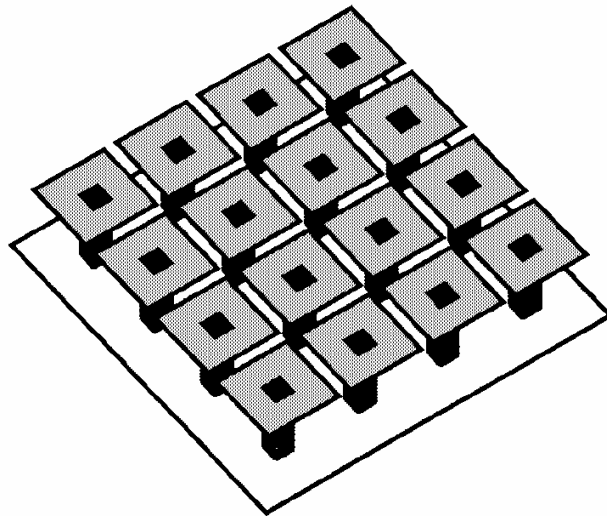


Figure 126: surface haute impédance à géométrie carrée [1]

L'effet capacitif est obtenu par la proximité des patches de la face supérieure tandis que l'effet inductif provient des boucles de courant dans la structure. Les propriétés électromagnétiques de cette surface peuvent alors se déduire d'un circuit équivalent LC (Figure 127).

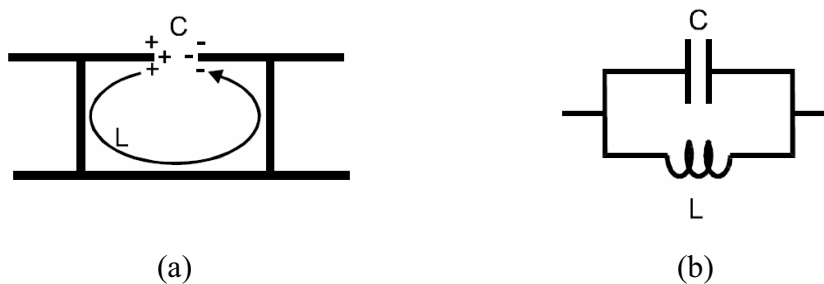


Figure 127 : (a) origine du circuit équivalent, (b) circuit équivalent d'une surface haute impédance [1]

L'impédance d'un circuit résonant LC parallèle est égale à :

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (19)$$

A basse fréquence, l'impédance de surface est inductive, et donc supporte les ondes de surface TM. A haute fréquence, elle est au contraire capacitive, et supporte donc les ondes de surface TE. Dans une bande de fréquence étroite autour de la fréquence de résonance, l'impédance de surface devient très élevée. Dans cette bande de fréquence, les courants de surface rayonnent efficacement et la structure supprime les deux types d'onde de surface. Avoir une surface haute impédance implique également une réflexion des ondes électromagnétiques extérieures sans renversement de phase.

La fréquence de résonance et la largeur de bande interdite se déduisent du modèle équivalent par :

$$\begin{aligned}\omega_0 &= 1/\sqrt{LC} \\ BW &\propto \sqrt{L/C}\end{aligned}\quad (20)$$

Selon [1], l'utilisation d'un tel modèle reste valide tant que la longueur d'onde reste grande devant la taille de chaque élément. Ce modèle reste applicable pour des vecteurs d'onde pas trop importants.

On peut déterminer la relation de dispersion d'une onde de surface en utilisant notre modèle LC en substituant l'expression du champ électrique (1) dans les équations de Maxwell. Le vecteur d'onde k dépend alors de la fréquence de l'onde et de sa constante de propagation α :

$$k^2 = \mu_0 \varepsilon_0 \omega^2 + \alpha^2 \quad (21)$$

En injectant l'expression des impédances de surface pour les ondes TM et TE dans cette dernière équation, on peut exprimer k en fonction de ω :

$$k_{TM} = \frac{\omega}{c} \sqrt{1 - \frac{Z_S^2}{\eta^2}} \quad (22)$$

$$k_{TE} = \frac{\omega}{c} \sqrt{1 - \frac{\eta^2}{Z_S^2}} \quad (23)$$

Avec : - $\eta = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0}$ l'impédance du vide
- $c = 1/\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$ la célérité de la lumière dans le vide

I.3.2. Propriétés de dispersion

A partir de ces deux dernières équations il est possible de tracer le diagramme de dispersion des ondes de surfaces. Ce diagramme est représenté Figure 128 pour $C=0.05 \text{ pF}^2$ et $L=2 \text{ nH}^2$.

