

# Table des matières

<b>1. Introduction .....</b>	<b>10</b>
1.1. Motivation et problématique.....	10
1.2. Plan de thèse .....	11
<b>2. Étude bibliographique .....</b>	<b>13</b>
2.1. Réseaux d'antennes bi-bandes .....	13
2.1.1 Réseaux à périodicité identique .....	14
2.1.1.1 Antenne monocouche .....	14
2.1.1.1.1 Un élément bi-bandes .....	14
2.1.1.1.2 Deux éléments monobandes .....	19
2.1.1.2 Antenne multicouches rayonnantes ou 3D.....	20
2.1.1.2.1 Un élément bi-bandes sur plusieurs couches rayonnantes .....	20
2.1.1.2.2 ULB .....	21
2.1.2 Réseaux à périodicité différentes .....	23
2.1.2.1 Deux éléments rayonnants différents sur une unique couche rayonnante .....	23
2.1.2.2 Deux éléments rayonnants différents sur plusieurs couches rayonnantes.....	25
2.1.2.2.1 Structures entrelacées .....	25
2.1.2.2.2 Patchs perforés .....	27
2.1.2.2.3 Structures chevauchées ou sandwichs .....	30
2.1.3 Conclusion intermédiaire .....	33
2.2. Wide Angle Impedance Matching (WAIM) .....	34
2.2.1 Substrat diélectrique .....	34
2.2.2 Métasurfaces.....	36
2.2.3 Conclusion Biblio WAIM .....	38
<b>3. Étude de la source bande X .....</b>	<b>40</b>
3.1. Introduction.....	40
3.2. Étude des paramètres variables sous HFSS .....	40
3.3. Effets de l'ajout d'une grille autour du patch supérieur bande X .....	44
3.4. Ajout d'une cavité métallique autour de la source bande X .....	48
3.5. Conclusion .....	51

<b>4. Réseau bi-bande L/X.....</b>	<b>54</b>
4.1. Introduction.....	54
4.2. Mise au point d'un élément monocouche de type grillage bande L sous ADS	55
4.3. Mise en présence d'une grille au-dessus de la source bande X .....	58
4.3.1 Impacts de l'ajout d'une grille au-dessus de la source bande X .....	59
4.3.2 Grille commune à plusieurs sources .....	60
4.3.2.1 Validation de la méthode de calculs .....	61
4.3.2.2 Analyse des effets de la grille .....	64
4.4. Étude FSS de la grille .....	65
4.5. Effets d'une grille étudiée en FSS .....	67
4.6. Dipôles empilés.....	69
4.6.1 Nécessité de la structure double dipôle .....	69
4.6.2 Choix de la forme de la maille .....	69
4.6.2.1 Maille carrée.....	69
4.6.2.2 Maille hexagonale .....	71
4.6.2.2.1 Présentation de la maille hexagonale .....	71
4.6.2.2.2 Paramètres d'optimisation de la source bande L .....	72
4.6.2.2.3 Performances de la source bande L obtenues.....	73
4.6.3 Choix de la structure bande L simulée .....	74
4.6.3.1 Mise en cause de la structure double dipôle « simple » sans les sources bande X .....	74
4.6.3.2 Structure double dipôle plus réaliste .....	77
4.6.4 Optimisation de la structure double dipôle .....	78
4.7. Mise en présence des sources bande X et bande L .....	80
4.7.1 Sources bande X dans la maille hexagonale bande L.....	80
4.7.2 Réseau linéaire bande X surmonté de rubans infinis.....	88
4.7.2.1 Présentation et comparaison avec le réseau bande X au sein de la maille hexagonale bande L.....	88
4.7.2.2 Étude des effets des rubans sur l'adaptation des sources bande X .....	90
4.7.2.3 Étude des effets des rubans sur les diagrammes de rayonnement.....	92
4.8. Conclusion .....	95
<b>5. Recours aux WAIM pour améliorer le réseau de sources bande X.....</b>	<b>98</b>
5.1. Introduction.....	98

5.2. Conception analytique des couches WAIM .....	99
5.2.1 Support de conception des couches WAIM : source bande X considérée .....	99
5.2.2 Méthode analytique .....	100
5.3. Différentes formes de simulation des WAIM sous HFSS.....	103
5.3.1 Simulation purement théorique des WAIM : une feuille d'impédance.....	103
5.3.2 La première forme de WAIM historique : la lame diélectrique .....	104
5.3.3 La forme de WAIM actuellement la plus répandue : la structure métasurface .....	105
5.4. Première tentative d'optimisation d'un réseau de sources bande X .....	108
5.5. Limitation des WAIM planaires : nécessité d'utiliser des WAIM 3D .....	109
5.5.1 Comportements différents dans chacun des plans .....	110
5.5.2 Méthode d'optimisation proposée .....	119
5.6. Tentatives d'optimisation avec des WAIM 3D.....	120
5.6.1 Optimisation de la source bande X avec cavité .....	120
5.6.1.1 Optimisation dans le plan H avec WAIM 1.....	121
5.6.1.2 Optimisation dans le plan E avec WAIM 2 .....	125
5.6.1.3 Diagrammes de rayonnement.....	129
5.6.2 Optimisation de la source bande X sans cavité.....	135
5.6.2.1 Optimisation dans le plan H avec WAIM 1.....	136
5.6.2.2 Optimisation dans le plan E avec le WAIM 2 .....	138
5.6.2.3 Diagrammes de rayonnement.....	140
5.7. Validation expérimentale.....	143
5.7.1 Source bande X réalisable .....	143
5.7.2 Cas 1 : optimisation dans le plan H sur la bande de fréquences d'étude.....	144
5.7.2.1 Performances initiales de la source bande X .....	144
5.7.2.2 Présentation de la structure optimisée .....	146
5.7.2.3 Présentation de la maquette .....	150
5.7.2.4 Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés.....	153
5.7.2.5 Cartographies 3D.....	155
5.7.2.6 Coefficients de réflexion .....	156
5.7.2.7 Effets des WAIM sur le gain réalisé dans l'axe.....	157
5.7.3 Cas 2 : optimisation dans les plans E et H sur une bande de fréquences restreinte	158
5.7.3.1 Performances initiales de la source bande X .....	158
5.7.3.2 Présentation de la structure optimisée .....	159

5.7.3.3 Présentation de la maquette .....	163
5.7.3.4 Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés.....	164
5.7.3.5 Cartographies 3D.....	167
5.7.3.6 Coefficients de réflexion .....	168
5.7.3.7 Effets des WAIM sur le gain réalisé dans l'axe.....	169
5.8. Conclusion .....	170
<b>6. Conclusion.....</b>	<b>172</b>
6.1 Résumé des travaux de recherche .....	172
6.2 Travaux futurs et perspectives.....	173
Bibliographie .....	175
Annexe.....	180





# Chapitre 1

## Introduction

1.1. Motivation et problématique.....	10
1.2. Plan de thèse .....	11



# 1. Introduction

## 1.1. Motivation et problématique

Thales DMS France est spécialisé dans les radars aéroportés et les systèmes de guerre électronique navals et aéroportés. Les missions systèmes envisagées pour les futurs produits conduisent à rechercher des solutions techniques permettant d'augmenter encore les performances en termes de largeur de bande de fréquence, de couverture angulaire, et de polarisation, tout en augmentant leur compacité, afin de limiter le nombre de capteurs sur les plateformes.

L'embarquement sur porteur (avion, satellite, navire...) de systèmes toujours plus nombreux et complexes, réalisant des fonctions multiples (télécommunications, radar...) est rendu plus compliqué du fait des volumes restreints pour leur implantation. Une solution à la multiplication des fonctions consiste à regrouper deux (ou plusieurs) fonctions dans un même volume, la surface de l'antenne étant alors partagée entre ces deux fonctions a priori autonomes et simultanées. Si les deux fonctions sont utilisées à des fréquences très différentes (par exemple dans un rapport 1 à 10), une solution utilisant un même réseau pour les deux fonctions n'est pas envisageable. Il faut dès lors étudier la possibilité d'implanter deux réseaux à balayage électroniques entrelacés sur une même surface.

Depuis une vingtaine d'années, un certain nombre d'études ont été menées, et des solutions ont été envisagées et éventuellement testées pour implanter deux antennes réseaux sur une même surface. L'implantation de deux antennes réseaux à balayage électronique, entrelacées sur une même surface, est une solution pour obtenir une structure fonctionnant dans deux bandes de fréquences distinctes et relativement éloignées.

Le travail de la thèse consiste donc à imaginer des topologies originales et identifier des solutions novatrices en technologie imprimée multicouches pour implanter deux réseaux d'antennes à balayage électronique sur une même surface, présentant les caractéristiques suivantes :

- Fonctionnement dans deux bandes de fréquences distinctes : on prendra dans le cadre de la thèse un fonctionnement en bande X (fonction Radar, vers 10 GHz) et un fonctionnement en bande L (fonctionnement Identification Friend of Foe (IFF), aux fréquences d'interrogateur et de transpondeur IFF : 1,03 GHz et 1,09 GHz),
- Un fonctionnement dans des bandes étendues : typiquement un objectif de 10% en bande X d'une part, et les deux bandes IFF d'autre part (1,03 GHz +/- 3 MHz et 1,09 GHz +/- 3 MHz),
- Un accès distinct pour chacune des bandes de fréquence, afin de pouvoir opérer simultanément les deux fonctions,
- Compatibilité de la solution avec un balayage électronique du faisceau pour chacune des fonctions, sur une plage angulaire étendue (supérieure à 45°, avec un objectif 60°),
- Radio-transparence du rayonnement électromagnétique pour chacune des fonctions par rapport à l'autre, avec maintien des performances (rendement, pointage

angulaire, niveaux de lobes, qualité de polarisation, etc.) en fonctionnement simultané,

- Double polarisation linéaire pour la fonction Radar, polarisation verticale pour la fonction IFF,
- Une structure relativement compacte constituant le multicouche imprimé.

## 1.2. Plan de thèse

Cette thèse est le fruit d'une collaboration CIFRE entre l'Institut d'Électronique et des Technologies du numéRique (IETR, Rennes) et Thales Defence Mission Systems (TDMS, Elancourt). Les travaux ont été menés sous la direction de Renaud Loison et Raphaël Gillard (IETR), et avec l'encadrement d'Éric Estebe et de Christian Renard (TDMS).

Le mémoire de thèse est organisé en 6 chapitres. Suite à l'introduction, le **Chapitre 2** débute par une étude bibliographique sur les différentes solutions permettant de réaliser des réseaux bi-bandes ou larges bandes. De cette étude ressort une famille de réseaux bi-bandes présentant des performances conformes à celles attendues sauf pour les capacités de dépointage qui sont relativement faibles par rapport à ce que nous souhaitons ( $\pm 60^\circ$  dans les plans E et H). Cela justifie l'étude bibliographique sur les WAIM (Wide Angle Impedance Matching), méthode permettant d'améliorer les capacités de dépointage d'un réseau donné. Les différents types de WAIM utilisés dans la littérature sont ainsi présentés.

Le **Chapitre 3** introduit la conception et l'optimisation du réseau bande X. Les différents éléments composant le réseau bande X sont présentés et des études paramétriques sont réalisés afin d'optimiser au mieux le réseau. Les performances du réseau bande X optimisé sont présentées.

Le **Chapitre 4** traite de la mise en présence des réseaux bande X et bande L. Dans un premier temps, la conception et l'optimisation du réseau bande L sont présentées. Ensuite, les effets de couplage mutuel entre les réseaux bande X et bande L sont étudiés. Le réseau bande L est simulé dans sa maille en présence du réseau bande X puis le réseau bande X est simulé en présence des éléments d'une maille bande L.

Le **Chapitre 5** présente les travaux menés sur les WAIM. Elle permet d'améliorer les capacités de dépointage du réseau bande X. Les différentes méthodes pour réaliser des WAIM sont présentées puis testées à l'aide de simulations électromagnétiques. La méthode la plus adaptée est finalement utilisée pour optimiser plusieurs réseaux bande X. Finalement, les résultats obtenus avec la simulation sont comparés avec ceux obtenus via une maquette d'antenne réalisée puis mesurée.

Finalement, le **Chapitre 6** permet de conclure sur les travaux réalisés et de présenter les perspectives de travaux futurs.

## Chapitre 2

# Étude bibliographique

2.1. Réseaux d'antennes bi-bandes .....	13
2.1.1 Réseaux à périodicité identique .....	14
2.1.1.1 Antenne monocouche .....	14
2.1.1.1.1 Un élément bi-bandes .....	14
2.1.1.1.2 Deux éléments monobandes .....	19
2.1.1.2 Antenne multicouches rayonnantes ou 3D .....	20
2.1.1.2.1 Un élément bi-bandes sur plusieurs couches rayonnantes .....	20
2.1.1.2.2 ULB .....	21
2.1.2 Réseaux à périodicité différentes .....	23
2.1.2.1 Deux éléments rayonnants différents sur une unique couche rayonnante .....	23
2.1.2.2 Deux éléments rayonnants différents sur plusieurs couches rayonnantes .....	25
2.1.2.2.1 Structures entrelacées .....	25
2.1.2.2.2 Patchs perforés .....	27
2.1.2.2.3 Structures chevauchées ou sandwiches .....	30
2.1.3 Conclusion intermédiaire .....	33
2.2. Wide Angle Impedance Matching (WAIM) .....	34
2.2.1 Substrat diélectrique .....	34
2.2.2 Métasurfaces .....	36
2.2.3 Conclusion Biblio WAIM .....	38

## 2. Étude bibliographique

### 2.1. Réseaux d'antennes bi-bandes

Ce chapitre présente les différents réseaux d'antennes bi-bandes existants dans la littérature. La Figure 1 représente un organigramme de ces différents réseaux d'antennes, avec une numérotation, de 1 à 7, utile pour le tableau des performances concluant ce premier chapitre.

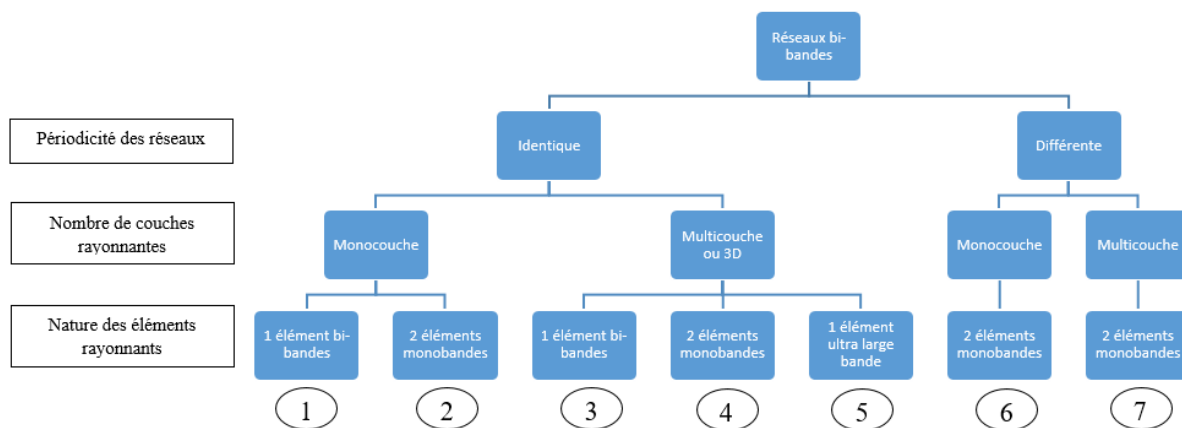


Figure 1 : Classification des différentes familles d'antennes réseaux bi-bandes.

Ces différents réseaux d'antennes bi-bandes se différencient par la périodicité des réseaux de chacun des éléments rayonnants, le nombre de couches rayonnantes, et enfin, la nature des éléments rayonnants.

Les réseaux d'antennes considérés possèdent soit

- Des périodicités identiques : dans ce cas, un seul motif permet de couvrir deux bandes de fréquences ou une seule très large bande de fréquence, ou alors, deux éléments (ou ensembles d'éléments) fonctionnent à deux bandes de fréquences séparées mais partagent le même réseau.
- Des périodicités différentes : deux éléments (ou ensembles d'éléments), couvrent deux bandes de fréquences séparées, et partagent une même surface mais avec chacun une maille différente.

De cette classification ressortent sept « familles » de réseaux d'antennes bi-bandes, présentées dans la suite. Étant donnés les objectifs, la dernière « famille » (avec deux réseaux à périodicités différentes, au moins deux couches rayonnantes, et deux éléments monobandes) sera plus détaillée que les autres.

### 2.1.1 Réseaux à périodicité identique

Les réseaux bi-bandes possédant une périodicité identique se divisent en deux groupes, un premier où le ou les éléments rayonnants se situent sur une couche unique, et un second où le ou les motifs rayonnants sont sur au moins deux couches différentes, ou bien en 3D.

#### 2.1.1.1 Antenne monocouche

Dans le cas des antennes réseaux à périodicité identique monocouches, nous distinguons ceux où un seul élément permet de couvrir deux bandes de fréquences, et ceux qui ont recours à deux éléments (ou ensemble d'éléments) fonctionnant dans une unique bande de fréquence.

##### 2.1.1.1.1 Un élément bi-bandes

Parmi les études menées et les solutions envisagées, et éventuellement testées, pour réaliser des antennes bi-bandes, le recours à un seul motif, sur une unique couche, fonctionnant dans deux bandes de fréquences distinctes, est l'un des plus fréquents. Dans la littérature, diverses géométries ont été mises en œuvre pour la conception d'antennes bi-bandes, les plus pertinentes sont brièvement décrites dans la suite. Premièrement, les antennes à excitation directe, puis celles à excitation quasi-optique (réflexion ici).

- Alimentation directe

Les antennes dites fractales font partie des types d'antennes exploitées afin de réaliser des systèmes bi-bandes. Les auteurs de ces géométries attribuent la propriété de résonner sur plusieurs fréquences de ces structures à leur autosimilarité ou self-affinité, comme constatés dans les exemples ci-dessous :

- 1) Le flocon de Koch appliqué à un patch en forme de « H » [1] (Figure 2)

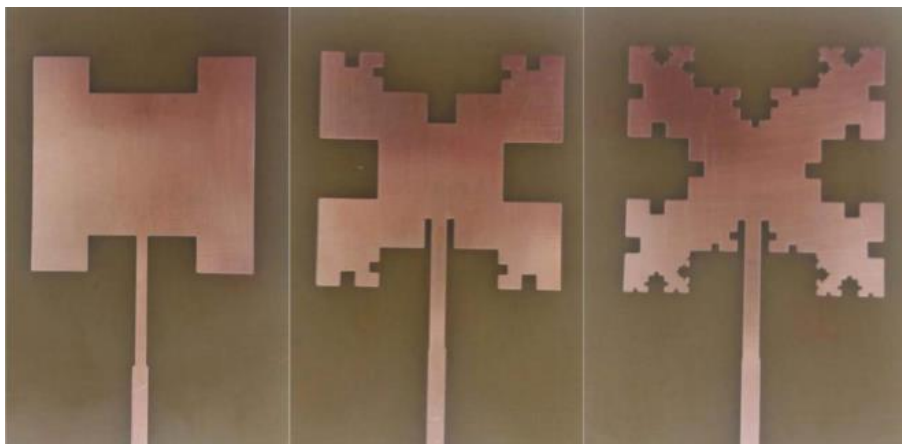


Figure 2: Antennes fractales, niveaux 0 (gauche), 1 (centre) et 2 (droite) [1].

Cette antenne fonctionne à deux bandes de fréquences relativement proches, 2 GHz et 3,1 GHz. Elle présente des bandes étroites (< 3%), au vu de nos objectifs, et ne permet pas

de réaliser une double polarisation étant donné qu'elle possède un unique point d'accès, par une ligne microstrip.

## 2) Le flocon de Koch appliqué à une fente annulaire [2] (Figure 3)

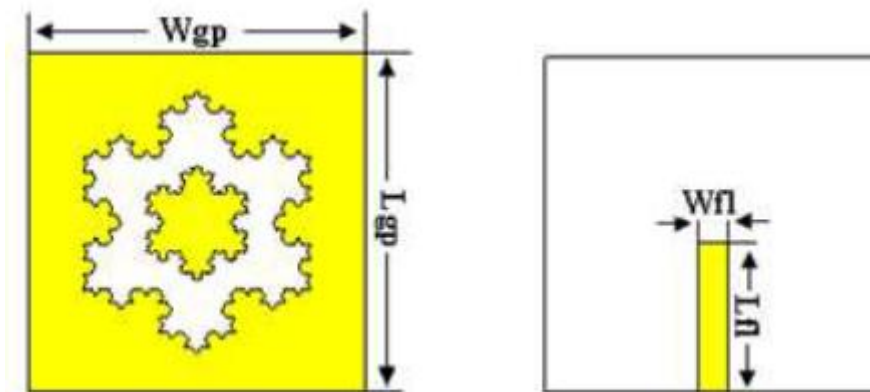


Figure 3: Vues de face (à gauche) et arrière (à droite) [2].

Cette antenne utilise la même géométrie fractale que la précédente mais elle se différencie par le type d'alimentation, par couplage dans ce cas. Elle présente un ratio de fréquences similaire à la précédente antenne (en bandes S et C cette fois), mais des bandes beaucoup plus larges : environ 24% en bande S et 12,8% en bande C. Cependant, de même que pour la première antenne, la double polarisation n'est pas réalisée par ses auteurs, mais serait possible.

## 3) Le tapis de Sierpinski [3] (Figure 4)

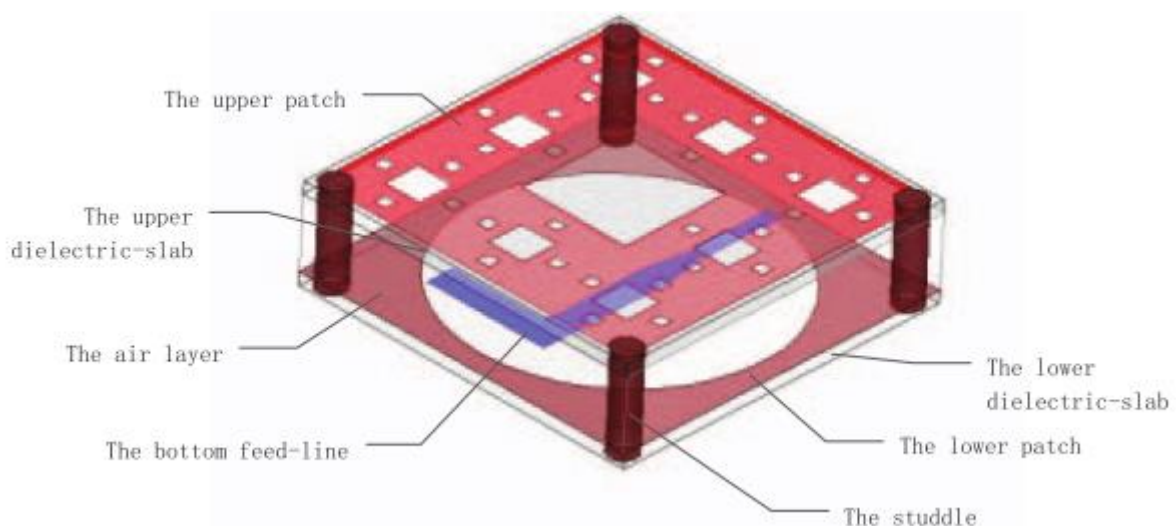


Figure 4 : Géométrie de l'antenne de type fractal de Sierpinski [3].

Il s'obtient en construisant à chaque étape huit répliques d'un carré en en réduisant la taille par trois. Comme la précédente, cette antenne fonctionne dans les bandes S et C, avec



des bandes relativement larges, 9% en bande S et 14% en bande C, et un ratio de fréquences faible (2:1). L'alimentation se fait par couplage à travers la fente circulaire dans le patch inférieur, de dimension 50x50 mm<sup>2</sup> (50mm est supérieur à la demi-longueur d'onde en bande C ce qui signifie que les capacités de dépointage sont forcément limitées), et permet de réaliser une polarisation circulaire.

Toutes ces antennes de type fractal sont alimentées par des méthodes d'excitations dites « directes » (par contact ou par couplage), par opposition aux méthodes d'alimentations dites « quasi-optiques », par réflexion ou transmission. D'autres antennes alimentées par contact ont été réalisées et étudiées, utilisant des formes de patches originales, donnant deux bandes de fréquences :

4) Patch en forme de « D » [4] (Figure 5)

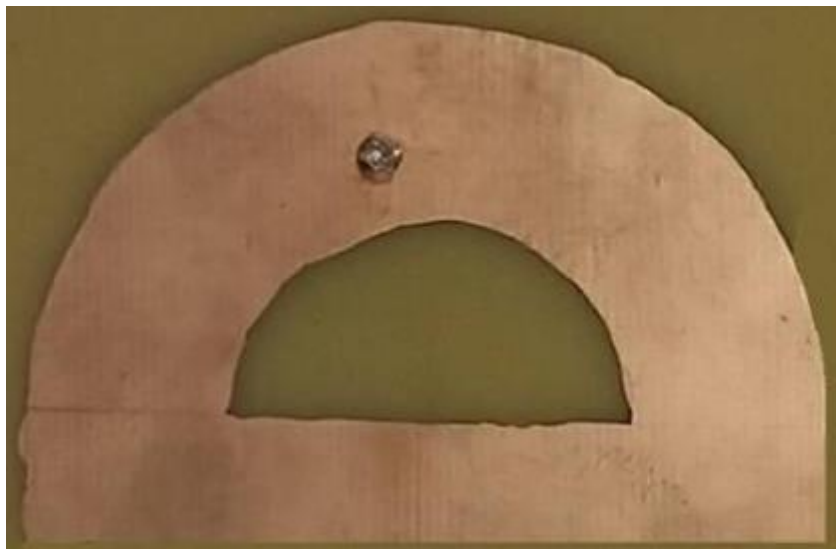


Figure 5 : Patch en D réalisé [4].

5) Patch en forme de peigne [5] (Figure 6)

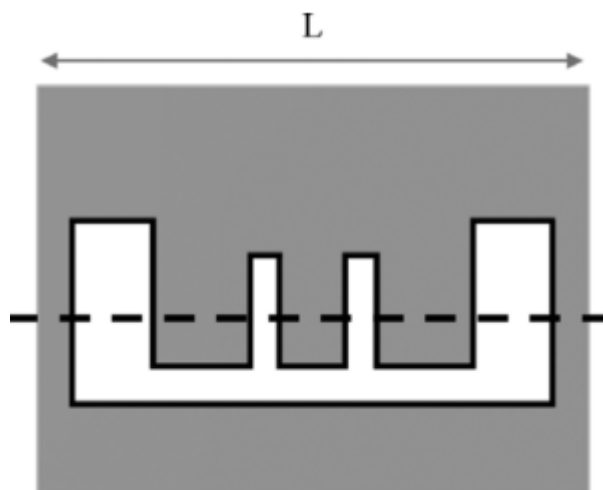


Figure 6 : Géométrie du patch [5].

Les deux structures sont excitées à l'aide d'un seul connecteur coaxial. Elles donnent des ratios de fréquences très faibles, 1,2:1 et 1,5:1, respectivement. La première antenne permet de réaliser une double polarisation, en excitant deux modes TM orthogonaux, tandis que la seconde ne présente qu'une polarisation linéaire. Cependant, le premier design présente des bandes très étroites en bande L ( $< 2\%$ ), alors que le second offre des bandes relativement correctes en bande X (environ 7 et 9 %). De plus, ce dernier permet de réaliser un dépointage supérieur à  $50^\circ$  dans les deux bandes de fréquences concernées, dans deux plans.

6) Patch rectangulaire excité à travers des ports isolés [6] (Figure 7)

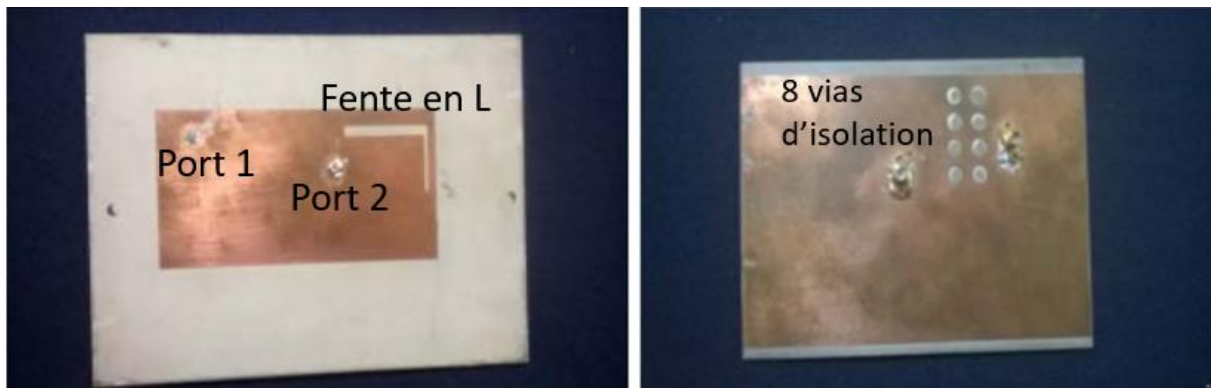


Figure 7 : Vues du dessus (gauche) et du dessous (droite) [6].

Un patch rectangulaire est alimenté par deux ports coaxiaux. Le recours à des vias permettent d'obtenir une meilleure isolation. Cette antenne offre un faible ratio de fréquences (1,8:1 en bandes L et S), mais également de très faibles bandes de fréquences ( $< 2\%$ ). Néanmoins, la double polarisation est obtenue en excitant l'antenne dans deux directions orthogonales par le biais des deux différents ports.

- Alimentation quasi-optique (réflexion)

Les antennes réseau excitées par réflexion (réseaux réflecteurs), composées d'une source primaire qui illumine une surface réfléchissante contenant un réseau de cellules déphaseuses, permettant un fonctionnement dans deux bandes de fréquences distinctes sont de types patchs ou dipôles, avec des motifs originaux permettant d'obtenir deux bandes de fréquences, comme présenté ci-après :

7) Patch circulaire à fentes avec lignes de déphasages [7] (Figure 8)

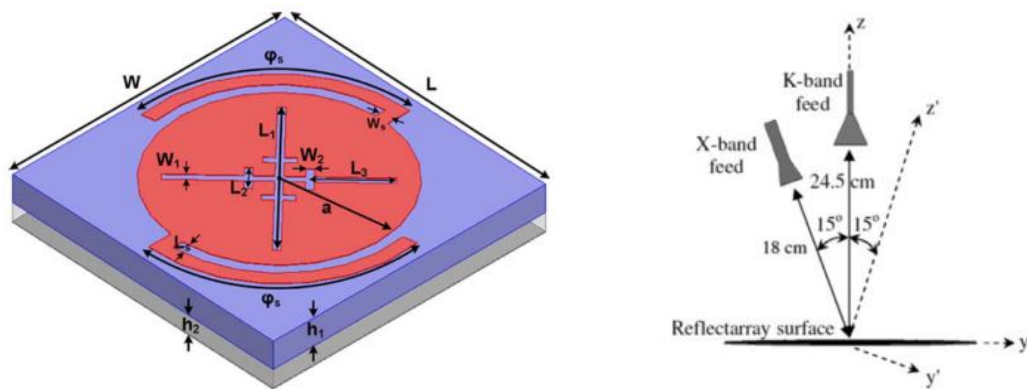


Figure 8: Patch circulaire à fentes, (a) schéma du design, (b) alimentation [7].

### 8) Dipôle en forme de « I » dans un anneau [8] (Figure 9)

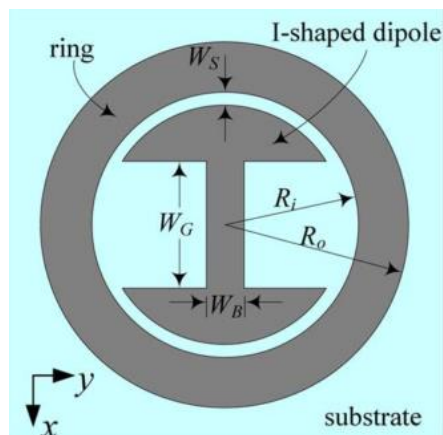


Figure 9: Dipôle entouré par un anneau [8].

### 9) Réseau réflecteur utilisant la cellule Phoenix [9] (Figure 10)



Figure 10 : Cellules Phoenix [9].

Ces trois antennes possèdent des ratios de fréquences faibles, 2,15:1 pour la première, et 1,5:1 pour les deux autres, en bandes X et K ou X et Ku. De plus, leurs bandes de fréquences

sont extrêmement faibles ( $< 1\%$ ), ce qui est un problème caractéristique des réseaux réflecteurs. Les deux premiers designs ne permettent qu'une polarisation linéaire, tandis que le dernier, utilisant la cellule Phoenix, peut réaliser aussi bien une double polarisation linéaire que circulaire.

#### 2.1.1.1.2 Deux éléments monobandes

Le recours à deux éléments fonctionnant chacun dans une bande de fréquence distincte, mais partageant la même maille, sur une unique couche rayonnante, n'est pas fréquent. En voici quelques exemples utilisant uniquement une excitation quasi-optique :

- 1) Réseaux réflecteurs utilisant deux éléments monobandes [10, 11] (Figure 12 et Figure 11)

Pour chacun de ces deux designs, le motif central fonctionne dans une bande de fréquence, et le motif extérieur dans une autre.

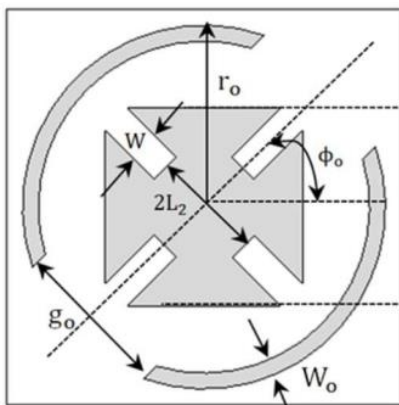


Figure 11 : Anneau fendu et croix de Malte modifiée [10].

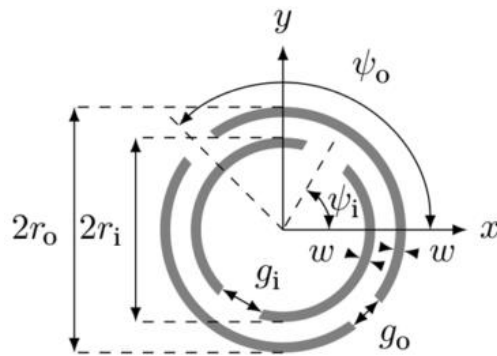
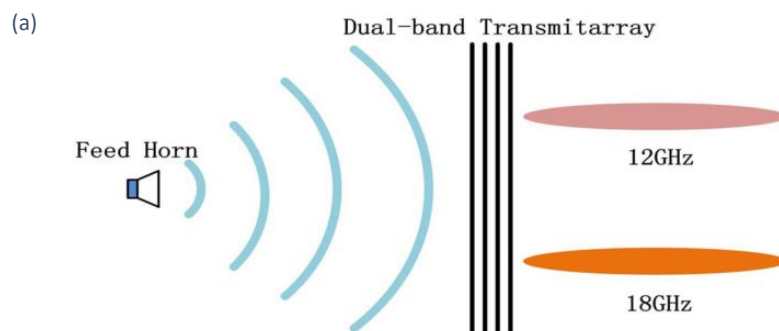


Figure 12 : Anneaux concentriques fendus [11].

Ces deux antennes fonctionnent dans deux bandes de fréquences proches entre les bandes K et Ka (ratio 1,5:1). Comme pour la plupart des réseaux réflecteurs, ces bandes de fréquences sont très faibles ( $< 1\%$ ). L'antenne avec la croix de Malte modifiée [10] permet de réaliser une double polarisation circulaire tandis que l'autre antenne [11], seulement une simple polarisation circulaire.

- 2) Réseau transmetteur utilisant plusieurs couches de FSS [12] (Figure 13)



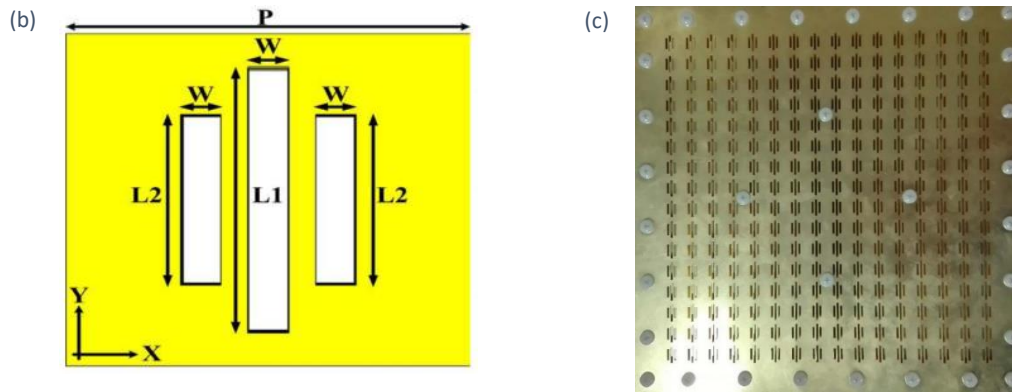


Figure 13: (a) Schéma du réseau transmetteur bi-bande, (b) Schéma d'une maille élémentaire, (c) Réseau transmetteur 16x16 fabriqué [12].

Ce réseau transmetteur est composé de quatre couches identiques à la Figure 13(c), c'est pourquoi cette antenne est considérée comme utilisant une seule couche rayonnante. La fente centrale de longueur  $L1$  fonctionne autour de la fréquence basse de 12 GHz, alors que les deux plus petites fentes sur les extrémités, de longueur  $L2$ , fonctionnent autour de la fréquence haute de 18 GHz. Le ratio de fréquences réalisé est donc relativement faible (1,5:1), et les deux bandes de fréquences obtenues le sont également ( $< 4\%$ ). Seule une polarisation linéaire est considérée.

### 2.1.1.2 Antenne multicouches rayonnantes ou 3D

Parmi les réseaux d'antennes bi-bandes possédant une périodicité identique, ceux exploitant une unique couche rayonnante ont été présentés précédemment. Il reste à décrire ceux adoptant plusieurs couches rayonnantes et les structures 3D.

#### 2.1.1.2.1 Un élément bi-bandes sur plusieurs couches rayonnantes

Le fait d'obtenir un fonctionnement dans deux bandes de fréquences distinctes par le biais d'un élément bi-bandes sur plusieurs couches rayonnantes différentes n'est pas commun. En voici un exemple exploitant un réseau transmetteur [13] (Figure 14) :

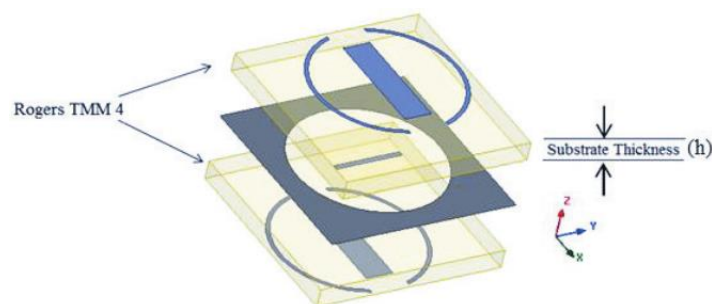


Figure 14: Topologie d'une cellule élémentaire du réseau transmetteur [13].

Le design consiste en trois couches, la première et la troisième étant identique. Sur ces couches se trouvent des patches capacitifs et des anneaux fendus inductifs. Sur la couche centrale, y figurent une fente circulaire capacitive et un patch très fin inductif. C'est en jouant sur ces différents éléments que les performances du réseau transmetteur sont modifiées, comme le montre le schéma, sur la Figure 15, ci-après :

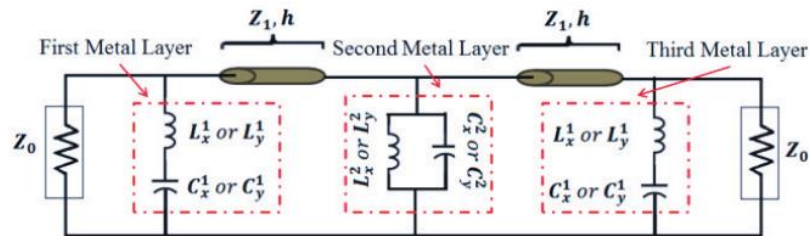


Figure 15: Circuit équivalent de la cellule élémentaire [13].

Le ratio de fréquences réalisé par cette antenne est relativement faible, 1,5:1, entre les bandes X et Ku, et les largeurs de bandes de fréquences sont assez différentes, environ 8 % en bande X mais seulement 2 % en bande Ku. Une polarisation circulaire est réalisée.

#### 2.1.1.2.2 ULB

Les antennes ultra large bande (ULB) peuvent être une solution pour couvrir deux bandes de fréquences relativement éloignées. En effet, certains designs permettent de couvrir des bandes de fréquences dont le ratio entre les fréquences extrêmes s'approche ou atteint dix, comme nous allons le voir dans la suite :

##### 1) Patches empilés [14] (Figure 16)

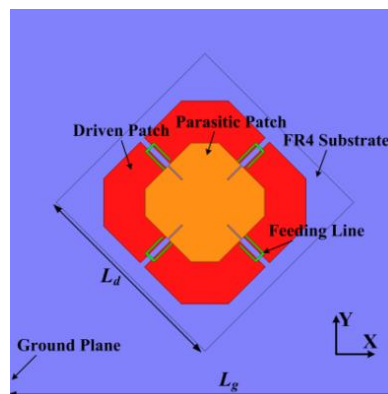


Figure 16: Vue du dessus de l'antenne [14].

Cette antenne, composée de deux patches empilés, permettant d'obtenir une plus large bande de fréquences, fonctionne dans une bande allant de 1,66 à 2,75 GHz, insuffisante dans le cadre de notre sujet. Elle permet cependant de réaliser une double polarisation linéaire.



## 2) Réseau réflecteur utilisant des dipôles large bande [15] (Figure 17)

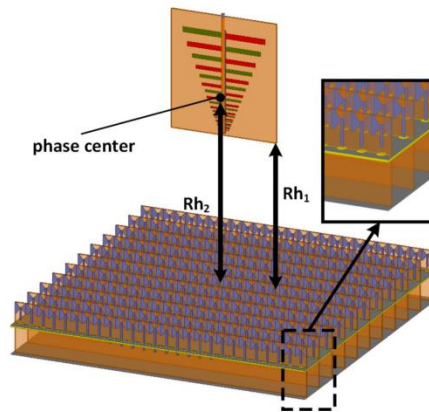


Figure 17 : Configuration du réseau réflecteur [15].

Des dipôles étroitement couplés sont utilisés pour élargir la bande passante du réseau et des lignes à retard de phases permettent de compenser les différents déphasages. Ce réseau réflecteur permet d'obtenir une bande de fréquence allant de 3,4 à 10,6 GHz. La double polarisation n'est pas possible et les capacités de dépointage ne sont pas évoquées dans l'article.

## 3) Réseaux Vivaldi [16, 17] (Figure 19 et Figure 18)

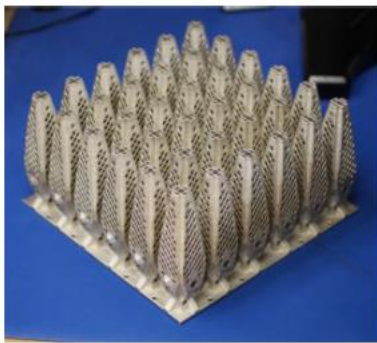


Figure 19 : Réseau Vivaldi réalisé par fabrication additive [16].

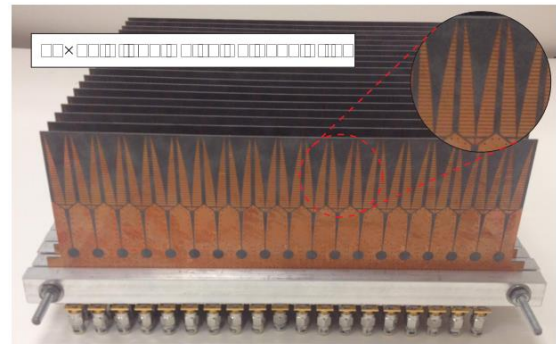
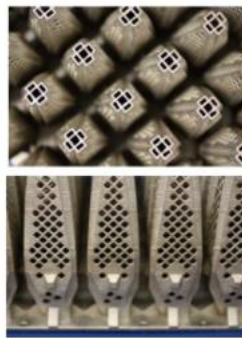


Figure 18 : Réseau Vivaldi modifié [17].

L'antenne à fente à ouverture progressive, aussi connue sous le nom d'antenne Vivaldi, est une antenne à fente à très large bande de fréquences (plusieurs octaves) dont les fentes s'élargissent. L'antenne elle-même est la fente progressive qui peut être considérée comme un cornet d'émission en deux dimensions à ouverture exponentielle.

Ces deux réseaux permettent d'obtenir de très importantes bandes de fréquences : de 2 à 11,2 GHz pour celui réalisé par fabrication additive [16], et de 1,2 à 12 GHz pour l'autre [17]. Si le premier cité [16] permet de réaliser une double polarisation linéaire ainsi qu'un dépointage de  $\pm 50^\circ$  dans deux plans, la double polarisation est encore à l'étude pour le second réseau [17], qui présente une valeur de VSWR  $< 2,5$  pour un dépointage allant jusqu'à  $\pm 60^\circ$  dans deux plans.

## 2.1.2 Réseaux à périodicité différentes

### 2.1.2.1 Deux éléments rayonnants différents sur une unique couche rayonnante

Les réseaux de cette partie ont recours à deux éléments (ou groupes d'éléments) rayonnants différents, disposés sur une seule et unique couche, afin de présenter un fonctionnement dans deux bandes de fréquences distinctes, de même que dans la partie 2.1.2. La différence étant que dans cette section, les deux éléments possèdent des périodicités différentes, c'est-à-dire que chacun dispose de sa propre maille, différente de celle de l'autre.

Tout d'abord, on trouve les réseaux de patches ou de dipôles, alimentés par contact direct, partageant une même surface :

#### 1) Réseaux de patches [18] (Figure 20)

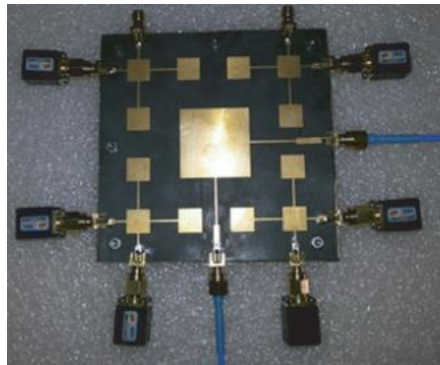


Figure 20 : Vue du dessus du réseau fabriqué [18].

Le grand patch central fonctionne en bande S, tandis que les douze plus petits situés autour, alimentés en série, fonctionnent en bande X, avec un ratio de 3:1 entre les deux bandes. Si la largeur de la bande S obtenue est plutôt satisfaisante ( $> 9\%$ ), celle en bande X est très faible ( $1,5\%$ ). La double polarisation est effectivement réalisée par ce réseau.

#### 2) Dipôles entrelacés [19] (Figure 21)

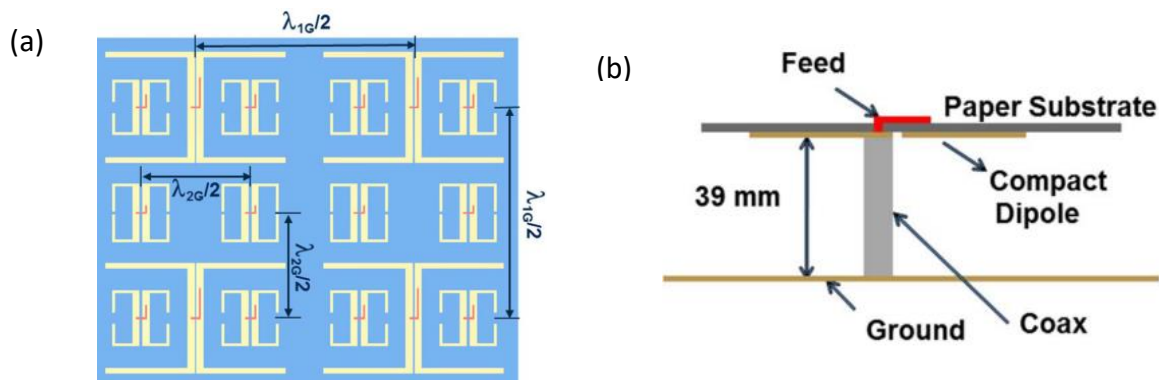


Figure 21 : (a) Réseau de dipôles entrelacés, (b) Configuration de l'alimentation [19].



Les dipôles repliés de plus grandes tailles fonctionnent à la fréquence de 1 GHz tandis que les plus petits à 2 GHz. Les largeurs de bandes de fréquences obtenues sont très bonnes, près de 10 % à la fréquence basse, et 25 % à la fréquence haute. Néanmoins le ratio de fréquence est faible, 2:1 entre les deux fréquences centrales, et ni la double polarisation, ni le dépointage ne sont effectués.

Les réseaux réflecteurs ou transmetteurs bi-bandes ont généralement recours à des éléments entrelacés :

### 3) Dipôles en forme de croix entrelacés dans un réseau réflecteur [20] (Figure 22)

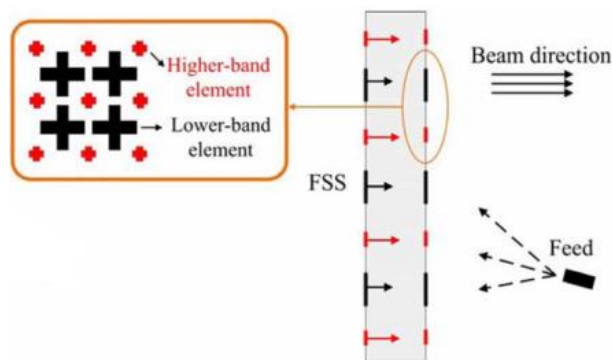


Figure 22 : Configuration du réseau réflecteur [20].

Les éléments rayonnants sont des dipôles en forme de croix, et des FSS en forme d'anneaux carrés et de croix, utilisés en tant que filtres coupe-bande. Tous les éléments présentent la même périodicité. Ce réseau offre un ratio de fréquence faible, 1,75:1 entre les bandes X et Ku, ainsi que des largeurs de bandes, typiques des réseaux réflecteurs, très faibles (< 1%). Cependant, il offre tout de même la possibilité d'effectuer une double polarisation linéaire.

### 4) Réseaux transmetteurs utilisant diverses techniques [21, 22, 23] (Figure 23, Figure 24 et Figure 25)

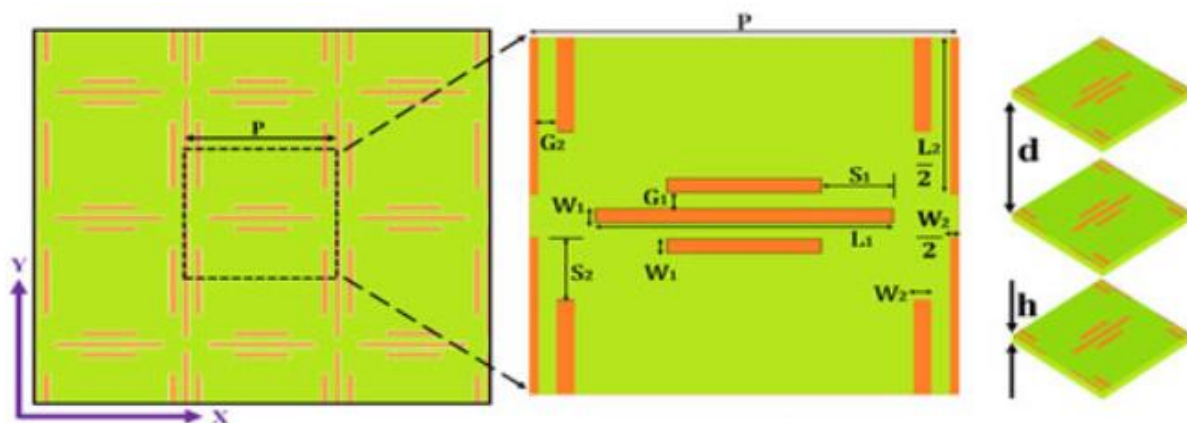


Figure 23 : Dipôles entrelacés [21].