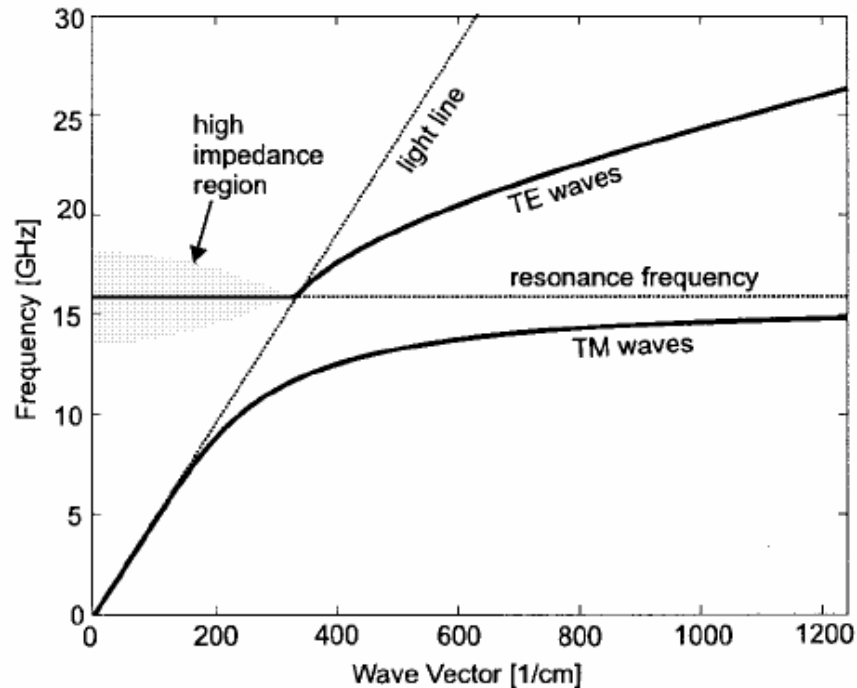


Figure 128 : diagramme de dispersion de la surface haute impédance calculé à partir du modèle d'impédance de la surface [1]

On constate que sous la fréquence de résonance, les ondes de surface TM sont supportées et coïncident presque avec la ligne de lumière. De telles ondes se propagent sur la surface comme elles le feraient sur un plan métallique. Proche de la résonance, les ondes se propagent au niveau de la surface avec une vitesse de groupe faible. Avec ce modèle, on constate que la courbe de dispersion TM tend asymptotiquement vers la fréquence de résonance. Ce modèle ne prédit donc pas de bande interdite.

Au-delà de la fréquence de résonance, la surface est capacitive et supporte les ondes TE. Proche de la fréquence de résonance, la courbe de dispersion est proche de la ligne de lumière. Dans ce cas, les ondes sont péniblement confinées au niveau de la surface et s'étendent loin dans l'espace environnant. Lorsque la fréquence augmente, la courbe s'éloigne de la ligne de lumière et les ondes sont donc davantage présentes au niveau de la surface.

Les ondes TE se trouvant à gauche de la ligne de lumière existent sous forme d'onde de fuite. Les ondes de surface TE à la fréquence de résonance sont alors rayonnées. Ce rayonnement survient lorsque l'impédance de la surface contient une partie réelle. Pour cela il faut considérer les pertes dans la surface dues au milieu. Dans ce cas, dans une bande de fréquence étroite autour de la résonance, l'impédance de la surface comporte une forte partie réelle. Les ondes de fuites rayonnent donc dans une bande étroite autour de la fréquence de résonance. Le rayonnement de ces ondes de fuite peut être modélisé comme une résistance en parallèle à l'impédance de la surface. En fonction de l'angle de radiation, l'impédance du vide vue par la surface peut être exprimée de la manière suivante :