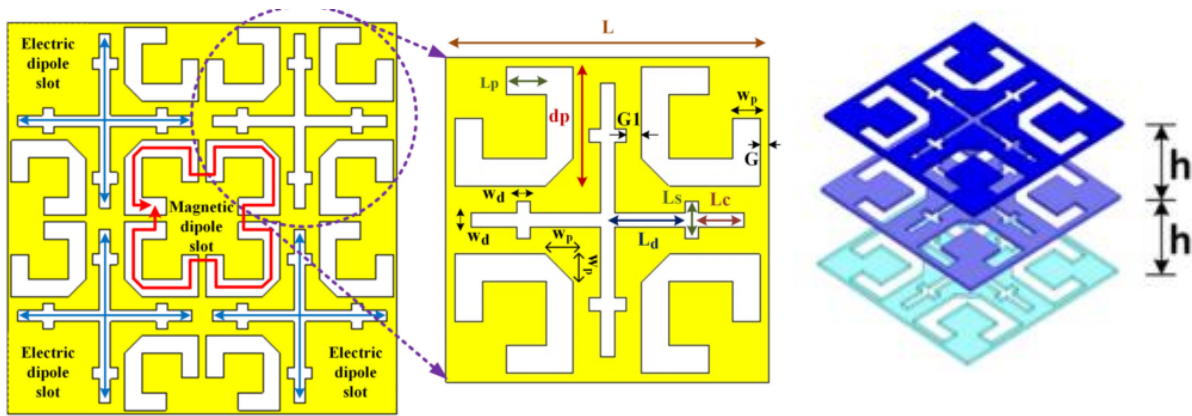


Figure 25 : Fentes métalliques entrelacées [22].

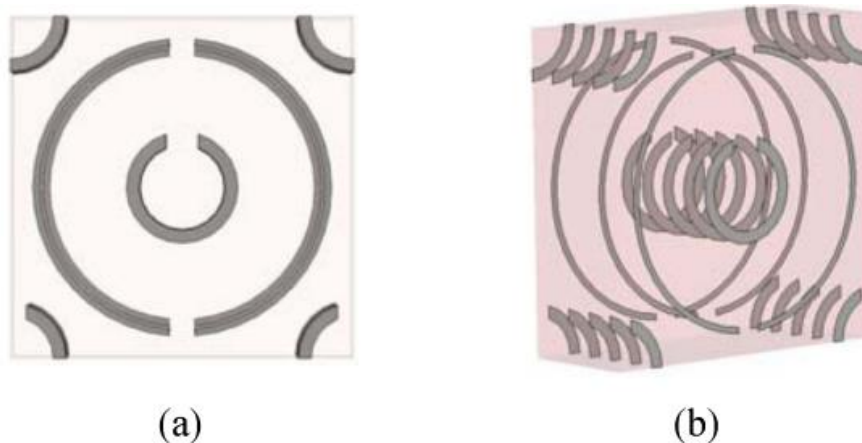


Figure 24 : (a) Vue de face, (b) Vue en perspective des anneaux fendus [23].

Tous ces réseaux transmetteurs utilisent différents motifs permettant un fonctionnement dans deux bandes de fréquences distinctes. Ils possèdent tous les trois des ratios de fréquences inférieurs ou égaux à 1,5:1. Seul le deuxième [22] possède des largeurs de bandes « convenables », autour de 6-7 %, ainsi qu'une possibilité de double polarisation linéaire. Le premier [21] offre seulement une polarisation orthogonale, et le dernier [23], une polarisation circulaire.

#### 2.1.2.2 Deux éléments rayonnants différents sur plusieurs couches rayonnantes

Dans cette section, qui est la plus fournie en termes de réseaux bi-bandes, trois méthodes possibles de design ressortent : les structures entrelacées, les patches perforés, et enfin, les structures chevauchées ou sandwiches. Ces solutions étant plus susceptibles de permettre d'atteindre le cahier des charges, elles seront plus détaillées que celles des parties précédentes.

##### 2.1.2.2.1 Structures entrelacées

Les structures entrelacées sont assez régulièrement utilisées afin de réaliser des réseaux bi-bandes et à double polarisation. Généralement, les éléments rayonnants à la bande de fréquence la plus basse sont positionnés dans les espaces entre les éléments rayonnants à la bande de fréquence la plus haute. Ceci implique que ces derniers ont peu de limitations concernant leur design, et que quasiment n'importe quel type d'élément peut être utilisé pour

les réaliser. À l'inverse, les éléments rayonnants à la bande de fréquence la plus basse sont plus restreints, puisqu'ils doivent s'adapter à l'espace qui leur est affecté, tout en garantissant une largeur de bande convenable, ainsi qu'un encombrement réduit. Ces derniers ont donc un impact relativement important sur les performances des réseaux bi-bandes réalisés.

### 1) Dipôles et patches [24, 25] (Figure 26 et Figure 27)

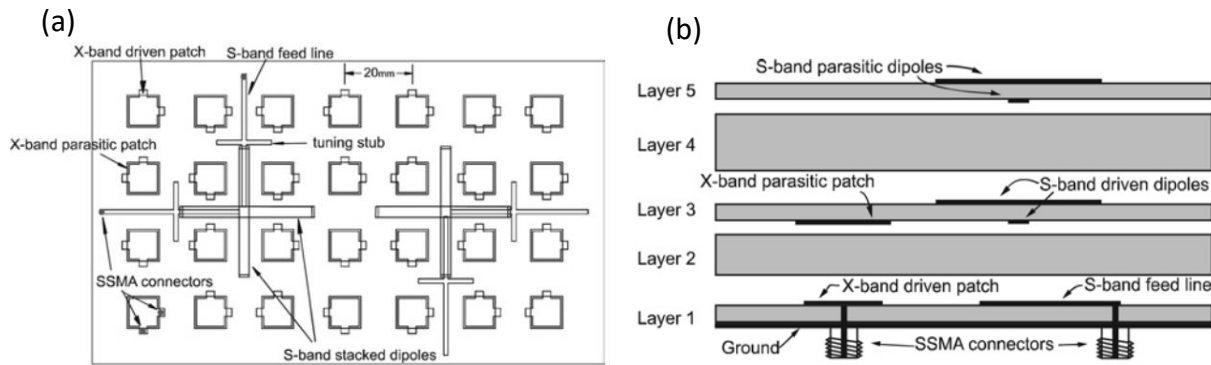


Figure 26: (a) Vue du dessus, (b) vue de profil [24].

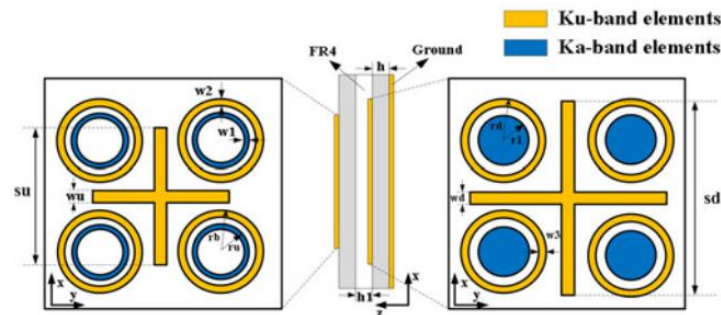


Figure 27 : Détail de la structure [25].

Ces réseaux n'offrent pas des ratios de fréquences importants, 3:1 pour le premier [24], et 2.2:1 pour le second [23]. Les bandes de fréquences du premier sont relativement bonnes (8,9 % en bande S et 17 % en bande X), contrairement au second, qui est un réseau réflecteur (< 1%). Les deux réseaux permettent de réaliser une double polarisation.

### 2) Patches en forme d'anneau et patches circulaire [26] (Figure 28)

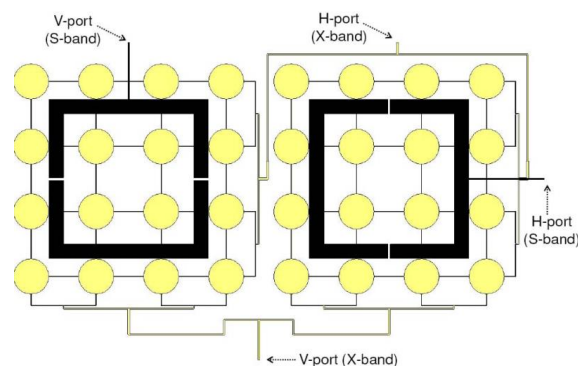


Figure 28 : Géométrie du réseau [26].

Les patches circulaires fonctionnant en bande X sont alimentés en série par groupe de quatre afin d'avoir un réseau plus compact mais également moins de pertes dues aux lignes

microruban. L'empilement se compose de deux couches de diélectriques séparées par une couche de mousse. Les anneaux fonctionnant en bande S se situent sur la plus haute couche de diélectrique, et les patches circulaires, sur la plus basse.

Ce réseau a un ratio de fréquence 3:1, et des bandes très étroites. Il offre cependant une possibilité de double polarisation linéaire.

### 3) Fentes carrées et patches rectangulaires [27] (Figure 29)

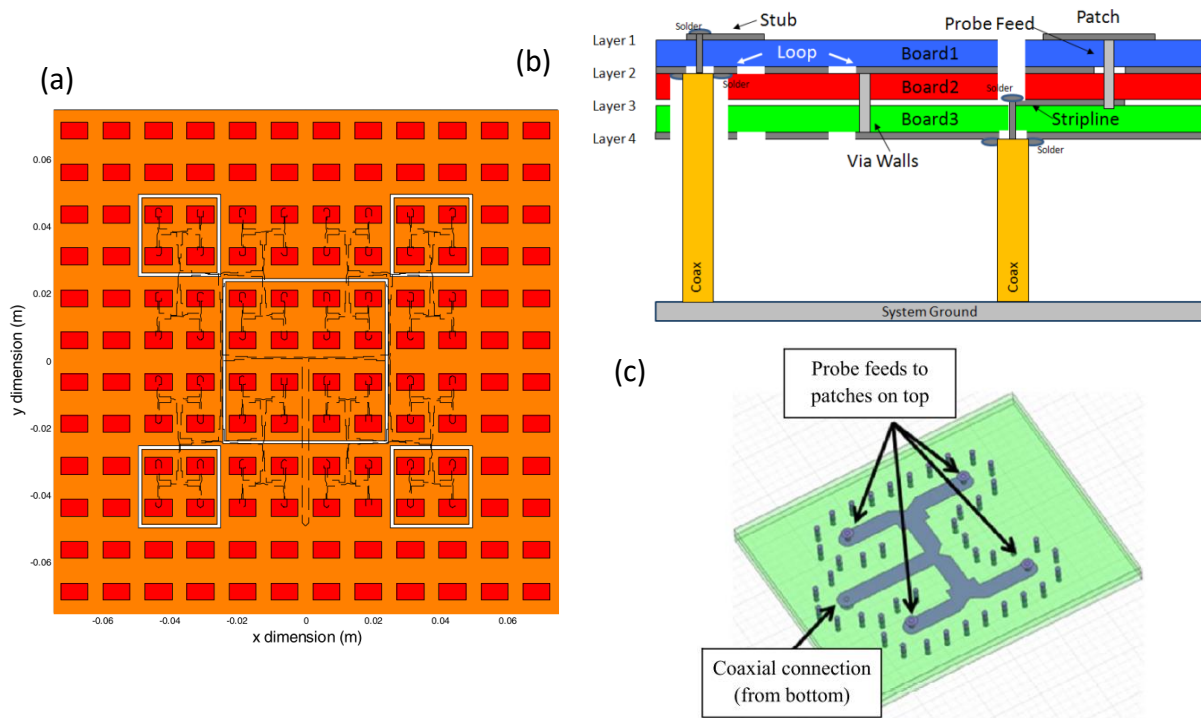


Figure 29 : (a) Vue du dessus, (b) vue de profil, (c) design de l'alimentation des patches [27].

Ce réseau offre deux ratios de fréquences : 12:1 entre les patches et la grande fente au centre, et 6:1 entre les patches et les quatre plus petites fentes. Les fentes résident dans le plan de masse des patches. La grande fente résonnant à 1 GHz, les petites à 2 GHz, et les patches autour de 12 GHz. Les patches sont alimentés par groupe de quatre comme on peut le voir sur la Figure 29(c). La distance entre les patches a été choisie égale à  $\lambda/2$  à la fréquence de 12GHz. L'étude a particulièrement été menée sur l'intégration du réseau de patches au sein du réseau de fentes. Ce réseau de patches permet d'avoir une largeur de bande de 12,5 % autour de 12 GHz. De plus, la double polarisation linéaire est effective.

#### 2.1.2.2.2 Patches perforés

Dans la littérature, les patches perforés représentent le moyen le plus commun de réaliser des réseaux bi-bandes et à double polarisation. Afin de respecter les contraintes d'espacement entre les patches fonctionnant à la bande de fréquence haute, ceux fonctionnant à la bande de fréquence basse sont perforés. Une mise en réseau périodique des deux réseaux est alors possible dans le but d'éviter les lobes de réseaux.

#### 1) Les réseaux de patches perforés classiques [28, 29] (Figure 30 et Figure 31)

Ces réseaux offrent des ratios de fréquences de 4:1 pour le premier [28], et 8:1 pour le second [29]. Les bandes de fréquences sont convenables pour le premier réseau, entre 7 et 8 %, grâce à l'utilisation de patchs empilés, permettant d'élargir les bandes de fréquences, mais faibles pour le second, 6,8 % en bande L et 3,1 % en bande X. Néanmoins, ils permettent tous les deux de réaliser une double polarisation linéaire, grâce à des alimentations orthogonales. L'espacement entre les patchs fonctionnant à une même fréquence est de  $0,7\lambda$  à chacune des fréquences respectives afin d'avoir la possibilité d'effectuer un dépointage de  $\pm 20^\circ$  dans au moins un plan, pour chaque fréquence.

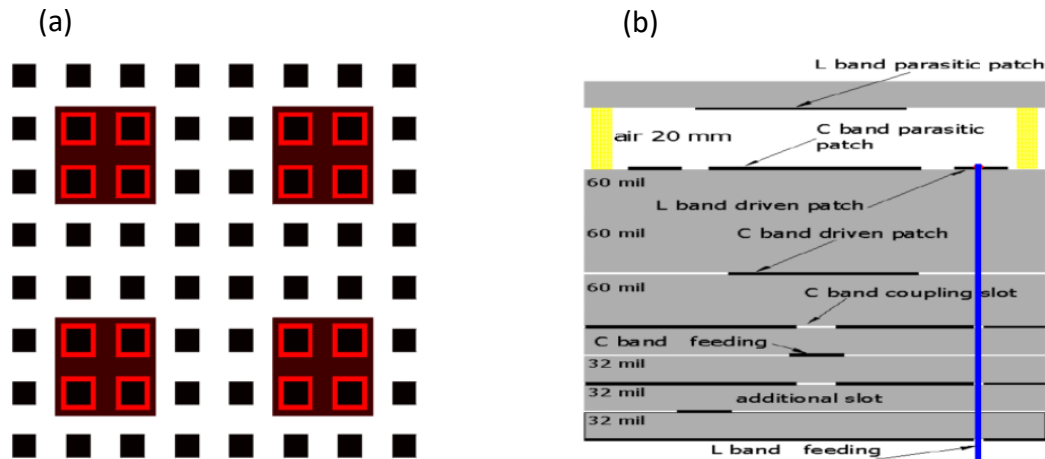


Figure 30 : (a) Patches perforés bandes L/C, (b) Schéma de l'empilement [28].

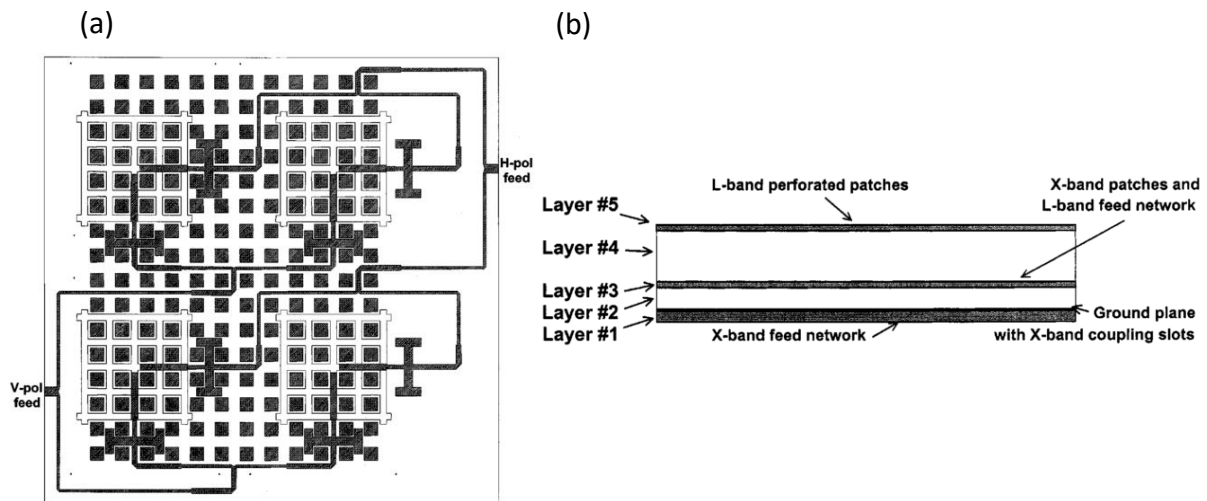


Figure 31 : (a) Patches perforés bandes L/X (16 perforations par patch), (b) Schéma de l'empilement [29].

## 2) Perforations originales [30] (Figure 32)

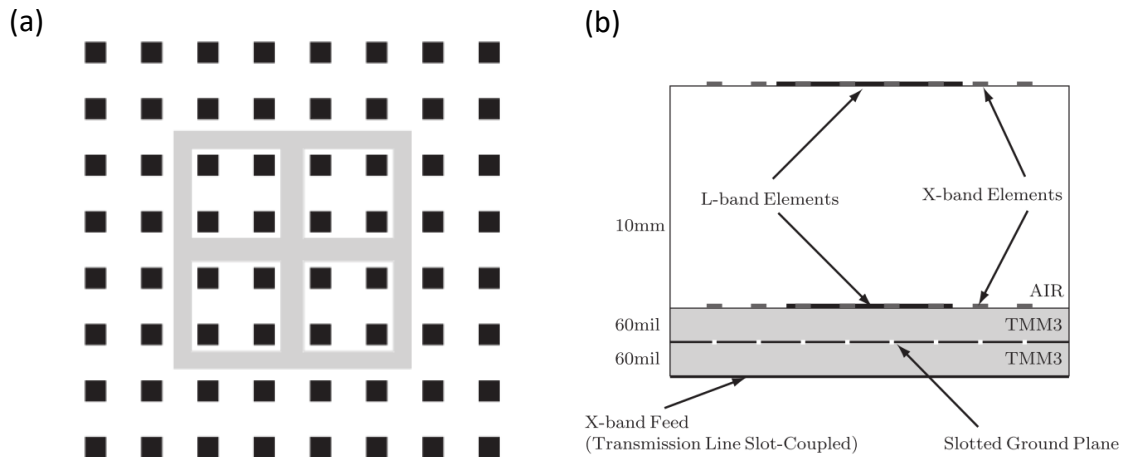


Figure 32 : (a) Patches perforés bandes L/X (4 perforations par patch), (b) Schéma de l'empilement [30].

Le nombre de perforations sur les patches utilisés aurait une influence sur les largeurs de bandes obtenues. En effet, plus le nombre de perforations est élevé, et moins la largeur de bande serait importante. Trois articles mettent en évidence cette tendance pour justifier l'utilisation de cette méthode avec moins de perforations. Par exemple, le réseau ci-dessus offre des largeurs de bandes de 6,4 % en bande L et 8,8 % en bande X, avec un ratio 8:1. Il n'est pas précisé dans l'article concerné les largeurs de bandes obtenues en faisant 16 perforations par patch au lieu de 4, mais il est indiqué que les performances sont meilleures avec moins de perforations.

Cependant, la méthode utilisant des patches perforés donnant les largeurs de bandes les plus importantes, 19,8 % en bande S et 25,7 % en bande X, en plus d'une capacité de bipolarisation, est la suivante [24], présentée sur les Figure 33 et Figure 34 :

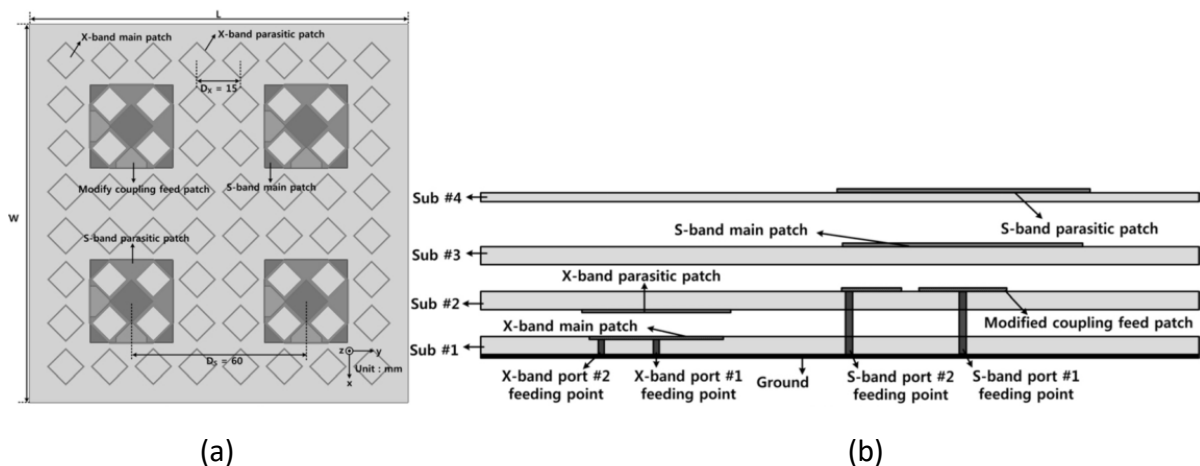


Figure 33 : (a) Vue du dessus, (b) vue de côté [31].

Les patches fonctionnant en bandes X sont tous inclinés de  $45^\circ$  par rapport aux patches perforés fonctionnant en bande S. De plus, la méthode d'alimentation des patches perforés fonctionnant en bande S est originale, utilisant des patches d'excitation par couplage modifiés:



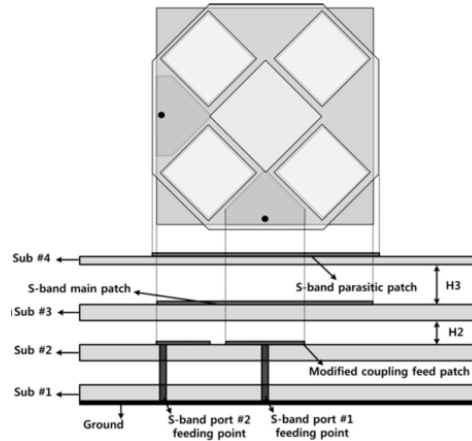


Figure 34 : Vues du dessus et de profil montrant la configuration de l'excitation pour la bande S [31].

### 3) Patches perforés de formes originales [32] (Figure 35)

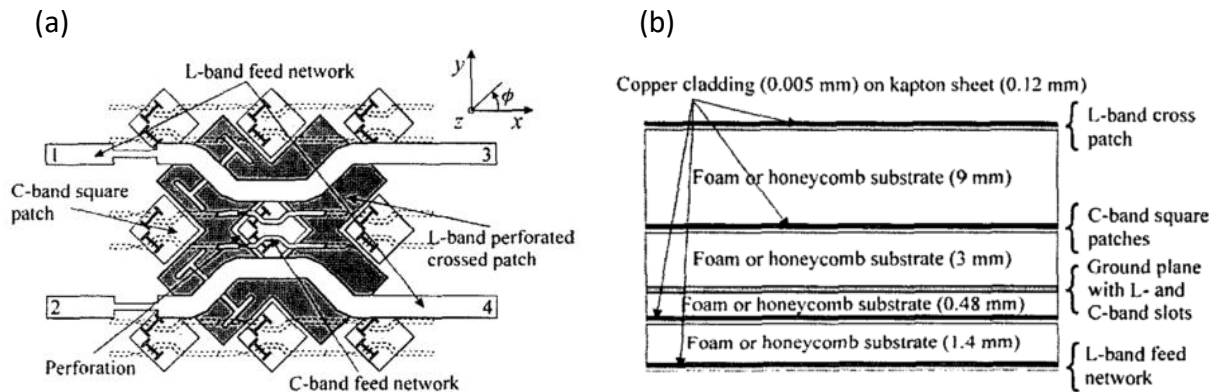


Figure 35 : (a) Patches perforés en forme de croix, (b) Empilement [32].

Les éléments fonctionnant en bande L sont des patches en forme de croix, et ceux en bande C sont des patches carrés sont logés dans les espaces laissés libres par les « bras » des patches en croix. Tous les éléments sont alimentés de la même manière, par couplage avec des lignes microstrip, à travers des fentes orthogonales réalisées dans le plan de masse. Ce design donne un ratio de fréquences de 4:1, et des largeurs de bandes faibles, non explicitées. La capacité de bipolarisation est cependant exercée.

#### 2.1.2.2.3 Structures chevauchées ou sandwichs

Contrairement aux designs ayant recours à des patches perforés, au sein des structures chevauchées, les patches fonctionnant à la bande de fréquences basse se situent sous les patches fonctionnant à la bande de fréquences haute, leur servant de plan de masse.

##### 1) Structures chevauchées [33] (Figure 36)

Ces structures, permettant d'éviter les perforations dans un ou plusieurs patches, ont également l'avantage par rapport aux patches perforés d'offrir des largeurs de bandes plus importantes pour les bandes de fréquences les plus basses. Cependant, les designs utilisant des patches perforés sont plus compacts.

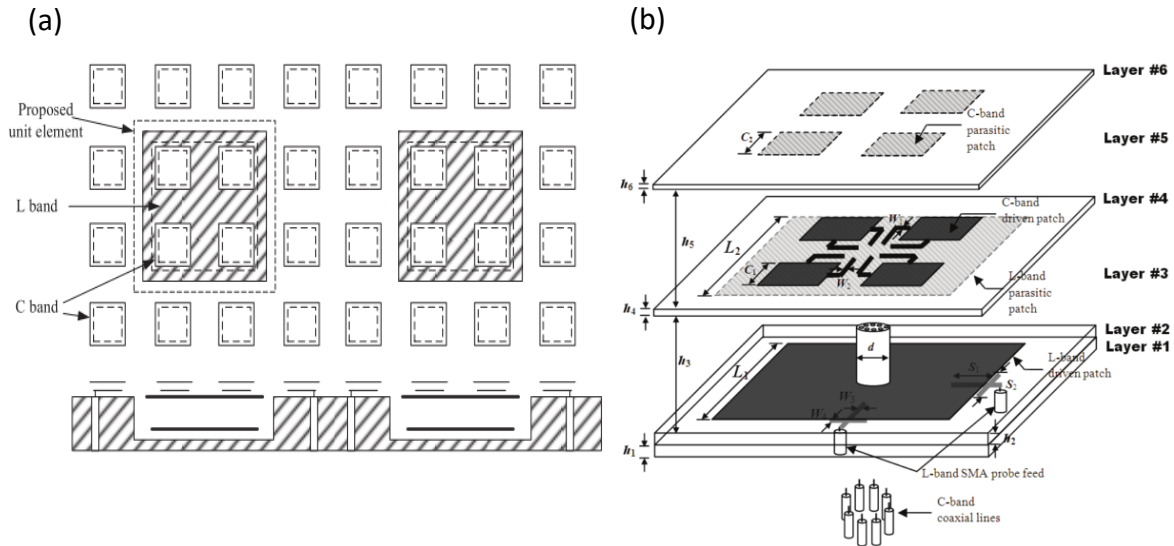


Figure 36 : (a) Configuration du réseau, (b) Détail de la structure [33].

Ce réseau propose des largeurs de bandes de fréquences très bonnes, notamment pour la bande de fréquence la plus basse : 17,6 % en bande L et 15 % en bande C (ratio 4:1). De plus, la bipolarisation est offerte par ce design, permettant également de réaliser un dépointage de  $\pm 25^\circ$ , par le choix de l'espacement entre les patches fonctionnant à une même fréquence.

## 2) Structures sandwichs [34] (Figure 37)

Ces structures permettent, comme les structures chevauchées présentées précédemment, d'élargir la bande de fréquence la plus basse considérée dans le réseau étudié. Toutefois, avec des structures plus compactes que les structures chevauchées :

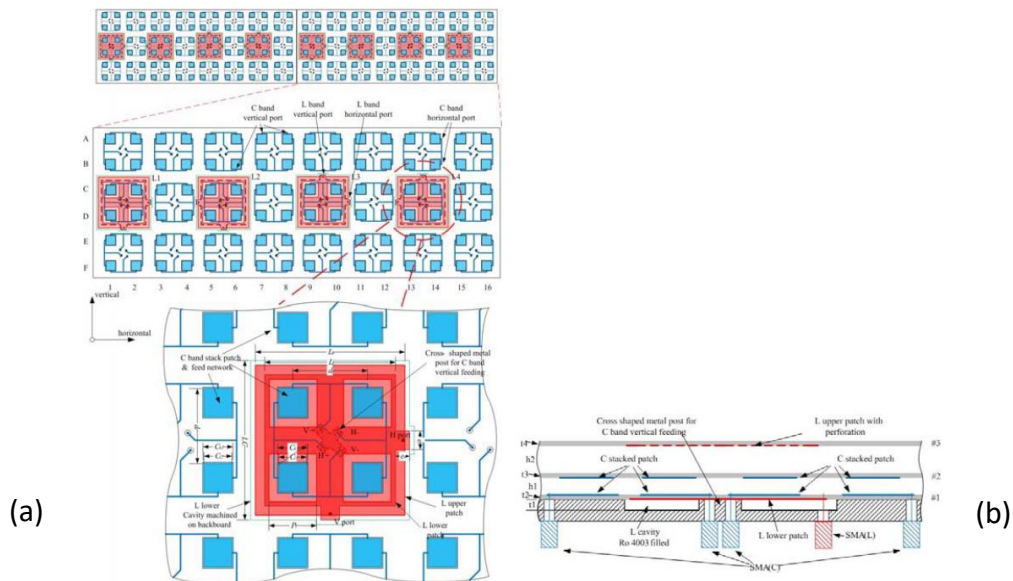


Figure 37 : (a) Configuration du réseau, (b) Empilement [34].



Les éléments bande C sont compris entre les éléments bande L, d'où l'appellation. Ce réseau présente un ratio de fréquences 4:1, avec des largeurs de bandes importantes : 12,7 % en bande L et 16,8 % en bande C. La capacité de bipolarisation est effective, de même qu'une possibilité de dépointage à  $\pm 25^\circ$ . Cette structure est plus volumineuse que celles utilisant des patches perforés mais avec des largeurs de bandes plus importantes.

Ces structures rencontrent des limitations jusqu'à présent :

- Difficulté de réaliser des réseaux avec des ratios de fréquences supérieurs à 4:1. En effet, il y aurait alors un nombre trop important d'éléments fonctionnant à la bande de fréquences haute à superposer aux patches fonctionnant à la bande de fréquences basse, ce qui causerait des problèmes pour réaliser l'alimentation des premiers éléments cités.
- Certaines méthodes d'excitation, telle que celle par couplage, sont plus complexes à mettre en place, bien que réalisables.

### 2.1.3 Conclusion intermédiaire

La Figure 38 présente un tableau de synthèse concernant les performances des différentes « familles ». La décision concernant les moyens utilisés afin de réaliser une antenne réseau bi-bandes se fait d'abord selon le critère du ratio entre les bandes de fréquences dans le cadre de notre étude. En effet, il s'agit d'une condition discriminante étant donné que le ratio de fréquences souhaité est relativement élevé (environ 10). Seules deux « familles » de réseaux d'antennes présentent des designs permettant d'obtenir ce ratio de fréquences : les antennes ultra larges bandes (les antennes de type Vivaldi) et les réseaux d'antennes fonctionnant dans deux bandes de fréquence par le biais de deux éléments (ou groupe d'éléments) monobandes disposés sur plusieurs couches rayonnantes, et possédant des périodicités différentes (les structures avec des éléments entrelacés et les patches perforés). Cependant, les réseaux d'antennes de type Vivaldi étant des structures très encombrantes, ils sont exclus puisque l'objectif est de réaliser un réseau d'antennes bi-bandes relativement compact. Les structures entrelacées et les patches perforés semblent donc être les deux meilleurs moyens d'arriver aux performances du cahier des charges.

	1	2	3	4	5	6	7
Ratio max	2,15:1	1,5:1	1,5:1	3:1	10:1	3:1	12:1
Largeurs de bandes	- (sauf 2)	- -	-	-	+	- (sauf 1)	+
Double polar	Oui	Non	Non	Un seul	Oui	Oui	Oui
Epaisseur	++	++ (sauf 1)	++	++	--	++ (sauf 1)	+
Dépointage	+/- 50° (2 plans)	+/- 60° (2 plans)	Non	Non	+/- 50° (2 plans)	+/- 25°	+/- 25° (2 plans)

Figure 38 : Tableau des performances de chacune des familles.

La famille de réseaux bi-bandes qui possède les caractéristiques les plus proches de celles attendues est celle des réseaux composés de deux éléments monobandes, de périodicités différentes, se situant sur au moins deux couches différentes (famille n°7).

À la vue des performances précédemment atteintes dans la littérature scientifique des éléments de cette famille, l'une des plus grosses difficultés semble être la réalisation d'un dépointage important (> 45°), la plupart des réseaux ne dépassant généralement pas 20 ou 25°. L'utilisation de la méthode WAIM (Wide Angle Impedance Matching) pourrait alors permettre d'améliorer les capacités des réseaux considérés.

## 2.2. Wide Angle Impedance Matching (WAIM)

Quand une source est utilisée dans un réseau à balayage, elle se désadapte à mesure que l'on augmente l'angle de dépointage, son coefficient de réflexion actif, qui est le coefficient de réflexion vu quand toutes les sources du réseau sont alimentées, se détériore. L'objectif est donc de trouver un moyen de compenser cette détérioration. Une méthode classique est l'utilisation des Wide-Angle Impedance Matching (WAIM).

### 2.2.1 Substrat diélectrique

Ce sont Magill et Wheeler qui, en 1966 proposent les premiers dans [36] (Figure 39), cette méthode nommée WAIM. Ils proposent de placer une fine couche de substrat diélectrique au-dessus du réseau d'antennes. Cette fine couche diélectrique fait varier l'admittance du réseau en fonction de la constante diélectrique et de l'épaisseur du substrat diélectrique mais aussi en fonction de sa position au-dessus du réseau. En choisissant bien ces trois paramètres, il est possible d'obtenir une meilleure adaptation d'impédance du réseau à un ou plusieurs angles de dépointage. Ainsi, une amélioration à trois angles, un dans chacun des plans D, E et H (D étant le plan diagonal entre les plans E et H) est obtenue. Cependant, l'impact de la couche WAIM sur les autres angles de dépointage n'est pas évoquée ni discutée.

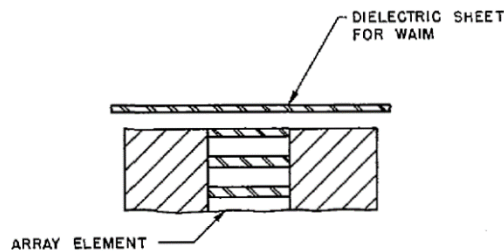


Figure 39 : Géométrie du réseau utilisé par Magill et Wheeler [36].

[37] (Figure 40) propose le recours à un WAIM formé de deux couches de substrat diélectrique pour améliorer un réseau de dipôles. Contrairement aux autres articles, ce WAIM est utilisé non pas pour améliorer les capacités de dépointage du réseau d'antennes, mais pour élargir la bande de fréquences qui devient relativement importante (2-18GHz), la logique d'optimisation reste cependant la même. Le design a été optimisé grâce à la méthode des moments périodique et le logiciel HFSS. Des mesures ont été réalisées et les résultats obtenus sont cohérents avec ceux obtenus en simulation.

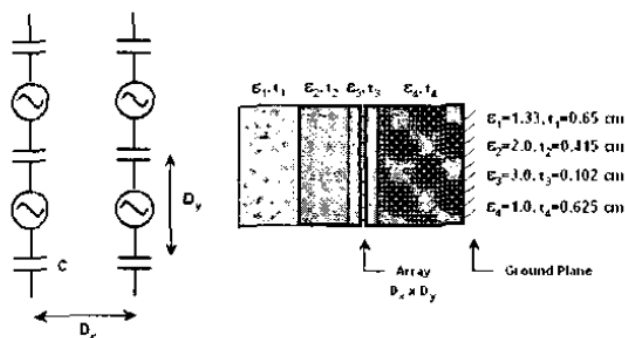


Figure 40 : WAIM composé de deux couches de substrat diélectrique, (a) Circuit équivalent, (b) Vue en coupe [37].

[38] (Figure 41) propose l'utilisation d'un WAIM composé d'un substrat entouré d'une cavité dans lequel des fentes parallèles de longueurs différentes sont réalisées afin de réduire les effets de couplage mutuels qui sont responsables de la dégradation des performances de dépointage du réseau. Les éléments rayonnants sont des patches entourés d'anneaux métalliques. Ce WAIM permet d'obtenir des capacités de dépointage allant jusqu'à 70° dans un seul plan sur une bande de fréquences relativement importante allant de 8 à 9,5GHz. Les améliorations sont limitées dans un seul plan à cause de l'assymétrie de la structure.

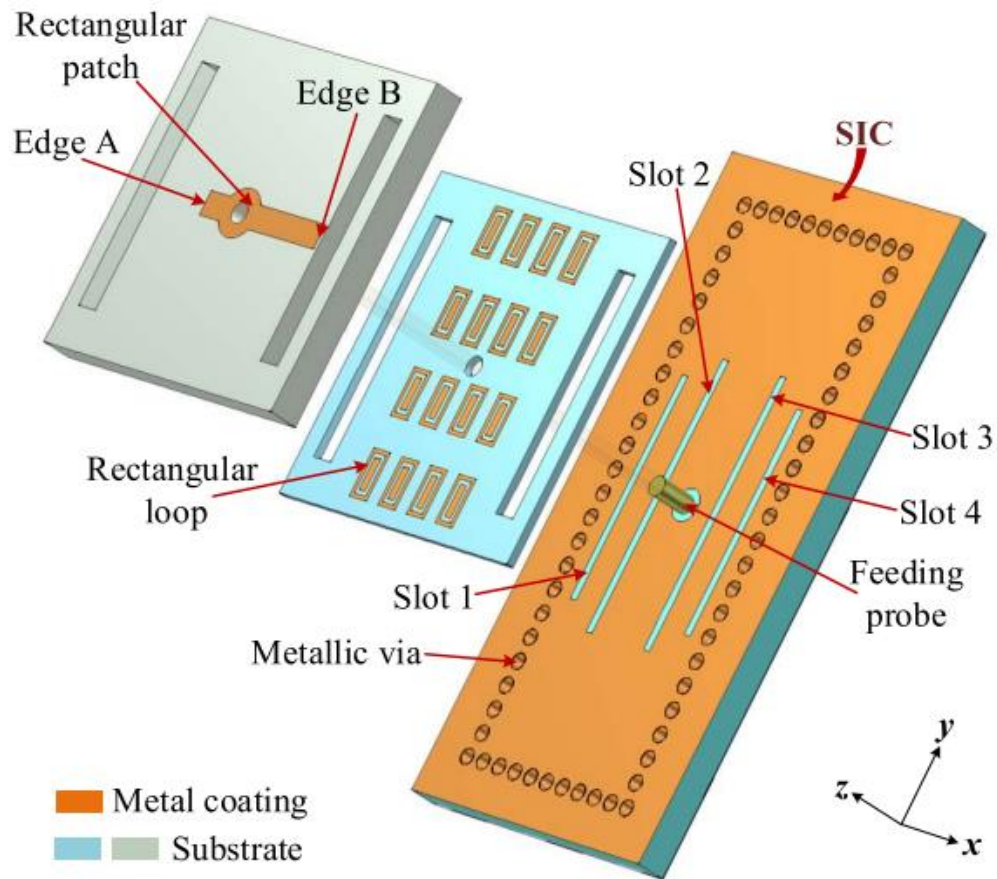


Figure 41 : Vue détaillée de la structure [38].

### 2.2.2 Métasurfaces

Si l'utilisation de substrats diélectriques constitue la première utilisation des WAIM pour améliorer les capacités de dépointage d'un réseau d'antennes donné, plus récemment, certains ont remplacé le substrat diélectrique par des couches de métamatériaux. En effet, le développement des métamatériaux au début des années 2000 a donné naissance à une toute nouvelle technique pour réaliser des WAIM. L'adaptation simultanée des propriétés électriques et magnétiques offerte par les métamatériaux permet de réaliser de nouveaux WAIM permettant d'améliorer les capacités de dépointage. Ils offrent davantage de degrés de liberté. Il est à la fois possible de jouer sur la permittivité et la perméabilité équivalentes des éléments, même si cela peut parfois être très difficile à réaliser dans la pratique. De plus, les propriétés des matériaux ont tendance à varier avec l'angle de dépointage, ce qui peut compliquer l'optimisation de la couche WAIM, mais aussi permettre d'espérer améliorer l'adaptation sur une plus grande plage angulaire. Dans [39] (Figure 42), il est montré qu'en théorie, le fait de jouer sur les composantes tangentielle et longitudinale de la permittivité et de la perméabilité, permet effectivement d'améliorer l'adaptation dans un plan d'un réseau donné. Certaines combinaisons ne sont pas réalisables en pratique. Dans cet article, seule la composante tangentielle de la permittivité est considérée et permet de concevoir une structure réalisable en pratique. Les améliorations apportées par cette structure sont uniquement dans le plan H.

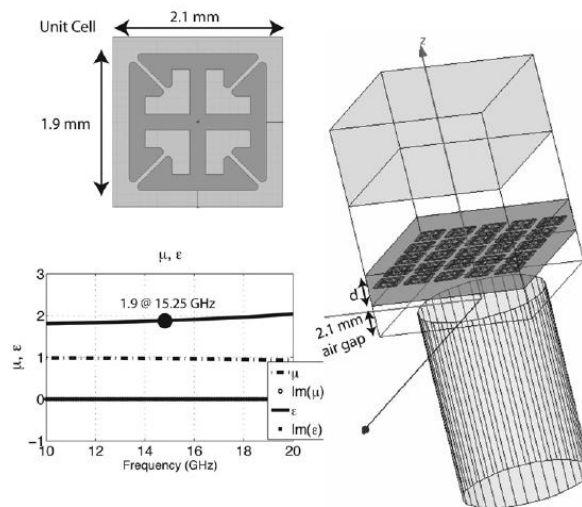
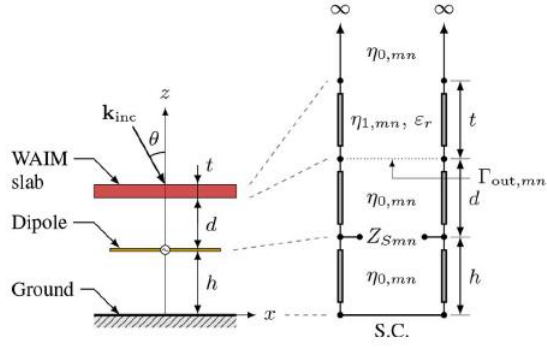


Figure 42 : Maille élémentaire du réseau surmonté de la couche de métamatériau [39].

[40] (Figure 43) présente un modèle général de ligne de transmission permettant d'optimiser un réseau infini de dipôles au-dessus duquel une couche WAIM est ajoutée. Dans ce modèle, cette couche WAIM est soit un substrat diélectrique, soit une métasurface. Un WAIM de type substrat diélectrique et un WAIM de type métasurface sont réalisés et optimisés à l'aide d'un logiciel de simulations full-wave. Le WAIM de type métasurface permet d'obtenir une meilleure amélioration des performances, en plus d'être meilleur en terme de poids et de compacité. Il permet d'augmenter les capacités de dépointage du réseau infini de dipôle de  $16^\circ$  dans le plan D, et de  $10^\circ$  dans le plan H. Le plan E n'étant quasiment pas affecté par l'ajout de ce WAIM. Comme précédemment, il est à noter qu'aucune amélioration dans le plan E n'est apportée.

(a)



(b)

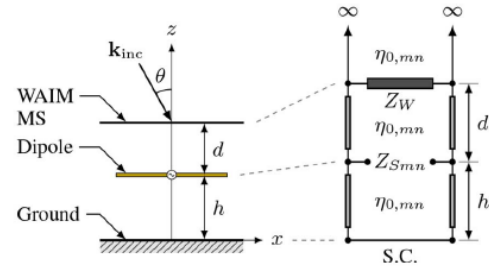


Figure 43 : Modèle général de ligne de transmission pour (a) un bloc diélectrique et (b) une métasurface [40].

La plupart des WAIM proposés dans la littérature sont planaires, c'est-à-dire que la surface des WAIM est parallèle à celles des éléments du réseau d'antennes considéré. Très peu d'articles proposent des WAIM verticaux, ou 3D, dont la surface est perpendiculaire à la surface du réseau. [41] (Figure 44) propose par exemple l'utilisation de WAIM 3D. Cependant, ces WAIM ne sont placés verticalement à la surface du réseau que pour des raisons de praticité, en présence de résonateurs ELC (« Electrique Inductif Capacitif»). Aucune autre raison n'est avancée pour l'utilisation de WAIM verticaux. Comme dans les autres articles, les WAIM utilisés ne permettent d'améliorer les capacités de dépointage du réseau d'antennes seulement dans un seul plan, le plan E cette fois-ci, les effets étant négligeables dans le plan H.

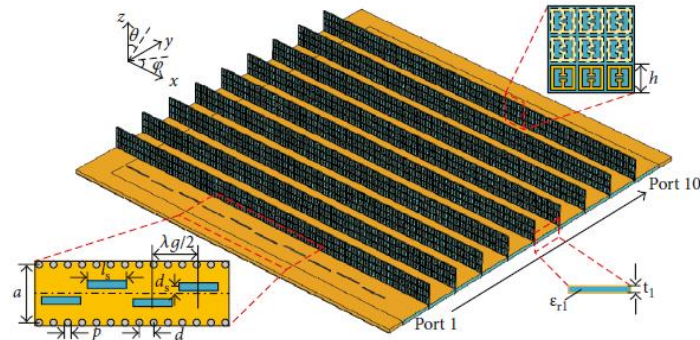


Figure 44 : Configuration du réseau présentant des WAIM 3D [41].

[42] (Figure 45) propose l'utilisation de l'optimisation par essais particuliers pour optimiser un WAIM composé de plusieurs couches de métasurface. Ce WAIM permet d'améliorer les capacités de dépointage du réseau d'antennes, sur une bande de 1GHz centrée sur 15GHz, dans les plans E et H. Cependant, les capacités de dépointage restent limitées dans le plan H (atteint difficilement 45° à la fréquence haute) et la présence d'une direction aveugle autour de 75° dans le plan H n'est pas corrigée. De plus, aucune réalisation physique n'est présentée.

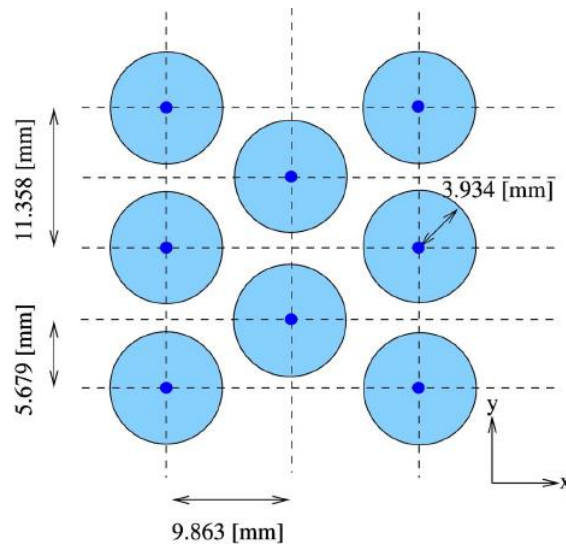


Figure 45 : WAIM optimisé par essais particuliers : éléments rayonnants en maille hexagonale (cercles bleus ciels) [42].

### 2.2.3 Conclusion Biblio WAIM

L'un des principaux enseignements de cette étude bibliographique sur les WAIM est tout d'abord que nous distinguons deux principales méthodes afin de réaliser des WAIM : à l'aide d'un substrat diélectrique ou bien d'une métasurface. Si les substrats diélectriques ont été les premiers utilisés pour réaliser des WAIM, ce sont les WAIM formés par des métasurfaces qui sont les plus utilisés car ils permettent d'avoir plus de degrés de liberté pour l'optimisation, en plus d'être plus compacts que les substrats diélectriques. Des métasurfaces 3D sont rarement utilisées.

Dans tous les cas, l'utilisation de WAIM permet toujours d'améliorer les performances d'un réseau d'antennes donné, que ce soit pour améliorer ses capacités de dépointage. Le recours à des WAIM pourrait alors nous permettre d'améliorer les capacités de nos réseaux si besoin est.

Néanmoins, dans la littérature, la majorité des WAIM utilisés permet d'améliorer les capacités de dépointage uniquement dans un seul plan. Lorsque des améliorations sont observées dans les deux plans E et H, elles sont relativement faibles dans l'un des deux plans. Un des challenges pourrait alors être d'essayer d'améliorer de manière relativement significative les performances des réseaux dans les plans E et H simultanément.

## Chapitre 3

### Étude de la source bande X

3.1. Introduction.....	40
3.2. Étude des paramètres variables sous HFSS .....	40
3.3. Effets de l'ajout d'une grille autour du patch supérieur bande X .....	44
3.4. Ajout d'une cavité métallique autour de la source bande X.....	48
3.5. Conclusion .....	51



### 3. Étude de la source bande X

#### 3.1. Introduction

L'objectif de la thèse est d'implanter deux réseaux d'antennes à balayage électronique sur une même surface. L'un des réseaux doit fonctionner en bande X, et l'autre en bande L. La conception de sources bande X étant relativement classique à l'aide de patchs imprimés, nous choisissons dans ce chapitre de présenter brièvement la mise au point d'un élément bande X en réseau infini présentant les caractéristiques attendues. Une bande passante (à -10 dB) de 1 GHz centrée sur la fréquence de 10GHz, est souhaitée pour des dépointages allant jusqu'à 60° dans les plans E et H. Sauf mention contraire, toutes les simulations sont réalisées en condition de périodicité infinie.

Ce chapitre est composé de quatre sections. Les sections 3.1 et 3.2 détaillent le contexte de l'étude et la conception préliminaire de l'élément bande X. La section 3.3 présente les effets et bénéfices de l'ajout d'un grillage autour du patch supérieur bande X. Enfin, la section 3.4 présente le dernier élément bande X optimisé suite à l'ajout d'une cavité.

#### 3.2. Étude des paramètres variables sous HFSS

Sur la Figure 46, est présentée la structure bande X simulée (coupe dans le plan Oyz), avec les conditions de simulation « Master/Slave » permettant la simulation infini-périodique de la source unitaire réalisée sous HFSS.