$$Z_{space}(\theta) = \frac{\eta}{\cos(\theta)} \quad (24)$$

Par conséquent, la résistance de rayonnement est de 377Ω pour les petits vecteurs d'onde et les rayonnements dans la direction normale au plan de la surface. En revanche, cette résistance devient de plus en plus importante à mesure que les angles de rayonnement se rapprochent de l'horizon. Dans ce cas, les ondes ne pourront plus rayonner et cela se traduit par une largeur de bande de la fréquence de rayonnement qui tend vers zéro lorsque le vecteur d'onde tend vers la ligne de lumière. La région du diagramme de dispersion des ondes rayonnantes correspond à la région grisée sur la Figure 128. Ce modèle prédit donc l'existence d'une bande de fréquence dans laquelle les ondes seront rayonnées dans l'espace (« leaky wave »), et non la présence d'une bande interdite.

II. Modèle affiné

Dans le modèle décrit précédemment, les propriétés des surfaces haute impédance sont explicitées à l'aide d'un unique paramètre : l'impédance de surface. Ce modèle relativement simple permet toutefois de prédire le comportement réfléchissant de ces surfaces ainsi que son effet sur les ondes de surface. Toutefois, ce modèle ne prédit pas la présence d'une bande interdite, qui se caractérise par une bande de fréquence telle que pour toute onde de surface appartenant à cette bande de fréquence, ses courants surfaciques ne se propagent pas (rayonnement, réflexion).

Il est donc nécessaire d'obtenir des résultats plus précis, en particulier pour les fréquences autour de la fréquence de résonance. Pour cela il est possible d'utiliser des méthodes plus rigoureuses pour calculer les champs et caractériser le comportement de ces surfaces. Grâce à ces méthodes il est possible d'explicitier les détails de la géométrie de la surface. L'utilisation de cette méthode se fait selon les étapes suivantes :

- on discrétise une seule cellule de la surface en explicitant les régions métalliques et diélectriques.
- On utilise des conditions limites de Bloch dans lesquelles les champs d'un côté de la cellule sont liés aux champs du côté opposé par le biais du vecteur d'onde.
- Le calcul nous permet d'obtenir les fréquences permises pour un certain vecteur d'onde.
- On répète cette opération pour l'ensemble des vecteurs d'onde afin d'obtenir le diagramme de dispersion.

Un diagramme de dispersion ainsi obtenu est tracé Figure 129. La surface haute impédance étudiée est représentée. Les dimensions d'un élément sont les suivantes : 2.4mm de côté, 0.15mm d'espacement entre les plaques, 0.36mm pour la largeur des vias. Le volume est rempli avec un diélectrique de permittivité $\epsilon = 2.2$ pour une épaisseur totale de 1.6mm.

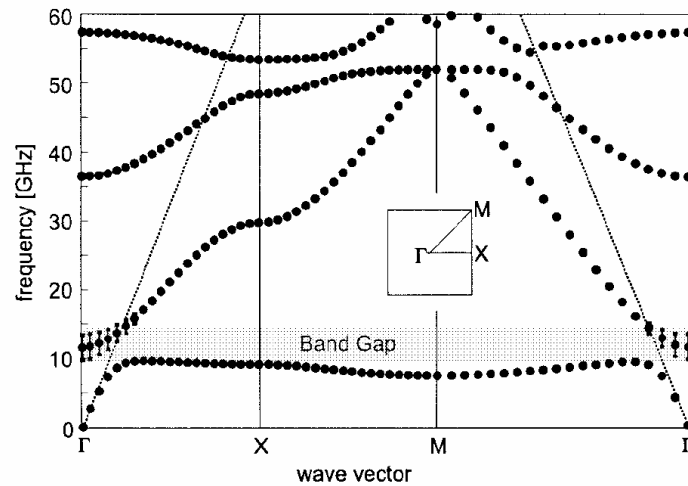


Figure 129 : diagramme de dispersion de la structure haute impédance calculé par FDTD [1]

On constate cette fois que le diagramme de dispersion présente bien une bande interdite totale et une bande de fréquence dans laquelle les solutions se trouvent dans le cône de lumière (correspondant à des ondes rayonnées).

REFERENCES

- [1] « High Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band », Dan Sievenpiper, *member IEEE*, Lijun Zhang, Romulo F. Jimenez Broas, Nicholas G. Alexopolous, *Fellow, IEEE*, and Eli Yablonovitch, *Fellow IEEE*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.47, NO.11, November 1999.
- [2] « Field Theory of Guided Waves », R. Collin, 2nd ed., New York IEEE, Press, 1991.

Annexe C : Calcul du diagramme de rayonnement d'un réseau idéal

Dans cette annexe nous détaillons les calculs du facteur de réseau d'une antenne linéaire constituée d'éléments rayonnant idéaux dont les résultats sont exposés dans la partie 2.1.2.1.1. (exemple Figure 130 pour un réseau de 3 éléments).

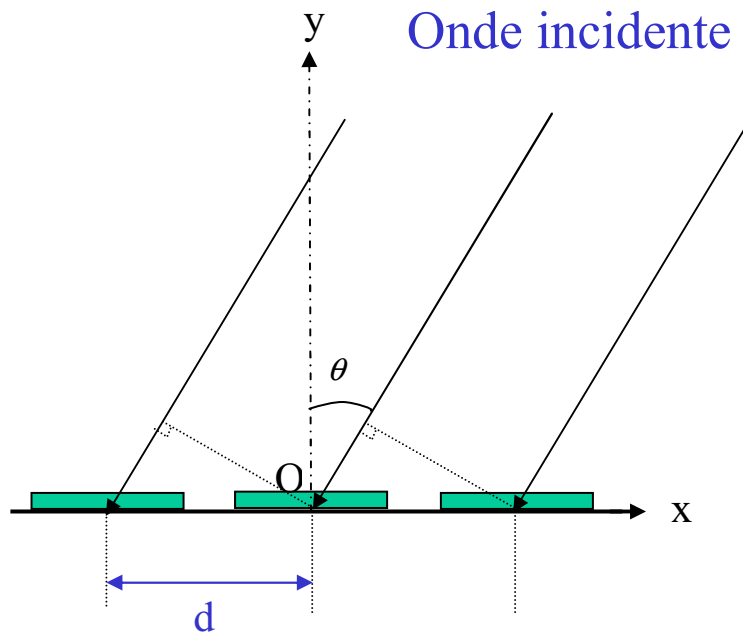


Figure 130 : Réseau linéaire uniforme à 3 éléments

Supposons qu'un ensemble de N capteurs est plongé dans un champ électromagnétique et qu'il reçoit des ondes progressives de différentes sources. On suppose également que le milieu est homogène. La vitesse de propagation choisie dans notre cas sera égale à c . De plus les sources sont supposées se trouver à une distance suffisamment grande pour que l'onde arrivant sur le réseau soit plane.

Dans le cadre de notre étude ces hypothèses sont respectées car les signaux proviennent d'un nombre fini de satellites situés à plusieurs milliers de kilomètres de l'antenne. De plus les dimensions du réseau sont de l'ordre de quelques λ (longueur d'onde dans le milieu de propagation). Les signaux GNSS, qui sont les signaux d'intérêt, occupent une bande utile de 20 à 50 MHz sur des fréquences porteuses f_0 comprises entre 1176.45 MHz et 1575.42 MHz.

Ainsi l'hypothèse bande étroite est généralement respectée et se traduit par :

$$\frac{D}{c} \ll \frac{1}{BW} \Rightarrow \frac{D \cdot BW}{\lambda} \ll f_0$$

- Avec :
- D : la dimension du réseau d'antenne
 - c : la vitesse de la lumière dans le milieu de propagation
 - f_0 : la fréquence porteuse
 - BW : la largeur de bande du signal
 - λ : la longueur d'onde dans le milieu de propagation

Le signal reçu, à l'instant t au point de coordonnées $r \in \mathfrak{R}^3$, d'une source émettant une onde progressive monochromatique de pulsation ω , peut s'écrire :

$$s(r, t) = A \cdot e^{i(\omega t - k^T r)}$$

où k est le vecteur d'onde de norme $\|k\| = 2\pi / \lambda$, et λ la longueur d'onde.

Sous l'hypothèse bande étroite, le temps de propagation entre les capteurs du réseau peut être approximé par un simple déphasage :

$$s(t - \tau) = s(t) \cdot e^{-i\omega_0 \tau}$$

Avec :

- τ : temps de propagation ;
- $s(t)$: enveloppe complexe du signal.