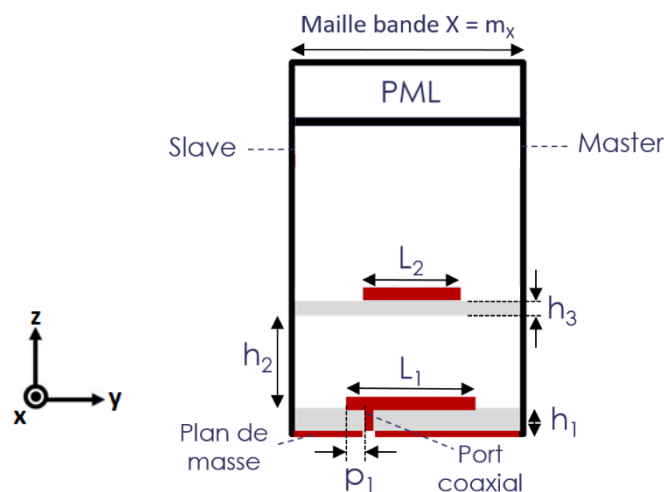


Figure 46 : Source bande X simulée en condition de périodicité infinie.

L'empilement est choisi identique à celui d'une structure double patch fonctionnant en bande X, issue de la thèse d'Aurélien Ayissi-Manga. Le matériau utilisé pour les substrats est le Megtron 6 1078 PP, d'épaisseurs fixes  $h_1 = 0,81$  mm et  $h_3 = 0,51$  mm, de constante diélectrique égale à 3,41, et de pertes diélectriques ( $\tan \delta$ ) égales à 0,002. Ils sont séparés par une couche d'air. Les paramètres variables de la structure sont définis sur la Figure 46, où est présentée la structure de la source bande X : la position du port  $p_1$  sur le patch inférieur, les dimensions des deux patchs carrés,  $L_1$  et  $L_2$ , et l'épaisseur de la couche d'air se situant entre les deux patchs,  $h_2$ . La valeur de  $p_1$  correspond à la distance entre le bord du patch inférieur et le bord du port (selon la direction y), le port étant centré dans la direction x.

Afin de simuler la source bande X en réseau infini-périodique, le logiciel HFSS est utilisé. Le logiciel ANSYS HFSS (High Frequency Structural Simulator) permet de résoudre les équations de Maxwell pour des structures tridimensionnelles. Il offre la possibilité de réaliser des simulations paramétriques ou des optimisations automatiques sur plusieurs paramètres du design. Les simulations en réseau infini-périodique sont réalisées grâce aux conditions de simulation « Master/Slave » du logiciel (Figure 46). Des Perfectly Matched Layers (PML), qui jouent le rôle d'absorbant, sont positionnées au-dessus des structures simulées.

Dans un premier temps, l'influence des quatre paramètres variables de la structure est étudiée : les dimensions des deux patches carrés,  $L_1$  et  $L_2$ , l'épaisseur de la couche d'air se situant entre les deux patches,  $h_2$ , et la position du port sur le patch inférieur,  $p_1$ . Les simulations étant réalisées avec un seul port, le coefficient de réflexion actif et le paramètre  $S(1,1)$  donné par HFSS pour une telle simulation sont égaux. Sur les figures nous les notons «  $\text{dB}(S(1,1))$  », ce qui est la notation de base sur HFSS.

Une première tentative d'optimisation est faite sur ces quatre paramètres, avec la maille initiale  $m_x = m_y = 15 \text{ mm}$  ( $= \lambda_0/2$  à 10 GHz). La Figure 47 présente l'évolution de l'adaptation avec le dépointage dans le plan E (Oyz). Les angles de dépointage considérés sont toujours par rapport à la normale.

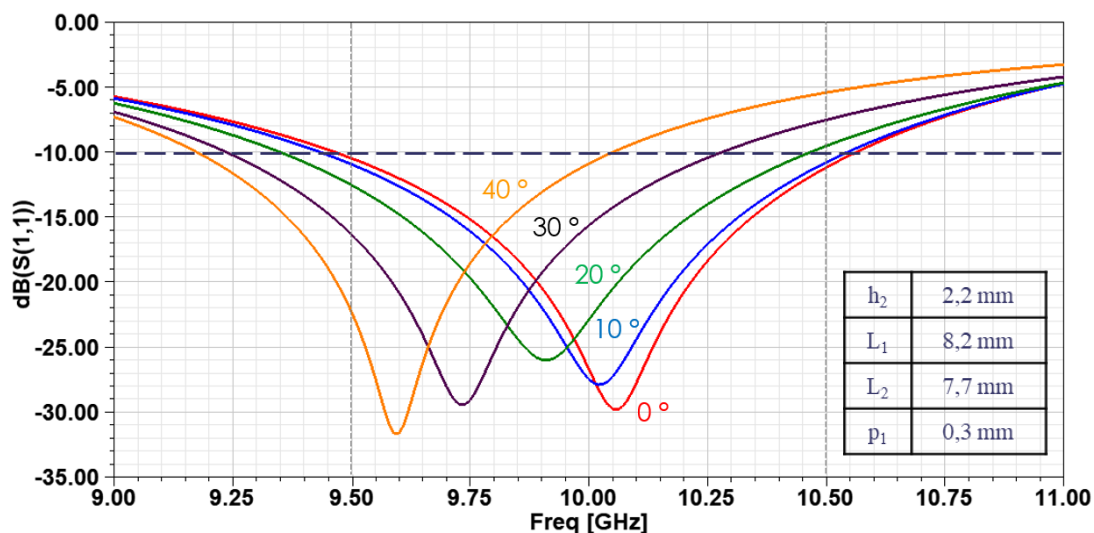


Figure 47 : Coefficients de réflexion actifs pour plusieurs angles de dépointage dans le plan E pour une maille de 15 mm.

Une bande passante (à -10 dB) de 1 GHz est obtenue comme souhaitée (courbe rouge, sur la Figure 47) sans dépointage, mais avec seulement une seule résonance visible (comme il y a deux patches, il y a la possibilité d'obtenir deux résonances). Les tests de dépointages montrent de très fortes dégradations des performances dans le plan E, où la source se trouve désadaptée sur la bande d'étude, allant de 9,5 à 10,5GHz, dès 20° de dépointage.

Une maille plus petite,  $m_x = 14 \text{ mm}$  (au lieu de 15 mm), est alors adoptée afin d'essayer d'obtenir une meilleure tenue au dépointage. La Figure 48 présente les coefficients de réflexion actifs de la source bande X sans dépointage et à 30° dans le plan E, dans le cas d'une maille de 14 et de 15 mm.

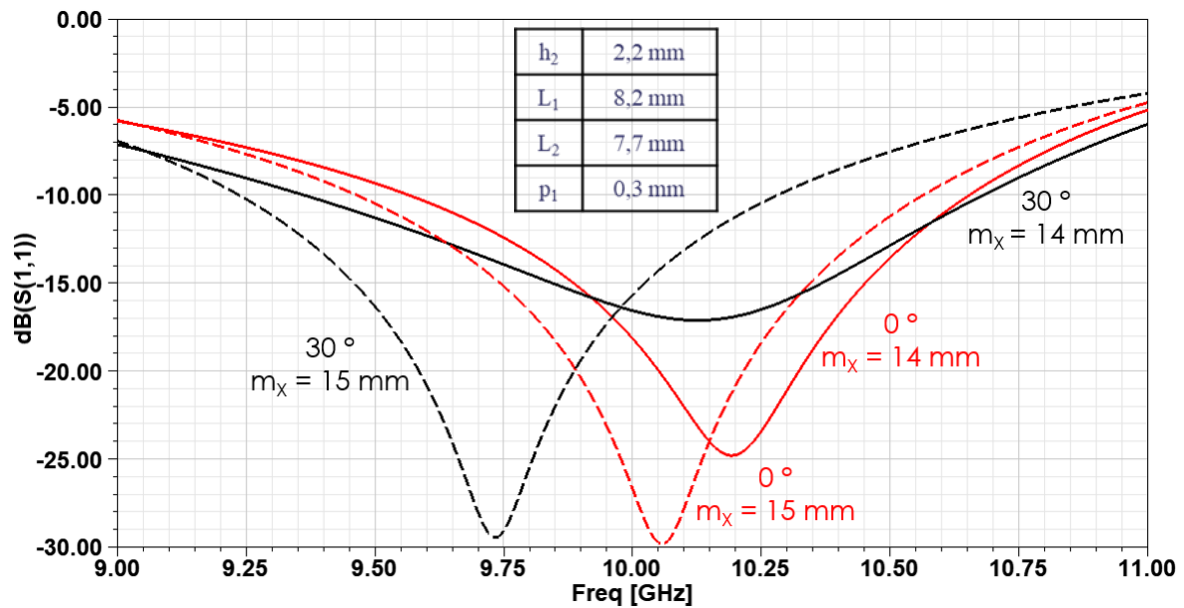
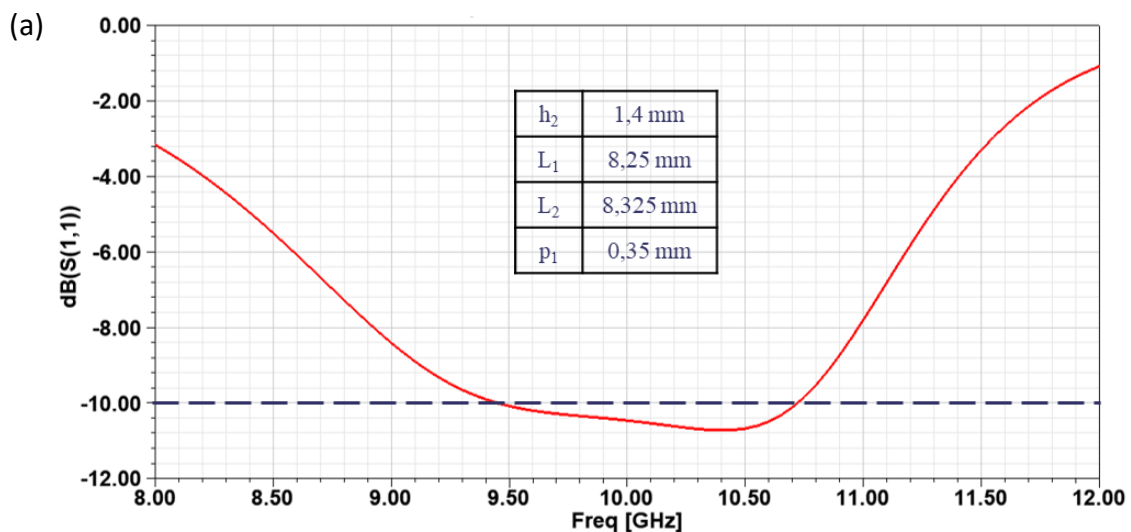


Figure 48 : Coefficients de réflexion actifs sans dépointage et à  $30^\circ$  dans le plan E de la source bande X optimisée avec une maille de 15 mm (courbes pointillées) et de 14 mm (courbes continues).

Le fait d'avoir réduit la maille de la source bande X semble être une bonne solution pour améliorer les capacités de dépointage. En effet, nous pouvons remarquer que dans le cas d'une maille plus petite (14 mm), la différence entre les coefficients de réflexion actifs obtenus avec ou sans dépointages est plus faible que dans le cas d'une maille plus grande (15 mm). Une maille plus petite pourrait alors permettre d'obtenir une source avec de meilleures capacités de dépointage. Nous décidons de conserver cette maille de 14 mm dans la suite.

Avec la maille de 14mm, la source est adaptée sur la bande attendue (9,5 à 10,5 GHz) mais comme précédemment, il n'y a qu'une seule résonance. Afin d'exploiter la double résonance offerte par les deux patches, une nouvelle tentative d'optimisation sur les quatre paramètres a été réalisée. Le coefficient de réflexion actif sans dépointage de cette source optimisée de manière à observer deux résonances est présenté sur la Figure 50.



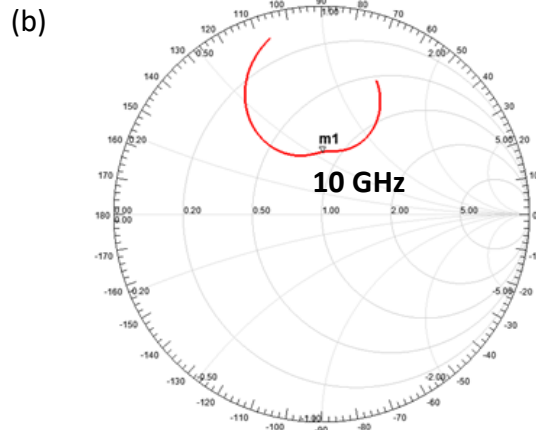


Figure 50 : (a) Coefficient de réflexion actif de la source bande X optimisée en conservant la double résonance, (b) diagramme de Smith correspondant.

Une bande passante supérieure à 1GHz (à -10 dB) est obtenue mais avec une adaptation médiocre ( $> -11$  dB). Cette adaptation est due au fait que l'on obtienne une courbe trop éloignée du centre sur l'abaque de Smith. Pour plusieurs angles de dépointage dans le plan E, les coefficients de réflexion actifs de cette source bande X sont présentés sur la Figure 49.

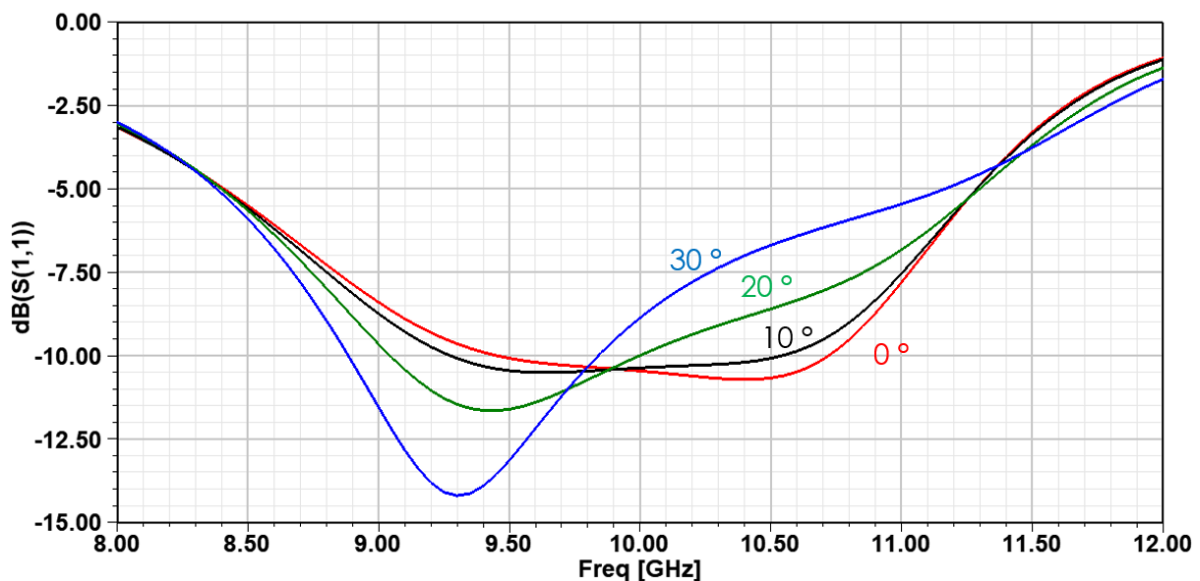


Figure 49 : Coefficients de réflexion actifs pour plusieurs angles de dépointage dans le plan E de la source bande X optimisée en conservant la double résonance.

Du fait de cette très faible adaptation, la tenue au dépointage est logiquement également médiocre dans le plan E, avec le coefficient de réflexion actif pour un dépointage à  $20^\circ$  quasiment désadapté sur toute la bande d'étude.

Pour le moment, que la source bande X présente une ou deux résonances, les capacités de dépointage restent très en deçà de ce que nous attendons. Avant de continuer à optimiser la source bande X, nous étudions l'effet d'une grille mise autour du patch supérieur bande X. En effet, nous imaginons utiliser un patch grillagé pour la source bande L, nous voulons donc voir l'effet de l'ajout de cet élément sur les performances de notre source bande X. La maille choisie est de 14 mm.

### 3.3. Effets de l'ajout d'une grille autour du patch supérieur bande X

En ajoutant une grille (présentée sur le schéma de la Figure 52) au même niveau que le patch supérieur bande X, pour une structure optimisée avec une maille de 14 mm (en pointillés bleus sur la Figure 51), « l'apparition » d'une double résonance est observée (courbe rouge sur la Figure 51), avec une meilleure adaptation que sans la grille. Il s'agit toujours de simulations infinies périodiques (ce n'est donc pas un anneau qui est simulé).

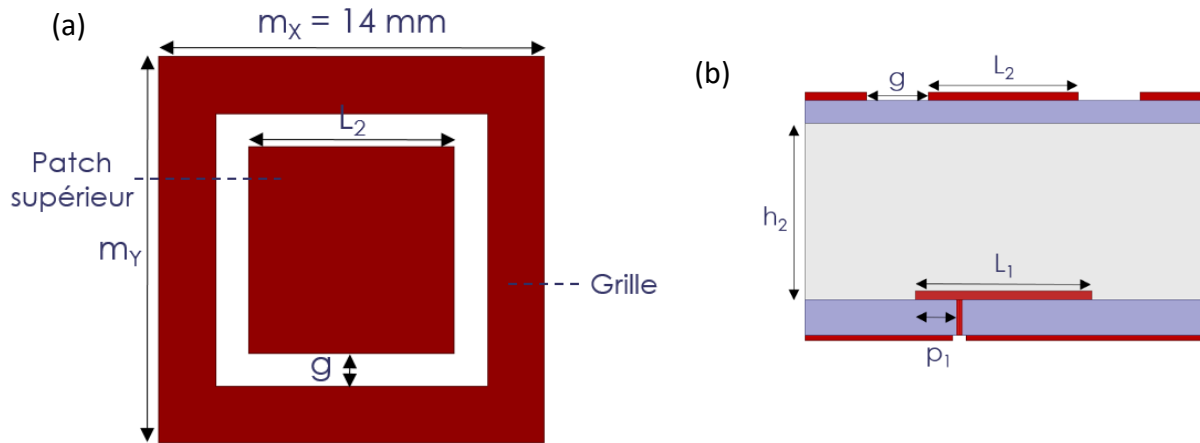


Figure 52 : Présentation de la grille ajoutée autour du patch supérieur bande X, (a) vue de la couche où est ajoutée la grille, (b) vue en coupe de la structure.

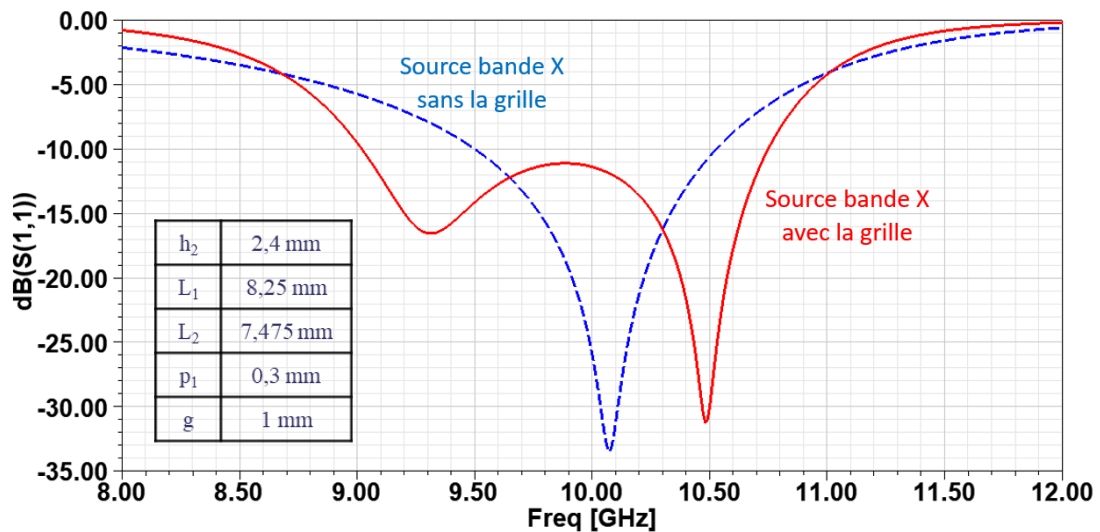


Figure 51 : Effet de l'ajout d'une grille autour du patch bande supérieur bande X sur l'adaptation, sans dépointage.

Une nouvelle optimisation est alors réalisée avec une grille autour du patch supérieur bande X sans dépointage.  $g$ , la distance entre la grille et le patch supérieur, constitue le cinquième paramètre variable du design, après les quatre définis précédemment. Les études paramétriques permettant de réaliser l'optimisation de la source bande X à l'aide de l'abaque de Smith sont présentées sur la Figure 53.

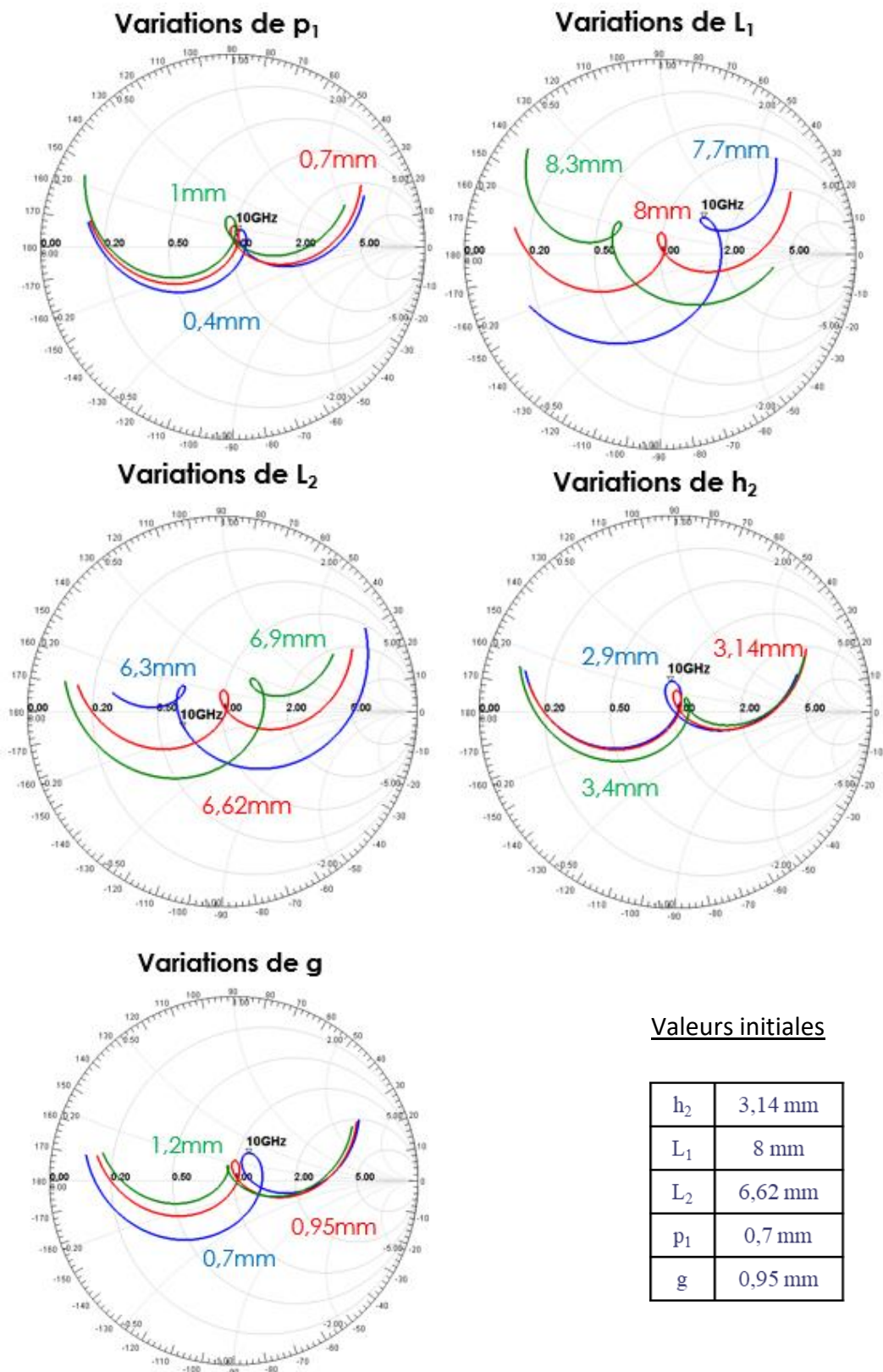


Figure 53 : Études paramétriques sur l'abaque de Smith, influences de la variation des 5 paramètres variables de la structure

Les observations générales suivantes peuvent être faites :

- La boucle a tendance à tourner dans le sens horaire lorsque les paramètres  $g$ ,  $p_1$ , et  $L_1$  augmentent.
- La boucle a tendance à tourner dans le sens trigonométrique lorsque les paramètres  $L_2$  et  $h_2$  augmentent.
- $h_2$  et  $g$  permettent de modifier la taille de la boucle.

La Figure 54 présente l'évolution de l'adaptation avec le dépointage dans les plans E et H d'une source bande X optimisée à  $0^\circ$ .

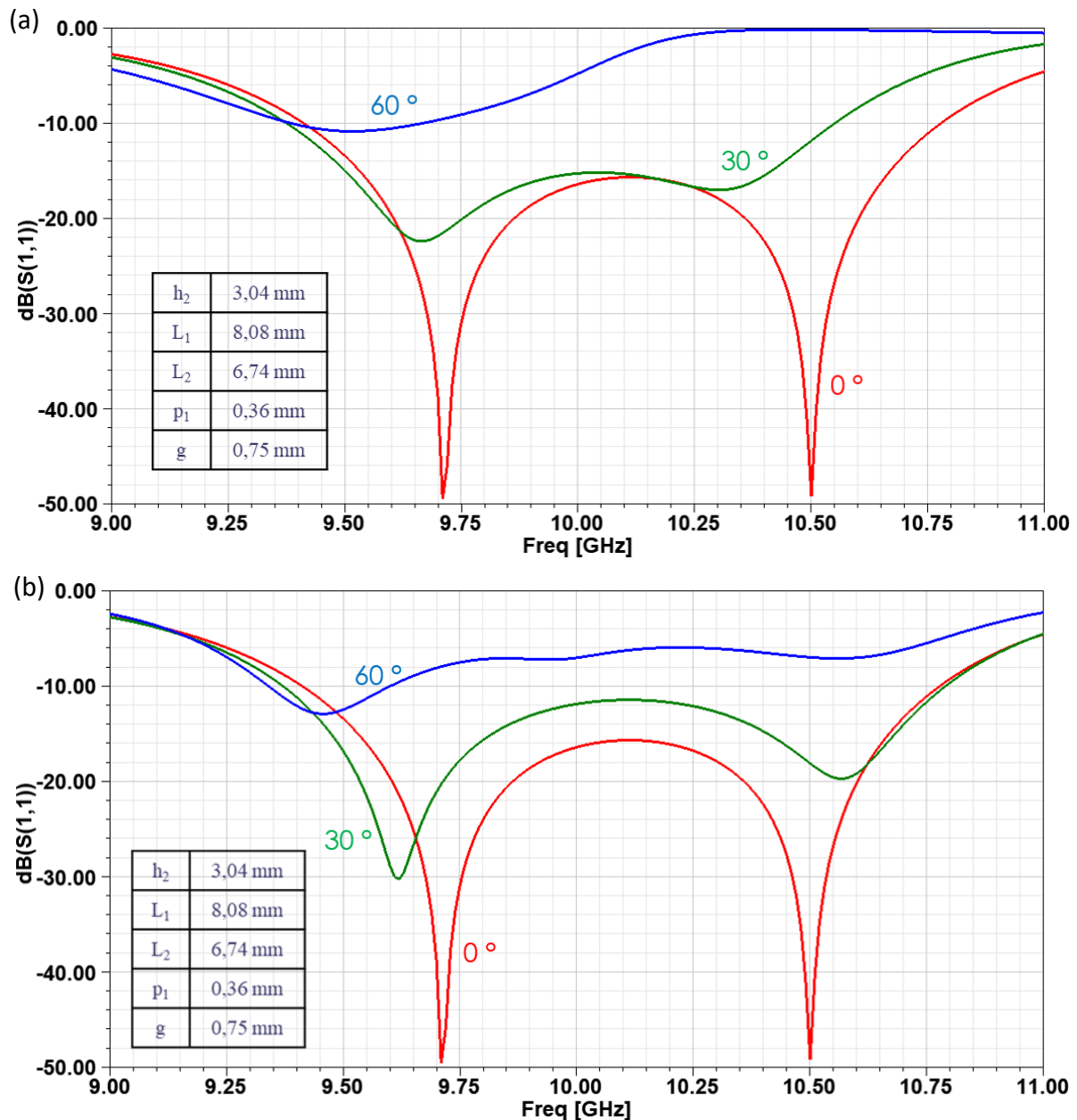


Figure 54 : Dépointage d'une source bande X optimisée à  $0^\circ$  (a) dans le plan E, (b) dans le plan H.



Les tendances suivantes sont alors observées lorsqu'un dépointage est réalisé :

- Dans le plan E, plus le dépointage est important, plus la bande passante a tendance à se décaler vers les fréquences basses : la désadaptation apparaît en haut de bande.
- Dans le plan H, lorsque le dépointage augmente, c'est la « bosse » qui se situe entre les deux résonances qui est problématique, ayant tendance à remonter au-dessus du seuil -10 dB : la désadaptation apparaît en milieu de bande.

Le choix d'optimiser la source bande X à un dépointage intermédiaire semble judicieux et est donc fait : à 30° dans le plan E. Ainsi, en centrant la bande de fréquence obtenue, elle va se décaler d'un côté lorsque la valeur du dépointage va augmenter, et de l'autre côté lorsque la valeur du dépointage va diminuer. La source bande X est optimisée à 30° dans le plan E (« à la main » sur les cinq paramètres variables, puis affinée à l'aide de l'outil d'optimisation automatique du logiciel HFSS). La Figure 55 présente l'évolution de l'adaptation avec le dépointage dans les plans E et H.

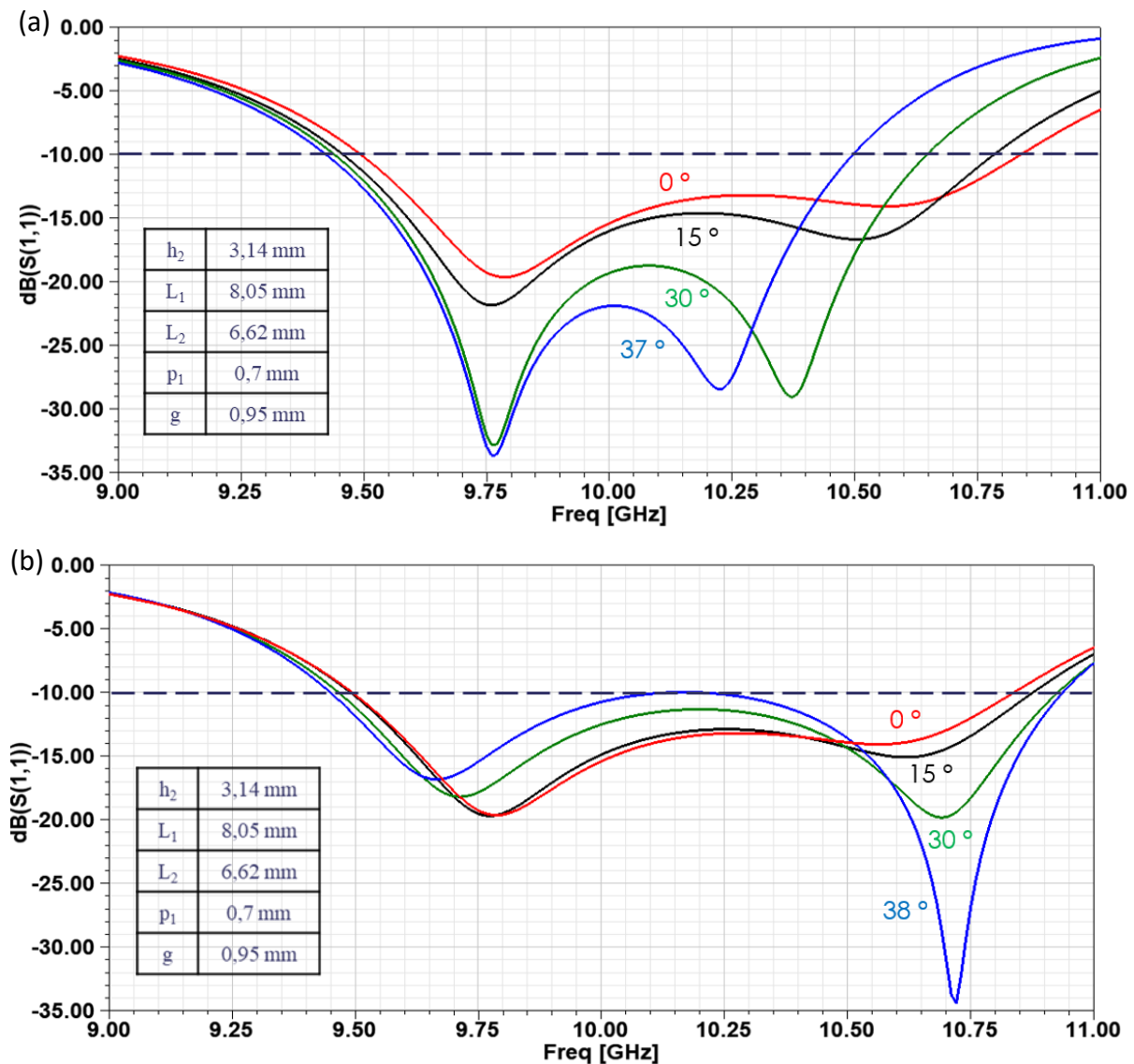


Figure 55 : Coefficients de réflexion actifs pour plusieurs angles de dépointage d'une source optimisée à 30° (a) dans le plan E, (b) dans le plan H.



L'ajout d'une grille autour du patch supérieur de la source bande X a donc permis de mieux exploiter la double résonance offerte par l'association des deux patches, et d'atteindre des dépointages plus importants, bien que toujours insuffisants pour le cahier des charges. En effet, suite à l'optimisation de la source bande X pour un dépointage de  $30^\circ$  dans le plan E, une capacité de dépointage jusqu'à  $37^\circ$  est obtenue dans le plan E, et jusqu'à  $38^\circ$  dans le plan H. L'ajout d'une cavité métallique autour de la source bande X pourrait permettre d'obtenir de meilleures performances en réduisant les couplages entre les éléments du réseau bande X [35]. En effet, ces couplages, qui varient selon le dépointage considéré, ont un impact direct sur l'adaptation des sources, et donc les capacités de dépointages.

### 3.4. Ajout d'une cavité métallique autour de la source bande X

Les capacités de dépointage offertes par la source bande X actuelle étant bien en deçà des performances attendues, une cavité métallique est ajoutée autour d'elle. L'ajout de cette cavité permet d'isoler les sources du réseau les unes des autres ([35]) et donc de réduire les couplages entre les éléments. L'ajout d'une cavité autour d'une source élémentaire bande X est présentée sur la Figure 56. Les coefficients de réflexion actifs de la source bande X avec et sans grillage pour un dépointage de  $30^\circ$  dans le plan E sont présentés sur la Figure 57.

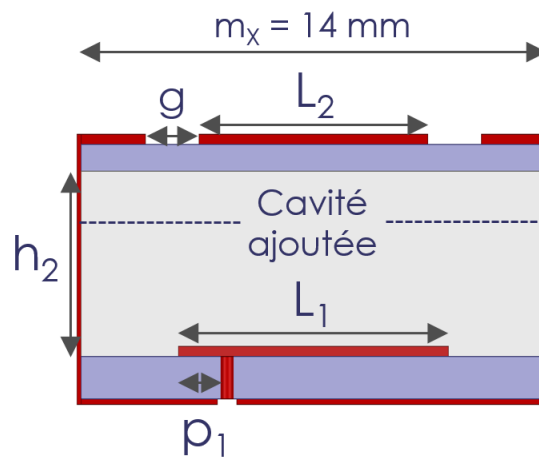


Figure 56 : Présentation de la cavité ajoutée autour de la maille bande X.

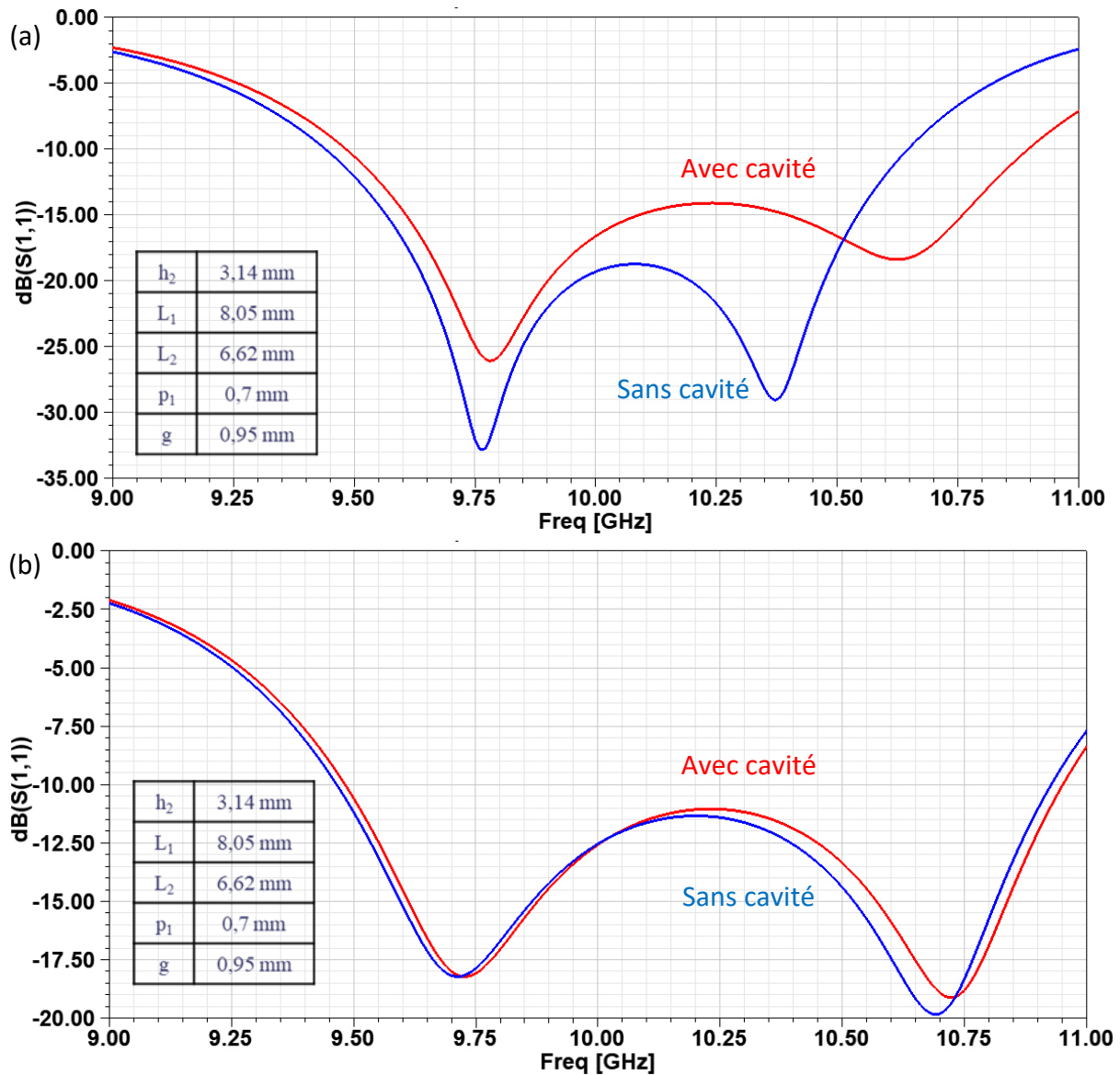


Figure 57 : Coefficients de réflexion actifs avec et sans cavité à 30°, (a) dans le plan E, (b) dans le plan H.

Nous pouvons remarquer que l'ajout d'une cavité autour de la source bande X permet d'élargir de manière importante la bande de fréquences d'adaptation pour un dépointage de 30° dans le plan E. Dans le plan H, les effets immédiats de l'ajout de la cavité sont très limités, peu de variations sont à noter.

La source bande X entourée d'une cavité est alors ré-optimisée de manière à obtenir les meilleures capacités de dépointages possibles. Les performances de cette dernière source bande X sont présentées sur la Figure 58.

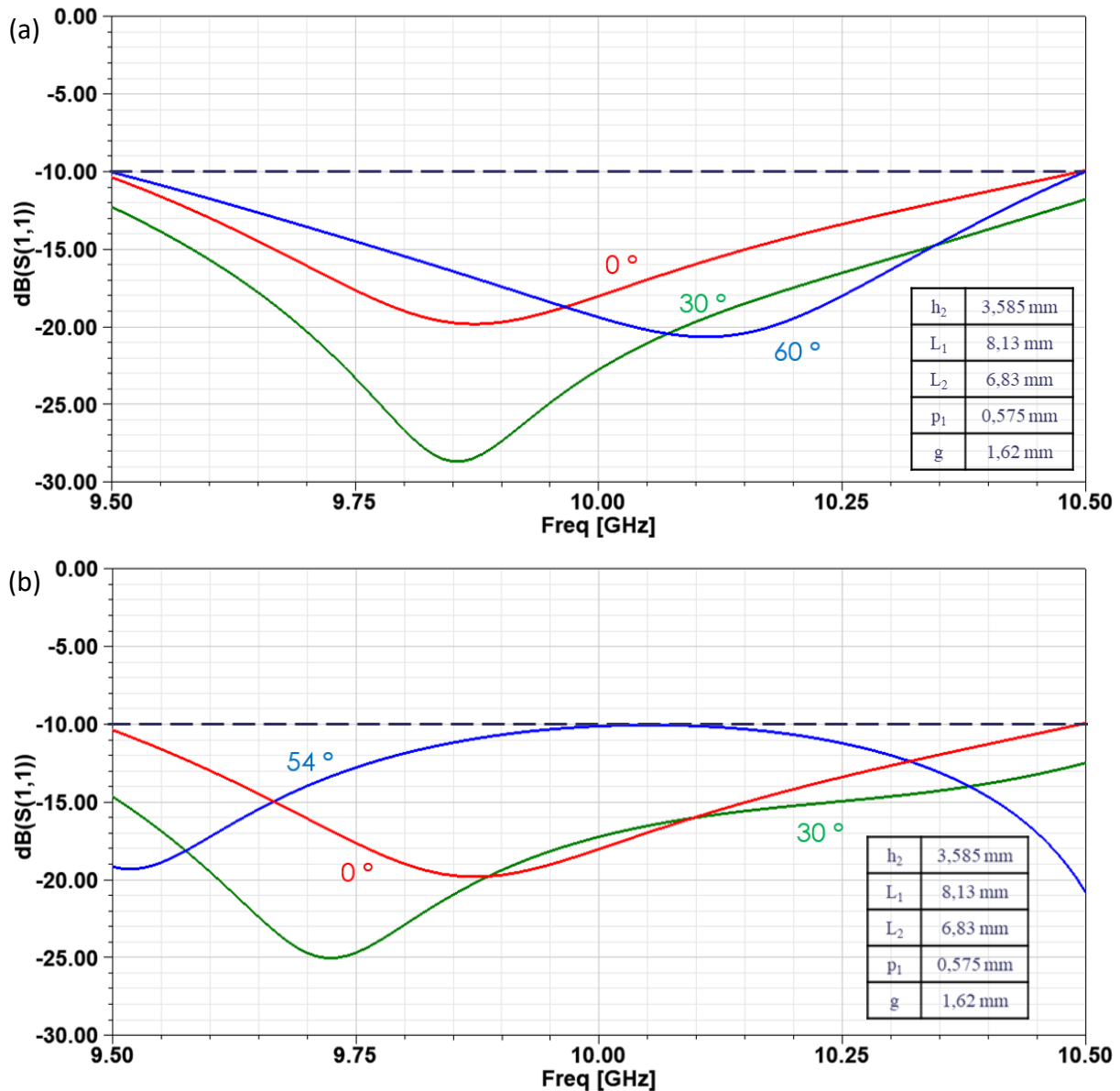


Figure 58 : Coefficients de réflexion actifs de la dernière source bande X optimisée, (a) dans le plan E, (b) dans le plan H.

Une ré-optimisation de la source bande X entourée d'une cavité conduit donc à des capacités de dépointage largement supérieures à ce qui a été obtenu précédemment sans cavité :  $60^\circ$  dans le plan E et  $54^\circ$  dans le plan H, sur la bande de fréquences allant de 9,5 à 10,5 GHz (toujours avec la condition d'adaptation  $S_{11} < -10$  dB).

Cette dernière source bande X offre des capacités de dépointage satisfaisantes dans le plan E (jusqu'à  $60^\circ$ ), mais pas dans le plan H ( $54^\circ$  obtenus,  $60^\circ$  attendus). Des solutions pour améliorer les capacités de dépointage dans le plan H devront donc être étudiées dans la suite de nos travaux. Il s'agit maintenant de s'intéresser à la mise au point de l'élément bande L qui doit être placé au-dessus de la source bande X optimisée précédemment.

### 3.5. Conclusion

Dans ce chapitre, une source bande X a été mise au point en réseau infini-périodique sous HFSS. Elle permet de réaliser un dépointage jusque  $\pm 60^\circ$  dans le plan E, et  $\pm 54^\circ$  dans le plan H, tout en conservant une bonne adaptation ( $< -10$  dB) sur la bande 9,5-10,5 GHz. Cette source bande X, dont la maille est de 14 mm ( $< \lambda_0/2 = 15$  mm, à 10 GHz), est constituée de deux patchs superposés, alimentés par sonde coaxiale via le patch inférieur. Une grille a été ajoutée et optimisée autour du patch supérieur afin de profiter pleinement de la double résonance de la structure. Une cavité a également été ajoutée autour de la maille bande X, permettant de limiter les couplages entre sources voisines et ainsi augmenter de manière relativement importante les capacités de dépointage. Cependant, un dépointage de  $\pm 60^\circ$  est attendu dans les deux plans, la source bande X devra donc nécessairement être retravaillée ou bien améliorée à l'aide de la méthode WAIM évoquée dans la partie bibliographique.

## Chapitre 4

### Réseau bi-bande L/X

4.1. Introduction.....	54
4.2. Mise au point d'un élément monocouche de type grillage bande L sous ADS	55
4.3. Mise en présence d'une grille au-dessus de la source bande X .....	58
4.3.1 Impacts de l'ajout d'une grille au-dessus de la source bande X .....	59
4.3.2 Grille commune à plusieurs sources .....	60
4.3.2.1 Validation de la méthode de calculs .....	61
4.3.2.2 Analyse des effets de la grille .....	64
4.4. Étude FSS de la grille .....	65
4.5. Effets d'une grille étudiée en FSS .....	67
4.6. Dipôles empilés.....	69
4.6.1 Nécessité de la structure double dipôle .....	69
4.6.2 Choix de la forme de la maille .....	69
4.6.2.1 Maille carrée.....	69
4.6.2.2 Maille hexagonale .....	71
4.6.2.2.1 Présentation de la maille hexagonale .....	71
4.6.2.2.2 Paramètres d'optimisation de la source bande L .....	72
4.6.2.2.3 Performances de la source bande L obtenues.....	73
4.6.3 Choix de la structure bande L simulée .....	74
4.6.3.1 Mise en cause de la structure double dipôle « simple » sans les sources bande X .....	74
4.6.3.2 Structure double dipôle plus réaliste .....	77
4.6.4 Optimisation de la structure double dipôle .....	78
4.7. Mise en présence des sources bande X et bande L .....	80
4.7.1 Sources bande X dans la maille hexagonale bande L.....	80
4.7.2 Réseau linéaire bande X surmonté de rubans infinis.....	88
4.7.2.1 Présentation et comparaison avec le réseau bande X au sein de la maille hexagonale bande L.....	88

4.7.2.2 Étude des effets des rubans sur l'adaptation des sources bande X .....	90
4.7.2.3 Étude des effets des rubans sur les diagrammes de rayonnement.....	92
4.8. Conclusion .....	95

## 4. Réseau bi-bande L/X

### 4.1. Introduction

L'objectif de la thèse est d'implanter deux réseaux d'antennes à balayage électronique sur une même surface. L'un des réseaux doit fonctionner en bande X, et l'autre en bande L. Une source bande X avec des capacités de dépointage relativement satisfaisantes (jusqu'à 60° dans le plan E et 54° dans le plan H) a été optimisée et présentée dans la partie 3.3. Il reste à mettre au point une source bande L respectant les performances données par le cahier des charges de la thèse. Parmi les performances attendues, un fonctionnement sur les deux bandes IFF (1,03 GHz +/- 3 MHz et 1,09 GHz +/- 3 MHz) est notamment souhaité.

Un rapport d'environ dix existe entre les bandes de fréquences bande X et bande L. Ceci implique forcément une importante différence entre les dimensions des éléments des deux réseaux. Les éléments bande X seront beaucoup plus nombreux que les éléments bande L (il y aura donc beaucoup plus de sources bande X alimentées que de sources bande L), ce qui justifie de choisir, au moins dans un premier temps, de placer le réseau bande L au-dessus du réseau bande X, comme dans la plupart des articles issus de la littérature.

Il s'agit dans ce chapitre, dans un premier temps, de concevoir une source bande L qui présente les performances attendues, puis dans un second temps, d'étudier les influences mutuelles entre les sources bande X et bande L.

Ce chapitre est composé de quatre sections. Les sections 4.2 et 4.3 détaillent la conception d'un élément monocouche de type grillage bande L puis ses effets sur la source bande X. La section 4.4 présente la conception et l'optimisation de dipôles empilés bande L. Enfin, la section 4.5 détaille la superposition des réseaux bande X et bande L. Les effets mutuels des deux réseaux sont étudiés.

## 4.2. Mise au point d'un élément monocouche de type grillage bande L sous ADS

La source bande X ayant été étudiée et optimisée, c'est maintenant au tour de la source bande L d'être étudiée. Un patch grillagé monocouche est envisagé pour servir de source bande L afin de pouvoir disposer les patchs bande X au sein des ouvertures du grillage. Cette grille bande L serait disposée soit au niveau des patchs supérieurs (dans ce cas-là, un problème se poserait avec les cavités bande X qui seraient en contact avec le patch grillagé, mais dans cette étude, les cavités ne sont pas considérées), soit au-dessus, selon les performances obtenues. Un fonctionnement couvrant les deux fréquences IFF (à 1,03 et 1,09 GHz) est attendu pour le patch bande L. L'objectif de cette partie est d'étudier l'épaisseur de substrat d'air nécessaire pour que la source grillagée bande L atteigne les 60MHz de bande. Des schémas de principe sont présentés sur la Figure 59, avec le patch grillagé sur la même couche que les patchs supérieurs bande X :

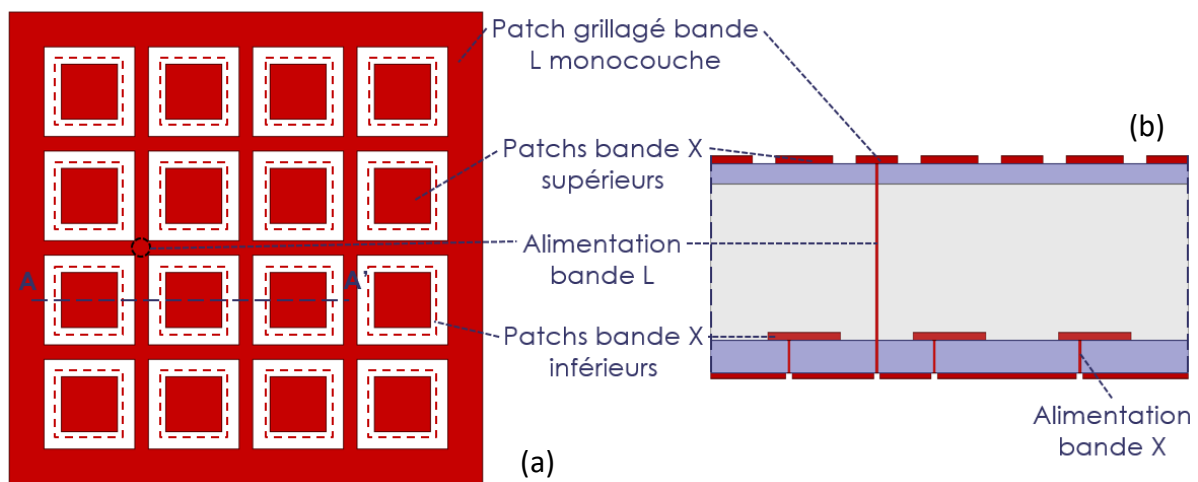


Figure 59 : Schémas de principe d'une possible structure combinant les sources bandes L et X, (a) vue du dessus, (b) vue en coupe (coupe [AA']).