Dans le cas de notre réseau uniforme linéaire à N éléments non pondérés, séparés d'une distance d , le diagramme du réseau se calcule à partir de la somme des signaux reçus sur les éléments du réseau lorsqu'une onde d'amplitude unité se propage depuis la direction θ (Figure 130). En prenant le premier élément du réseau comme référence, le diagramme $G(\theta)$ du réseau s'obtient par:

$$G(\theta) = |S(\theta)|^2$$

Avec :

$$S(\theta) = \sum_{k=0}^{N-1} e^{i2\pi k \frac{d}{\lambda} \sin(\theta)}$$

$$= e^{i\pi(N-1)\frac{d}{\lambda} \sin(\theta)} \frac{\sin(\pi N \frac{d}{\lambda} \sin \theta)}{\sin(\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta)}$$

Donc :

$$G(\theta) = \left| \frac{\sin(\pi N \frac{d}{\lambda} \sin \theta)}{\sin(\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta)} \right|^2$$

L'application de pondérations séparables sur la sortie (ou entrée selon utilisation) des éléments d'un réseau permet de synthétiser des diagrammes et donc de contrôler le diagramme de rayonnement de l'antenne. Si l'on reprend l'exemple du réseau linéaire uniforme de N éléments, ce réseau est naturellement focalisé sur la normale ($\theta = 0^\circ$). Lorsque l'on souhaite privilégier une direction θ_0 en réception ou en émission, il suffit de pondérer les éléments de manière à compenser les déphasages induits par la propagation suivant θ_0 . Le gain du réseau s'écrira alors :

$$G(\theta) = \left| \frac{\sin[\pi N \frac{d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_0)]}{\sin[\pi \frac{d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_0)]} \right|^2$$

De telles pondérations ne sont possibles que lorsqu'on connaît la valeur du déphasage induit par la propagation suivant θ_0 . Pour cela, il est également nécessaire d'avoir un déphasage entre un élément quelconque du réseau et l'élément de référence qui ne soit pas ambigu. C'est-à-dire qu'à tout angle d'incidence de l'onde θ_0 correspond une unique valeur de déphasage pour l'élément considéré. Dans le cas du réseau linéaire, le déphasage entre deux éléments adjacents pour une onde plane incidente d'angle θ vaut :

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

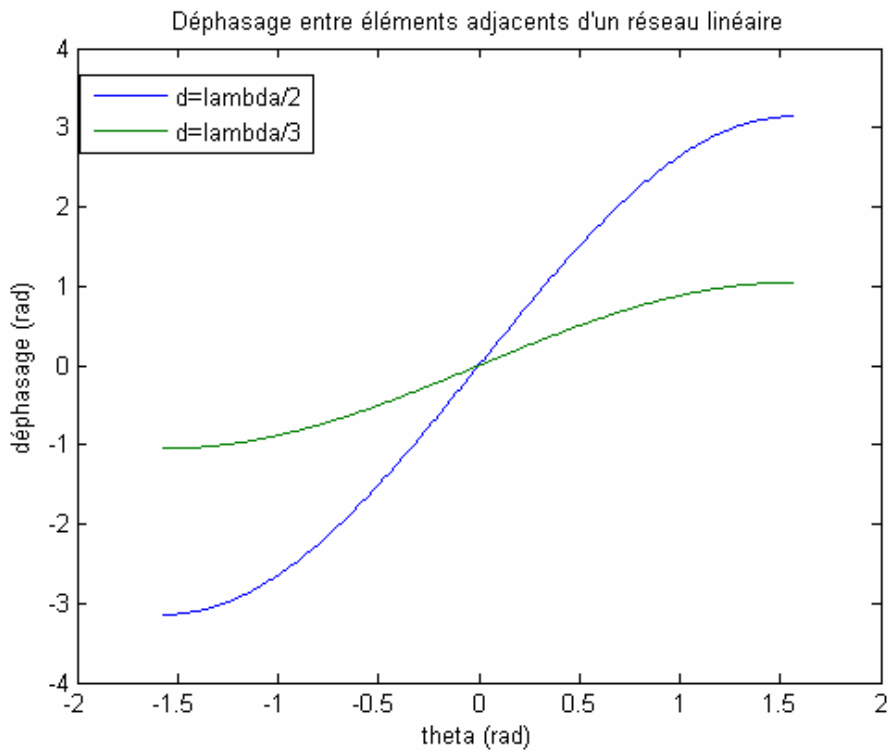


Figure 131 : Déphasage inter élément d'un réseau linéaire

Sur la Figure 131, ce déphasage inter élément est représenté pour deux distances inter élément en fonction de l'angle de l'onde incidente. On constate que la distance inter élément de $\lambda/2$ est bien optimum puisque la variation de phase entre deux capteurs s'étend de $-\pi$ à $+\pi$ sans ambiguïté lorsque la direction de l'onde d'arrivée varie. Lorsque cette distance entre capteurs est inférieure, aucune ambiguïté angulaire n'apparaît. Cependant, la dérivée de la loi de phase étant toujours plus faible, une erreur d'estimation sur le déphasage entre élément du réseau engendrera une erreur sur la direction d'arrivée du signal plus importante.

Author : Nicolas CAPET

Title : Decoupling improvement between the radiating elements of a compact GNSS array using High Impedance Surfaces

Thesis directors : Olivier PASCAL, Jérôme SOKOLOFF

ONERA Supervisor: Cédric MARTEL

Date and place : December 2nd, 2010, auditorium ONERA, Toulouse

Abstract :

This thesis addresses the problem of mutual coupling reduction between the elements of a compact GNSS array – using High Impedance Surfaces (HIS) – to improve Controlled Reception Pattern Antenna (CRPA) performances.

We first design a HIS, which elementary cell size is smaller than $\lambda_0/14$. Its Electromagnetic Band Gap (EBG) properties are characterised numerically and experimentally. A patch antenna is chosen as the elementary antenna of the CRPA. Ideal HIS are proposed to study different array configurations in order to define the elementary antenna. Resonant mechanisms occurring at the frequencies of the band gap in the HIS are then studied in detail. As a result, we propose the use of new compact HIS like resonators. Finally, different prototypes are designed and built. They consist of cavity backed patch elements surrounded or not by the proposed HIS like resonators. Numerical and experimental results demonstrate the mutual coupling drastic reduction achieved with these structures.

Keywords : High Impedance Surface (HIS), mutual coupling reduction, metamaterials, CRPA antenna, GNSS.

Speciality : Electromagnetism and micro-waves

Laboratories :

ONERA / DEMR, 2 av. Edouard Belin, BP4025, 31055 TOULOUSE Cedex
UPS / LAPLACE, Université Paul Sabatier, bât. 3R1, 31062 Toulouse

Auteur : Nicolas CAPET

Titre : Amélioration du découplage inter-éléments par Surface Haute Impédance pour des antennes réseaux GNSS compactes

Directeurs de thèse : Olivier PASCAL, Jérôme SOKOLOFF

Encadrant ONERA : Cédric MARTEL

Date et lieu de soutenance : le 2 Décembre 2010, auditorium de l'ONERA, Toulouse

Résumé :

L'objectif de cette thèse est de proposer une solution à base de Surface Haute Impédance (HIS) permettant de découpler les éléments rayonnants d'un réseau GNSS pour améliorer un système CRPA (Controlled Reception Pattern Antenna). Nous concevons alors une HIS possédant une taille de cellule élémentaire inférieure à $\lambda_0/14$ et caractérisons sa bande interdite électromagnétique (EBG). Un patch est choisi comme antenne élémentaire du réseau CRPA. Différentes configurations de mise en réseau incorporant des HIS idéales ou non sont étudiées pour affiner la conception de notre antenne élémentaire. Nous menons ensuite une étude détaillée des phénomènes résonants dans les HIS. Nous proposons alors l'utilisation de résonateurs originaux et compacts inspirés des HIS. Finalement, nous concevons et réalisons différentes antennes patches en cavité environnées par des résonateurs. Des résultats de simulations et de mesures mettent en évidence le très fort potentiel de découplage de ces structures.

Mots clés : Surface Haute Impédance (HIS), réduction des couplages, métamatériaux, antenne CRPA, GNSS.

Spécialités : Electromagnétisme, micro-ondes

Laboratoires :

ONERA / DEMR, 2 av. Edouard Belin, BP4025, 31055 Toulouse Cedex
UPS / LAPLACE, Université Paul Sabatier, bât. 3R1, 31062 Toulouse