Dans l'idéal, le patch grillagé se situerait au même niveau que les patchs supérieurs bande X. Cependant, au moins deux difficultés apparaissent. D'abord, un problème concernant la cavité de la source bande X qui serait en contact avec le patch grillagé bande L. Puis, il faut étudier la bande atteignable avec cette solution de patch grillagé, il sera peut-être nécessaire de placer ce patch grillagé au-dessus de la structure bande X. L'objectif va être d'étudier l'effet de la hauteur du patch grillagé sur la bande passante.

La mise au point d'un élément rayonnant monocouche type grillage présentant une adaptation correcte sur la bande souhaitée en bande L ( $< -10$  dB de 1,03 à 1,09 GHz) est réalisée, dans un premier temps, à l'aide du logiciel ADS. L'élément bande L, patch plein dans un premier temps, est placé sur une couche d'air, d'épaisseur  $h_4$ , disposée au-dessus de l'empilement bande X optimisée précédemment sous ADS, (les éléments bande X ne sont pas présents dans les simulations), comme nous pouvons le voir sur la Figure 60.



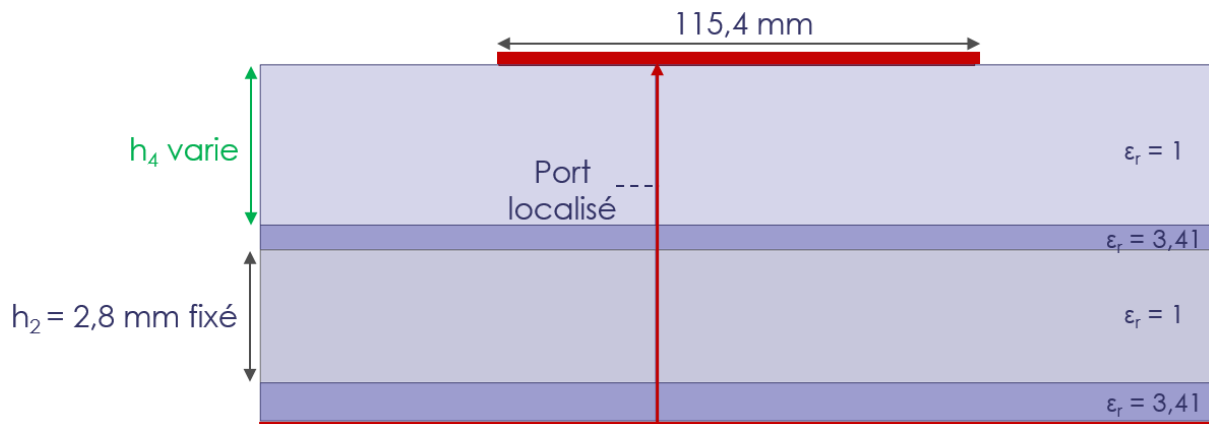


Figure 60 : Structure de l'élément bande L simulé sous ADS.

Il s'agit d'une simulation avec un port localisé sur le patch plein bande L. Le logiciel ADS Momentum est utilisé dans un souci de rapidité, en effet, il permet de dégager les tendances générales. Tout d'abord, l'influence de l'épaisseur de la couche d'air ajoutée est étudiée et présentée sur la Figure 61.

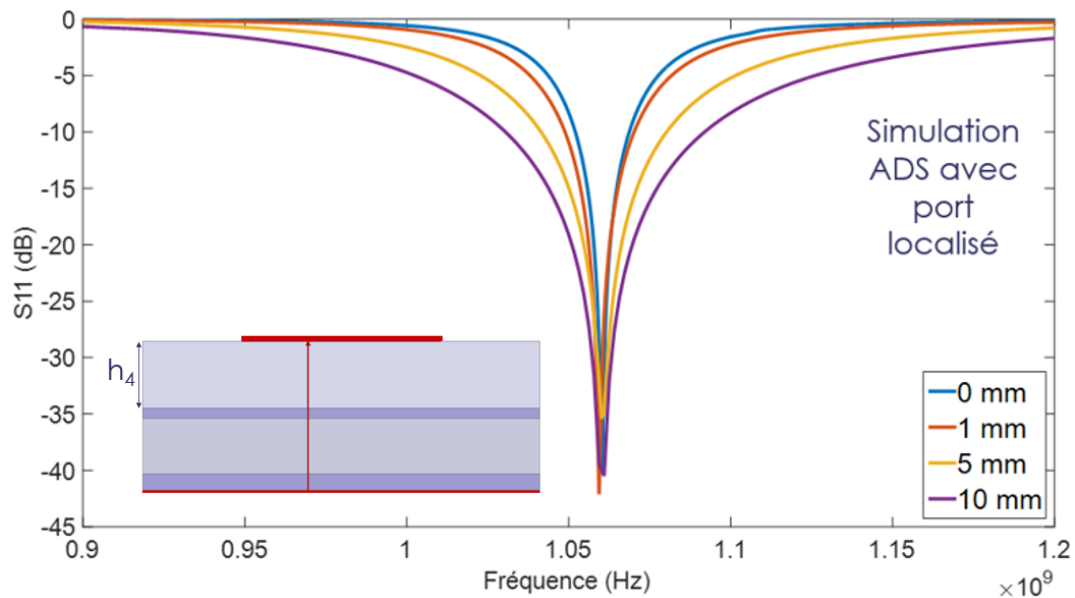


Figure 61 : Variations de la bande passante obtenue en fonction de  $h_4$  pour un patch plein.

Le constat est le suivant : plus la couche d'air ajoutée est épaisse, et plus le patch offre une large bande de fréquences importante. Pour chaque valeur de  $h_4$ , la position du port d'excitation est optimisée de sorte à obtenir la bande de fréquence la plus importante possible, centrée sur la valeur 1,06 GHz.

Une fois l'influence de l'épaisseur de la couche d'air ajoutée  $h_4$  étudiée, nous décidons d'essayer de déterminer la valeur minimale de  $h_4$  permettant d'obtenir 60 MHz de bande, centrée sur 1,06 GHz pour un patch grillagé. Les ouvertures de la grille sont arbitrairement choisis carrées, de côtés 13 mm (plus grands que les patches bande X), le patch grillagé simulé sous ADS est présenté sur la Figure 62.

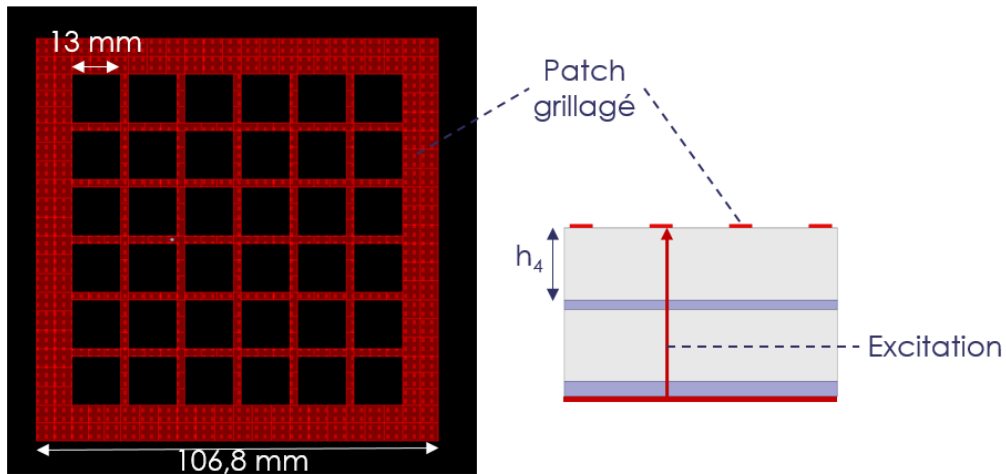


Figure 62 : Élément bande L simulé sous ADS.

De même que précédemment, pour chaque valeur de  $h_4$ , la position du port d'excitation est optimisée de sorte à obtenir la bande de fréquence la plus importante possible, centrée sur la valeur 1,06 GHz, comme présenté sur la Figure 63 :

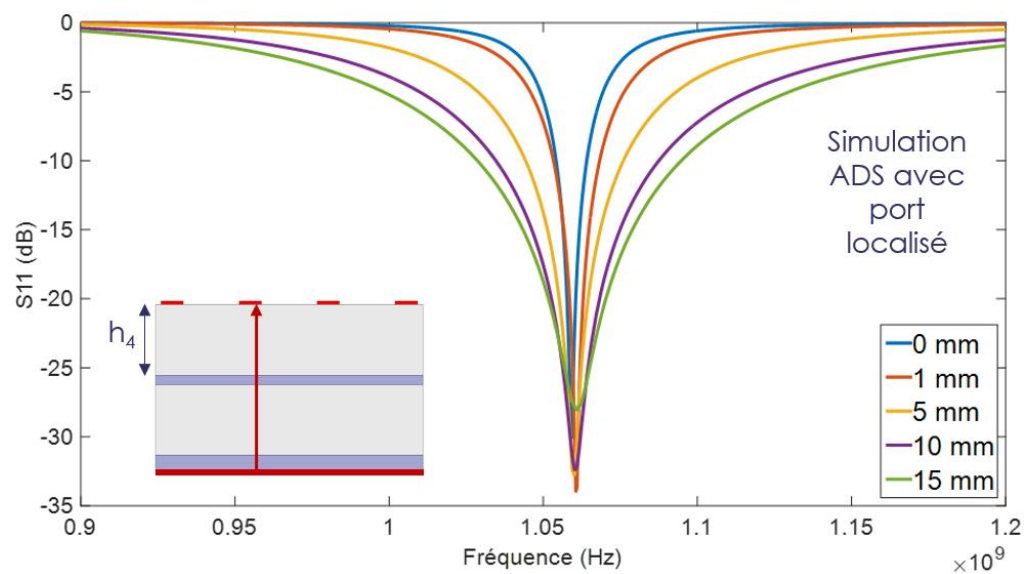


Figure 63 : Variations de la bande passante obtenue en fonction de  $h_4$  pour un patch grillagé.

En conclusion, il faut  $h_4 \geq 15$  mm pour obtenir au moins 60 MHz de bande, centrée sur 1.06 GHz, avec le patch grillagé utilisé, comme présenté sur le graphique sur la Figure 64.

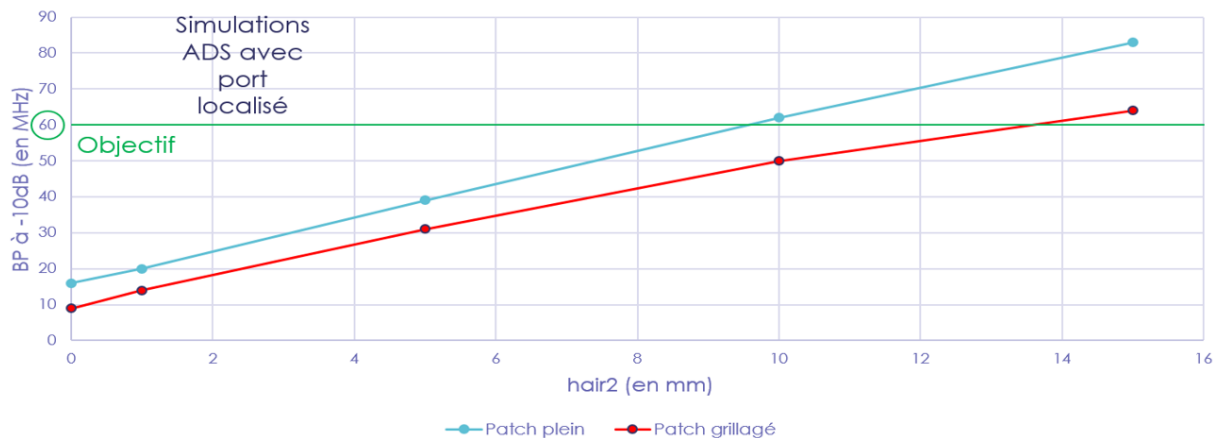


Figure 64 : Évolutions de la bande passante obtenue en fonction de la valeur de  $h_4$ .

Nous pouvons remarquer que l'introduction d'ouvertures sur le patch conduit à réduire la bande de fréquences d'adaptation, ce qui est cohérent avec ce qui a été observé dans la littérature ([34])

L'étude d'un patch plein, puis grillagé a montré que plus l'épaisseur d'air, sur lequel est disposé le patch, que l'on ajoute au-dessus de la source bande X, est importante, plus la bande passante de la source bande L est grande. Nous sommes arrivés à la conclusion, pour le moment, qu'il faut une couche d'air d'au moins 15 mm d'épaisseur au-dessus de la source bande X pour tenir l'objectif fréquentiel imposé par le cahier des charges (les deux bandes IFF, autour de 1,03 et 1,09 GHz), avec la dimension des ouvertures utilisée. La source bande L ne peut donc pas être placée au même niveau que les patches bande X supérieurs.

Le logiciel ADS a été utilisé dans un souci de rapidité, en effet, il a permis de dégager les tendances générales. Nous revenons dans la suite à des simulations 3D avec le logiciel HFSS.

#### 4.3. Mise en présence d'une grille au-dessus de la source bande X

La source bande X, composée de deux patches empilés et d'une grille autour du patch supérieur, et la source bande L, qui est un patch grillagé, ayant été étudiées séparément, il s'agit à présent de les mettre en présence l'une de l'autre afin de constater les impacts éventuels.

En cas de perturbations importantes causées par la mise en présence des sources L et X, il faudra alors tenter de trouver des solutions pour y remédier.

À noter que toutes les simulations au sein de cette partie se font en réseaux infini-périodiques, avec HFSS à l'aide des conditions Master/Slave, sauf si une autre condition de simulation est précisée. Ce choix de réaliser des simulations en réseaux infini-périodiques est fait car il se rapproche de la structure réelle où le réseau bande X est relativement grand (un réseau de  $10 \times 10 = 100$  éléments bande X, dans une maille bande L, est attendu car il y a un facteur 10 entre les fréquences étudiées).

#### 4.3.1 Impacts de l'ajout d'une grille au-dessus de la source bande X

Dans cette première partie, nous étudions les impacts de l'ajout d'une grille (qui représente en fait le patch perforé bande L) au-dessus de la dernière source bande X optimisée sans cavité pour une question de simplicité (présentée sur la Figure 55 dans la partie 3.3). Un schéma illustrant l'ajout de ce grillage au-dessus de la source bande X est présenté sur la Figure 65.

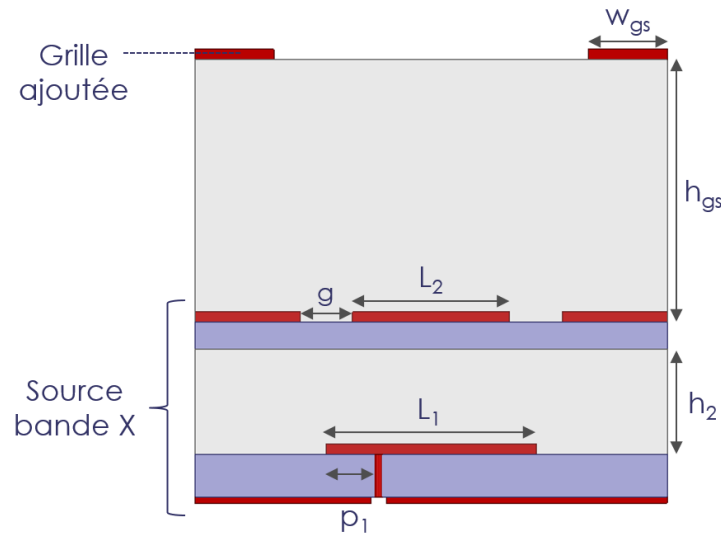


Figure 65 : Structure bande X surmontée d'une grille.

Un grillage, dont la largeur notée  $w_{gs}$  est variable, est placé à 15 mm au-dessus de la source bande X. Cette hauteur notée  $h_{gs}$ , a été choisie à 15 mm au vu des conclusions faites à la fin de la partie précédente (patch grillagé bande L placé à au moins 15 mm au-dessus de la source bande X pour obtenir la bande souhaitée). Cette hauteur pourra être modifiée au besoin.

La Figure 66 présente différents coefficients de réflexion actifs obtenus selon la largeur de la grille.

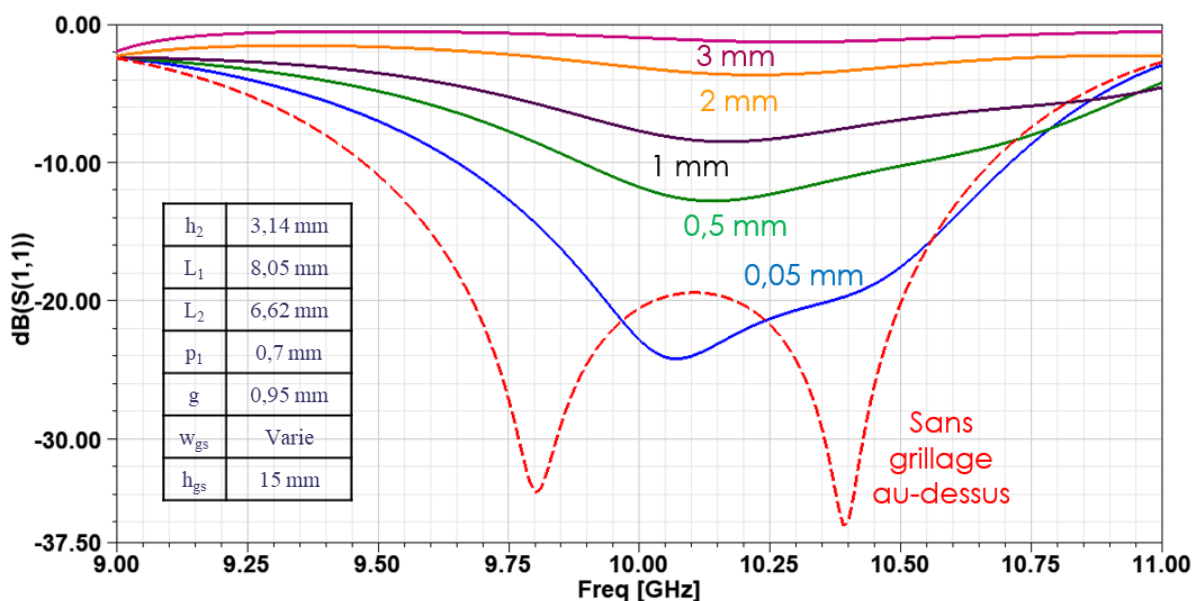


Figure 66 : Influence sur l'adaptation de l'ajout de la grille, pour différentes largeurs de grille  $w_{gs}$ .

La mise en présence d'un grillage au-dessus de la source bande X provoque une forte désadaptation, et ce, quelle que soit la largeur de la grille  $w_{gs}$ , ou sa position au-dessus de la source bande X,  $h_{gs}$  (plusieurs essais avec différentes valeurs de  $h_{gs}$  ont été menés).

Maintenant que nous avons vu que l'ajout d'une grille au-dessus de la source bande X dégrade de manière importante ses performances, il faut trouver des moyens permettant d'éviter ou au moins d'atténuer cette dégradation. En s'inspirant de [30], nous proposons d'étudier une grille dont l'ouverture est plus grande, afin de contenir plusieurs sources bande X au lieu d'une seule. C'est ce qui est présenté dans la suite.

#### 4.3.2 Grille commune à plusieurs sources

Un patch grillagé est envisagé pour le moment pour la source bande L, et nous avons vu dans la partie précédente que le fait de disposer une grille au-dessus d'une source bande X, en environnement infini périodique, dégrade fortement les performances obtenues en bande X. L'idée de disposer, au-dessus de la structure, une grille dont l'ouverture comprend quatre sources bande X, au lieu d'une seule, est envisagée afin de moins détériorer les performances de ces sources. Les deux configurations, avec une grille au-dessus d'une seule ou de quatre sources, sont présentées sur les Figure 67 et Figure 68 (pour plus de lisibilité, les grilles des patches bande X ne sont pas représentées).

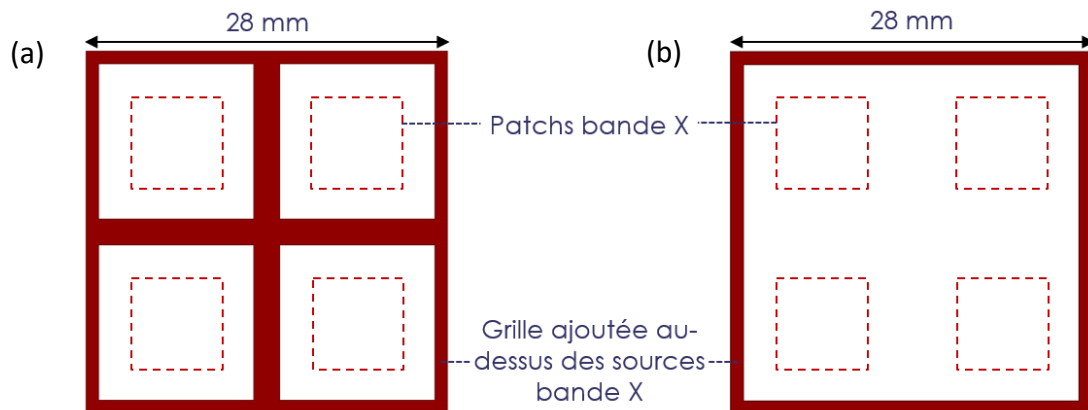


Figure 67 : Présentation des deux configurations vues du dessus (a) une grille par source, (b) une grille pour quatre sources.

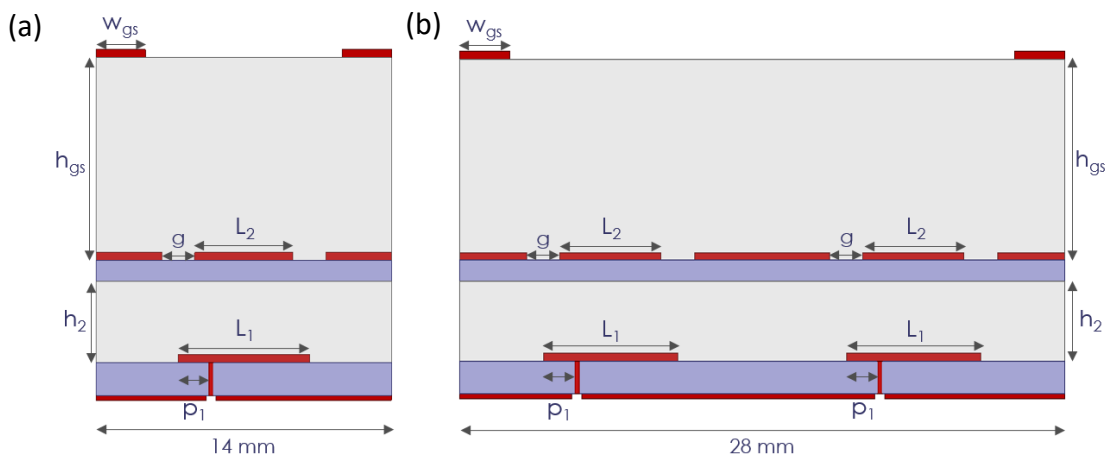


Figure 68 : Présentation des deux configurations vues en coupe (a) une grille par source, (b) une grille pour quatre sources.

#### 4.3.2.1 Validation de la méthode de calculs

Dans un premier temps, il est nécessaire de valider les méthodes de simulation et de calcul des quatre coefficients de réflexion actifs ( $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$ ,  $\Gamma_3$  et  $\Gamma_4$ ) de chacune des sources. En effet, ces coefficients de réflexion actifs doivent être calculés à partir des coefficients de réflexion ( $S_{ij}$ ) obtenus par le logiciel HFSS au niveau de chacun des ports définis. Un essai avec deux sources a d'abord été réalisé et validé. Puis, l'essai avec quatre sources a été validé. Dans tous les cas, les simulations se font en réseau infini-périodique.

- Dans le cas de deux sources :

Dans le cas où nous considérons deux sources bande X, comme présenté sur la Figure 69, il y a deux ports d'excitation, un par source bande X. Le logiciel HFSS nous donne donc  $2 \times 2 = 4$  paramètres S correspondant aux coefficients de transmissions et de réflexion de ces deux ports :  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{11}$  et  $S_{22}$ . C'est à partir de ces quatre paramètres S que nous reconstruisons les deux coefficients de réflexion actifs  $\Gamma_1$  et  $\Gamma_2$  au niveau de chacun des deux ports. Les deux formules permettant de calculer ces deux coefficients de réflexion actifs sont données dans la suite, dans 4.1. L'angle de dépointage est noté  $\vartheta_{scan}$  et il y a un déphasage  $\alpha$  entre deux sources successives. Ces formules prennent en compte toutes les « contributions » issues des autres ports, au niveau de chacun des ports considérés. Le port noté 1 étant considéré comme la référence pour le déphasage, le port 2 est considéré comme étant « en retard » sur le port 1.  $\alpha$  est calculé à partir de la dimension de la maille  $m_x$ , de la fréquence considérée,  $f$ , de la célérité,  $c$ , et de l'angle de dépointage considéré  $\vartheta_{scan}$ .

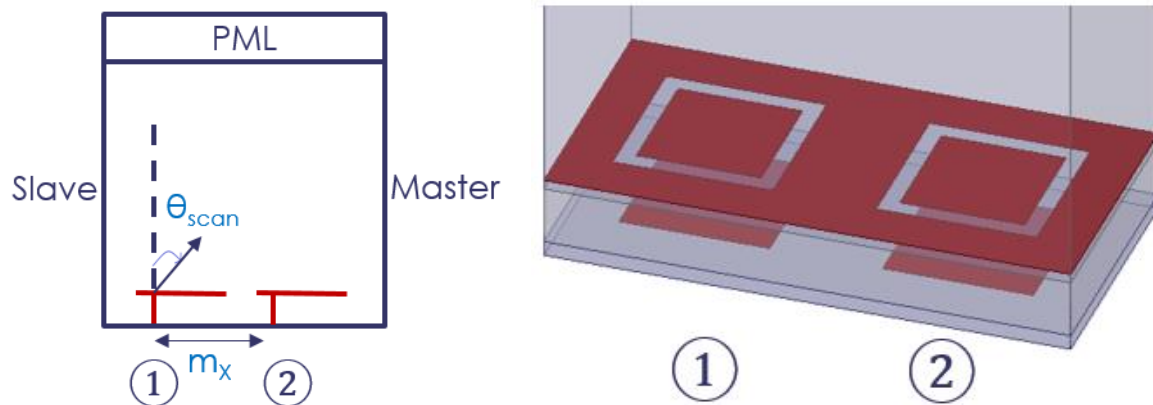


Figure 69 : Méthode de simulation et de calculs des coefficients de réflexion actifs dans le cas de deux sources.

$$\Gamma_1 = S_{11} + S_{12} \exp(-j\alpha) \quad (4.1)$$

$$\Gamma_2 = S_{21} \exp(j\alpha) + S_{22}$$

$$\text{avec } \alpha = \frac{2\pi m_x f \sin(\theta_{scan})}{c}$$

La méthode de calcul des deux coefficients de réflexion actifs  $\Gamma_1$  et  $\Gamma_2$  est validée si leurs courbes correspondantes sont identiques à celle obtenue en simulant une seule source (les simulations étant dans des conditions infini-périodiques), ce qui est bien vérifié, dans les deux plans E et H, avec et sans dépointage. Sur la Figure 70, est présentée la comparaison dans le plan E pour un dépointage de 30°.

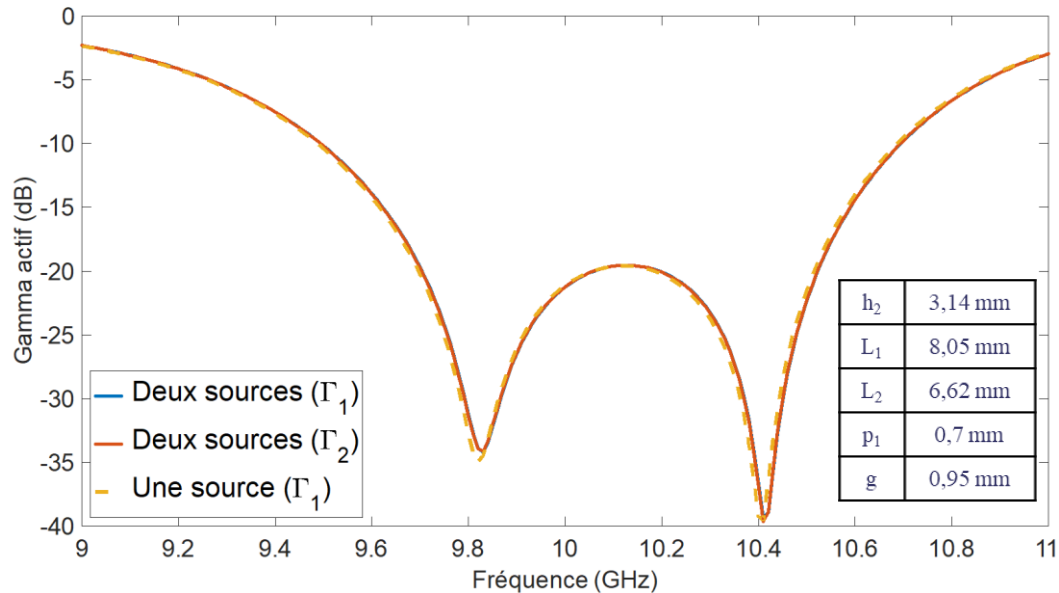


Figure 70 : Comparaison des deux coefficients de réflexion actifs calculés et du coefficient de réflexion actif obtenu pour une source sous HFSS.

Les courbes correspondant aux deux coefficients de réflexion actifs  $\Gamma_1$  et  $\Gamma_2$  sont superposées à la courbe correspondant aux coefficients de réflexion actifs d'une seule source, il y a juste de très faibles différences de niveau sur les deux résonances (à des niveaux très faibles, en dessous de -30 dB), mais qui n'ont aucun impact sur l'évaluation de la bande passante à -10 dB. Les méthodes de simulation et de calcul des coefficients de réflexion actifs pour deux sources sont donc bien validées. Il faut maintenant faire de même pour quatre sources bande X.

- Dans le cas de quatre sources :

Dans le cas où nous considérons quatre sources bande X, comme présenté sur la Figure 71, il y a quatre ports d'excitation, un par source bande X. Le logiciel HFSS nous donne donc  $4 \times 4 = 16$  paramètres S correspondant aux coefficients de transmission et de réflexion de ces quatre ports. C'est à partir de ces paramètres S que nous allons reconstruire les quatre coefficients de réflexion actifs  $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$ ,  $\Gamma_3$  et  $\Gamma_4$  au niveau de chacun des quatre ports. Comme dans le cas de deux sources, nous validons la méthode de simulation en comparant ces quatre coefficients de réflexion actifs à celui d'une source élémentaire simulée seule en réseau infini-périodique. Les quatre formules permettant de calculer ces quatre coefficients de réflexion actifs, selon le plan, sont données en annexe A. Le port noté 1 étant considéré comme la référence pour le déphasage, les ports 2, 3 et 4 sont considérés comme étant « en retard » ou en phase avec le port 1, selon le plan étudié (E ou H). La variable notée  $\alpha$ , déjà présentée

précédemment, représente ce déphasage, calculé à partir de la dimension de la maille  $m_x$ , de la fréquence considérée  $f$ , de la célérité  $c$ , et de l'angle de dépointage considéré  $\vartheta_{scan}$ .

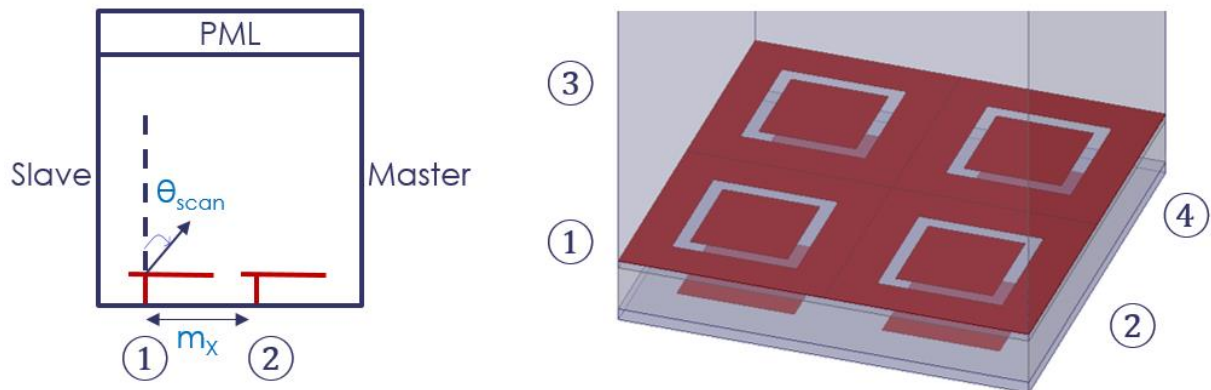
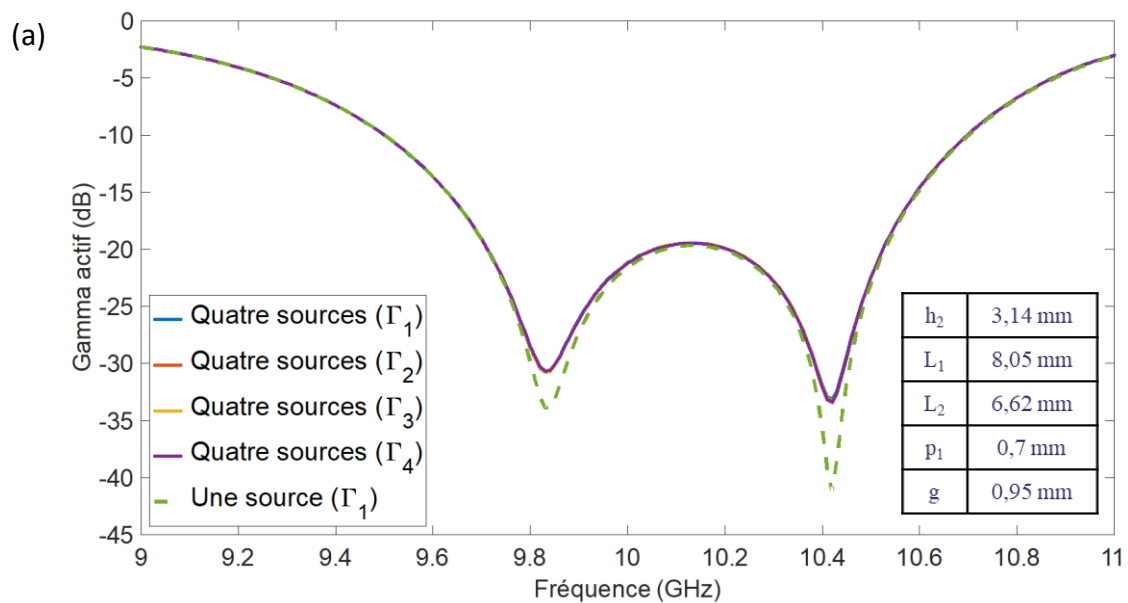


Figure 71 : Méthode de simulation et de calculs des coefficients de réflexion actifs dans le cas de quatre sources.

Sur la Figure 72, sont présentées les comparaisons dans les plans E et H pour un dépointage de  $30^\circ$ . De même que précédemment, pour deux sources, la méthode de calcul des quatre coefficients de réflexion actifs  $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$ ,  $\Gamma_3$  et  $\Gamma_4$  est validée si leurs courbes correspondantes sont identiques à celle obtenue pour une seule source (les simulations étant dans des conditions infini-périodiques), ce qui est bien vérifié, dans les deux plans E et H, avec et sans dépointage.





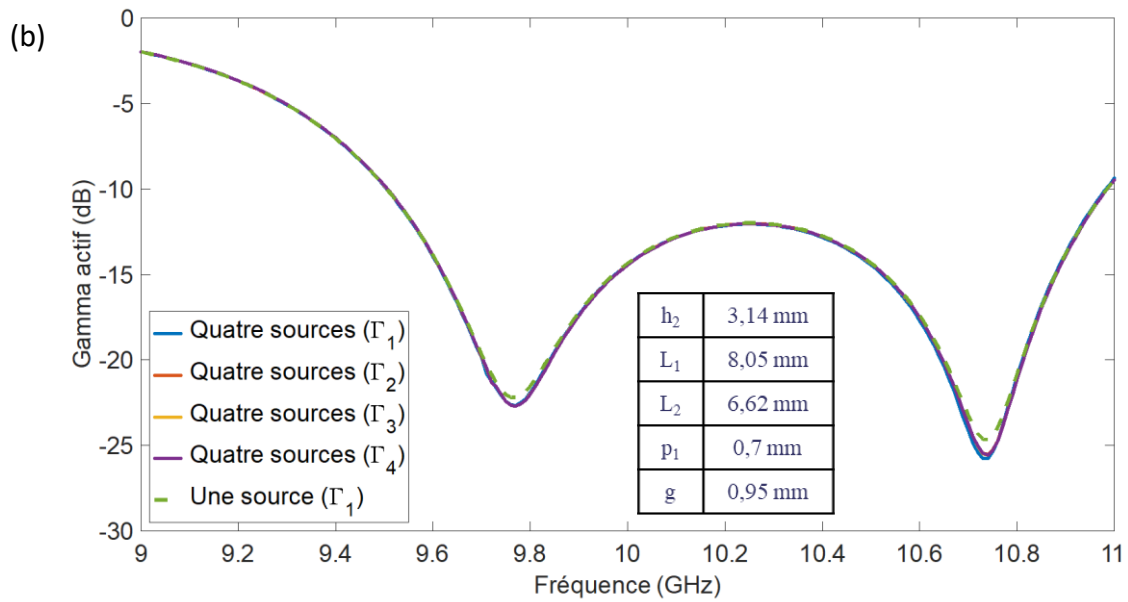


Figure 72 : Validation des coefficients de réflexion actifs simulés et calculés à 30° (a) dans le plan E, (b) dans le plan H.

Les courbes correspondant aux quatre coefficients de réflexion actifs  $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$ ,  $\Gamma_3$  et  $\Gamma_4$  sont superposées à la courbe correspondant à celui d'une seule source, il y a juste des différences de niveau sur les deux résonances (à des niveaux relativement faibles, en dessous de -20 dB), mais qui n'ont aucun impact sur l'évaluation de la bande passante à -10 dB. Les méthodes de simulation et de calcul des coefficients de réflexion actifs pour quatre sources sont donc bien validées.

Les méthodes de simulation et de calcul des coefficients de réflexion actifs ayant été validées, nous pouvons désormais étudier l'effet d'une grille disposée au-dessus de quatre sources bande X au lieu d'une seule comme précédemment. Nous espérons évidemment que les sources bande X seront moins affectées que lorsqu'il y a une grille au-dessus de chaque source.

#### 4.3.2.2 Analyse des effets de la grille

Après avoir disposé une grille à 15 mm au-dessus des quatre sources bande X, nous faisons varier la largeur de cette grille afin d'étudier ses effets. La valeur de 15 mm a été choisie car dans la partie 4.2, présentant l'étude de la source bande L sous ADS, nous avons vu qu'il fallait que le patch grillagé étudié se situe à au moins 15 mm de la source bande X afin d'obtenir la bande suffisante en bande L. Seuls les résultats correspondant à la grille la plus fine ( $w_{gs} = 0,05$  mm) sont présentés.

La Figure 73 présente la comparaison des coefficients de réflexion actifs obtenus sans grille ajoutée au-dessus de la source bande X (courbe jaune pointillée), avec une grille au-dessus d'une source (courbe rouge) et avec une grille au-dessus et commune à quatre sources bande X (courbe bleue).

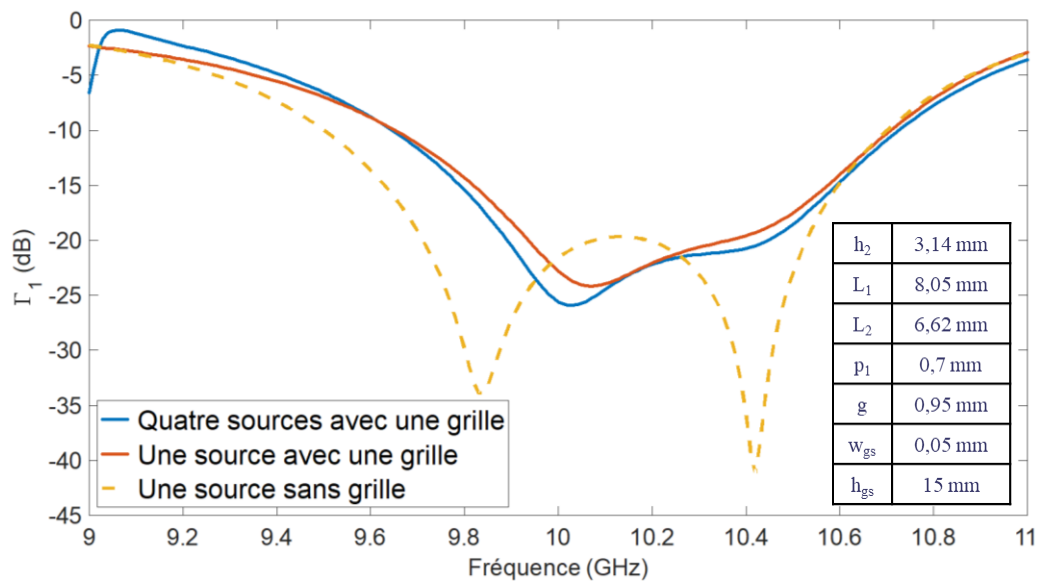


Figure 73 : Comparaison des coefficients de réflexion actifs obtenus avec une grille pour une source (en rouge), pour quatre sources (en bleu), et sans grille (en pointillés jaunes), dans le plan E, pour un dépointage de 30°.

Nous remarquons que le fait d'ajouter une grille dégrade toujours de manière importante les sources bande X, même pour une grille très fine. En effet, les courbes rouge et bleue sont relativement proches l'une de l'autre, mais sont très différentes de la courbe jaune, représentant l'adaptation de la source bande X sans grille.

Même en disposant une grille au-dessus de quatre sources bande X au lieu d'une seule, ces sources restent très perturbées. Nous avons donc décidé de nous intéresser à l'étude de la grille seule, il s'agit d'une étude FSS (Frequency Selective Surface) de la grille, qui est présentée dans la partie suivante. Cette étude a pour but d'étudier la transparence ou non de la grille en bande X. Le comportement de la grille est étudié dans l'axe et en incidence oblique. L'objectif est d'optimiser une grille transparente sur notre bande d'étude.

#### 4.4. Étude FSS de la grille

Les FSS, ou Frequency Selective Surfaces, sont des surfaces périodiques constituées d'un arrangement périodique d'éléments passifs. Lorsque cet arrangement d'éléments est éclairé par une onde plane incidente, celle-ci est en partie transmise et en partie réfléchi. Ce type de surface se comporte comme un filtre. Ainsi, il est possible de filtrer certaines fréquences.

Les FSS à grille sont largement utilisées dans le domaine des micro-ondes (livre de Munk [43]). La forme et la taille des ouvertures, leur périodicité, l'épaisseur de l'écran métallique, déterminent le comportement fréquentiel de la FSS. À certaines fréquences, la grille est vue comme un plan parfaitement conducteur, l'onde incidente est donc totalement réfléchi. Pour les autres fréquences, l'effet prépondérant est celui des trous et l'onde est transmise au travers de ceux-ci.

La non-transparence d'une grille disposée aussi bien au-dessus d'une ou de quatre sources bande X, observée dans la partie précédente, nous conduit à nous intéresser à l'étude

FSS d'une grille seule. Il s'agit de confirmer que la grille n'est pas transparente en bande X. Le cas échéant, nous tenterons d'optimiser la largeur de la grille afin qu'elle soit transparente sur notre bande d'étude. Dans le cas d'une ouverture contenant 4 patches, la dimension de la maille, de 28 mm, est proche de la longueur d'onde à la fréquence haute de notre bande ( $\lambda = 28,6 \text{ mm}$  à 10,5 GHz dans le vide). La Figure 74 présente la structure simulée afin de réaliser cette étude FSS. Il s'agit toujours de simulations en réseaux infini-périodiques, avec des conditions Master/Slave.

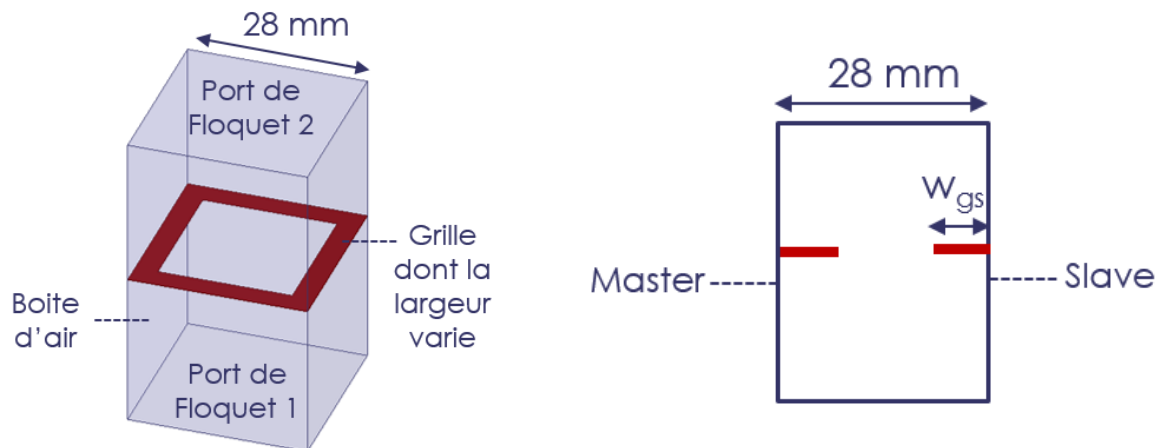


Figure 74 : Présentation de la structure simulée pour l'étude FSS de la grille, (a) vue sous HFSS, (b) vue en coupe.

En incidence normale, la maille étant plus petite que la longueur d'onde sur la bande d'étude, seuls les modes fondamentaux TE et TM se propagent, les modes supérieurs étant évanescents. Dans la suite, les réponses TE et TM sont identiques car il n'y a pas de dépointage et la structure simulée est symétrique.

La Figure 75 présente les coefficients de réflexion et de transmission pour les modes TE et TM sans dépointage.

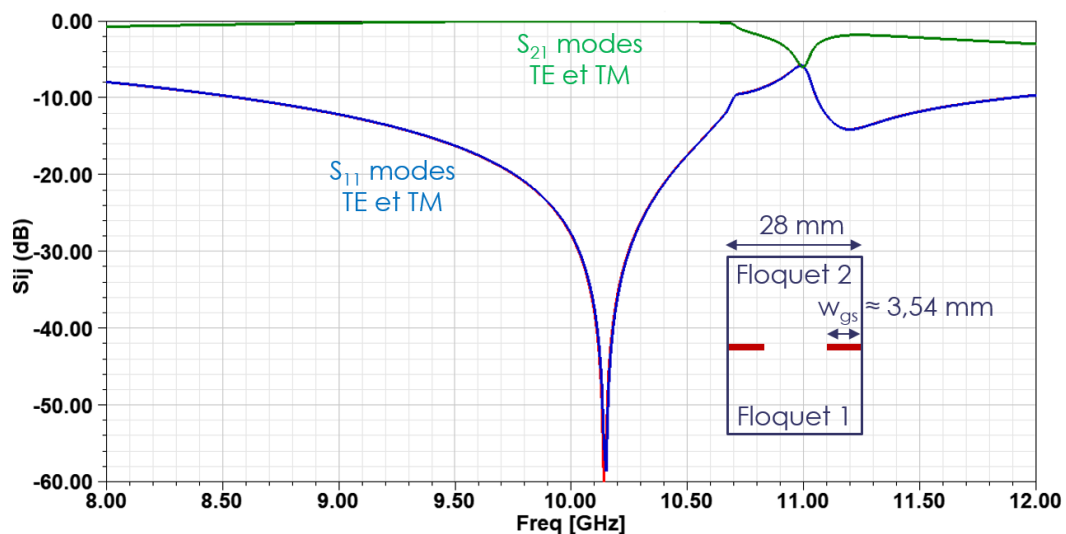


Figure 75 : Coefficients de réflexion et de transmission pour les modes TE et TM sans dépointage.

Cette étude FSS met en évidence la présence d'une fréquence de coupure à partir de laquelle les coefficients de transmissions S21 ou S12 connaissent « une chute ». Une fréquence de coupure à 10,7 GHz =  $c / \text{taille de la maille}$ , était attendue, et est bien observée, sur le coefficient de transmissions S21. Elle correspond à l'apparition d'un mode d'ordre supérieur. Au-delà de cette fréquence, les résultats ne sont plus significatifs puisque la simulation ne tient pas compte de ce mode. La largeur de la grille,  $w_{gs} \approx 3,54$  mm, a été optimisée de sorte à ce que la grille soit la plus « passante » possible (S11 le plus faible possible) sur la bande que nous souhaitons, c'est-à-dire de 9,5 à 10,5 GHz, sans dépointage. Il convient alors de tester les performances obtenues en disposant cette grille au-dessus de la source bande X, sans dépointage, puis lorsqu'un dépointage est réalisé.

#### 4.5. Effets d'une grille étudiée en FSS

La Figure 76 présente la comparaison des coefficients de réflexion actifs obtenus avec et sans grille sans dépointage. Rappelons que la grille est pour des ouvertures au-dessus de quatre sources.

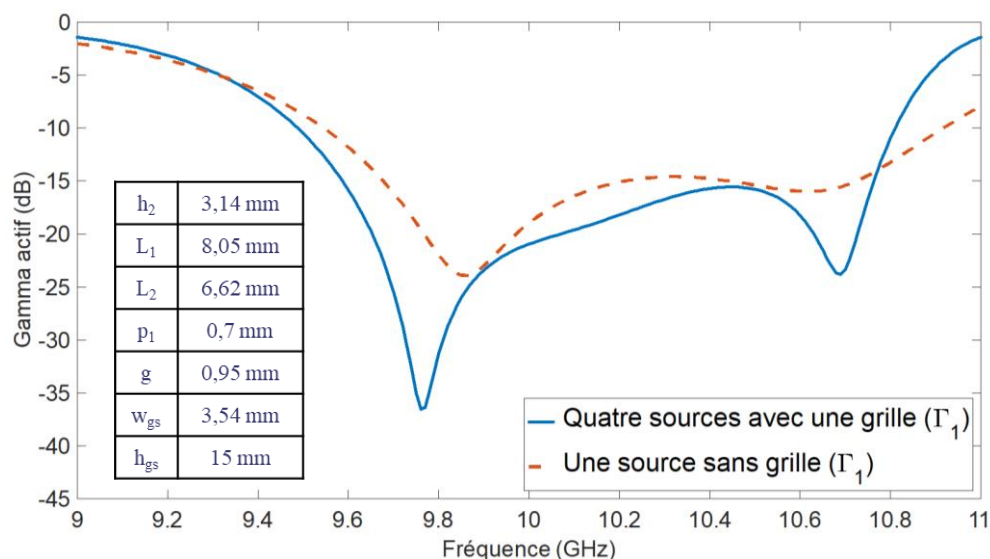


Figure 76 : Comparaison des coefficients de réflexion actifs obtenus avec et sans grille sans dépointage.

En ajoutant la grille au-dessus de quatre sources bande X, et sans dépointage, à 0°, une meilleure adaptation est obtenue sur la bande de fréquence d'intérêt (9,5-10,5 GHz) lorsqu'il y a une grille. La Figure 77 présente les coefficients de réflexion actifs pour plusieurs dépointages dans le plan E des sources bande X surmontées d'une grille « transparente » dans l'axe.

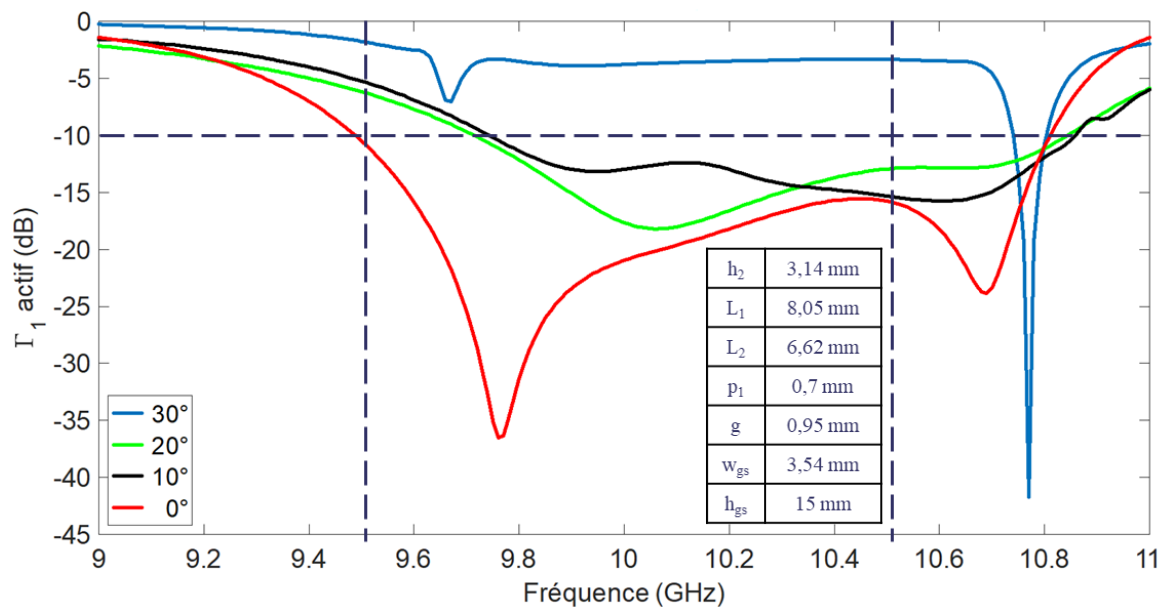


Figure 77 : Coefficients de réflexion actifs pour plusieurs dépointages dans le plan E de quatre sources bande X surmontées d'une grille « transparente » sans dépointage.

Si l'adaptation est meilleure sans dépointage, elle est complètement dégradée lorsque l'on réalise un dépointage dans le plan E.

Cette étude FSS met en évidence la non-transparence d'une grille vis-à-vis de notre source bande X, notamment lorsqu'un dépointage est souhaité. En effet, nous avons vu que même si nous parvenions à réaliser une grille à peu près « transparente » à un dépointage donné, elle ne l'était plus pour tous les autres dépointages : nous n'avons pas la possibilité d'obtenir une grille « transparente » pour des dépointages variables. Ce qui n'est pas étonnant car quand l'incidence augmente, la fréquence de coupure des modes supérieurs diminue et entre dans notre bande d'étude.

Le recours à un patch grillagé pour la source bande L ne semble donc pas adapté dans le cadre de notre étude. Sa présence au-dessus des sources bande X dégradant de manière importante les capacités de dépointage de celles-ci. Une solution est d'utiliser des éléments dont les dimensions sont moins importantes, et donc peut-être moins néfastes aux sources bande X. L'utilisation de dipôles peut être une solution au problème rencontré.

## 4.6. Dipôles empilés

### 4.6.1 Nécessité de la structure double dipôle

Un autre moyen de réaliser une source bande L permettant d'atteindre les objectifs du cahier des charges est de considérer une structure avec deux dipôles superposés, de la même façon que pour les deux patchs considérés en bande X. Les deux fréquences IFF étant relativement éloignées l'une de l'autre (60 MHz d'écart entre les deux, 6% à 1 GHz), le recours à un dipôle seul ne suffirait pas à atteindre les deux bandes attendues. Nous allons exploiter les deux résonances offertes par les deux dipôles. Une polarisation verticale étant attendue pour la source bande L, l'utilisation de dipôles n'est pas prohibée. La surface occupée par les dipôles étant bien inférieure à celle d'un patch grillagé, l'utilisation de dipôles peut être moins préjudiciable aux sources bande X. Toutes les simulations considérées dans cette partie sont réalisées en utilisant des conditions Master/Slave, donc en réseau infini-périodique.

### 4.6.2 Choix de la forme de la maille

#### 4.6.2.1 Maille carrée

Dans un premier temps, nous décidons d'utiliser pour la source bande L une maille carrée, de même que pour la source bande X. Cette solution permet de pouvoir choisir pour la dimension de la maille bande L, une valeur égale à un multiple entier de celle de la maille bande X ( $m_x = 14 \text{ mm}$ ). Le ratio entre les bandes L et X étant d'environ 10, la dimension de la maille bande L est choisie étant égale à dix mailles bande X, c'est-à-dire 140 mm. Les dipôles sont disposés à  $h_4 = 15 \text{ mm}$  (choix justifié par l'étude réalisée précédemment sous ADS) au-dessus du dernier empilement bande X présenté sans cavité (Figure 55). Afin de simplifier les choses dans un premier temps, les éléments bande X ne sont pas simulés. Dans un souci de réalisme, un plan de masse est défini là où les patchs supérieurs bande X et le grillage se trouvent dans la structure bande X (c'est-à-dire 15 mm en-dessous du dipôle inférieur). Six paramètres variables, introduits sur la Figure 78, sont utilisés afin d'optimiser cette structure en réseau infini-périodique :

- La longueur et la largeur des deux dipôles ( $L_3, L_4, w_3, w_4$ ),
- L'épaisseur de la couche d'air séparant les deux dipôles ( $h_5$ ),
- La position du port d'alimentation sur le dipôle inférieur ( $p_3$ ).

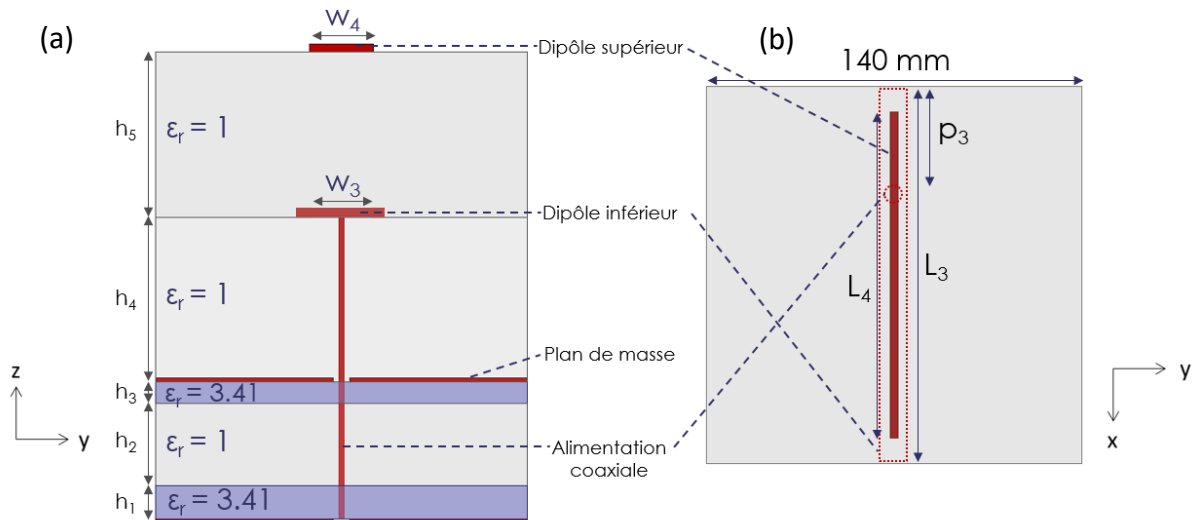
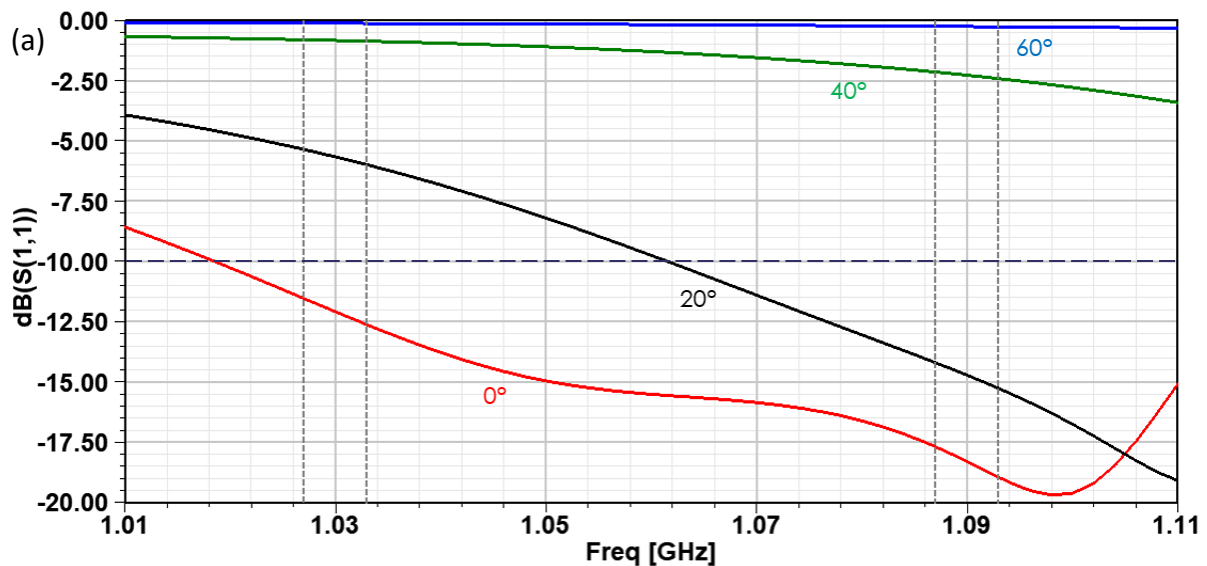


Figure 78 : Présentation de la structure double dipôle utilisée avec une maille carrée, (a) structure simulée, (b) vue du dessus.

Comme pour la source bande X, les tendances sur les effets des variations de ces différents paramètres ont été étudiées afin d'optimiser la structure.

En s'appuyant sur ces tendances, la structure est optimisée de manière assez rapide sans dépointage. Un fonctionnement sur les deux bandes IFF (1,03 GHz +/- 3 MHz et 1,09 GHz +/- 3 MHz) est souhaité. La source est bien adaptée sans dépointage. Les coefficients de réflexion actifs obtenus pour différents angles de dépointage dans les plans E et H sont présentés sur la Figure 79.



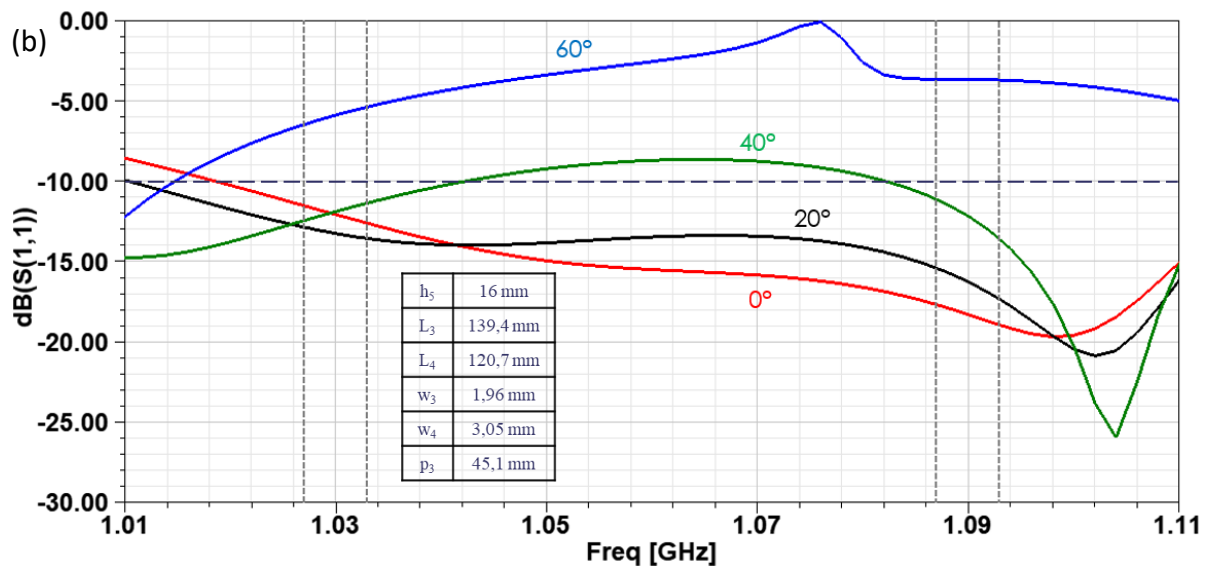


Figure 79 : Coefficients de réflexion actifs de la structure double dipôle pour différents dépointages, dans une maille carrée, (a) dans le plan E, (b) dans le plan H.

Lorsque des dépointages sont réalisés, nous nous rendons rapidement compte que les performances sont très dégradées dans le plan E, c'est-à-dire dans la direction  $y$ . Ce constat n'est pas réellement étonnant étant donné que les dipôles de mailles voisines sont très proches les uns des autres dans cette direction (distance de 1,2mm seulement). Pour cette structure, un dépointage jusque  $42^\circ$  est obtenu dans le plan H pour les deux bandes IFF, et seulement jusque  $9^\circ$  dans le plan E.

La maille carrée est défavorable au dépointage dans la direction où les dipôles de deux mailles voisines se trouvent très proches les uns des autres (dans le plan E). En effet, cette proximité entre deux dipôles voisins est à l'origine de couplages qui détériorent les capacités de dépointage. Afin d'éviter que les dipôles se trouvent trop proches les uns des autres, une maille hexagonale peut être utilisée. En effet, dans le cas d'une maille hexagonale, les dipôles ne se retrouvent jamais aussi proches que dans le cas d'une maille carrée.

#### 4.6.2.2 Maille hexagonale

##### 4.6.2.2.1 Présentation de la maille hexagonale

L'utilisation d'une maille hexagonale plutôt que carrée permet d'avoir un espacement entre les dipôles de mailles voisines plus important dans au moins une direction. En effet, nous avons constaté que dans le cas d'une maille carrée, le dépointage dans une des deux directions (celle dans la longueur des dipôles, dans le plan E) était très critique à cause de la proximité entre les dipôles dans cette direction. Pour simuler sous HFSS une maille hexagonale, nous pouvons considérer deux motifs périodiques différents : un motif de forme rectangulaire ou un motif de forme hexagonale. La comparaison des deux simulations est présentée en annexe.

La Figure 80 présente la structure considérée. Les dipôles et l'empilement sont les mêmes que ceux utilisés pour la maille carrée précédemment. Cependant, la valeur de  $h_4$ ,



distance entre le plan de masse et le dipôle inférieur, auparavant fixée à 15 mm, a été légèrement diminuée, et est désormais de 13,5 mm. Ce changement a été effectué car la valeur de 15 mm est égale à celle de la demi-longueur d'onde à la fréquence de 10 GHz (fréquence centrale de la source bande X). On pourrait alors se retrouver dans un cas particulier, potentiellement défavorable. Concernant les dimensions de la maille hexagonale, elle est choisie de sorte à ce que l'on puisse disposer un nombre entier de maille bande X ( $m_x = 14$  mm) dans la direction perpendiculaire à celle de la longueur des dipôles, en plus de permettre d'éviter les lobes de réseau. Nous décidons de considérer une maille hexagonale contenant exactement des lignes de 12 mailles bande X au centre de l'hexagone. Les côtés de l'hexagone mesurent alors  $c = (12 \times 14 \text{ mm})/\sqrt{3} = 97 \text{ mm}$ .

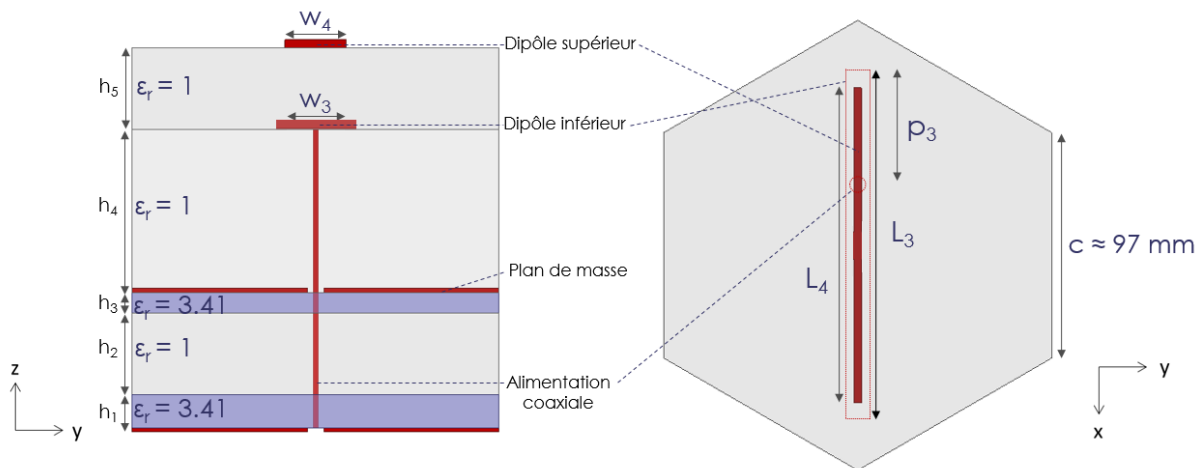


Figure 80 : Présentation de la structure double dipôle utilisée avec une maille hexagonale, (a) structure simulée, (b) vue du dessus.

#### 4.6.2.2 Paramètres d'optimisation de la source bande L

La maille hexagonale ayant été adoptée, il faut optimiser la source bande L avec cette maille. Les paramètres variables de la structure sont les 6 mêmes que ceux utilisés précédemment auxquels sont ajoutés les 4 paramètres d'élargissement ( $x_3$ ,  $y_3$ ,  $x_4$  et  $y_4$ ) au centre des dipôles. La Figure 81 présente ces élargissements. Cet élargissement a été réalisé au centre de chacun des deux dipôles afin de faciliter l'optimisation. Ils peuvent être considérés comme des charges capacitatives permettant de jouer sur les effets réactifs de la source. Il y a donc 10 paramètres variables pour la structure double dipôle dans une maille hexagonale.

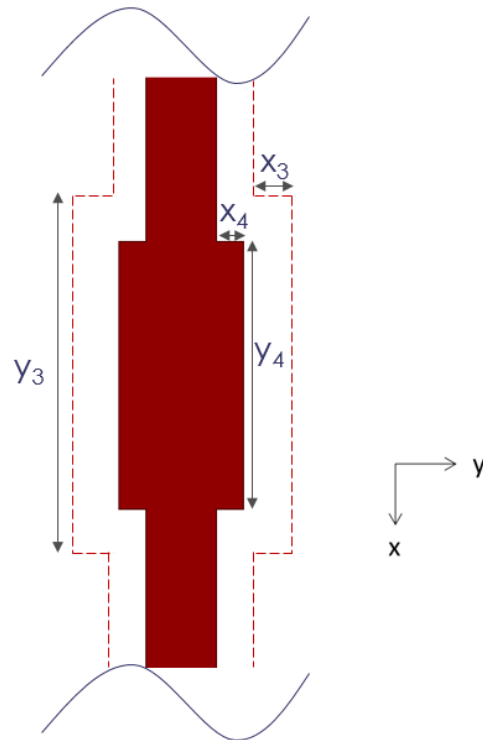
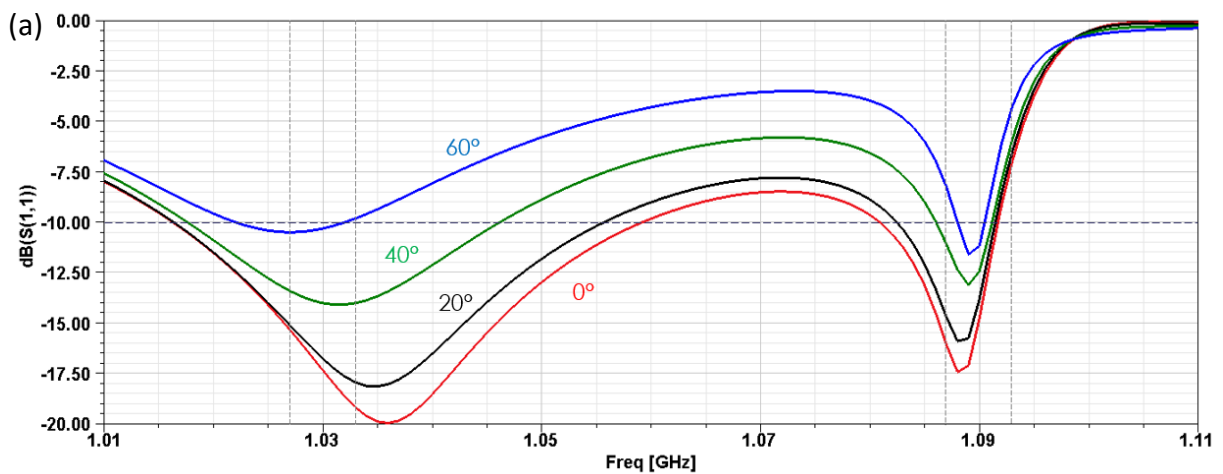


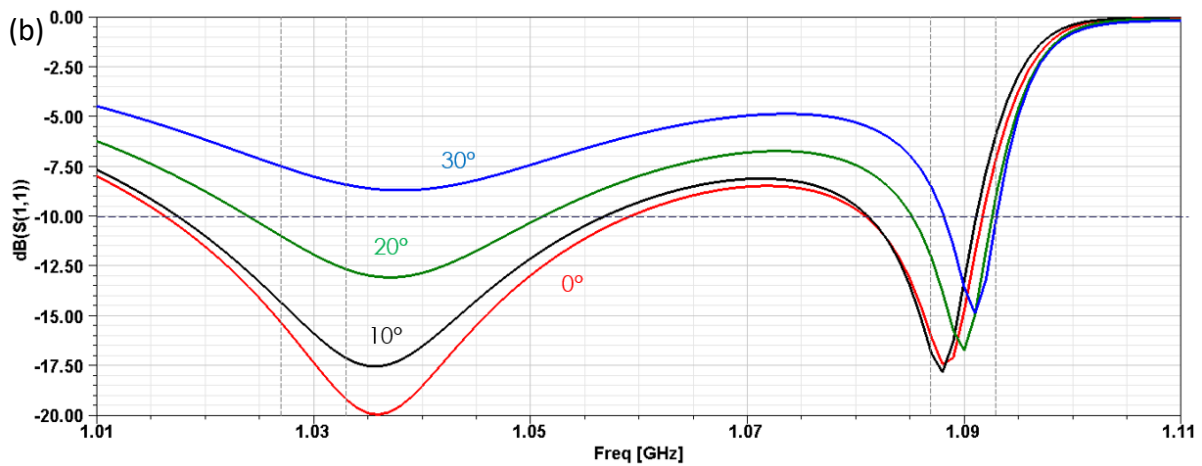
Figure 81 : Présentation des élargissements au centre des dipôles.

La maille hexagonale a été choisie pour la source bande L afin d'avoir une meilleure capacité de dépointage dans le plan E. Des élargissements au centre des dipôles ont été ajoutés afin de faciliter l'optimisation. La source bande L semble donc prête à être optimisée.

#### 4.6.2.2.3 Performances de la source bande L obtenues

La Figure 82 présente les caractéristiques et les performances de la source bande L initiale.





(c)

$h_4$	13,5 mm	$p_3$	49,99 mm
$h_5$	3,63 mm	$x_3$	1,73 mm
$L_3$	154 mm	$x_4$	1,41 mm
$L_4$	135,7 mm	$y_3$	17 mm
$w_3$	2,8 mm	$y_4$	12 mm
$w_4$	3,19 mm		

Figure 82 : Coefficients de réflexion actifs de la source bande L en maille hexagonale dans le plan (a) H et (b) E, (c) caractéristiques de la structure.

Cette première source bande L en maille hexagonale a été optimisée rapidement, de manière à présenter des capacités de dépointage allant jusqu'à  $60^\circ$  dans le plan H autour des deux fréquences IFF (1,03 et 1,09GHz). À ce stade, il ne s'agit que d'une validation préliminaire de l'intérêt de la maille hexagonale, c'est pourquoi l'optimisation n'a pas été poussée plus loin.

#### 4.6.3 Choix de la structure bande L simulée

##### 4.6.3.1 Mise en cause de la structure double dipôle « simple » sans les sources bande X

Cette structure simulée est très simpliste et peu représentative de l'environnement autour de la source bande L. En effet, les éléments bande X ne sont pas considérés. Nous décidons alors d'ajouter les sources bande X au sein de la maille hexagonale bande L afin d'observer les variations apportées. L'introduction des sources bande X au sein de la maille hexagonale bande L est présentée sur la Figure 83. La maille des sources bande X étant carrée, il n'est pas possible de remplir parfaitement l'hexagone avec les sources bande X. Nous ne conservons alors que les sources bande X qui rentrent entièrement dans l'hexagone. Celles qui sont sur les bords de l'hexagone et ne sont pas totalement dedans sont supprimées. Il y a alors 104 mailles bande X dans la maille hexagonale. Sur les bords où des sources bande X sont supprimées, le grillage, situé autour des patches bande X supérieurs, est prolongé jusqu'au bord de l'hexagone. La source bande X élémentaire adoptée est la dernière optimisée avec une cavité (Figure 58). Afin de laisser passer l'alimentation des dipôles entre deux sources bande X, un trou légèrement plus grand que l'âme centrale de l'alimentation coaxiale est réalisé sur le grillage, et la cavité séparant les deux sources bande X concernées est supprimée. Dans

cette simulation, aucune source bande X n'est alimentée, seule la source bande L est excitée. Cependant, pour une question de réalisme, les deux sources bande X entourant l'alimentation bande L sont fermés sur une charge adaptée à 50  $\Omega$ .

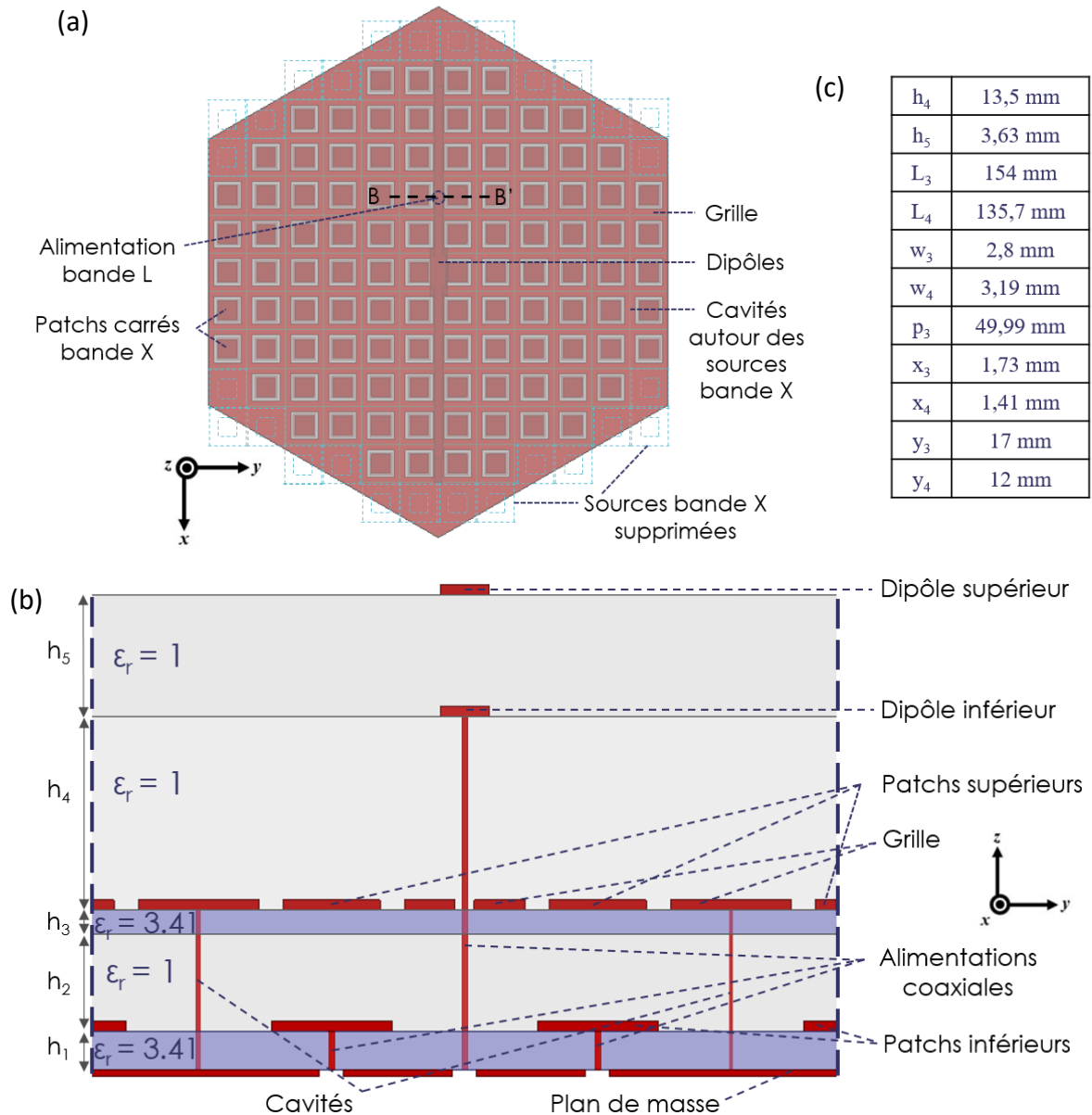


Figure 83 : (a) Présentation de l'ajout des sources bande X au sein de la maille bande L, (b) vue en coupe ([BB']) de la structure simulée, (c) tableau de valeurs des 11 paramètres de la source bande L.

La Figure 84 présente la comparaison des coefficients de réflexion actifs, avec ou sans les sources bande X, sans dépointage, puis avec un dépointage de 60° dans le plan H. L'introduction des éléments bande X sous les dipôles induit des variations non négligeables sur les coefficients de réflexion obtenus, surtout autour de la plus haute fréquence (1,09 GHz) et encore plus lorsqu'un dépointage est réalisé.

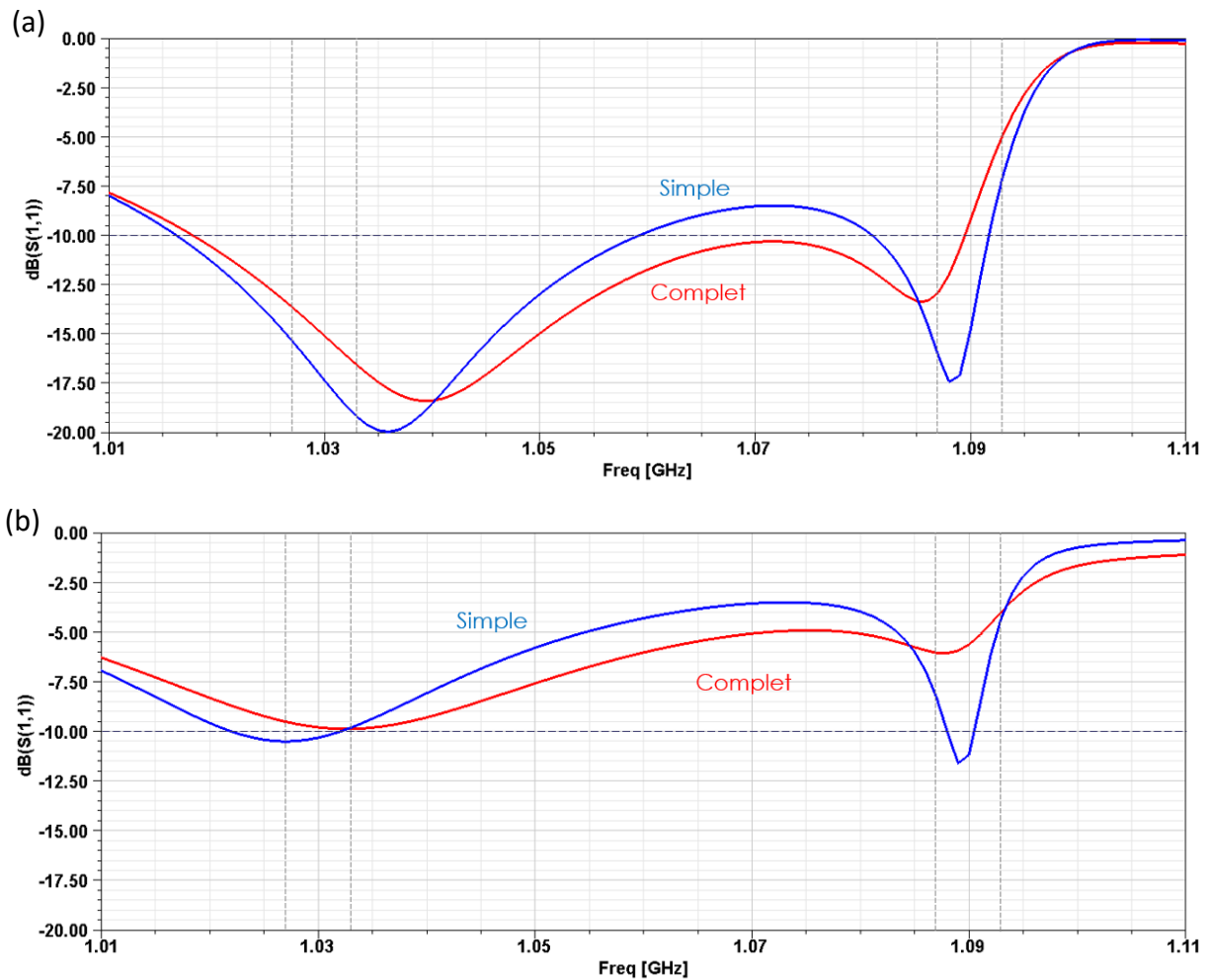


Figure 84 : Comparaisons des coefficients de réflexion actifs de la source bande L, avec (« complet ») ou sans (« simple ») les sources bande X, (a) Sans dépointage, (b) pour un dépointage de 60° dans le plan H.

La simulation en l'absence totale des éléments bande X est comme attendue trop simpliste et peu réaliste par rapport à ce que devrait être l'environnement de la source bande L. Afin de se rapprocher des conditions de simulations attendues de la source bande L, la présence de sources bande X est donc nécessaire. Cependant, les simulations précédentes dites « complètes », avec des éléments bande X complétant au mieux la maille hexagonale bande L, s'avèrent relativement longues. En effet, il faut compter environ 1h pour ces simulations sans dépointage (contre une dizaine de minutes pour les simulations « simples »), et environ 2h30 pour ces simulations avec un dépointage dans le plan H (contre une quinzaine de minutes pour les simulations « simples »). Ces temps de calculs relativement importants ne sont pas adaptés dans le cadre d'une optimisation. Il convient alors de déterminer une structure relativement simple, afin de limiter les temps de calculs, mais suffisamment représentative de celle avec les sources bande X.

#### 4.6.3.2 Structure double dipôle plus réaliste

La principale différence entre les deux structures de simulations employées précédemment réside dans l'environnement de l'alimentation des dipôles. En effet, lorsque les sources bande X sont considérées, l'alimentation des dipôles est entourée par un environnement particulier, avec les patchs et les cavités des sources bande X. Une structure avec juste les deux mailles bande X entourant l'alimentation des dipôles est alors considérée. Autour de ces deux mailles bande X, le grillage entourant les patchs supérieurs est prolongé jusqu'aux bords de l'hexagone, constituant ainsi un plan de masse. De même que pour la structure « complète », un trou est réalisé dans le grillage, et la cavité séparant les deux sources bande X est supprimée afin de ne pas entraver l'alimentation de la source bande L. Les simulations de cette structure, présentée sur la Figure 85, que nous allons appeler « réaliste » ont des temps de calcul plus importants que ceux de la structure « simple » (environ le double), mais tout de même bien inférieurs à ceux pour la structure « complète » avec la plupart des éléments bande X. Les caractéristiques des sources bande L simulées sont toujours celles du tableau de la Figure 83. Les comparaisons avec et sans dépointage des coefficients de réflexion obtenus pour chacune des deux structures considérées (« complète » avec la maille hexagonale complétée au mieux avec les sources bande X, et « réaliste » avec seulement les deux sources bande X entourant l'alimentation des dipôles) sont présentées sur la Figure 86.

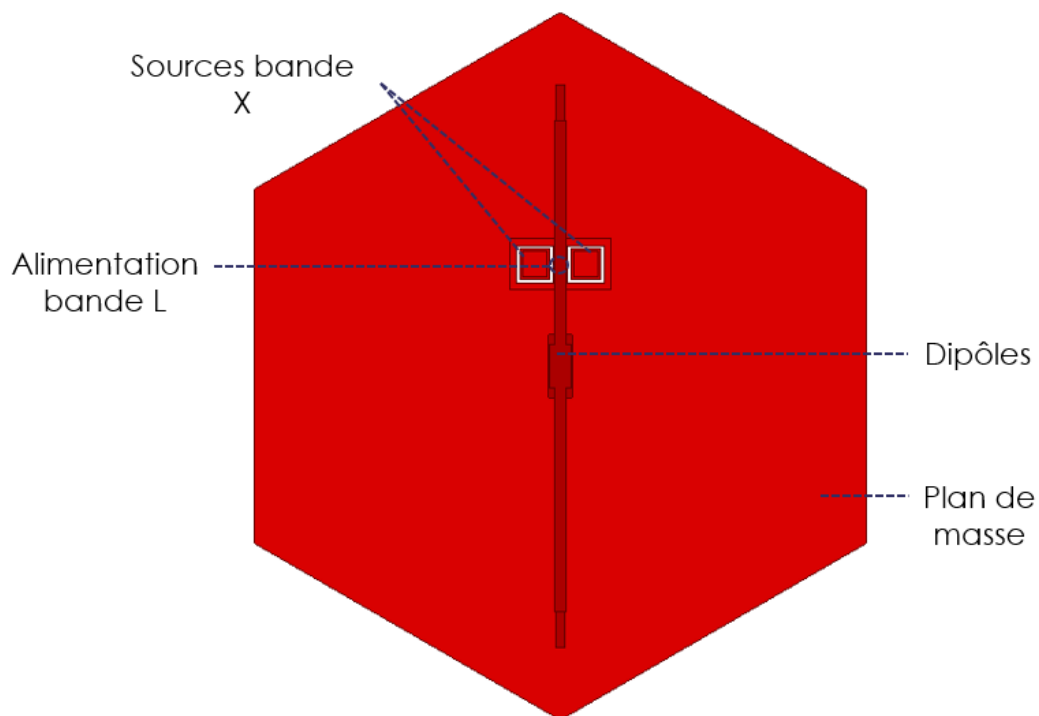


Figure 85 : Vue de dessus de la structure simulée double dipôle « réaliste »

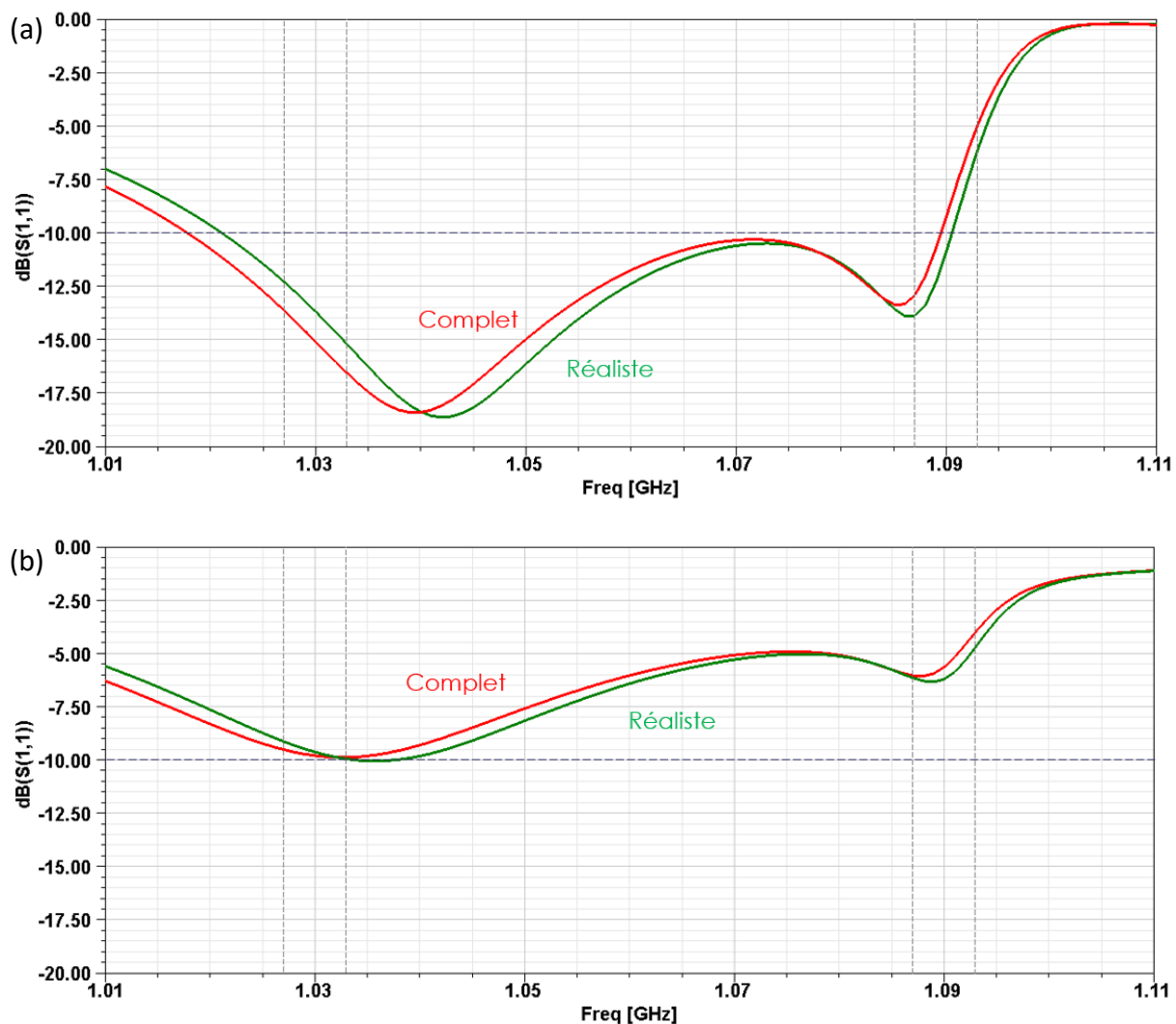


Figure 86 : Comparaisons des coefficients de réflexion actifs de la source bande L, pour les structures « complète » et « réaliste », (a) Sans dépointage, (b) pour un dépointage de 60° dans le plan H.

Les coefficients de réflexion obtenus pour chacune des deux structures considérées sont très similaires. Nous pouvons alors considérer que la structure avec seulement deux sources bande X autour de l'alimentation bande L est suffisamment représentative et réaliste par rapport à la source bande L attendue. Étant bien meilleure en termes de temps de simulation que celle avec 104 sources bande X (environ cinq fois plus rapide lorsqu'un dépointage est réalisé : environ 30 minutes contre 2h30), cette structure est utilisée pour optimiser la source bande L constituée de deux dipôles.

#### 4.6.4 Optimisation de la structure double dipôle

La source bande L constituée de deux dipôles empilés que nous optimisons est celle surmontant deux sources bande X qui entourent l'alimentation bande L. Les paramètres variables pour l'optimisation sont les 10 mêmes que précédemment, auxquels nous ajoutons  $h_4$ , la distance entre les patches supérieurs bande X et le dipôle inférieur, qui était précédemment fixée à 13,5 mm. Il y a donc 11 paramètres variables pour optimiser la

structure double dipôle (l'étude des tendances concernant l'influence de plusieurs de ces paramètres variables a déjà été présentée dans la partie 6.2.1).

La Figure 87 présente les coefficients de réflexion actifs pour plusieurs angles de dépointage dans les plans E et H.

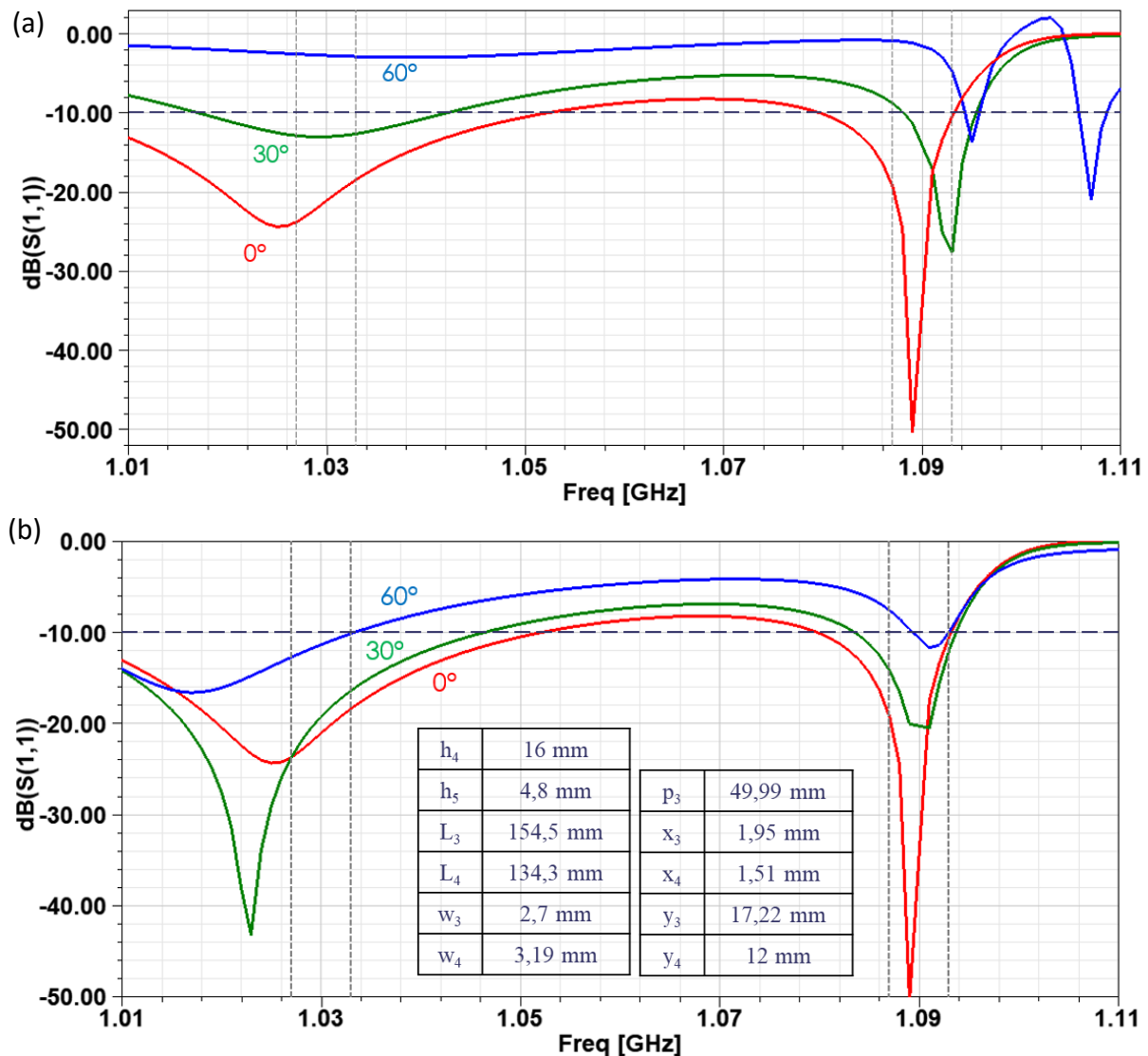


Figure 87 : Coefficients de réflexion actifs de la dernière structure double dipôle optimisée, pour différents dépointages, dans une maille hexagonale, (a) dans le plan E, (b) dans le plan H.

Suite à une optimisation réalisée à l'aide des 11 paramètres variables, dans l'objectif d'avoir le meilleur dépointage possible dans le plan H, un dépointage jusque  $48^\circ$  est obtenu dans le plan H sur les deux bandes IFF souhaitées (coefficient de réflexion actif  $< -10$  dB sur les bandes [1,027 à 1,033 GHz] et [1,087 à 1,093 GHz]). Dans le plan E, un dépointage jusque  $26^\circ$  est obtenu sur les deux bandes IFF. Nous observons une anomalie sur l'amplitude du coefficient de réflexion actif obtenu ( $> 0$  dB) pour un dépointage de  $60^\circ$  dans le plan E (courbe bleue).

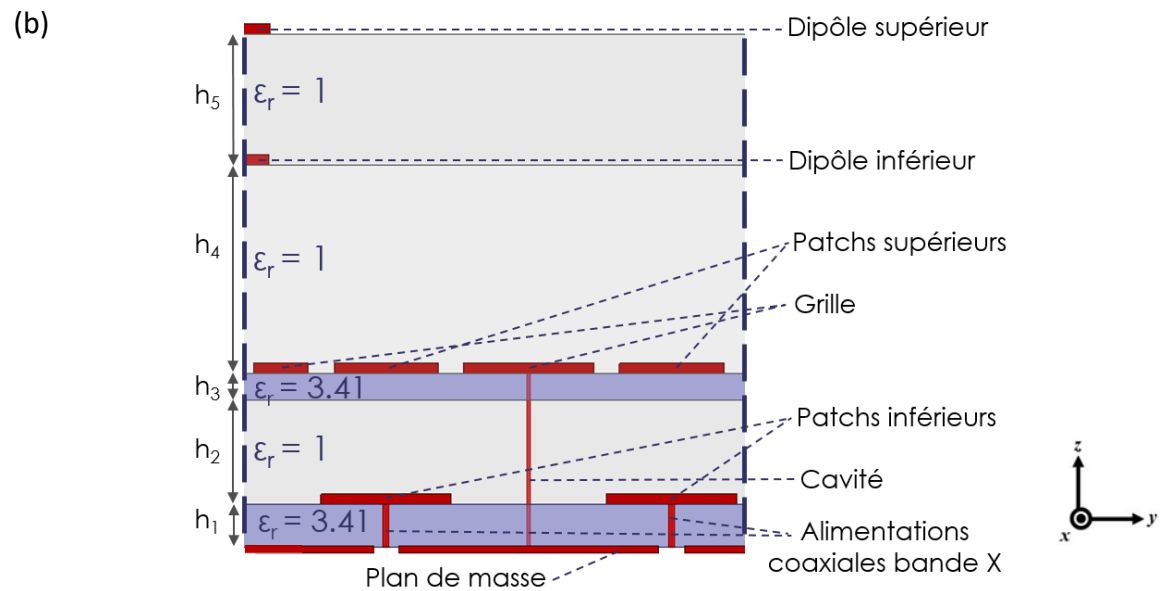
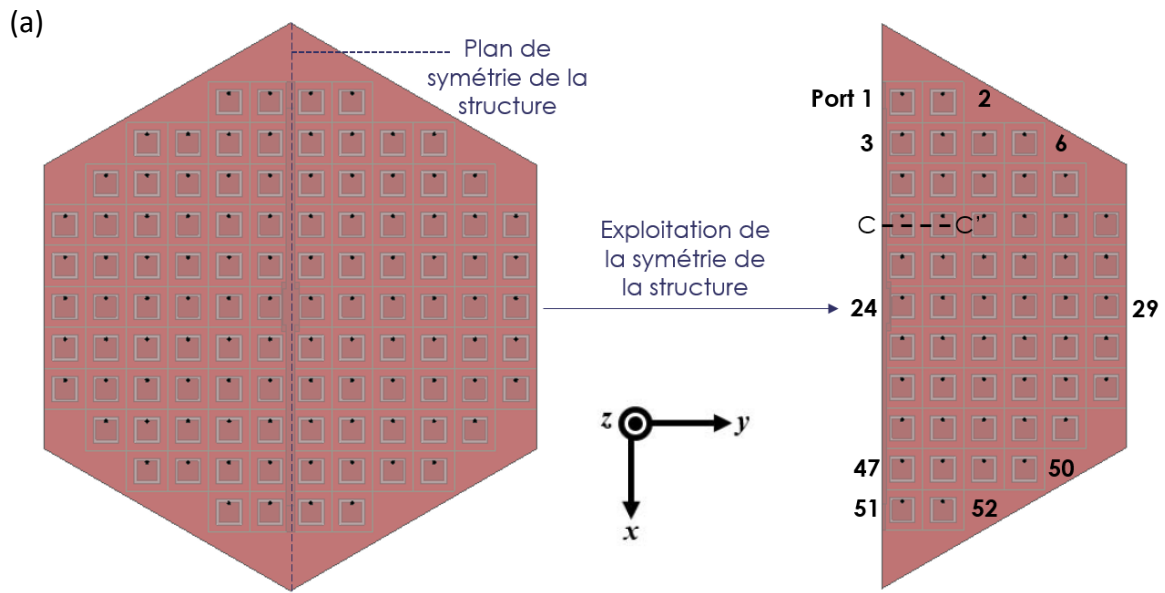


L'objectif d'obtenir un dépointage allant jusqu'à  $60^\circ$  dans le plan H (pas d'objectif quantifié dans le plan E, mais le meilleur dépointage possible), sur les deux bandes IFF n'est pas atteint. Cependant, il a été décidé d'en rester là puisque, de toute façon, la source bande X « environnante » n'étant pas la source optimale, une optimisation de la source bande L à ce stade ne serait pas pertinente. Nous allons maintenant revenir à des simulations de la structure appelée « complète » pour étudier l'effet des dipôles sur les sources bande X.

## **4.7. Mise en présence des sources bande X et bande L**

### **4.7.1 Sources bande X dans la maille hexagonale bande L**

Afin d'étudier les effets des sources bande L, constituée de deux dipôles, sur les sources bande X, nous proposons de simuler ces derniers au sein de la maille hexagonale bande L, toujours en réseau infini-périodique. Ainsi, nous pourrions analyser les effets sur chacune des sources bande X en fonction de sa position dans la maille hexagonale bande L. Le même problème évoqué précédemment, concernant le remplissage de la maille hexagonale avec les mailles bande X carrées est rencontré. Nous choisissons de faire les mêmes choix que précédemment, c'est-à-dire de remplir l'hexagone au mieux, en ne conservant que les mailles bande X qui rentrent entièrement dedans. Le grillage entourant les patches supérieurs est prolongé jusqu'aux bords de l'hexagone. Il y a 104 sources bande X au sein d'une maille hexagonale. La différence principale avec la simulation de la partie précédente est que les sources bande X sont dorénavant dotées de leur port d'excitation. La structure ainsi définie est très complexe et volumineuse, avec 104 ports d'alimentation pour les sources bande X. Nous profitons de la symétrie de la structure afin de n'en simuler que la moitié, grâce aux conditions de symétrie offertes par le logiciel HFSS. Il y a donc 52 sources bande X alimentées. La source bande L n'est pas dotée de son alimentation. Cette structure se veut être la plus réaliste possible, mais le fait de ne pas pouvoir remplir complètement l'hexagone est un problème, et induit des approximations, pas nécessairement négligeables, au sein du réseau bande X. La source bande X élémentaire considérée n'est pas la dernière optimisée et présentée dans la partie 3.4, sur la Figure 58. En effet, la simulation des sources bande X au sein de la maille hexagonale bande L a été réalisée avant la dernière optimisation de la source bande X. Il s'agit d'une source bande X « intermédiaire » qui offre un dépointage jusqu'à  $64^\circ$  dans le plan E et  $41^\circ$  dans le plan H sur la bande de fréquences allant de 9,5 à 10,5 GHz (à -10 dB). De même, la source bande L disposée au-dessus des sources bande X, et constituée de deux dipôles, n'est pas la dernière source bande L optimisée et présentée dans la partie 6.4, sur la Figure 87. Les valeurs des différents paramètres sont présentées dans la suite. Les dimensions des mailles bande X et bande L sont les dernières utilisées : 14 mm pour la bande X, et 97 mm pour un côté de la maille hexagonale bande L. La structure complète et la structure simulée (la moitié de la structure complète) sont présentées sur la Figure 88. La position des ports de chacune des sources bandes X est matérialisée par des points noirs, les ports sont numérotés de 1 à 52, en partant de la source en haut à gauche sur le schéma, comme indiqué.



(c)

$h_2$	3,14 mm	$w_4$	3,19 mm	$h_4$	13,5 mm
$L_1$	8,1 mm	$x_3$	1,73 mm	$h_5$	3,57 mm
$L_2$	6,8 mm	$x_4$	1,4 mm	$L_3$	153,5 mm
$p_1$	0,575 mm	$y_3$	17 mm	$L_4$	135,6 mm
$g$	1 mm	$y_4$	12 mm	$w_3$	3,19 mm

Figure 88 : (a) Présentation de la structure symétrique simulée permettant d'étudier les effets des sources bande L sur les sources bande X selon leur position au sein de la maille hexagonale, (b) vue en coupe ([CC']) de la structure simulée, (c) tableaux présentant les 15 paramètres de la structure simulée (bande X et bande L).

En prévision du positionnement de l'alimentation bande L, le « mur » de la cavité centrale, sous le dipôle, a été entièrement supprimé comme présenté sur la Figure 89. En effet, nous anticipons la présence de l'alimentation de la source bande L qui traversera une partie de la cavité. Cependant, en réalité, il ne sera nécessaire de supprimer qu'une seule cavité, celle séparant les deux sources bande X qui entoure l'alimentation bande L.

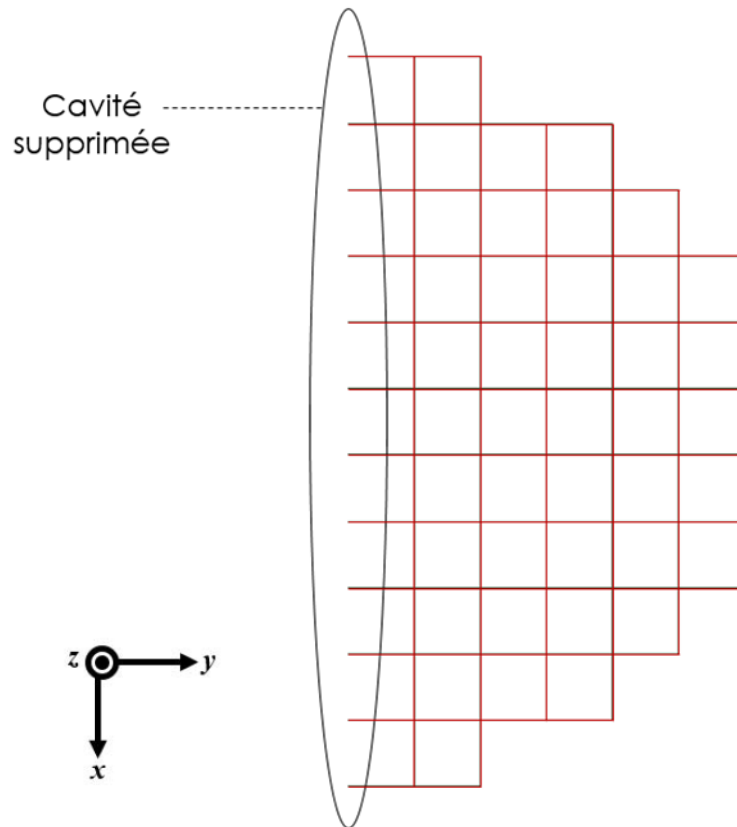


Figure 89 : Schéma des cavités du réseau bande X simulé au sein de la maille hexagonale.

Afin d'étudier les effets des dipôles sur les sources bande X, deux simulations sont réalisées : une avec les dipôles et une autre sans. Dans les deux cas, les simulations se font sans dépointage, avec les valeurs fixées des différents paramètres de la structure. Malgré le fait que nous profitons de la symétrie de la structure, les temps de simulations sont très importants. En effet, pour chacune des deux simulations, un peu plus d'un mois a été nécessaire, en comptant les quelques coupures qui ont nécessité de relancer plusieurs fois les simulations.

La Figure 90 présente la comparaison des coefficients de réflexion actifs sur la ligne centrale du réseau bande X sans les dipôles bandes L.

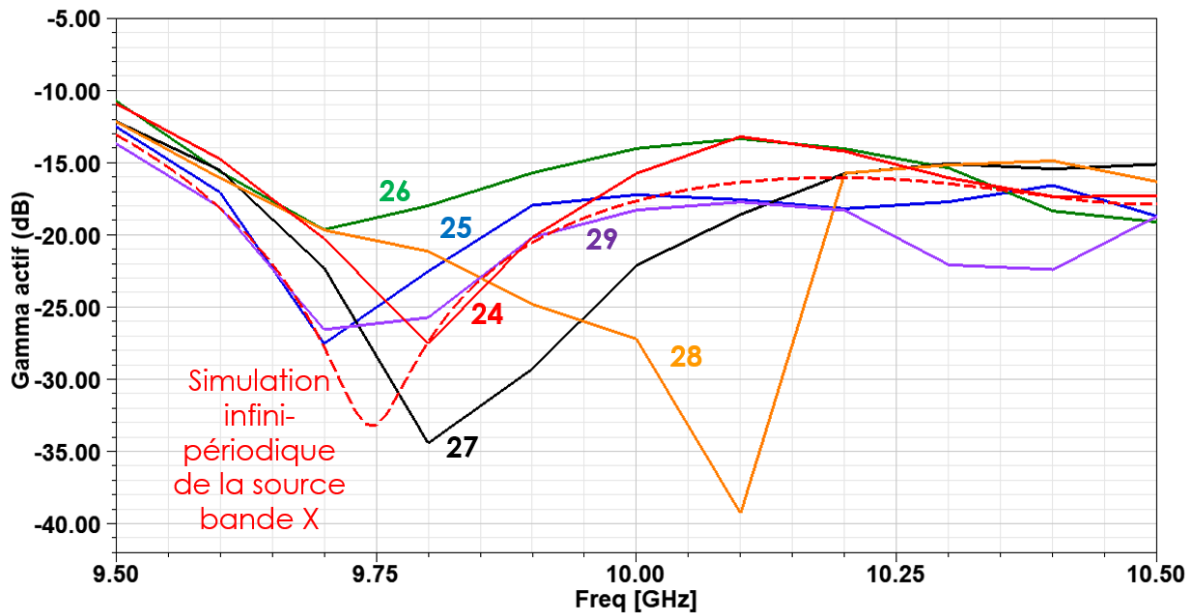


Figure 90 : Comparaison des coefficients de réflexion actifs sur la ligne centrale du réseau bande X (ports 24 à 29, cas sans dipôles) avec la simulation en réseau infini-périodique.

Tout d'abord, la simulation de la structure sans dipôle confirme bien que le fait d'avoir enlevé les sources de bord au sein du réseau bande X n'est pas sans conséquences. En effet, la première observation que nous pouvons faire est que des coefficients de réflexion actifs assez différents les uns des autres sont obtenus pour chacune des sources bande X. Par exemple, toutes les sources sur la ligne centrale du réseau (ports 24 à 29) présentent des adaptations assez différentes. Seules quelques sources présentent une adaptation proche de celle obtenue lors de la simulation d'une source bande X élémentaire en réseau infini-périodique. Cela rajoute une difficulté supplémentaire pour l'étude des effets des dipôles. Effectivement, nous devons ultérieurement comparer pour chacune des sources bande X, les performances avec et sans les dipôles.

Les ports présentant des coefficients de réflexion actifs les plus proches de celui obtenu en réseau infini-périodique sont les ports 21, 25 et 33. Ce n'est pas surprenant étant donné que ces trois ports sont à peu près au centre du réseau, et possèdent alors un environnement proche de celui en réseau infini-périodique. La comparaison des coefficients de réflexion actifs de ces trois ports avec celui de la source simulée en réseau infini-périodique est présentée sur la Figure 91.

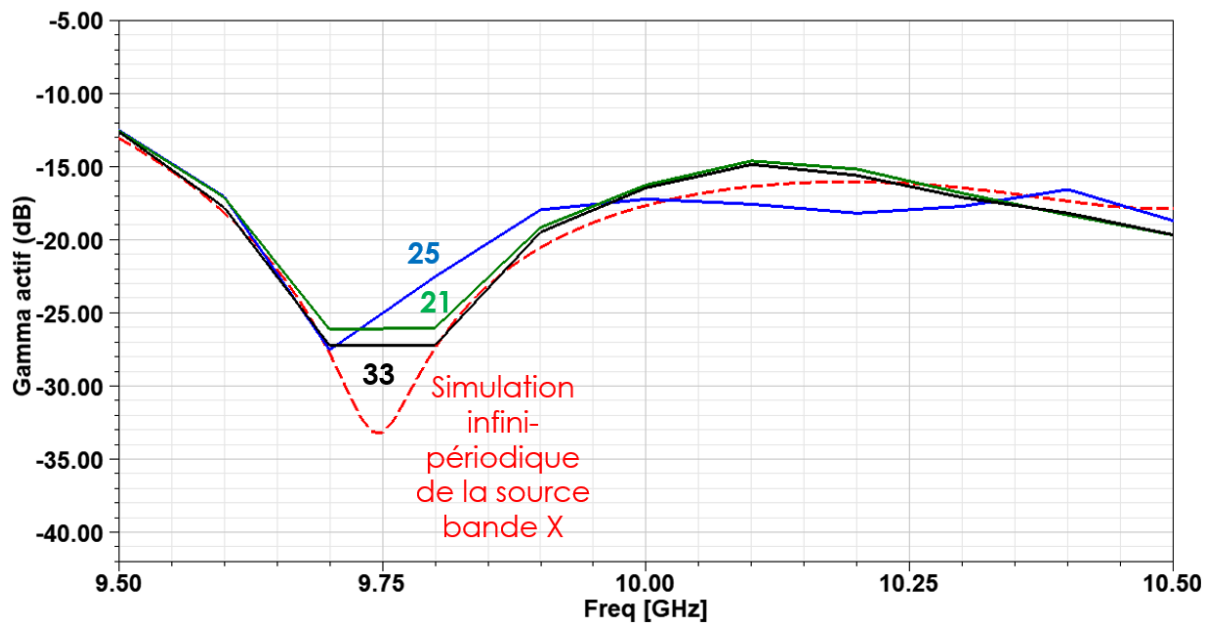


Figure 91 : Comparaison des coefficients de réflexion actifs les plus proches de celui obtenu en réseau infini-périodique (sans dipôles).

De ces simulations sans dipôles, nous tirons également qu'il y a une certaine symétrie concernant les ports. En effet, nous avons remarqué que les ports étaient à peu près symétriques entre eux par rapport à la ligne centrale du réseau (la ligne composée des ports 24 à 29).

Les ports 1 et 51, 2 et 52, et 3 et 47 sont, par exemple, « symétriques » (de même que les ports 21 et 33 de la Figure 91 précédente). Ceci est présenté, pour la simulation sans dipôles, sur la Figure 92. La légère différence vient de la position des ports qui ne respectent pas cette symétrie.

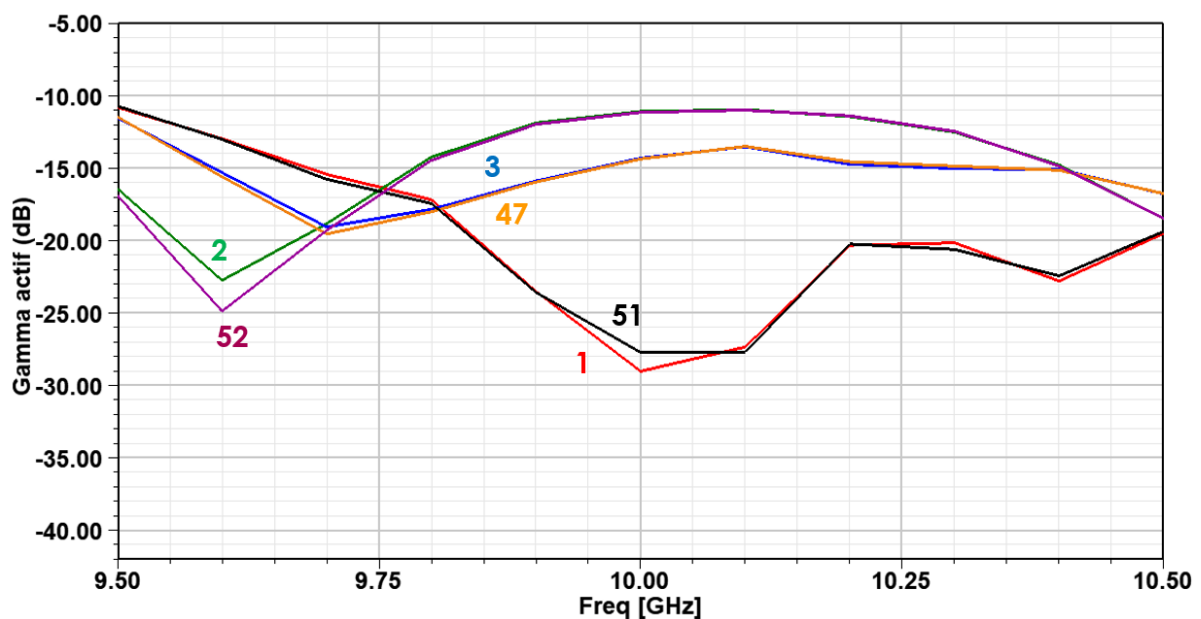
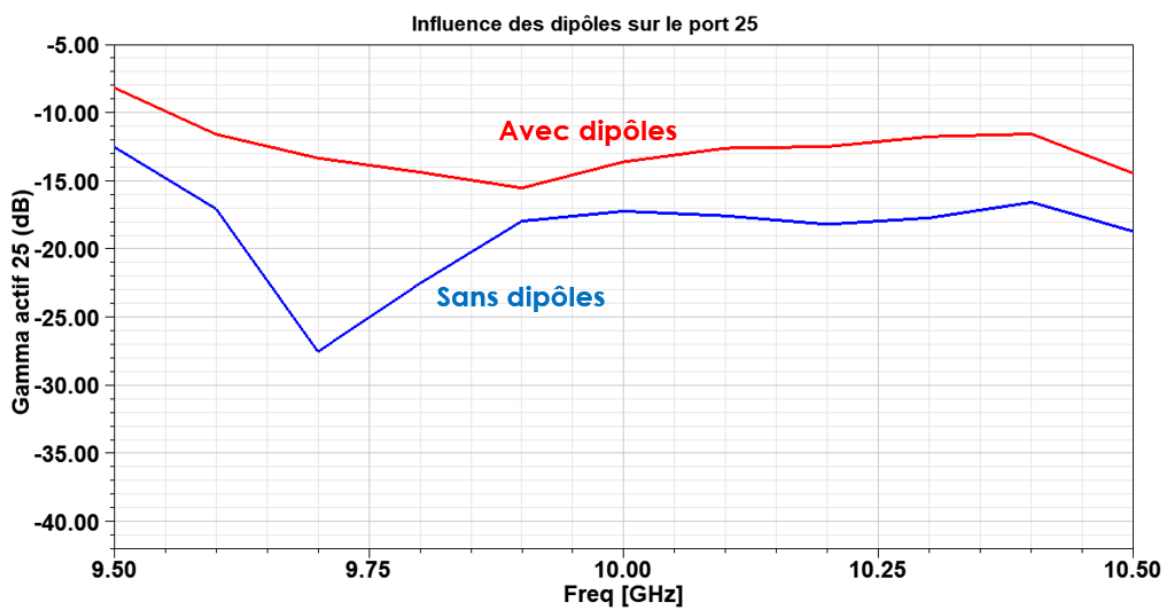
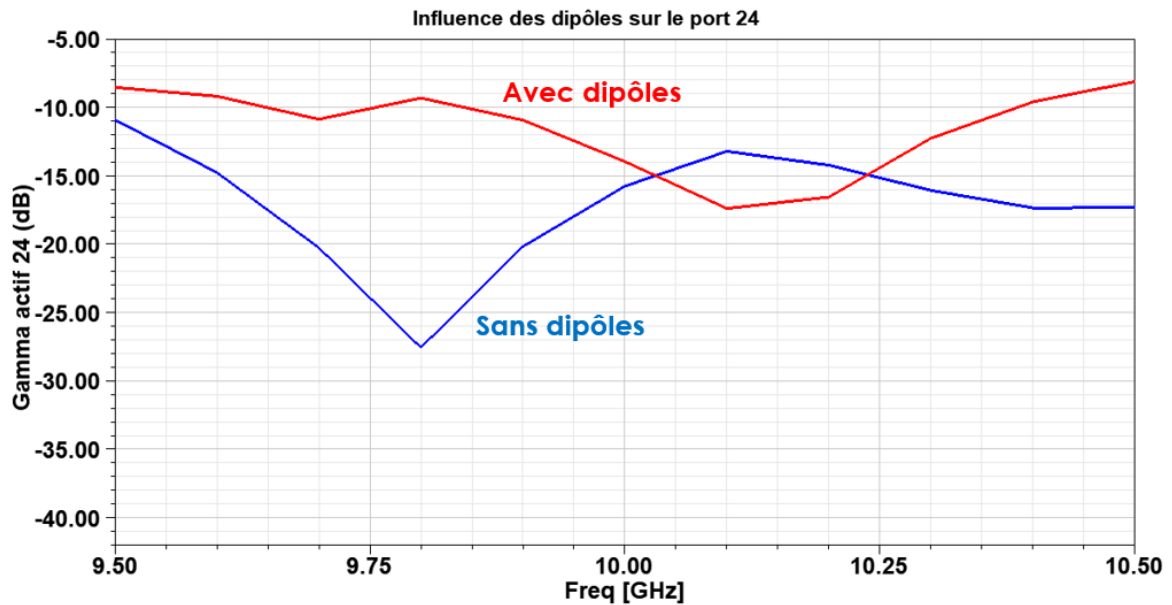
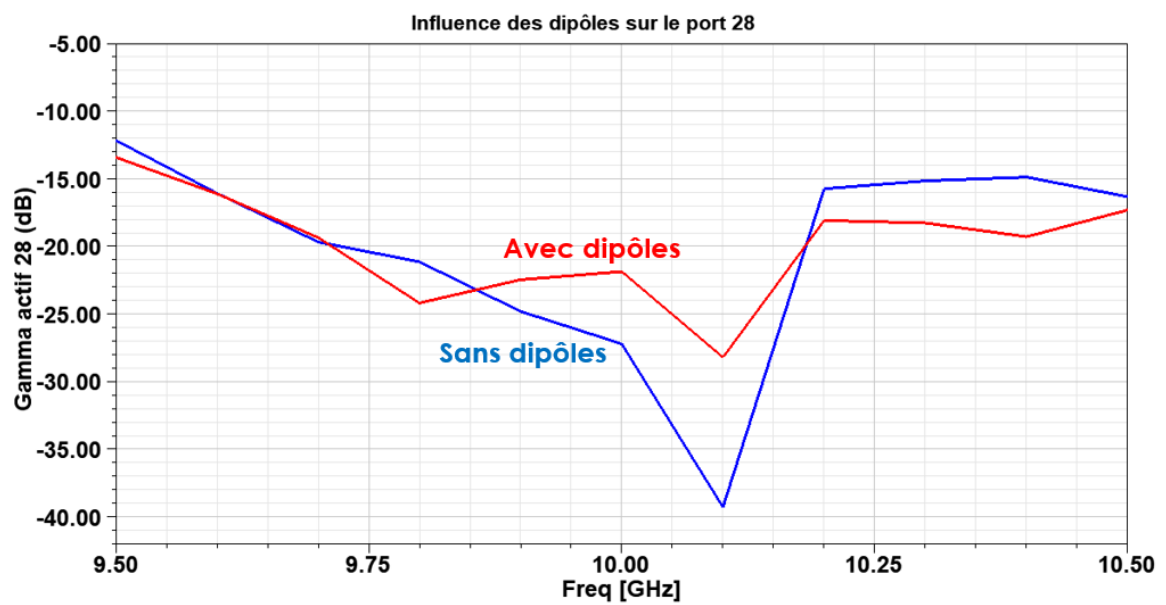
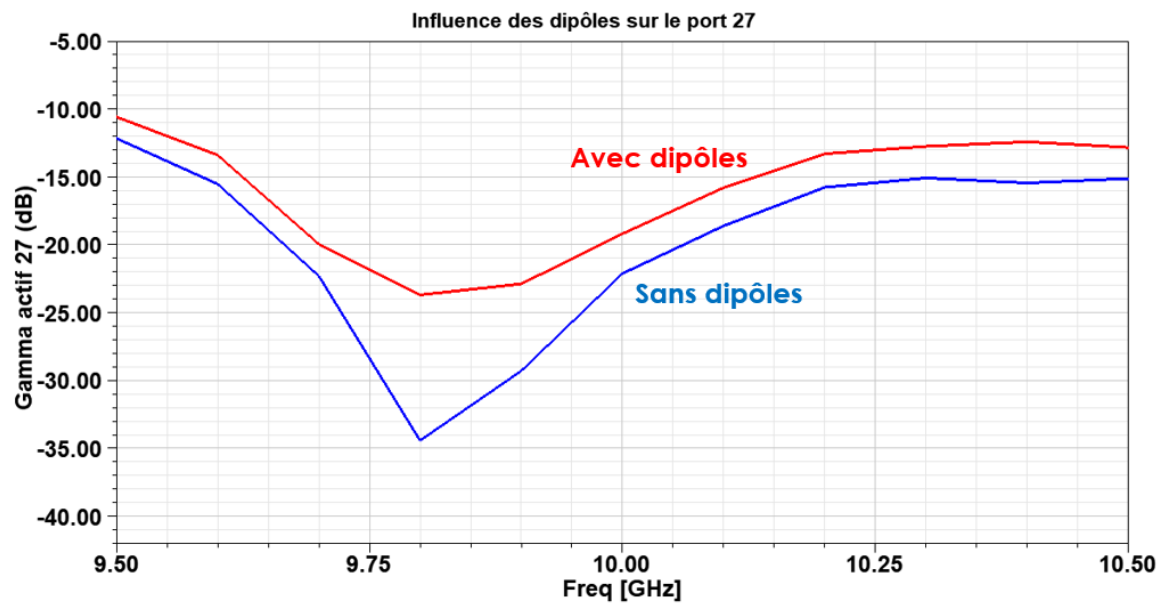
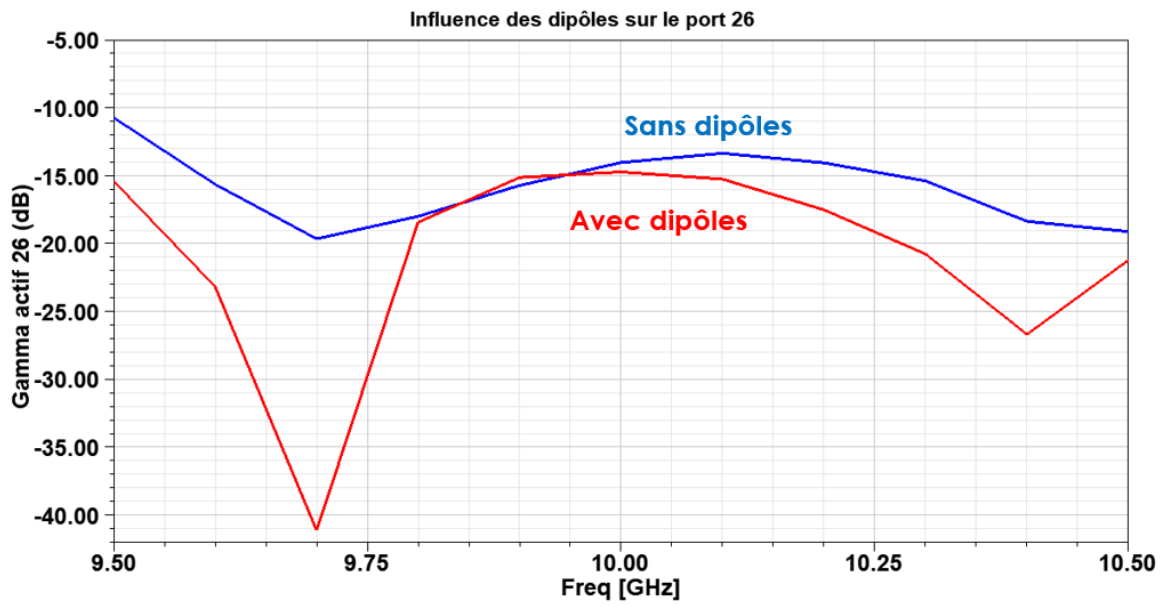


Figure 92 : Comparaisons des coefficients de réflexion actifs de sources bande X « symétriques » par rapport à la ligne centrale du réseau (sans dipôles).

Concernant maintenant les effets des dipôles bande L sur les sources bande X, la première remarque est que, comme attendu, d'une manière générale, plus les sources bande X sont proches des dipôles, et plus elles sont affectées par leur présence. Les coefficients de réflexion actifs des sources de la ligne centrale du réseau sont présentés sur la Figure 93.





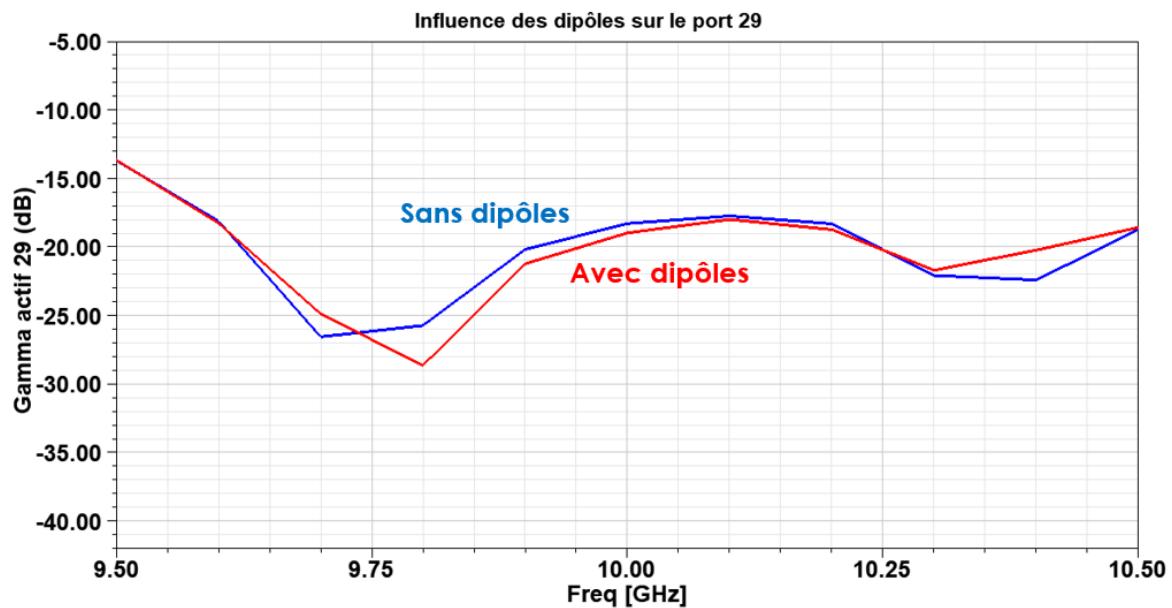


Figure 93 : Coefficients de réflexion actifs des sources sur la ligne centrale du réseau bande X (ports 24 à 29) en présence de la source bande L.

Il apparaît clairement sur ces courbes que plus les sources bande X sont proches des dipôles, et plus elles sont affectées par ces derniers. Les sources bande X les plus éloignées (ports 28 et 29 dans cet exemple) sont très légèrement affectées relativement aux autres sources plus proches des dipôles. D'une manière générale, la présence des dipôles au-dessus des sources bande X conduit à une dégradation des performances, avec une remontée des coefficients de réflexion actifs (sauf dans certains cas, comme par exemple sur le port 26, où la présence des dipôles conduit à une baisse du niveau du coefficient de réflexion actif de la source).

Ces simulations avec et sans dipôles du réseau bande X au sein de la maille hexagonale bande L permettent d'avoir une bonne idée des effets des dipôles sur les sources bande X en fonction de leur position au sein du réseau. Cependant, elles présentent certaines limites. Il n'est pas possible de compléter parfaitement la maille hexagonale bande L avec les mailles carrées bande X. Ceci implique que nous simulons des structures lacunaires en bande X, pas vraiment réalistes. Nous avons constaté que ces lacunes n'étaient pas sans conséquences. En effet, la simulation sans dipôles montre que les sources du réseau bande X possèdent des coefficients de réflexion actifs relativement différents les uns des autres, or, sans dipôles, toutes les sources bande X devraient présenter la même adaptation.

Afin de simplifier l'étude des effets des sources bande L sur les sources bande X, nous décidons de considérer une structure plus simple, mais tout de même représentative. Nous choisissons de simuler un réseau linéaire bande X surmonté de deux rubans infinis qui représentent les deux dipôles bande L. Le réseau linéaire bande X correspondrait globalement à la ligne centrale du réseau bande X au sein de la maille hexagonale bande L.



#### 4.7.2 Réseau linéaire bande X surmonté de rubans infinis

##### 4.7.2.1 Présentation et comparaison avec le réseau bande X au sein de la maille hexagonale bande L

La Figure 94 présente la structure simulée. Un réseau linéaire bande X surmonté de deux rubans infinis, représentant les deux dipôles bande L, est considéré afin d'étudier les effets des dipôles bande L sur les sources bande X. Encore une fois, il s'agit de simulations en réseau infini-périodiques réalisées grâce aux conditions de simulations Master/Slave du logiciel HFSS. Comme des dépointages dans le plan E et dans le plan H vont être réalisés, l'utilisation d'une symétrie comme dans la partie précédente 7.2.1 n'est pas possible. Le réseau linéaire considéré est composé de 12 sources bande X. C'est le nombre maximum de sources bande X qu'il y a sur une ligne du réseau bande X dans la maille hexagonale. Les rubans se trouvent au centre de ces 12 sources bande X. Les parois Master/Slave se situent sur les quatre murs verticaux délimitant la structure. Les valeurs des paramètres bande X et bande L sont, dans un premier temps, les mêmes que celles de la partie 7.2.1 précédente, et présentée sur la Figure 88. Ce choix est fait afin de comparer les résultats obtenus avec le réseau linéaire avec ceux du réseau bande X au sein de la maille hexagonale bande L. Comme nous souhaitons comparer les résultats obtenus à ceux de la ligne centrale du réseau bande X dans la maille hexagonale bande L, la largeur choisie pour les rubans est celles au centre des dipôles précédents. Les rubans ont une largeur unique contrairement aux dipôles utilisés précédemment. La structure étant symétrique par rapport aux rubans (réseau linéaire plan H), il suffit d'analyser les réponses de la moitié des sources bande X. Nous choisissons de considérer seulement les ports 7 à 12 (symétriques aux ports 1 à 6).

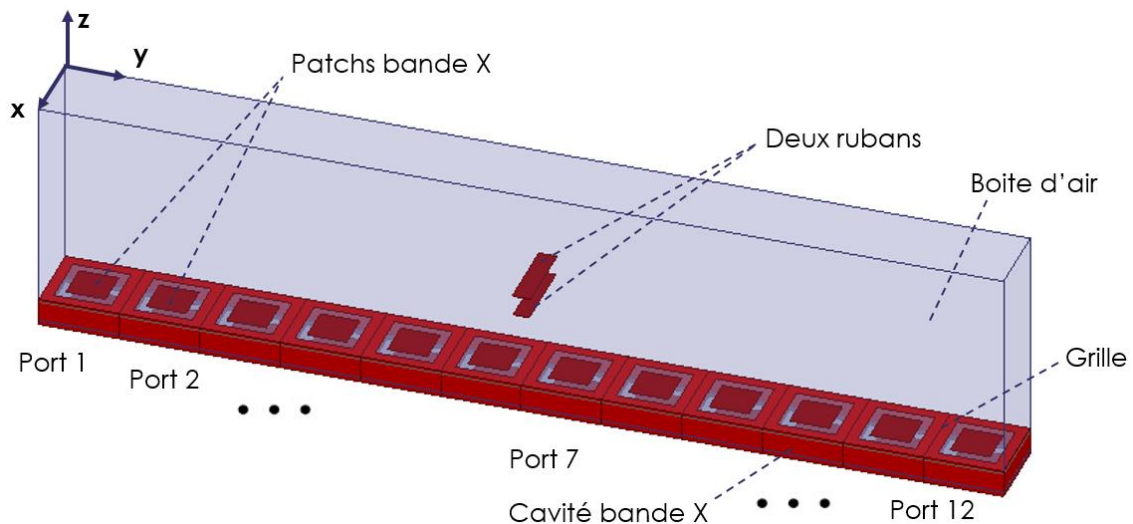


Figure 94 : Présentation du réseau linéaire bande X surmonté de rubans infinis.

La Figure 95 présente les coefficients de réflexion actifs 7 à 12 du réseau linéaire bande X, surmonté de deux rubans infinis. Ils sont comparés aux coefficients de réflexion actifs 24 à 29 (notés sur la courbe 7L à 12L pour faciliter la comparaison) du réseau bande X simulé au

sein de la maille hexagonale bande L et surmonté de deux dipôles, présentés précédemment sur la Figure 90, et rappelés sur la Figure 95 (b).

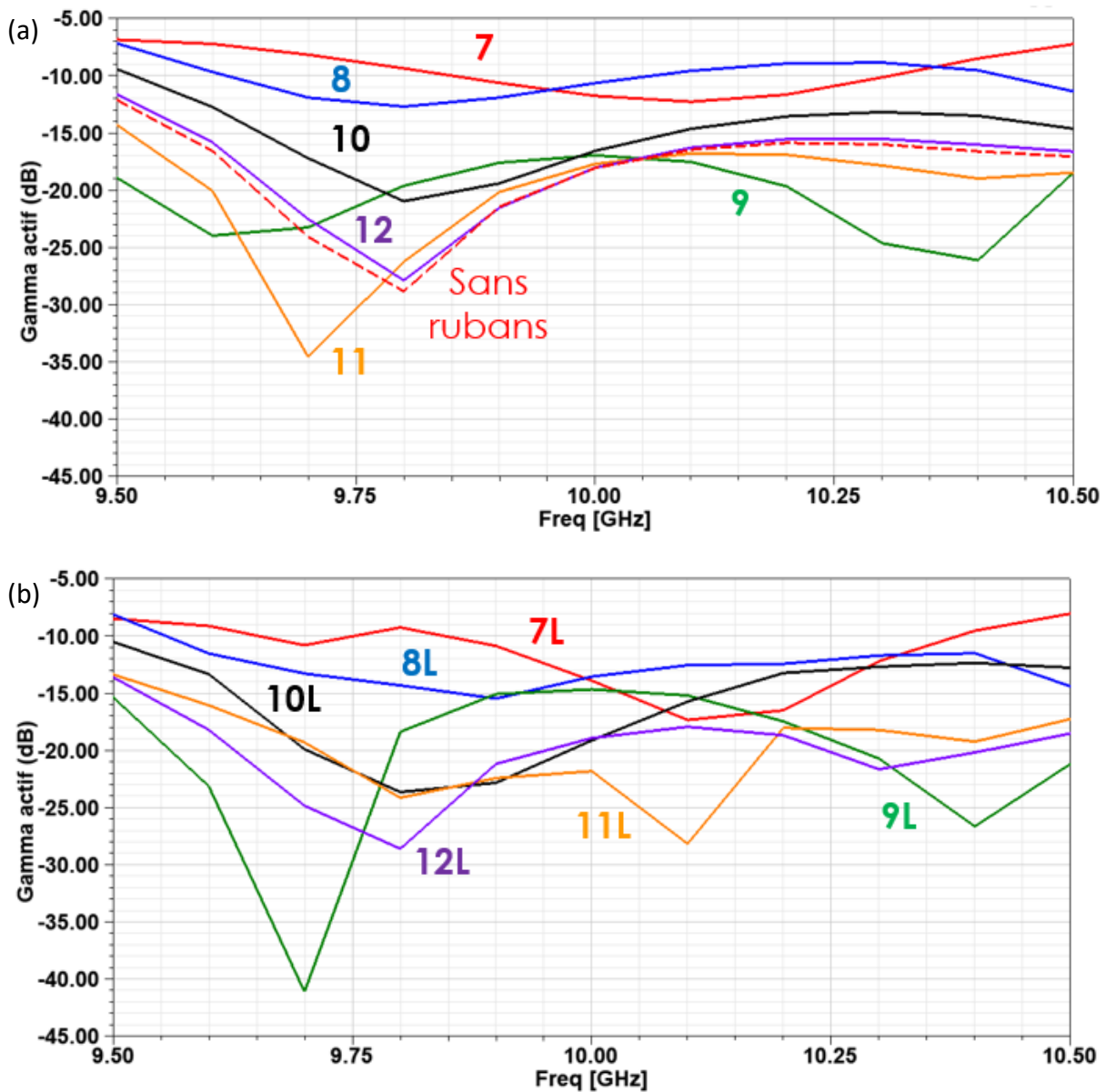


Figure 95 : Comparaison des coefficients de réflexion actifs des sources bande X au sein (a) du réseau linéaire et (b) du réseau hexagonal.

Nous pouvons remarquer que les effets des dipôles, ou rubans, sont similaires dans les deux cas. Plus les sources bande X sont proches des sources bande L plus elles sont affectées par celles-ci. Nous estimons que le réseau linéaire bande X est adapté à l'étude des effets des sources bande L sur les sources bande X. De plus, les simulations de ce réseau linéaire sont beaucoup plus rapides que celles du réseau hexagonal : environ 3h pour une simulation contre plus d'un mois.

Nous effectuons maintenant des dépointages dans les plans E et H afin d'étudier les effets des sources bande L sur les sources bande X dans ces plans. Ces études sont réalisées

avec les dernières sources bande X et bande L optimisées. Celle en bande X permettent d'atteindre  $60^\circ$  dans le plan E, et  $54^\circ$  dans le plan H sur la bande souhaitée (présentée sur la Figure 58 dans la partie 3.4). Celle en bande L avec deux dipôles, permettent un dépointage jusqu'à  $48^\circ$  dans le plan H, et  $26^\circ$  dans le plan E sur les deux bandes IFF souhaitées (présentée sur la Figure 87 dans la partie 6.4). Nous nous intéressons dans un premier temps aux effets sur l'adaptation des sources bande X, ensuite, nous étudions les effets sur le diagramme de rayonnement.

#### 4.7.2.2 Étude des effets des rubans sur l'adaptation des sources bande X

La structure considérée est celle présentée dans la partie précédente, sur la Figure 94. Ce qui change, ce sont les valeurs des paramètres des sources bande X et bande L, qui sont maintenant, les dernières optimisées. Comme précédemment, les rubans ont des largeurs uniformes notées  $w_{3r}$  et  $w_{4r}$ . Cependant, à présent, nous choisissons pour les largeurs des rubans, celles aux extrémités des dipôles, et non pas celles au centre. On a alors  $w_{3r} = w_3$  et  $w_{4r} = w_4$ . Ce choix est fait car nous nous intéressons aux effets des sources bande L sur toutes les sources bande X, et non pas seulement sur celles au centre du réseau. Le fait de considérer la largeur des dipôles aux extrémités permet de réaliser une étude plus générale. La structure étant symétrique par rapport aux rubans, nous considérons uniquement les ports 7 à 12.

Les coefficients de réflexion actifs 7 à 12 du réseau linéaire bande X, surmonté de deux rubans infinis, sans dépointage, sont présentés sur la Figure 96. Sur la même courbe, le coefficient de réflexion actif des sources bande X sans rubans au-dessus est tracé afin d'observer les variations dues aux rubans.

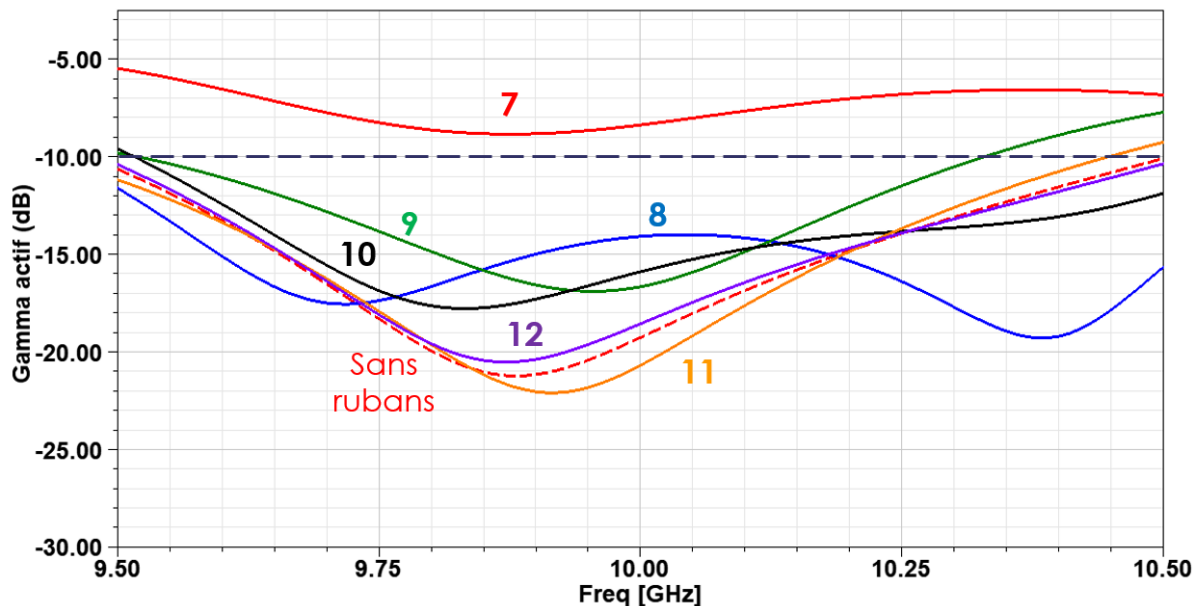


Figure 96 : Influence des rubans sur les coefficients de réflexion actifs des sources bande X (7 à 12), sans dépointage.

La principale observation que nous pouvons faire est que les sources bande X les plus proches des rubans sont globalement les plus affectées. En effet, la source 7, source la plus proche des rubans est très sévèrement touchée, et son coefficient de réflexion actif est supérieur à -10 dB sur toute la bande d'étude. Les sources 8, 9 et 10 sont moins affectées,

mais leur coefficient de réflexion actif est assez différent de celui de la source initiale sans rubans. Les deux sources les plus éloignées, 11 et 12, sont très peu affectées et possèdent un coefficient de réflexion actif similaire à celui de la source initiale sans rubans.

Lorsqu'un dépointage est effectué dans le plan H, le logiciel HFSS ne peut pas tracer directement le coefficient de réflexion actif. En effet, lorsqu'il y a plusieurs sources, et donc plusieurs ports d'alimentation, un déphasage à une seule fréquence doit être spécifié pour chacun des ports. Ce déphasage étant forcément une valeur numérique, nous pouvons seulement le définir pour une seule fréquence. Nous décidons de tracer les coefficients de réflexion actifs seulement pour 5 points de fréquences sélectionnés : 9,5, 9,75, 10, 10,25 et 10,5 GHz. Des dépointages à 30° et 60° sont réalisés dans le plan H. Les coefficients de réflexion actifs des sources bande X 7 à 12 en présence des rubans sont dans chacun des cas comparés aux coefficients de réflexion actifs des sources bandes X sans rubans, comme présenté sur la Figure 97.

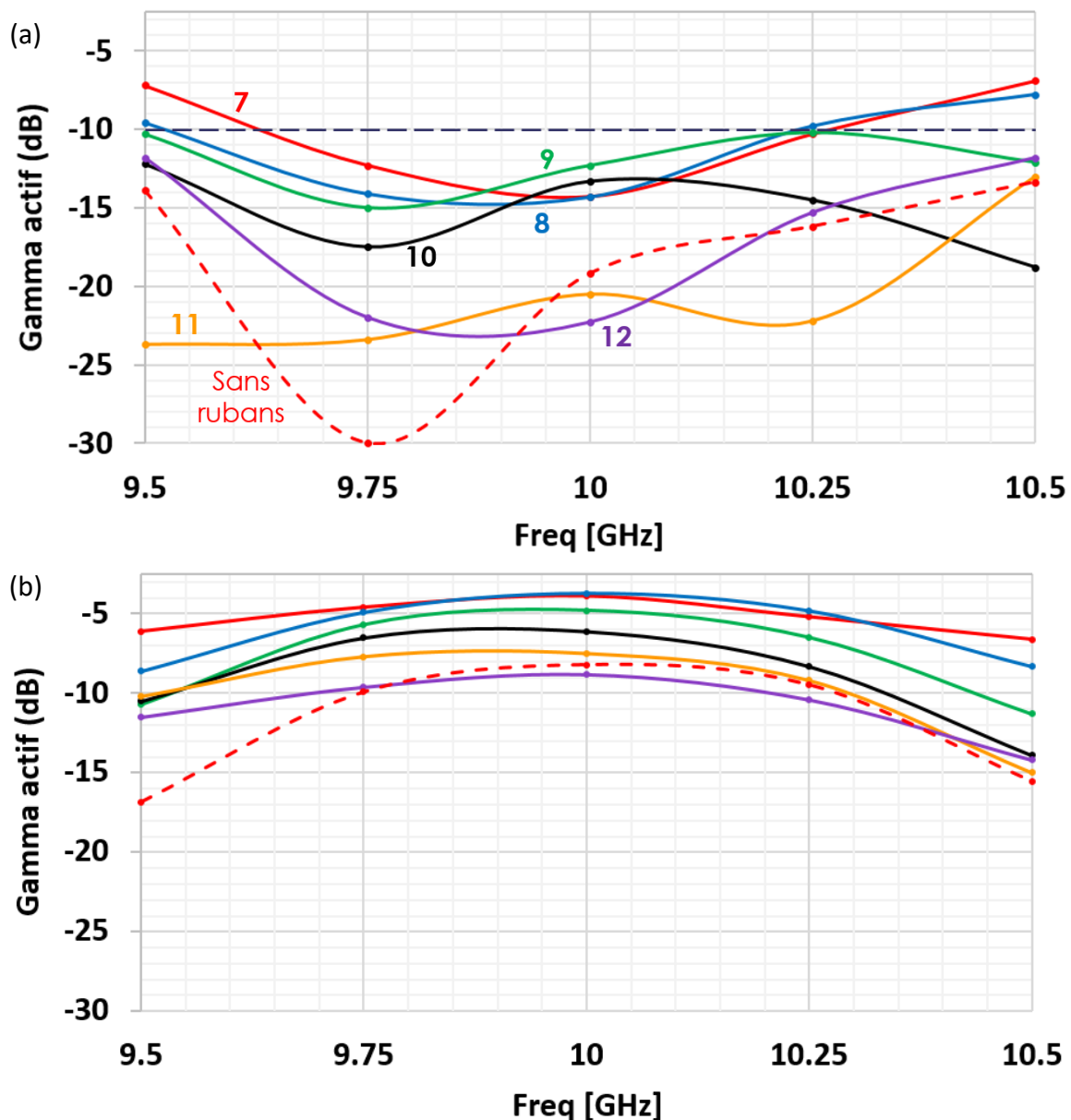


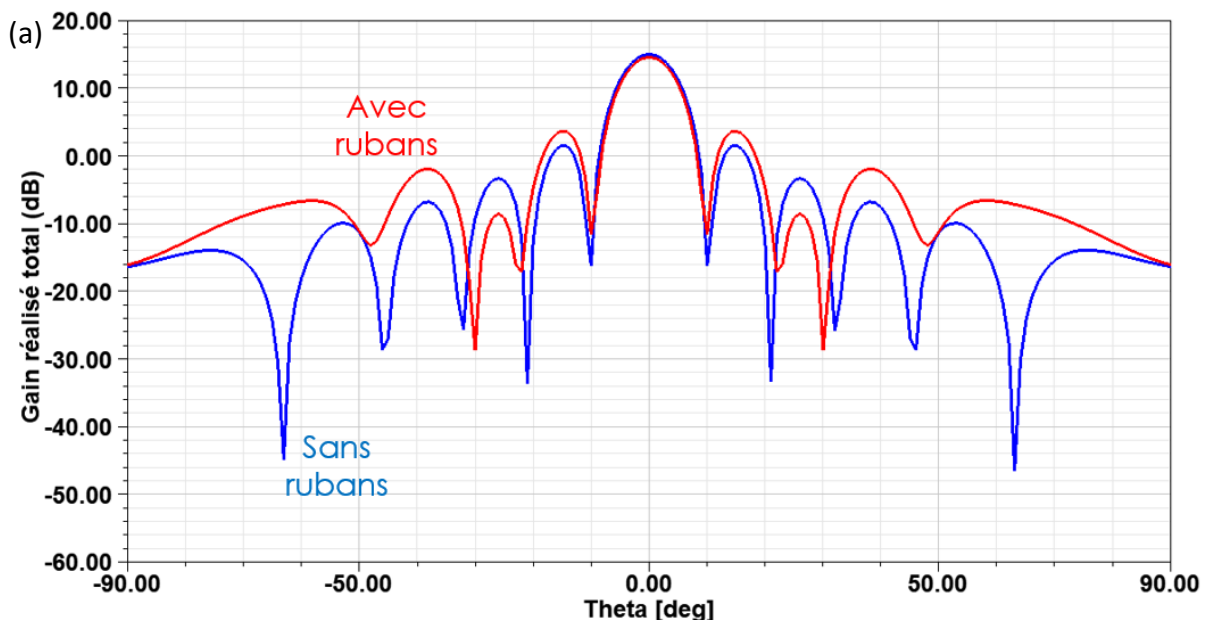
Figure 97 : Influence des rubans sur les coefficients de réflexion actifs des sources bande X (7 à 12) pour un dépointage dans le plan H de (a) 30°, (b) 60°.

Lorsqu'un dépointage est réalisé dans le plan H, la même tendance est toujours observée : plus les sources bande X sont proches des sources bande L, et plus elles sont affectées par ces dernières (coefficients de réflexion actifs plus élevés). Une différence que nous pouvons noter par rapport au cas sans dépointage est le fait que les sources les plus éloignées (11 et 12) sont plus affectées lorsqu'il y a un dépointage (notamment à 30°).

À 0° et 30° dans le plan H, la plupart des sources restent adaptées (coefficients de réflexion actifs < -10 dB) sur une bonne partie de la bande souhaitée (9,5 à 10,5 GHz). Les sources les plus proches (7 et 8, voire 9) sont les plus affectées et nécessiteront d'éventuels légers réajustements. Maintenant que nous avons étudié les effets des sources bande L sur l'adaptation des sources bande X, nous analysons les effets sur le diagramme de rayonnement.

#### 4.7.2.3 Étude des effets des rubans sur les diagrammes de rayonnement

Encore une fois, il s'agit de simulations en réseau infini-périodiques. Pour l'étude sur les diagrammes de rayonnement, nous considérons 5 fréquences sur la bande d'étude, les 5 mêmes que précédemment entre 9,5 et 10,5 GHz. Pour ces 5 fréquences, nous avons tracés le diagramme de rayonnement dans l'axe (0°), à 30° et 60° dans le plan H, et cela, dans les deux cas, avec et sans rubans. Cela nous permet d'évaluer les pertes de gains maximum dues aux rubans et également, les variations de réjection des lobes secondaires par rapport au lobe principal (c'est-à-dire la différence de gain entre le lobe principal et le lobe secondaire de plus haut niveau). Pour chaque dépointage dans le plan H, les diagrammes de rayonnement avec et sans rubans sont présentés à la fréquence centrale, à 10 GHz (les diagrammes étant très similaires aux 4 autres fréquences), sur la Figure 98.



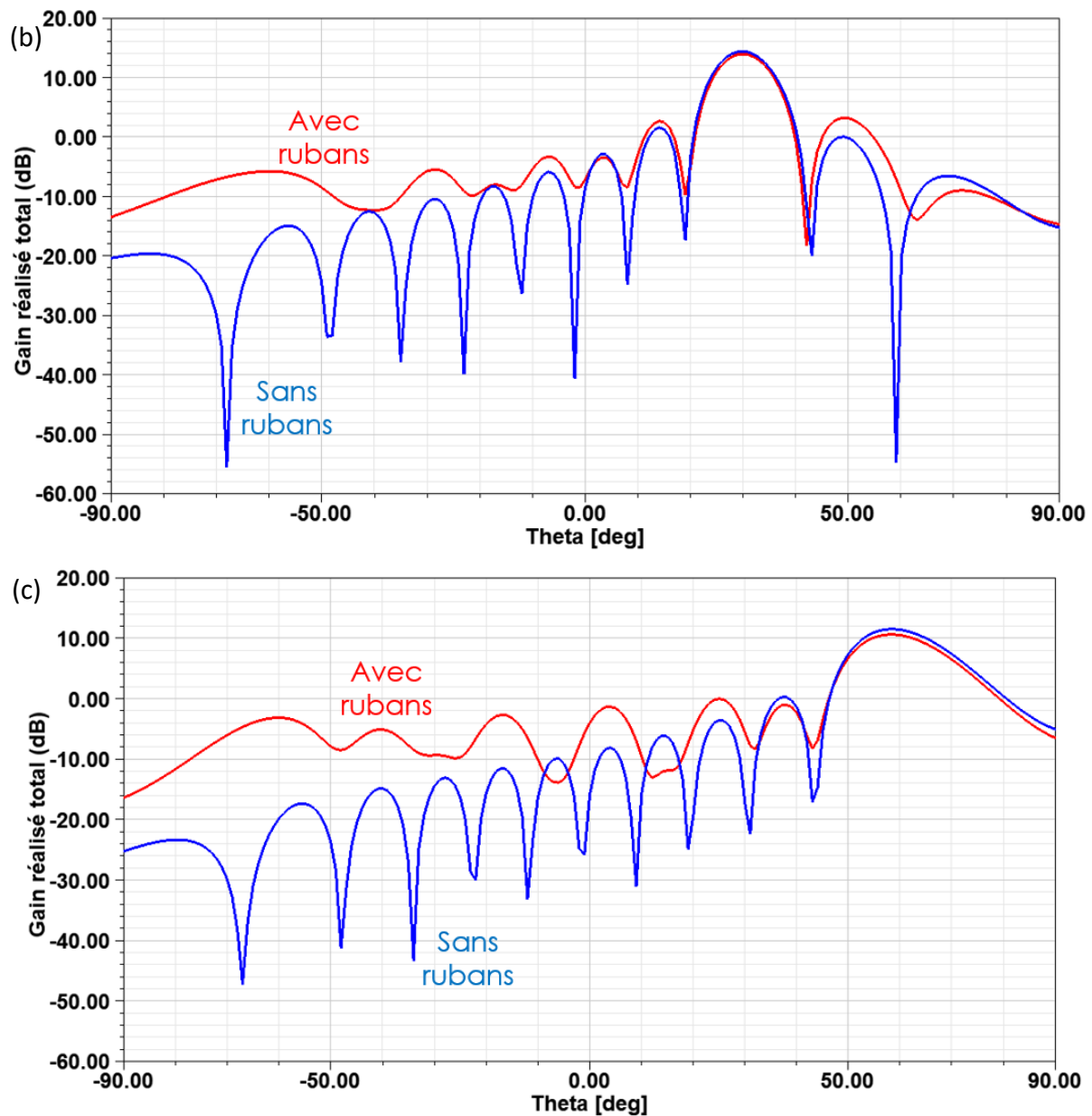


Figure 98 : Gains réalisés du réseau linéaire bande X avec et sans rubans pour plusieurs angles de dépointages, à la fréquence centrale de 10 GHz, dans le plan H, (a) 0°, (b) 30° et (c) 60°.

Dans tous les cas, nous pouvons remarquer que la présence des rubans a pour effet de diminuer le gain maximum obtenu. De plus, la présence des rubans conduit à une augmentation du niveau des lobes secondaires. Sur la Figure 99, sont présentées les variations de gain maximum et les variations de réjection de gain pour plusieurs angles de dépointage dans le plan H.

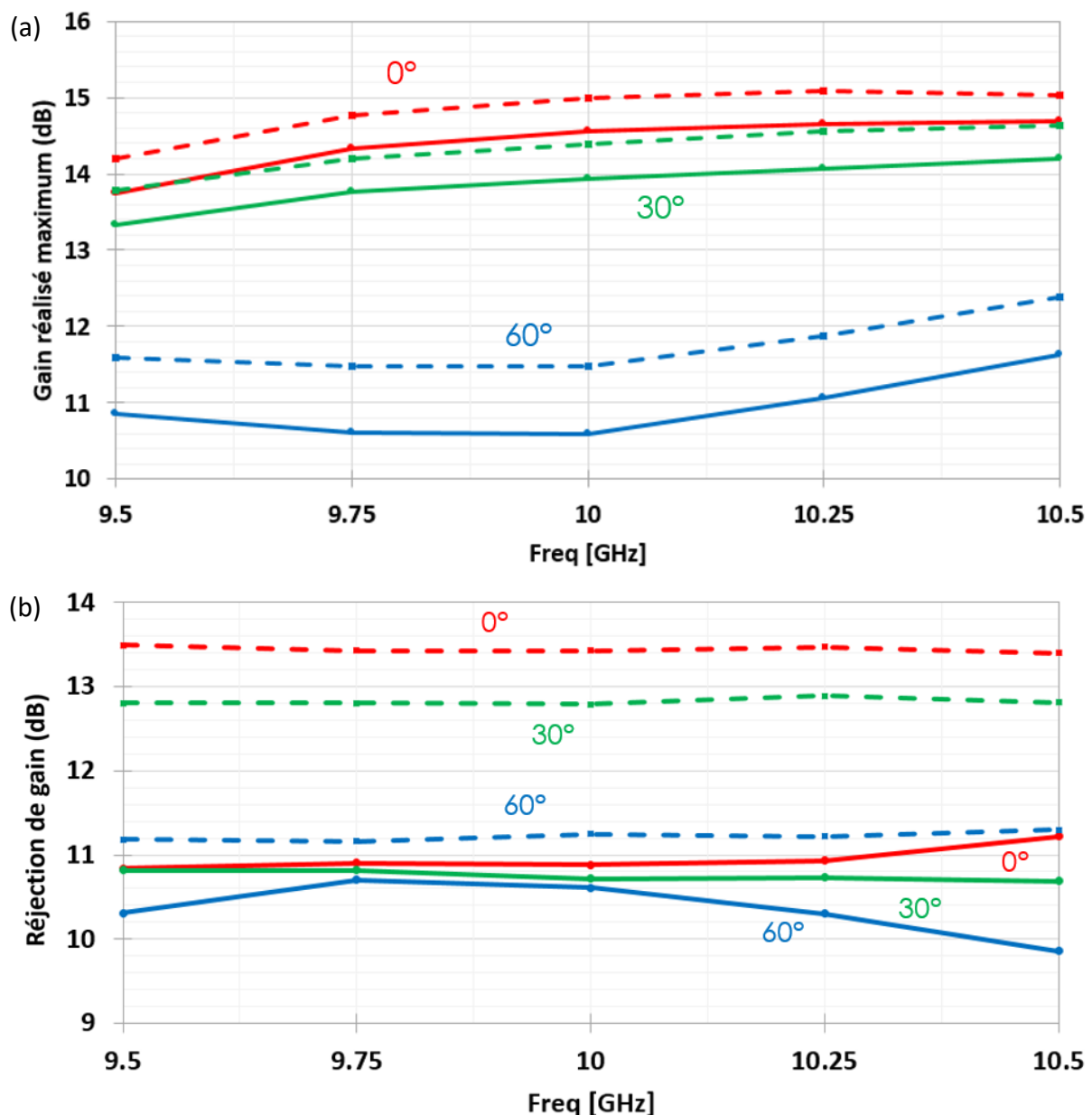


Figure 99 : (a) Gains réalisés maximum avec (traits pleins) et sans (traits pointillés) rubans pour plusieurs dépointages dans le plan H, (b) Réjections de gains entre le lobe principal et le lobe secondaire le plus important avec (traits pleins) et sans (traits pointillés) rubans pour plusieurs dépointages dans le plan H.

Nous pouvons logiquement remarquer que la présence des rubans est néfaste aussi bien pour le gain maximum obtenu que pour la réjection des lobes secondaires. En effet, la présence des rubans provoque des pertes de gains maximum tout en augmentant le niveau des lobes secondaires. Nous observons également que plus le dépointage dans le plan H augmente, et plus le gain maximum obtenu diminue, de même que la réjection de gain qui diminue quand le dépointage augmente.

Les pertes de gain constatées, dues à la présence des rubans, concordent bien avec les désadaptations observées dans la partie 7.2.2.2 précédente.

## 4.8. Conclusion

Ce chapitre a présenté l'étude des effets mutuels entre le réseau bande X et celui bande L, suite au choix et à la conception de ce dernier.

Pour le réseau bande L, un élément rayonnant de type grillage a été mis au point sous ADS. Il a été réalisé de sorte à présenter une bonne adaptation ( $< -10$  dB) sur la bande de fréquence attendue en bande L (de 1,03 à 1,09 GHz), en étant placé au-dessus d'une couche d'air, ajoutée au-dessus de l'empilement bande X réalisé. Une couche d'air d'au moins 15 mm est nécessaire au-dessus de l'empilement bande X pour obtenir la bande souhaitée en bande L.

La mise en présence de la source bande X et d'un élément grillagé au-dessus met en évidence une forte désadaptation de la source bande X. Une étude FSS met alors en évidence la non transparence de cette grille vis-à-vis de cette source. Le fait de réaliser une grille commune à quatre sources ne permet pas non plus d'obtenir une transparence vis-à-vis de la source bande X.

Une source bande L constituée de deux dipôles, a priori moins préjudiciables aux sources bande X qu'un grillage, est alors réalisée. Dans un premier temps, une maille carrée est envisagée. Cependant, nous nous rendons rapidement compte que la proximité entre les dipôles dans le plan E limite fortement les capacités de dépointage dans ce plan. Une maille hexagonale est alors choisie, et une structure relativement réaliste de la source bande L définie puis optimisée. Elle permet d'atteindre un dépointage jusqu'à  $48^\circ$  dans le plan H et  $26^\circ$  dans le plan E sur les deux bandes IFF souhaitées.

Dans la dernière partie du chapitre, les effets mutuels entre les sources bande X et bande L sont étudiés. Les principales conclusions sont que les sources bande X affectent relativement peu les sources bande L (légers décalages en fréquence), mais l'inverse n'est pas tout à fait vrai. En effet, il a été constaté que plus les sources bande X étaient proches des sources bande L, et plus elles étaient affectées par celles-ci, avec des désadaptations non négligeables. Les effets des sources bande L sur les diagrammes de rayonnement d'un réseau linéaire bande X ont également été étudiés, et sont cohérents avec les désadaptations de certaines sources bande X.



## Chapitre 5

# Recours aux WAIM pour améliorer la source bande X

5.1. Introduction.....	98
5.2. Conception analytique des couches WAIM .....	99
5.2.1 Support de conception des couches WAIM : source bande X considérée .....	99
5.2.2 Méthode analytique .....	100
5.3. Différentes formes de simulation des WAIM sous HFSS.....	103
5.3.1 Simulation purement théorique des WAIM : une feuille d'impédance.....	103
5.3.2 La première forme de WAIM historique : la lame diélectrique .....	104
5.3.3 La forme de WAIM actuellement la plus répandue : la structure métasurface .....	105
5.4. Première tentative d'optimisation d'un réseau de sources bande X .....	108
5.5. Limitation des WAIM planaires : nécessité d'utiliser des WAIM 3D .....	109
5.5.1 Comportements différents dans chacun des plans .....	110
5.5.2 Méthode d'optimisation proposée .....	119
5.6. Tentatives d'optimisation avec des WAIM 3D.....	120
5.6.1 Optimisation de la source bande X avec cavité .....	120
5.6.1.1 Optimisation dans le plan H avec WAIM 1.....	121
5.6.1.2 Optimisation dans le plan E avec WAIM 2 .....	125
5.6.1.3 Diagrammes de rayonnement.....	129
5.6.2 Optimisation de la source bande X sans cavité.....	135
5.6.2.1 Optimisation dans le plan H avec WAIM 1.....	136
5.6.2.2 Optimisation dans le plan E avec le WAIM 2 .....	138
5.6.2.3 Diagrammes de rayonnement.....	140
5.7. Validation expérimentale.....	143
5.7.1 Source bande X réalisable .....	143
5.7.2 Cas 1 : optimisation dans le plan H sur la bande de fréquences d'étude.....	144

5.7.2.1 Performances initiales de la source bande X .....	144
5.7.2.2 Présentation de la structure optimisée .....	146
5.7.2.3 Présentation de la maquette .....	150
5.7.2.4 Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés.....	153
5.7.2.5 Cartographies 3D.....	155
5.7.2.6 Coefficients de réflexion .....	156
5.7.2.7 Effets des WAIM sur le gain réalisé dans l'axe .....	157
5.7.3 Cas 2 : optimisation dans les plans E et H sur une bande de fréquences restreinte	158
5.7.3.1 Performances initiales de la source bande X .....	158
5.7.3.2 Présentation de la structure optimisée .....	159
5.7.3.3 Présentation de la maquette .....	163
5.7.3.4 Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés.....	164
5.7.3.5 Cartographies 3D.....	167
5.7.3.6 Coefficients de réflexion .....	168
5.7.3.7 Effets des WAIM sur le gain réalisé dans l'axe .....	169

## **5. Recours aux WAIM pour améliorer le réseau de sources bande X**

### **5.1. Introduction**

L'objectif de ce dernier chapitre est de présenter la méthode utilisée afin d'optimiser des WAIM permettant d'améliorer les capacités de dépointage de différents réseaux de sources bande X. En effet, nous avons constaté dans le Chapitre 2 que les sources bande X réalisées jusqu'ici étaient limitées en terme de capacités de dépointage. En effet, la dernière source bande X optimisée (partie 3.4) présente des capacités de dépointage allant jusqu'à 60° dans le plan E mais seulement jusqu'à 54° dans le plan H. Le recours aux WAIM pourrait alors permettre d'atteindre des capacités de dépointage allant au moins jusqu'à 60° dans les plans E et H.

Ce chapitre est composé de sept sections. Les sections 5.1 et 5.2 détaillent le contexte de l'étude et introduisent la méthode de conception des WAIM. La section 5.3 présente les trois différentes méthodes de simulation des WAIM avec le logiciel HFSS. Les sections 5.4 et 5.5 présentent une première tentative d'optimisation d'un réseau de sources bande X à l'aide de WAIM et montrent la nécessité du recours à des WAIM 3D. La section 5.6 présente l'optimisation de deux réseaux de sources bande X différents (une avec cavité, l'autre sans cavité) grâce aux WAIM 3D. Enfin, la section 5.7 est une validation expérimentale permettant de démontrer les améliorations apportées par les WAIM.

## 5.2. Conception analytique des couches WAIM

### 5.2.1 Support de conception des couches WAIM : source bande X considérée

Les motifs WAIM considérés, dans un premier temps, sont des structures planaires placées au-dessus d'un réseau de sources dont on souhaite améliorer les capacités de dépointage. Il nous faut alors un cas test pour la conception des couches WAIM. Nous décidons de choisir comme support la dernière source bande X optimisée sans cavité, rappelée sur la Figure 100 (partie 3.3), présentant des capacités de dépointage allant jusqu'à  $37^\circ$  dans le plan E et  $38^\circ$  dans le plan H, sur la bande de fréquences allant de 9,5 à 10,5GHz. Ce choix est fait car il permet de partir d'une source relativement limitée en termes de capacités de dépointage (objectif  $60^\circ$  dans les deux plans), et donc de mieux démontrer le potentiel des WAIM. De plus, le fait de choisir la source bande X sans cavité permet également de réaliser des simulations moins coûteuses et moins longues en termes de temps de calcul. La source est aussi plus simple d'un point de vue réalisation. Dans ces mêmes soucis de simplicité et de rapidité, nous choisissons de ne considérer dans un premier temps que la fréquence centrale de 10GHz. À cette fréquence, les capacités de dépointage avec cette source bande X sont de  $57^\circ$  dans le plan E et  $42^\circ$  dans le plan H, comme présenté sur la Figure 100 ci-dessous :

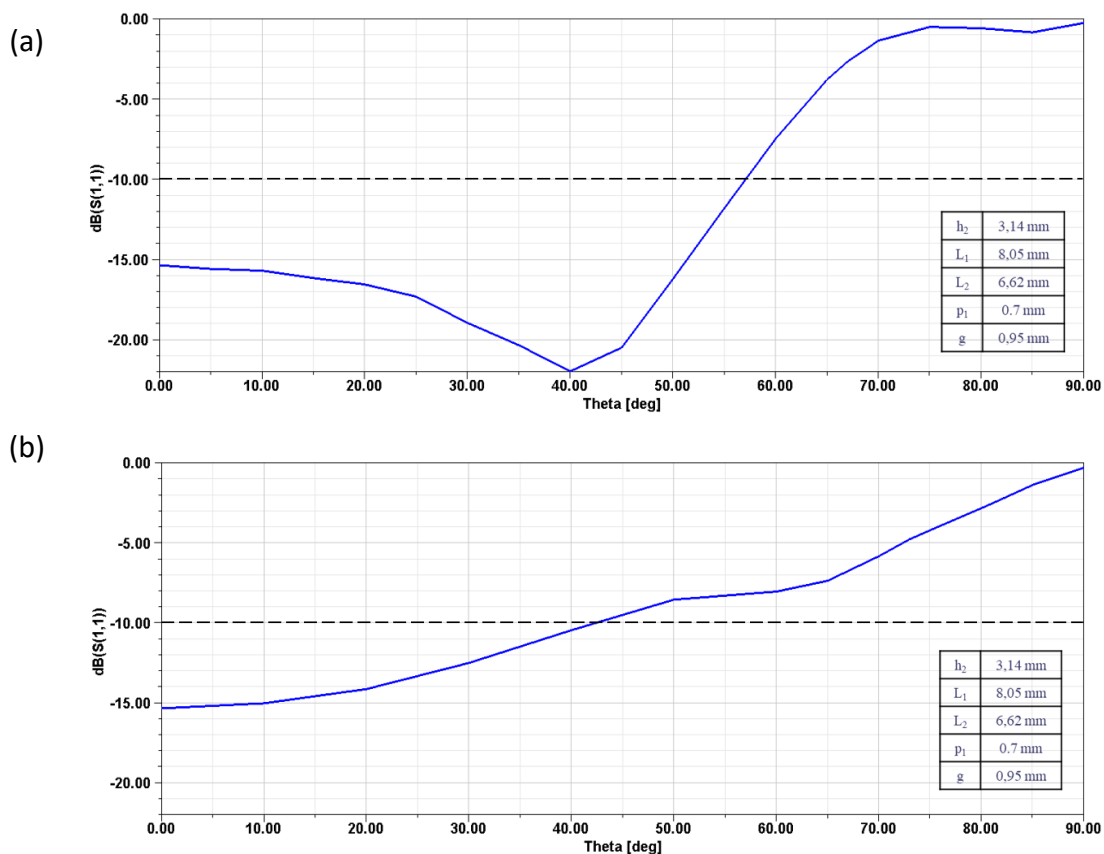


Figure 100 : Coefficients de réflexion actifs en fonction de l'angle de dépointage, à 10GHz, dans les plans (a) E et (b) H.

### 5.2.2 Méthode analytique

La couche WAIM placée au-dessus de la source bande X peut être vue comme un transformateur d'impédance permettant d'adapter la source aux dépointages souhaités. Le schéma équivalent que nous pouvons considérer en assimilant la source bande X à ses paramètres S est présenté sur la Figure 101, en se plaçant dans le mode TM pour l'exemple.

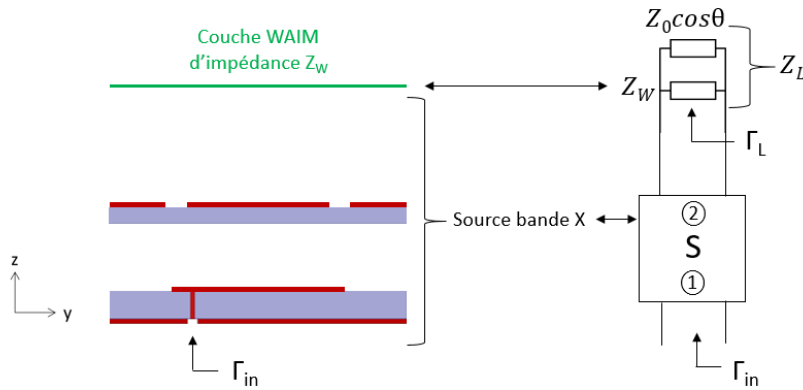


Figure 101 : Schéma équivalent de la couche WAIM placée au-dessus de la source bande X (cas TM).

Le coefficient de réflexion actif vu sur le port d'entrée de la source bande X est notée  $\Gamma_{in}$ . Son expression en fonction des paramètres S de la source bande X initiale et du coefficient de réflexion présenté par le WAIM,  $\Gamma_L$ , est donnée dans la suite.  $\Gamma_L$  dépend de l'impédance  $Z_w$  apportée par le WAIM, mais aussi de l'angle de dépointage  $\theta$  par le biais de l'impédance du mode qui vaut  $Z_0 \cos \theta$  dans le mode TM, et  $Z_0 / \cos \theta$  dans le mode TE. On a  $Z_0 = 120\pi \Omega$ . Il est à noter que S dépend aussi de  $\theta$  et doit être déterminée pour chaque valeur considérée du dépointage. Nous avons les relations suivantes, dans le mode TM :

$$\Gamma_{in} = s_{11} + \frac{s_{21}s_{12}\Gamma_L}{1-s_{22}\Gamma_L} \quad (5.1)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (5.2)$$

$$Z_L = Z_w // Z_0 \cos \theta \quad (5.3)$$

Pour déterminer l'impédance  $Z_w$ , que doit présenter le WAIM pour adapter la source bande X aux angles souhaités, il faut commencer par extraire les paramètres S de la source à améliorer. Avec ces paramètres S, il est possible de déterminer la valeur de  $\Gamma_{in}$  en fonction de celle prise par  $Z_w$ . En traçant la courbe représentant  $\Gamma_{in}$  en fonction de  $Z_w$ , il est alors possible de déterminer l'ensemble des valeurs de  $Z_w$  permettant d'adapter la source aux dépointages et dans les plans souhaités.

La structure permettant d'extraire les paramètres S de la source bande X est présentée sur la Figure 102 suivante,  $d$  étant la distance théorique entre le WAIM et le patch supérieur de la source bande X.

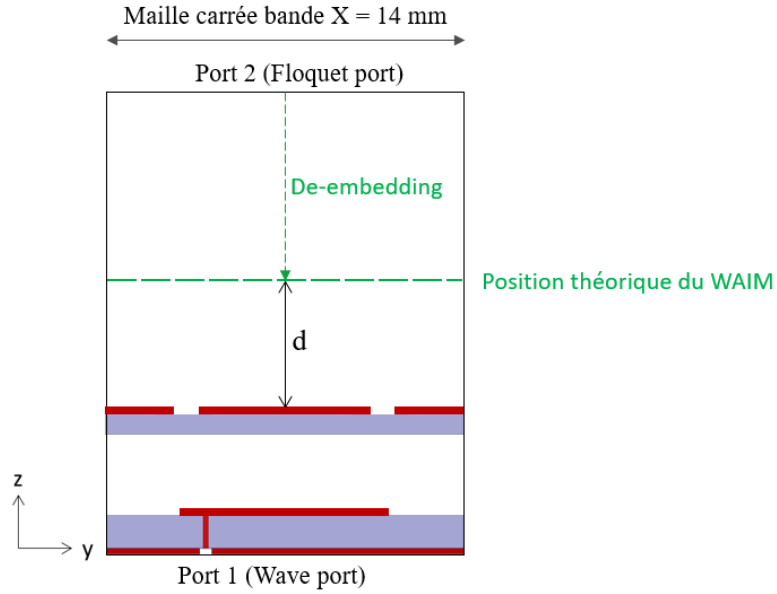


Figure 102 : Schéma de la structure permettant d'extraire les paramètres S de la source bande X.

Cette structure est simulée dans des conditions infinies-périodiques grâce aux conditions Master/Slave du logiciel HFSS. Le port 2 est un port de Floquet. Pour déterminer la matrice S, nous considérons uniquement le mode fondamental, le seul propagé. Les modes d'ordre supérieur sont donc négligés, nous faisons l'hypothèse que l'interaction entre le WAIM et la source bande X s'effectue essentiellement sur le mode fondamental.

Cette approche permet de simuler puis d'extraire les paramètres S de la source bande X pour n'importe quel dépointage souhaité, dans le plan souhaité. En faisant varier la valeur de  $d$ , et donc la position du WAIM, les paramètres S varient également, l'impédance à présenter n'est donc pas la même selon la position du WAIM au-dessus de la source bande X. De même, les paramètres S dépendent de l'angle de dépointage.

Une fois les paramètres S de la source bande X extraits, il est possible de tracer les courbes représentant les variations de  $\Gamma_{in}$  en fonction de  $Z_w$ . L'expression de  $\Gamma_{in}$  en fonction de  $Z_w$ , dans le plan H, est :

$$\Gamma_{in} = S_{11} - \frac{S_{21}S_{12}}{1 + S_{22} + 2Z_w \cos\theta / Z_0} \quad (5.4)$$

Pour une question de simplicité,  $Z_w$  est considéré comme étant purement réactive, c'est-à-dire qu'on a  $Z_w = jX_w$ . Nous faisons donc l'hypothèse d'un WAIM sans pertes, réductibles à une simple réactance parallèle. Cela correspond par exemple à une métasurface purement métallique et sans pertes. Pour l'exemple, nous allons nous placer dans le plan H. La Figure 103 présente les courbes de variations de  $\Gamma_{in}$  en fonction de  $X_w$  pour différents angles de dépointage dans le plan H, pour deux valeurs de la distance  $d$  entre le patch supérieur bande X et le WAIM.  $X_w < 0$  correspond à un comportement capacitif, et  $X_w > 0$  à un comportement inductif.

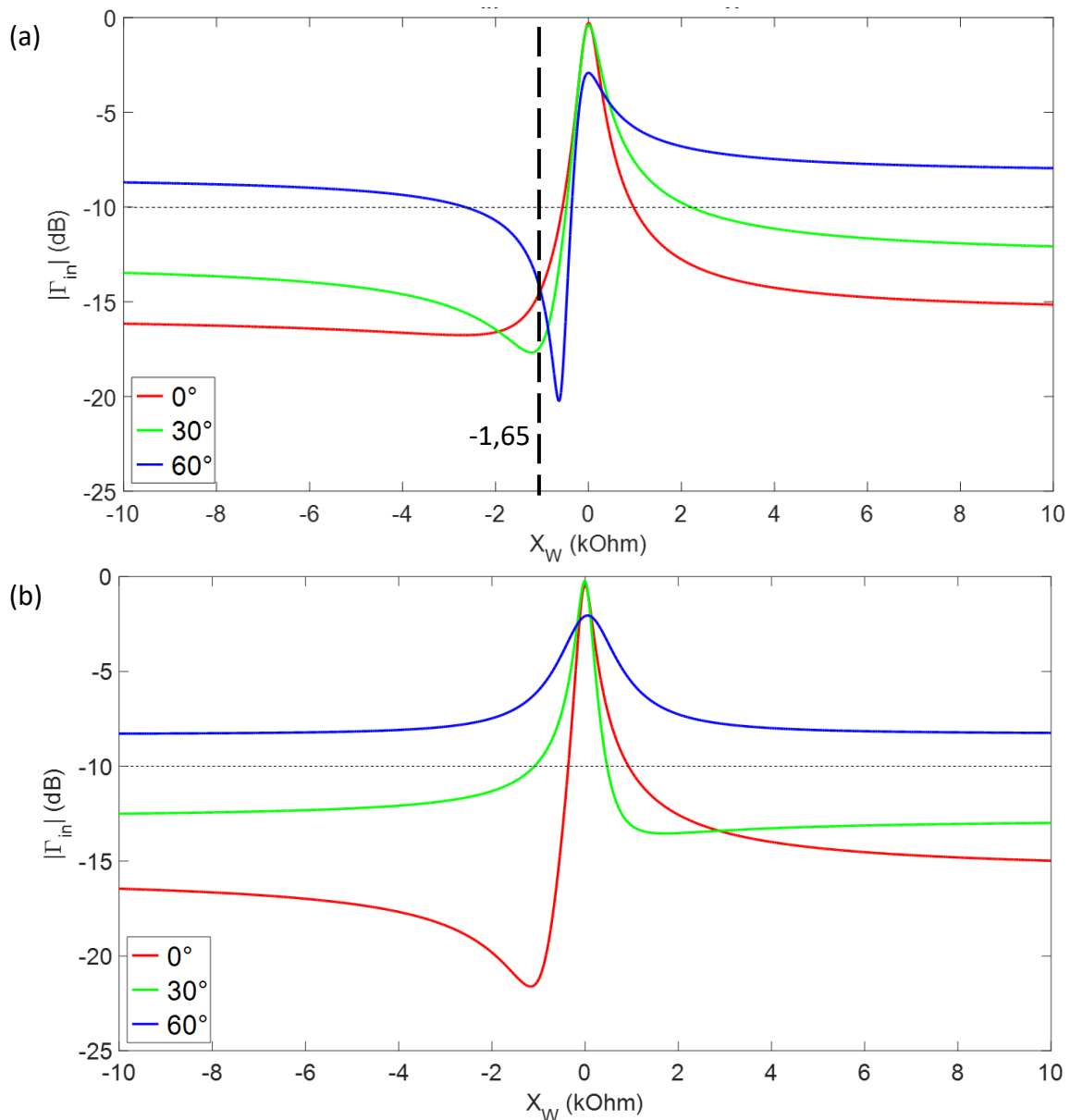


Figure 103 : Variations de  $\Gamma_{in}$  en fonction de  $X_w$  dans le plan H, à 10GHz, pour différents angles de dépointage, pour (a)  $d=5\text{mm}$ , (b)  $d=16\text{mm}$ .

La première observation que l'on peut faire est que la valeur de  $d$  est très importante. En effet, on observe clairement que  $\Gamma_{in}$  prend des valeurs très différentes selon la valeur de  $d$ . Pour  $d=16\text{mm}$  et un dépointage de  $60^\circ$  (courbe bleue), il n'est par exemple pas possible de trouver une valeur de  $X_w$  permettant d'obtenir une valeur de  $\Gamma_{in}$  inférieure à -10dB alors que c'est possible pour  $d=5\text{mm}$ . Le choix de la valeur de  $d$  est alors fondamental en vue de l'optimisation d'un WAIM. Nous pouvons également remarquer que pour  $d=5\text{mm}$ , le cas  $X_w=-1650\Omega$  est intéressant car il permet d'obtenir en théorie une bonne adaptation aux trois angles.

### 5.3. Différentes formes de simulation des WAIM sous HFSS

Maintenant que la méthode théorique de conception des WAIM a été présentée, nous nous intéressons aux différents moyens de simuler un WAIM sous HFSS. Nous en distinguons trois. Pour illustrer ces trois formes de simulation des WAIM, nous choisissons une valeur de  $X_w = -1650\Omega$ , permettant d'obtenir  $\Gamma_{in} < -10\text{dB}$  à trois angles de dépointage ( $0^\circ$ ,  $30^\circ$  et  $60^\circ$ ) dans le plan H à 10GHz, pour  $d=5\text{mm}$ , comme on l'a vu sur la Figure 103 (a) précédente.

#### 5.3.1 Simulation purement théorique des WAIM : une feuille d'impédance

L'impédance étant la grandeur physique qui nous intéresse concernant les WAIM, la première méthode de simulation des WAIM est alors logiquement l'utilisation d'une feuille d'impédance, disponible sous HFSS. On vérifie bien (par une simple simulation d'une boîte d'air seule) que la valeur de l'impédance choisie sur la feuille d'impédance correspond directement à  $Z_w$ .

On place alors une feuille d'impédance, avec  $X_w = -1650\Omega$ , à une distance  $d=5\text{mm}$  au-dessus de la source bande X comme présenté sur la Figure 104.

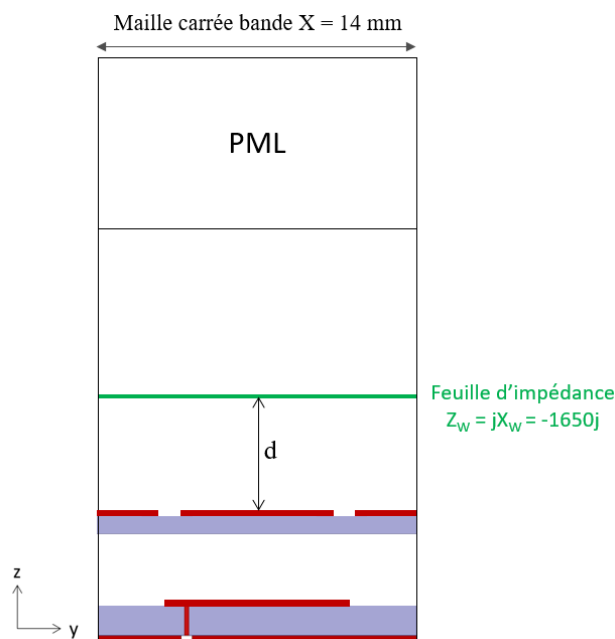


Figure 104 : Feuille d'impédance placée au-dessus de la source bande X.

On vérifie bien qu'aux trois angles choisis, les valeurs de  $\Gamma_{in}$  obtenues sont proches de celles attendues comme présenté sur la Figure 105.



$\Gamma_{in}$ en dB pour chaque cas	0°	30°	60°
Théorie	-16,29	-17,1	-11,4
Feuille d'impédance	-16,4	-16,9	-10,96

Figure 105 : Tableau de comparaisons des valeurs de  $\Gamma_{in}$  en théorie (circuit équivalent de la Figure 2) et avec une feuille d'impédance (simulation HFSS).

Avec une feuille d'impédance, les résultats obtenus sont très proches de ceux attendus en théorie, la méthode fonctionne bien. Cependant, dans cette méthode, l'objet « WAIM » est théorique, il faut maintenant faire le test avec des objets « réalistes », c'est-à-dire des lames diélectriques et des métasurfaces.

### 5.3.2 La première forme de WAIM historique : la lame diélectrique

Dans la littérature scientifique, la lame diélectrique est historiquement la toute première méthode utilisée pour réaliser des WAIM [36]. On a vu dans l'état de l'art que cette technique fonctionnait mais qu'elle présentait des limites par rapport notamment aux métasurfaces qui permettent d'avoir bien plus de degrés de liberté pour l'optimisation des WAIM. Nous testons tout de même cette méthode pour vérifier la validité de notre approche de simulation. Une lame diélectrique est donc placée à une distance  $d=5\text{mm}$  au-dessus de la source bande X. La distance  $d$  correspond cette fois-ci à la distance entre le patch supérieur bande X et le centre de la lame diélectrique, c'est le choix réalisé dans la littérature. L'épaisseur de la lame diélectrique est choisie relativement faible comme dans les exemples de la littérature :  $t=0,6\text{mm}$ . Dans le plan H, la valeur de la constante diélectrique  $\epsilon_r$  permettant d'atteindre une impédance donnée  $Z_w=jX_w$ , est donnée par l'expression [36]:

$$\epsilon_r = \frac{-60\lambda_0}{tX_w(0^\circ)} + 1 \quad (5.5)$$

La structure simulée est présentée sur la Figure 106, on a  $\epsilon_r=2,818$  dans notre cas.

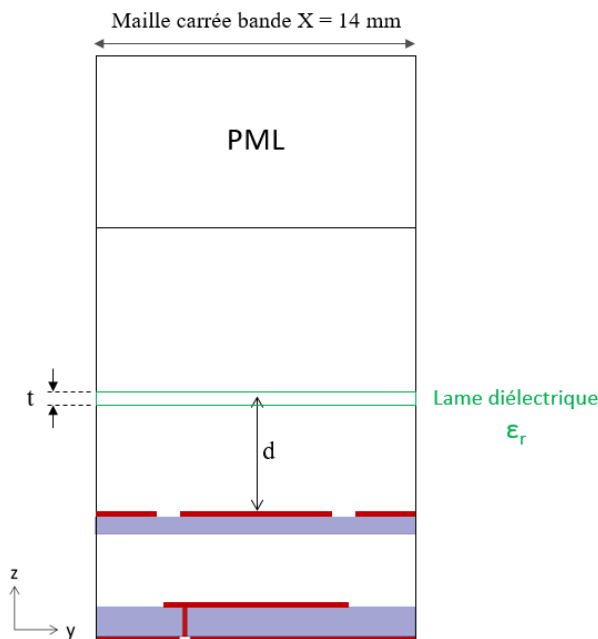


Figure 106 : Lame diélectrique placée au-dessus de la source bande X.

La comparaison des résultats obtenus dans le plan H à 10GHz est présentée sur la Figure 107.

$\Gamma_{in}$ en dB pour chaque cas	0°	30°	60°
Théorie	-16,29	-17,1	-11,4
Feuille d'impédance	-16,4	-16,9	-10,96
Lame diélectrique	-16,4	-16,9	-11

Figure 107 : Tableau de comparaisons des valeurs de  $\Gamma_{in}$  en fonction de la forme de WAIM simulée, plan H, 10GHz.

Les résultats obtenus avec la lame diélectrique sont également très proches de ceux attendus en théorie, cette forme utilisée pour concevoir un WAIM est bien validée. Il reste maintenant à tester les métasurfaces, la méthode a priori appropriée dans le cadre de notre étude.

### 5.3.3 La forme de WAIM actuellement la plus répandue : la structure métasurface

Les structures métasurfaces sont, à l'heure actuelle, la forme de WAIM la plus utilisée de par sa compacité et ses nombreux degrés de liberté pour l'optimisation notamment. Il peut cependant être assez difficile de prévoir quelle impédance va présenter une géométrie donnée. C'est pourquoi, afin d'obtenir comme dans les deux cas précédents  $X_w = -1650\Omega$ , une optimisation préalable est nécessaire. Tout d'abord, il faut faire le choix de la structure de la métasurface. Nous décidons de choisir un motif relativement simple mais qui présente tout de même un certain nombre de degrés de liberté : un motif en forme de croix, considéré comme un conducteur parfait. Un simple motif en forme de ruban ne permettant pas d'atteindre le résultat espéré. La Figure 108 présente la structure simulée permettant de déterminer l'impédance du motif selon ses dimensions. Le motif du WAIM présente une périodicité identique à celle du réseau bande X. Il s'agit toujours de simulations en infini-périodique. L'impédance présentée par le motif est calculée dans le plan où est situé le motif.

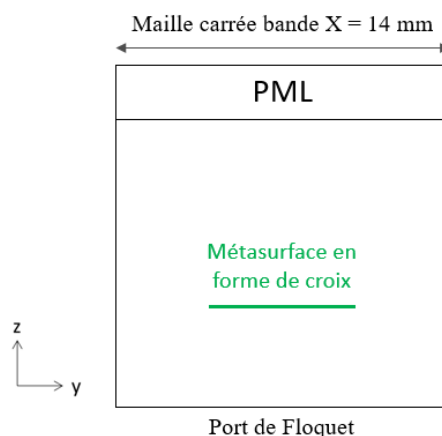


Figure 108 : Structure simulée permettant de déterminer l'impédance de la métasurface selon ses dimensions.

Comme attendu, un travail d'optimisation sur le motif est nécessaire pour obtenir l'impédance souhaitée. On n'y arrive pas exactement, on obtient  $Z_w = 33,7-1695j$  à  $0^\circ$ ,  $20,9-1871j$  à  $30^\circ$ , et  $9,2-2261j$  à  $60^\circ$ . Les dimensions de la croix sont présentées sur la Figure 110.

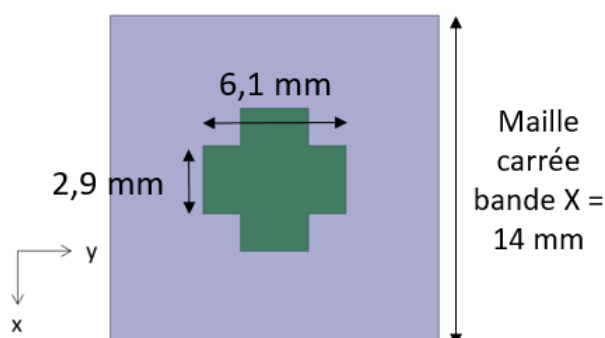


Figure 110 : Motif en forme de croix optimisé pour présenter environ  $X_w = -1650\Omega$ .

La structure finalement simulée avec le motif en forme de croix placé à  $d=5\text{mm}$  au-dessus de la source bande X est présentée sur la Figure 109.

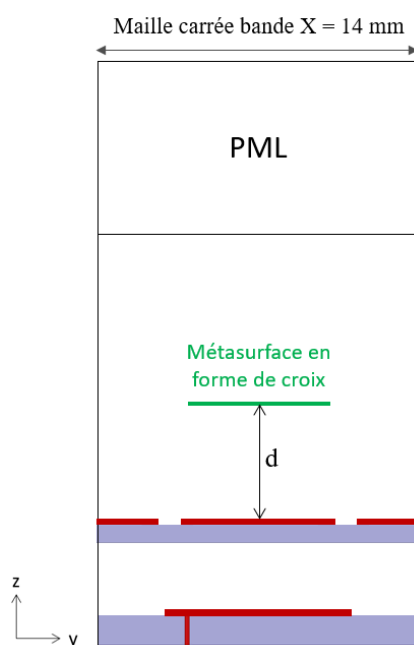


Figure 109 : Métasurface en forme de croix placée au-dessus de la source bande X.

Le tableau de la Figure 111 présente la synthèse de la comparaison des valeurs prises par  $\Gamma_{in}$  selon la méthode utilisée pour réaliser le WAIM, dans le plan H à 10GHz.

$\Gamma_{in}$ en dB pour chaque cas	$0^\circ$	$30^\circ$	$60^\circ$
Théorie	-16,29	-17,1	-11,4
Feuille d'impédance	-16,4	-16,9	-10,96
Lame diélectrique	-16,4	-16,9	-11
Motif en forme de croix	-16,99	-17,78	-10,69

Figure 111 : Tableau comparatif des valeurs de  $\Gamma_{in}$  en fonction de la forme de WAIM simulée, plan H, 10GHz.

Avec la métasurface en forme de croix, les résultats restent proches de ceux attendus en théorie même s'ils sont un peu plus éloignés par rapport à la feuille d'impédance et la lame diélectrique. Ce n'est pas étonnant étant donné que la métasurface ne présente pas exactement  $Z_w = -1650j$ , comme précisé précédemment. Le recours à des WAIM sous forme de métasurfaces est donc cependant bien validé. C'est la méthode que nous allons utiliser dans la suite pour améliorer les capacités de dépointage des réseaux bande X.

La comparaison des coefficients de réflexion actifs avec et sans WAIM (motif sous forme de croix sous HFSS), aux trois angles dans le plan H, sur toute la bande d'étude, est présentée sur la Figure 112.

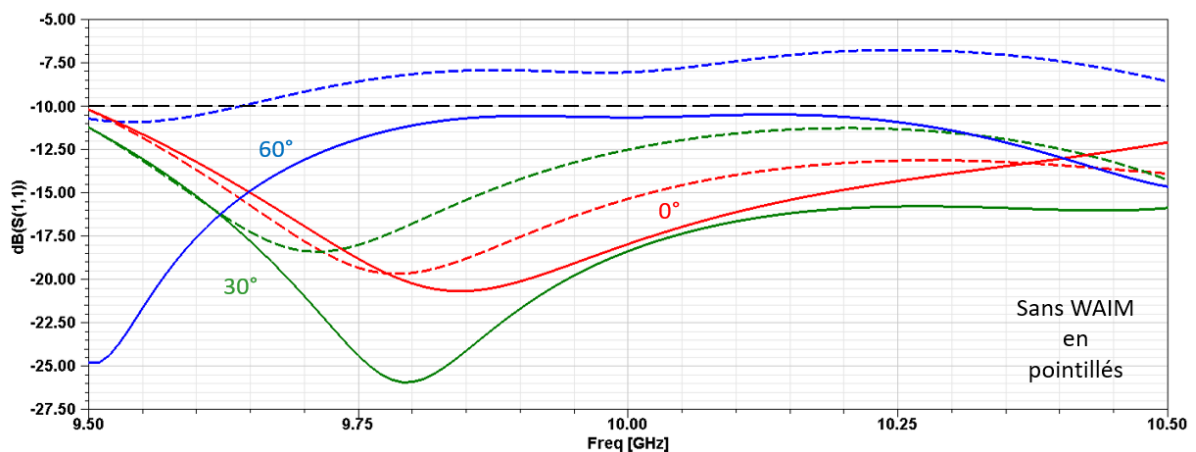
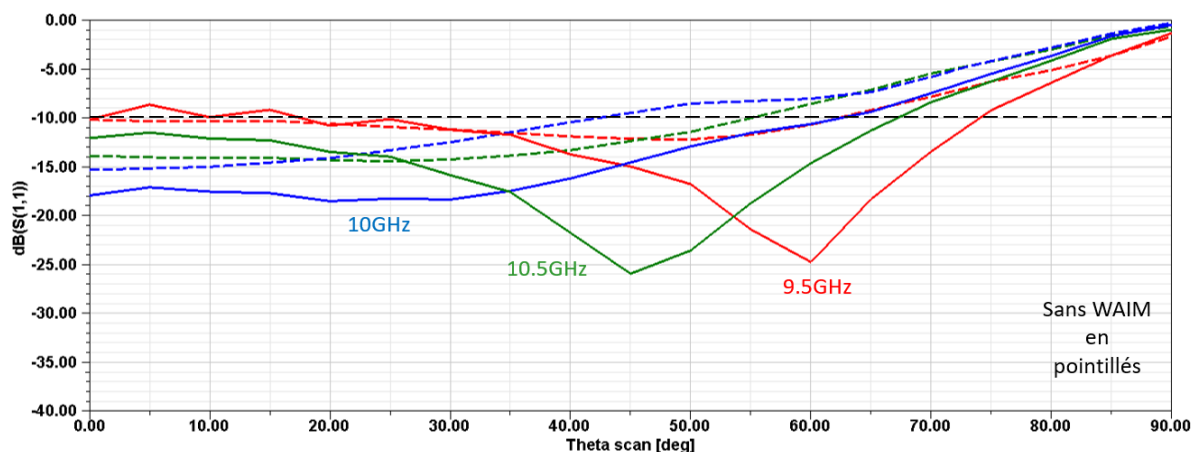


Figure 112 : Comparaison des coefficients de réflexion actifs avec et sans WAIM, dans le plan H.

On peut observer que l'ajout du WAIM a permis d'adapter la source bande X sur toute la bande pour les trois angles de dépointage sélectionnés dans le plan H alors que l'objectif initial était simplement d'adapter la source à la fréquence centrale de 10GHz. C'est un comportement très satisfaisant, mais il faut également observer ce qui se passe aux autres angles et dans le plan E. C'est ce qui est présenté sur la Figure 113, où les coefficients de réflexion actifs avec et sans WAIM sont tracés en fonction de l'angle de dépointage, aux trois fréquences choisies sur la bande d'étude (9,5, 10 et 10,5GHz), dans les plans E et H.



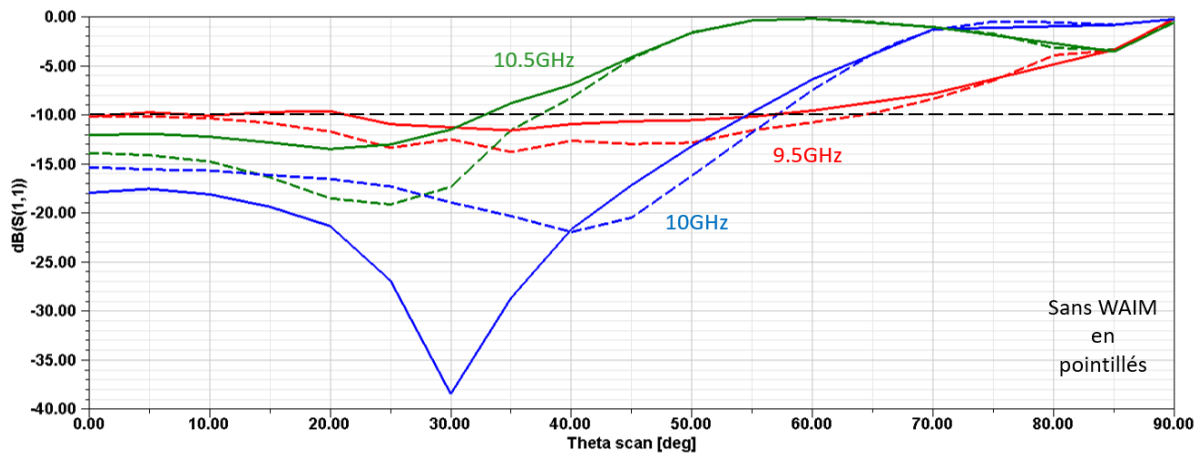


Figure 113 : Coefficients de réflexion actifs avec et sans WAIM en fonction de l'angle de dépointage, dans les plans (a) H et (b) E.

Dans le plan H, on peut observer que l'ajout du WAIM permet d'obtenir des capacités de dépointage plus importantes aux trois fréquences. Cependant, pour des faibles dépointages, entre 0 et 20°, à la fréquence basse de 9,5GHz, on peut remarquer qu'il y a des oscillations du coefficient de réflexion actif. De ces oscillations découlent des désadaptations à certains angles. Lors des optimisations futures des WAIM, il faudra bien veiller à ce que la source reste adaptée sur toute la plage angulaire.

Dans le plan E, l'ajout du WAIM dégrade les capacités de dépointage du réseau bande X aux trois fréquences. Comme dans le plan H, on peut remarquer qu'il y a de légères oscillations du coefficient de réflexion actif, entre 0 et 20°, à la fréquence basse de 9,5GHz. Il y a comme dans le plan H, des désadaptations à certains angles.

L'ajout du WAIM réalisé est plutôt positif dans le plan H, où les capacités de dépointage sont améliorées sur toute la bande de fréquences. Cependant, à certains angles de dépointage, on observe des désadaptations de la source bande X dues au WAIM dans les deux plans. De plus, la présence du WAIM conçu a tendance à dégrader les performances dans le plan E. L'objectif étant d'améliorer les performances dans les deux plans, il faut bien faire attention à surveiller les dépointages intermédiaires dans les deux plans.

#### 5.4. Première tentative d'optimisation d'un réseau de sources bande X

Maintenant que les différents moyens de réaliser un WAIM ont été étudiés, nous pouvons nous lancer dans une première tentative d'optimisation d'une source bande X. L'objectif est d'améliorer les capacités de dépointage du réseau de sources dans les deux plans E et H, contrairement à ce qui a été fait précédemment où l'on s'est focalisé uniquement sur le plan H.

La source bande X que nous tentons d'améliorer est celle présentée dans la partie 5.2.1 précédente. Dans un premier temps, nous considérerons uniquement la fréquence centrale de 10GHz. À cette fréquence, les capacités de dépointage du réseau de sources bande X vont jusqu'à 57° dans le plan E et 42° dans le plan H, comme présenté sur la Figure 100 précédente. Le premier objectif fixé est d'obtenir des capacités de dépointage allant jusqu'à 60° dans les

deux plans à 10GHz. Si cet objectif est atteint, il faudra alors essayer d'obtenir ces mêmes performances sur toute la bande d'étude (9,5-10,5GHz).

Comme nous l'avons fait dans la partie 5.2.2 précédente, nous extrayons les paramètres S de la source bande X pour des dépointages à 60° dans chacun des plans E et H, pour un WAIM qui serait placé à une distance  $d=5\text{mm}$  au-dessus de la source bande X, comme précédemment. Nous pouvons ainsi tracer les courbes de variations de  $\Gamma_{in}$  en fonction de  $X_w$  dans ces deux cas, comme présenté sur la Figure 114. La nouveauté est que nous regardons maintenant aussi comment évolue ce coefficient de réflexion pour un dépointage dans le plan E.

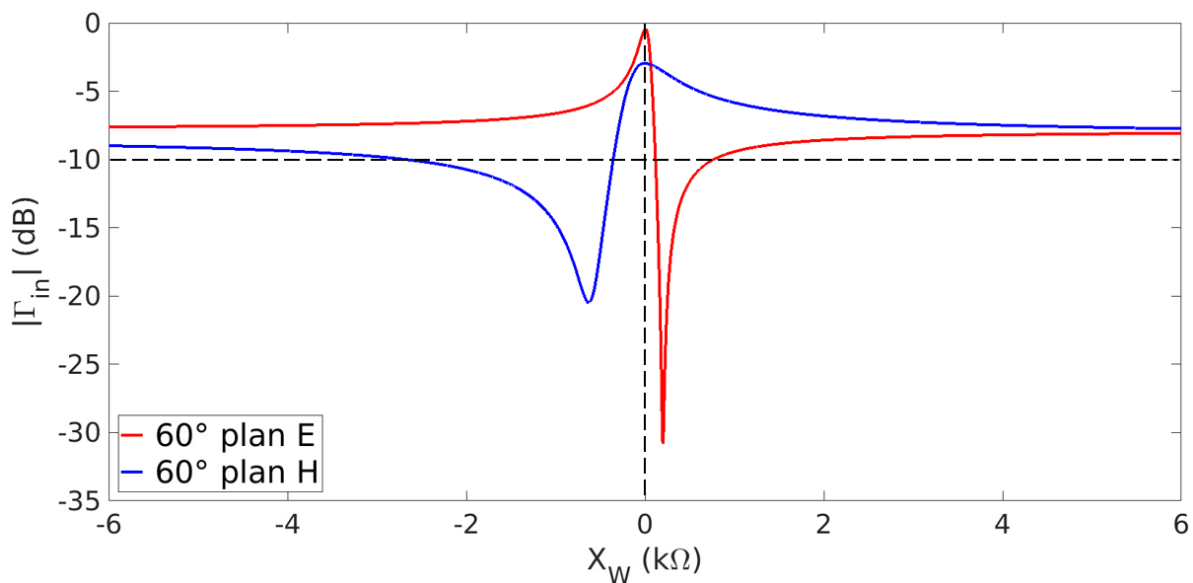


Figure 114 : Variations de  $\Gamma_{in}$  en fonction de  $X_w$ , à 60° dans les plans E et H, à 10GHz, pour  $d=5\text{mm}$ .

On remarque que les deux plages de valeurs de  $X_w$  permettant d'obtenir  $\Gamma_{in} < -10\text{dB}$  sont disjointes. En effet, à 60° dans le plan E, on a  $\Gamma_{in} < -10\text{dB}$  pour  $X_w \in [112, 734] \Omega$ , alors qu'à 60° dans le plan H, il faut  $X_w \in [-2660, -559] \Omega$ . Il n'existe pas de valeurs de  $X_w$  permettant d'obtenir des capacités de dépointage allant jusque 60° dans les plans E et H, pour  $d=5\text{mm}$ . Même en testant d'autres valeurs de  $d$ , on se rend compte qu'il n'est pas possible d'obtenir les performances attendues pour une valeur commune de  $X_w$ . De plus, on peut remarquer que dans le plan E, une valeur de  $X_w$  positive (comportement inductif) est nécessaire tandis qu'une valeur de  $X_w$  négative (comportement capacitif) est nécessaire dans le plan H.

Un WAIM présentant des comportements différents dans les deux plans est alors nécessaire : inductif dans le plan E et capacitif dans le plan H. Ce double comportement est très difficile voire même impossible à réaliser avec un motif planaire, l'utilisation de motifs 3D est alors envisagée.

## 5.5. Limitation des WAIM planaires : nécessité d'utiliser des WAIM 3D

Nous avons vu que les WAIM planaires présentaient une limitation pour améliorer les performances de notre réseau d'antennes bande X. Les WAIM 3D seraient alors une solution pour surmonter cette limitation. Il faut dans un premier temps bien vérifier que les WAIM 3D permettent de présenter des comportements différents dans les deux plans. Puis, il faut

étudier les apports possibles de ces WAIM, leur comportement en fonction de leur multiplicité (nombre d'éléments) et de leurs dimensions.

### 5.5.1 Comportements différents dans chacun des plans

Par souci de simplicité, les WAIM 3D considérés sont au départ de simples rubans métalliques rectangulaires, placés verticalement par rapport aux éléments de la source bande X. Après avoir vérifié sur quelques cas particuliers, juste en relevant leur impédance, qu'il était bien possible de réaliser des WAIM 3D présentant un comportement inductif dans le plan E et en même temps capacitif dans le plan H, nous faisons une rapide étude paramétrique sur les dimensions et la multiplicité des rubans. La référence pour la mesure de l'impédance est prise en bas des rubans. Pour faciliter la compréhension de l'étude paramétrique, un abaque va servir de support pour l'observation des différentes variations sur les dimensions des rubans correspondant aux WAIM.

Pour commencer, on considère un WAIM 3D formé d'un seul ruban rectangulaire dont les dimensions  $L$  et  $w$  varient. Celui-ci est placé au centre d'une maille bande X (il a donc la même périodicité que celles des sources bande X). Il peut être placé dans le plan Oyz ou bien Oxz comme présenté sur les Figure 115 et Figure 116. La Figure 115 présente des vues 3D permettant de comprendre la structure 3D des WAIM, et la Figure 116 présente les vues de profil des structures simulées pour réaliser les études paramétriques sur les WAIM 3D formés d'un seul ruban. Dans tous les cas, les simulations sont réalisées dans des conditions infinies-périodiques comme pour la source bande X, grâce aux conditions Master/Slave de HFSS.

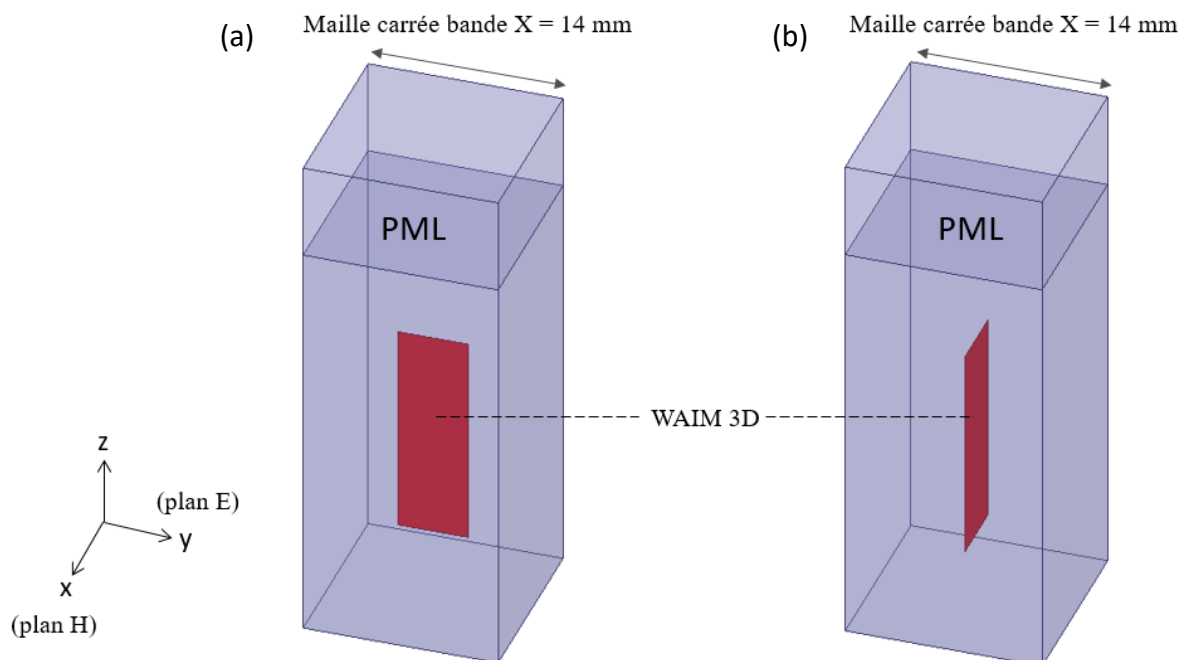


Figure 115 : Vues 3D présentant les WAIM 3D considérés, placés dans les plans (a) Oyz et (b) Oxz.

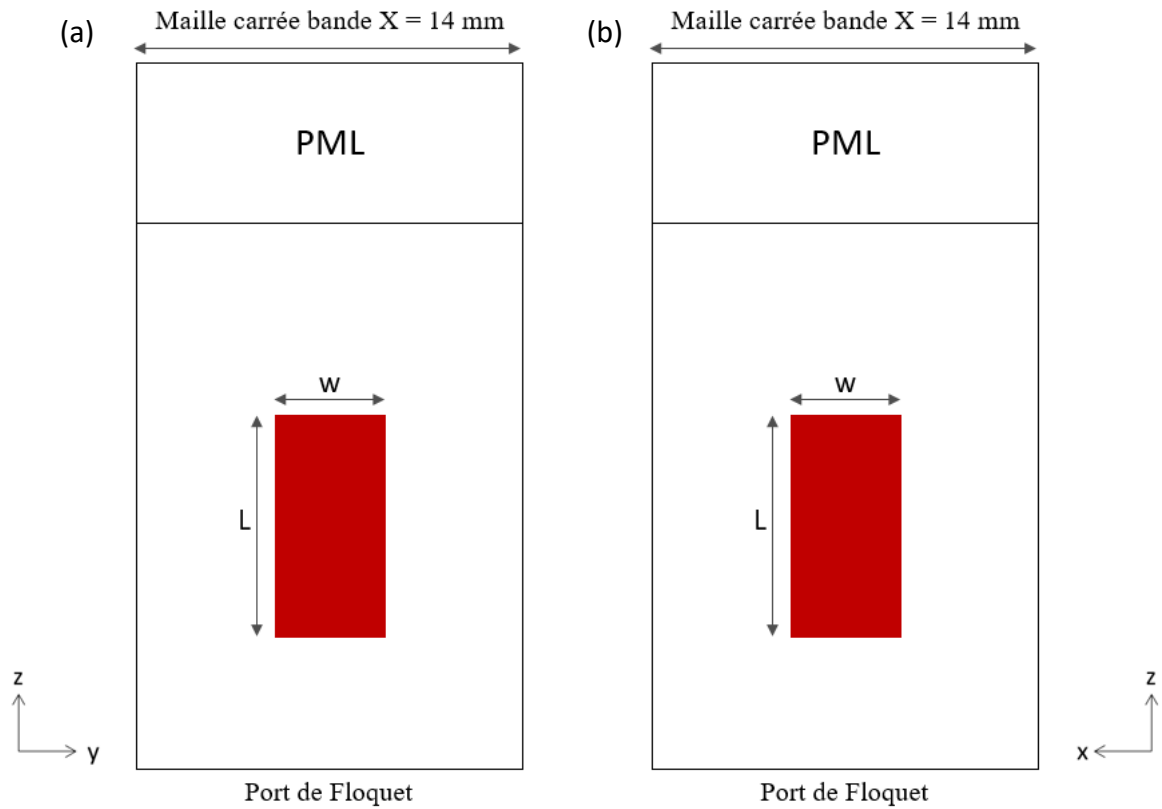
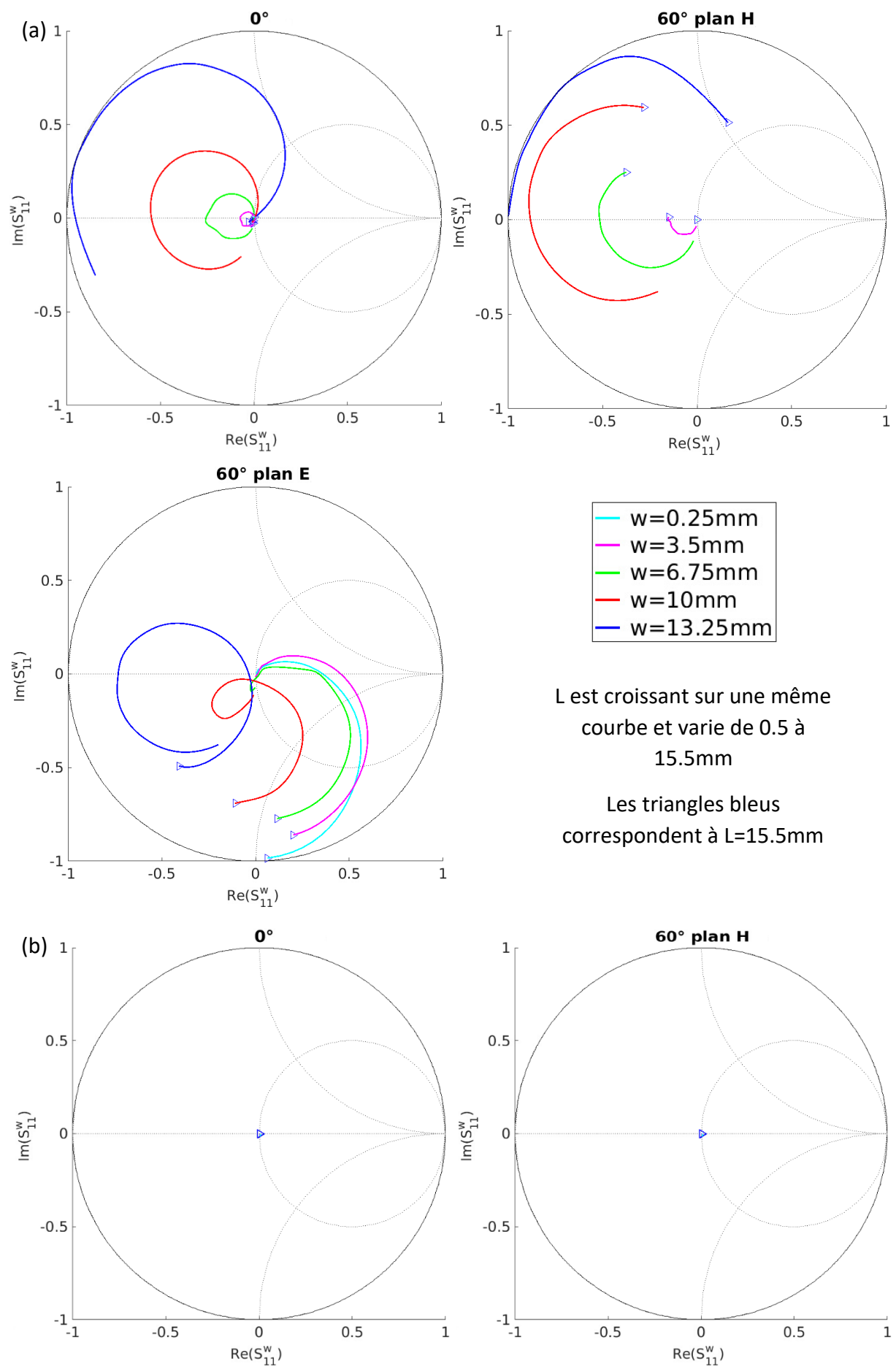


Figure 116 : Vues en coupe des structures simulées pour réaliser les études paramétriques sur les WAIM 3D formés d'un seul ruban, dans les plans (a) Oyz (plan E) et (b) Oxz (plan H).

On fait varier  $L$  de 0,5 à 15,5mm, avec un pas de 2,5mm, et  $w$  de 0,25 à 13,25mm, avec un pas de 3,25mm. Les simulations sont réalisées pour trois angles de dépointage,  $0^\circ$ ,  $60^\circ$  plan E et  $60^\circ$  plan H, à 10GHz. On relève dans chacun des cas le coefficient de réflexion noté  $S_{11}^W$  du WAIM. Toutes ces simulations sont synthétisées sur la Figure 117, qui présente, sous forme de diagrammes de Smith, les variations de  $S_{11}^W$  en fonction des dimensions du WAIM, pour chacun des trois dépointages définis précédemment.





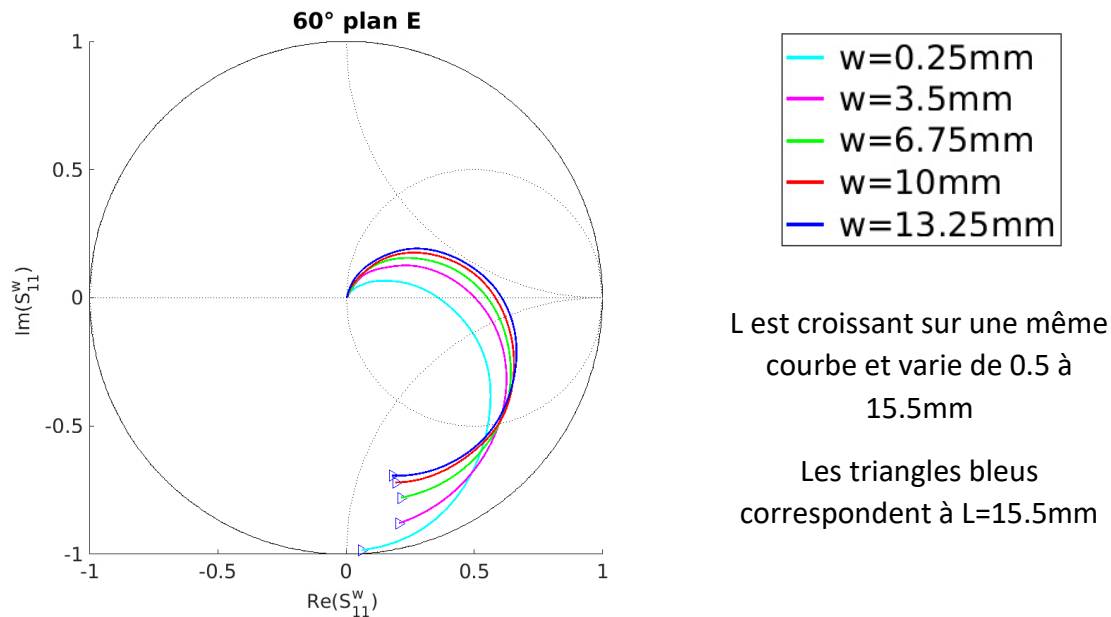


Figure 117 : Abaques présentant les variations de  $S_{11}^w$  en fonction des dimensions  $L$  et  $w$ , à 10GHz du WAIM composé d'un seul ruban, placé dans le plan (a) Oyz, (b) Oxz.

Lorsque le WAIM est placé dans le plan Oyz, on peut remarquer que le ruban a une influence sur les trois angles de dépointage sélectionnés. De plus, il est facilement observable qu'il existe de nombreuses dimensions du ruban permettant d'obtenir un comportement inductif dans un plan, et un comportement capacitif dans l'autre. En effet, il y a plusieurs cas où  $\text{Im}(S_{11}^w)$  est négatif dans un plan et positif dans l'autre, et inversement. À  $0^\circ$ , l'influence du ruban est importante. Lorsque l'on souhaitera améliorer les capacités de dépointage à des angles importants dans les plans E et H, il faudra veiller à bien rester adapté à  $0^\circ$ , mais également aux autres dépointages intermédiaires.

Quand le ruban est placé dans le plan Oxz, il a une influence quasi nulle pour des angles de  $0^\circ$  et  $60^\circ$  dans le plan H, il a une influence presque seulement sur le plan E. Ceci peut être expliqué par le fait que les rubans placés perpendiculairement au champ  $\vec{E}$  d'un plan donné, n'ont pas d'effet sur ce plan. Ce résultat est très intéressant car il permettra d'optimiser le plan E quasi-indépendamment du plan H.

Nous venons de faire une étude paramétrique avec un WAIM constitué d'un seul ruban. Nous allons maintenant faire la même étude avec deux rubans identiques pour voir s'il y a un intérêt à multiplier le nombre de rubans.

Nous considérons alors un WAIM 3D formé de deux rubans identiques rectangulaires dont les dimensions  $L$  et  $w$  varient. Ils sont positionnés de façon à ce que la périodicité d'un ruban soit le double de celle de la source bande X (il y a donc deux rubans dans chaque maille bande X). Ils peuvent être placés dans le plan Oyz ou bien Oxz comme présenté sur la Figure 118. Dans tous les cas, ils sont simulés dans des conditions infinies-périodiques comme la source bande X, grâce aux conditions Master/Slave de HFSS.

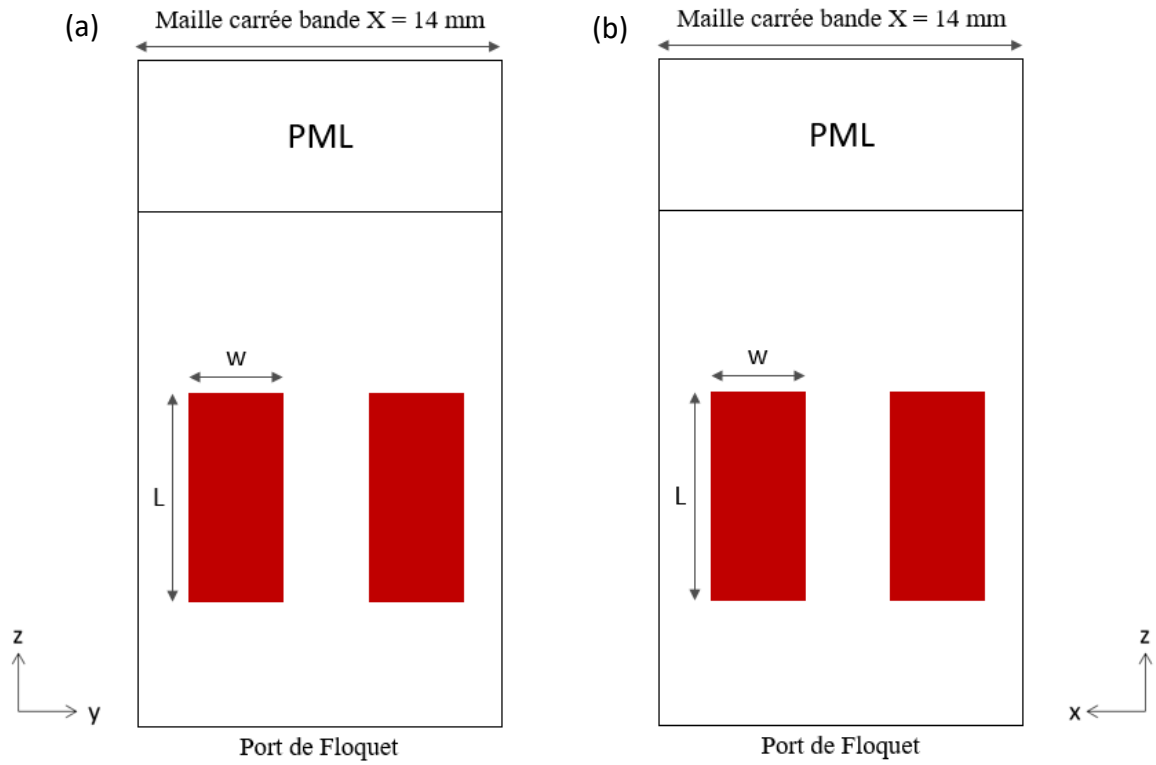
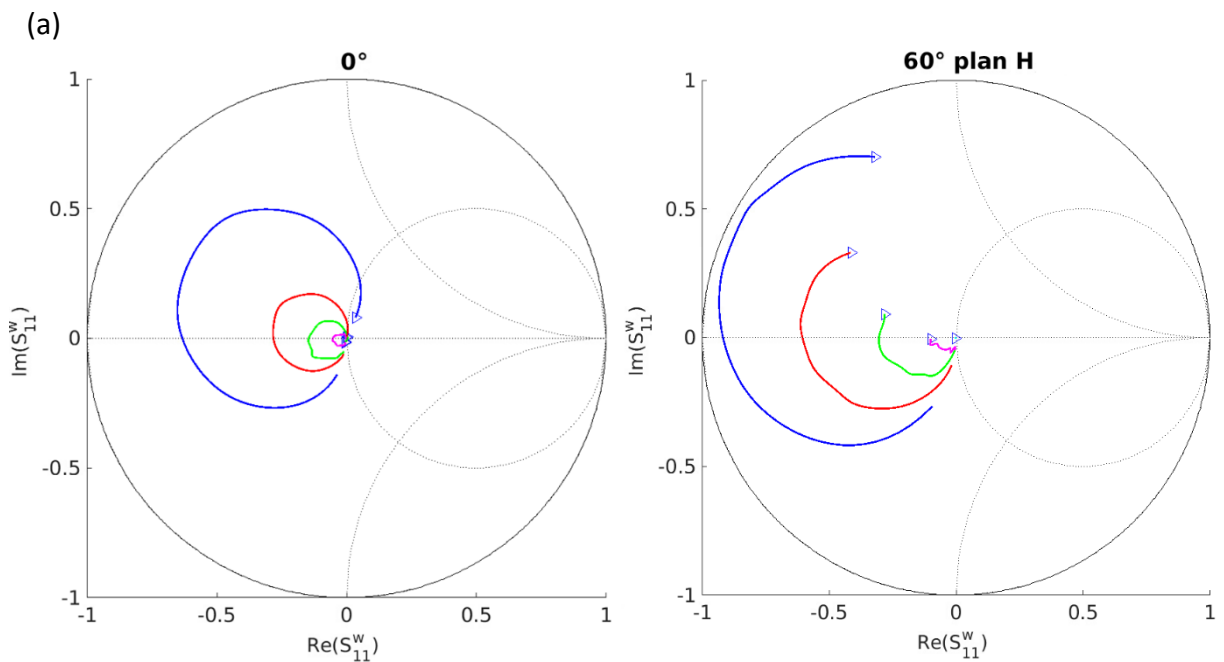


Figure 118 : Vues en coupe des structures simulées pour réaliser les études paramétriques sur les WAIM 3D formés de deux rubans identiques, dans les plans (a) Oyz (plan E) et (b) Oxz (plan H).

On fait varier  $L$  de 0,5 à 15,5mm, avec un pas de 2,5mm, et  $w$  de 0,25 à 6,65mm, avec un pas de 1,6mm. Les simulations sont réalisées pour trois angles de dépointage,  $0^\circ$ ,  $60^\circ$  plan E et  $60^\circ$  plan H, à 10GHz. On relève dans chacun des cas le coefficient de réflexion noté  $S_{11}^w$  du WAIM. Toutes ces simulations sont synthétisées sur la Figure 119, qui présente les variations de  $S_{11}^w$  en fonction des dimensions du WAIM, pour chacun des trois dépointages définis précédemment.



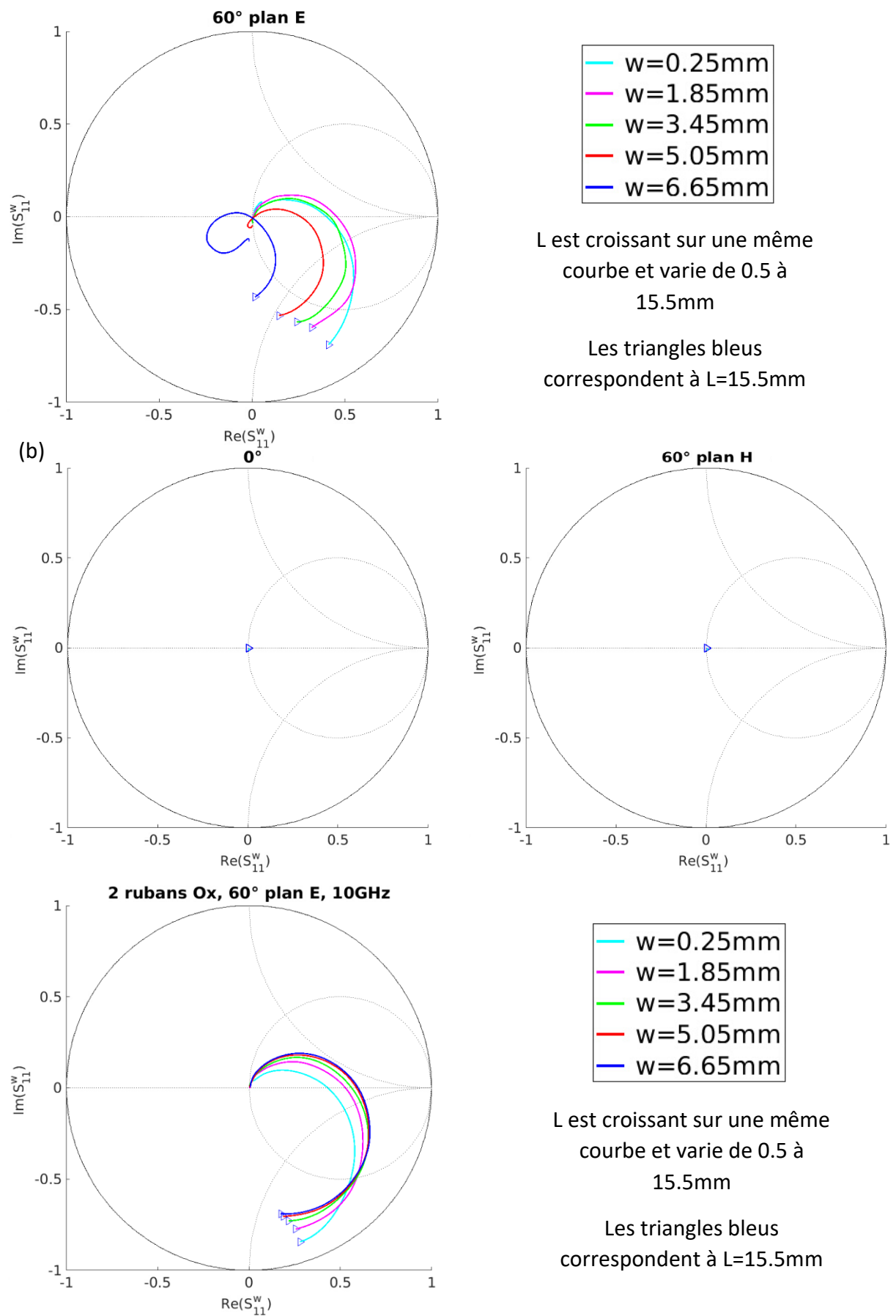


Figure 119 : Abaques présentant les variations de  $S_{11}^w$  en fonction des dimensions  $L$  et  $w$ , à 10GHz du WAIM composé de deux rubans identiques, placé dans le plan (a)  $Oyz$ , (b)  $Oxz$ .

Il existe ici aussi plusieurs dimensions des rubans permettant d'obtenir des comportements différents (capacitif ou inductif) dans chacun des plans. Quand on place les rubans selon Oxz, leur influence est toujours quasi-nulle à 0° et à 60° dans le plan H.

L'utilisation de deux rubans au lieu d'un seul peut être intéressante dans le plan Oyz, où on observe que les rubans permettent d'atteindre des valeurs potentiellement inatteignables avec un seul ruban, à 60° dans le plan H. Par contre, quand on place deux rubans au lieu d'un seul dans le plan Oxz, il n'y a pas vraiment d'apport, on retrouve des courbes très similaires dans les deux cas. L'utilisation de deux rubans dans le plan Oxz ne paraît donc pas très intéressante.

Nous avons étudié l'utilisation d'un ruban seul puis de deux rubans identiques dupliqués selon l'axe Oy dans le plan Oyz et selon l'axe Ox dans le plan Oxz. Il reste maintenant à étudier l'utilisation de deux rubans identiques superposés dans les plans Oyz et Oxz, comme présenté sur la Figure 120. La périodicité des WAIM ainsi définis est donc la même que celle du réseau de sources bande X. L'espacement vertical entre les deux rubans superposés est arbitrairement fixé à 2mm. Dans tous les cas, ils sont simulés dans des conditions infinies-périodiques au sein d'une maille bande X, grâce aux conditions Master/Slave de HFSS.

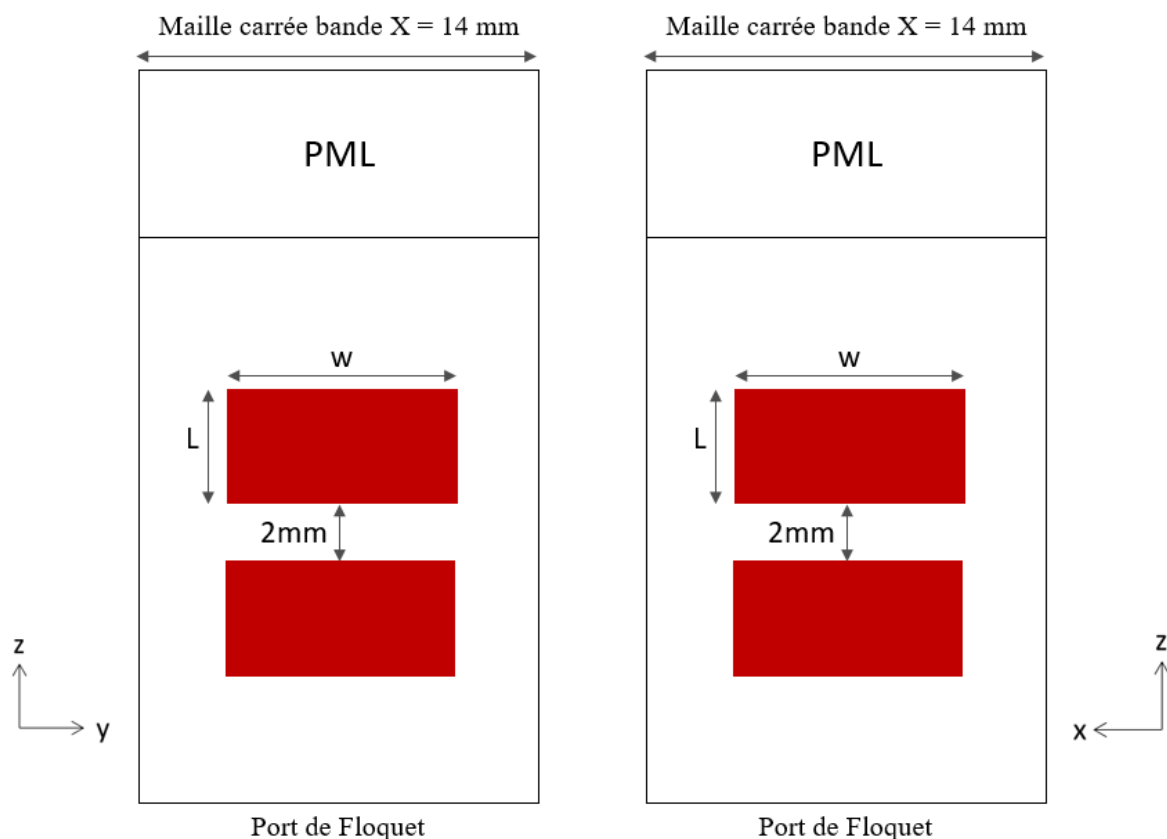
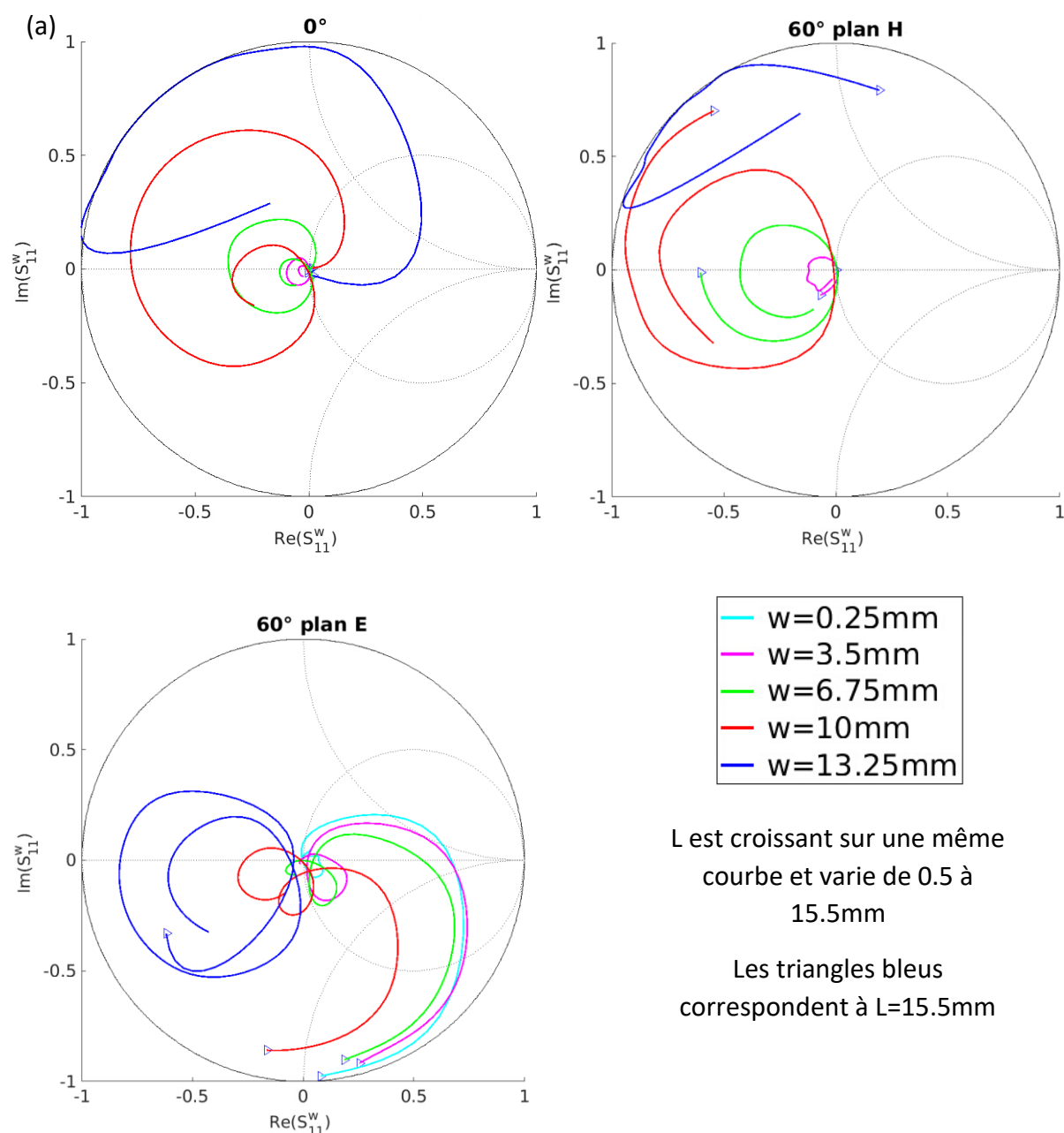


Figure 120 : Vues en coupe des structures simulées pour réaliser les études paramétriques sur les WAIM 3D formés de deux rubans identiques superposés, dans les plans (a) Oyz (plan E) et (b) Oxz (plan H).

On fait varier L de 0,5 à 15,5mm, avec un pas de 2,5mm, et w de 0,25 à 13,25mm, avec un pas de 3,25mm. Les simulations sont réalisées pour trois angles de dépointage, 0°, 60° plan

E et 60° plan H, à 10GHz. On relève dans chacun des cas le coefficient de réflexion noté  $S_{11}^W$  du WAIM. Toutes ces simulations sont synthétisées sur la Figure 121, qui présente les variations de  $S_{11}^W$  en fonction des dimensions du WAIM, pour chacun des trois dépointages définis précédemment.



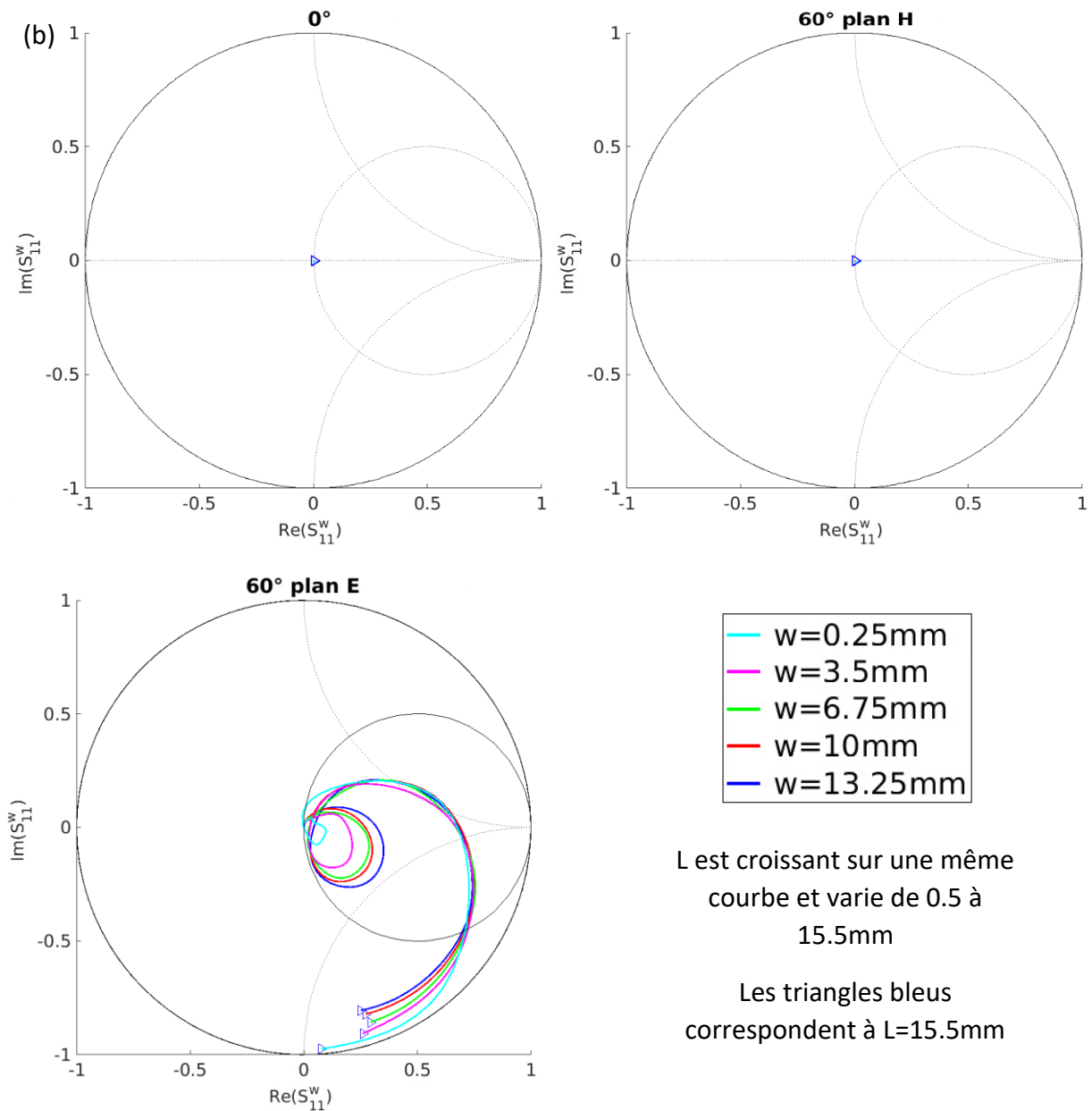


Figure 121 : Abaques présentant les variations de  $S_{11}^w$  en fonction des dimensions L et w, à 10GHz du WAIM composé de deux rubans identiques superposés, placé dans le plan (a) Oyz, (b) Oxz.

Le recours à deux rubans superposés placés dans le plan Oyz au lieu d'un seul ruban pourrait être intéressant car il pourrait permettre d'atteindre des impédances non réalisables avec un seul ruban.

Les rubans superposés placés dans le plan Oxz sont toujours quasi-invisibles à 0° et à 60° dans le plan H. À 60° dans le plan E, l'utilisation de deux rubans superposés pourrait permettre d'atteindre des impédances non réalisables avec un seul ruban.

Maintenant que nous avons étudié le comportement des WAIM 3D selon la position et le nombre de rubans considérés, nous pouvons tenter de proposer une méthodologie d'optimisation des WAIM.

### 5.5.2 Méthode d'optimisation proposée

Nous avons fait le choix d'utiliser des WAIM 3D pour tenter d'améliorer les capacités de dépointage du réseau de sources bande X dans les plans E et H. Ces WAIM 3D sont de simples rubans métalliques rectangulaires sans épaisseur.

De la même manière que nous avons exprimé le coefficient de réflexion actif  $\Gamma_{in}$ , vu au niveau du port de la source bande X, en fonction de l'impédance ramenée par le WAIM 2D planaire, nous exprimons cette fois-ci  $\Gamma_{in}$  en fonction du coefficient de réflexion, noté  $S_{11}^W$ , présenté par le WAIM 3D, et des paramètres S (notés  $s_{11}$ ,  $s_{12}$ ,  $s_{21}$  et  $s_{22}$ ) de la source bande X seule :

$$\Gamma_{in} = s_{11} + \frac{s_{21}s_{12}s_{11}^W}{1-s_{22}s_{11}^W} \quad (5.6)$$

Grâce à cette expression, nous allons pouvoir déterminer les WAIM 3D nécessaires pour améliorer le comportement en dépointage du réseau de sources bande X dans les plans E et H.

Nous avons observé, dans la partie 5.5.1 précédente, que selon leur positionnement au sein de la maille bande X, les WAIM 3D ne présentent pas les mêmes influences. En effet, les WAIM 3D placés dans le plan Oyz, notés WAIM 1, ont des effets sur les plans E et H, alors que ceux placés dans le plan Oxz, notés WAIM 2, n'ont quasiment aucun effet sur le plan H.

Ces résultats sont très intéressants car ils permettent de mettre en place un ordre d'optimisation des WAIM 3D :

- 1) Optimisation du plan H à l'aide des WAIM 1 sans se préoccuper de ce qui se passe dans le plan E, puis,
- 2) Optimisation du plan E à l'aide des WAIM 2, a priori sans grands effets dans le plan H.



## 5.6. Tentatives d'optimisation avec des WAIM 3D

La méthode d'optimisation a été mise en place et les influences des WAIM 3D ont été étudiées. Nous allons dans un premier temps essayer d'améliorer les performances du réseau de sources bande X possédant les meilleures capacités de dépointage, c'est-à-dire la dernière source optimisée avec une cavité, présentée dans la partie 3.4. Ce réseau de sources est limité à 60° dans le plan E et 54° dans le plan H, l'objectif est d'obtenir au moins 60° dans les deux plans.

### 5.6.1 Optimisation de la source bande X avec cavité

La dernière source bande X optimisée avec une cavité présente une limitation en comportement réseau dans le plan H. La démarche à suivre serait alors d'améliorer les performances dans le plan H à l'aide du WAIM 1, puis de corriger les éventuelles dégradations causées dans le plan E, grâce au WAIM 2. L'idéal serait d'avoir des performances déjà satisfaisantes dans le plan H (60°) et de n'avoir à optimiser que le plan E à l'aide du WAIM 2. Une ré-optimisation de la source bande X est alors réalisée pour tenter d'obtenir des capacités de dépointage allant au moins jusqu'à 60° dans le plan H. Cependant, en jouant sur les cinq paramètres d'optimisation ( $L_1$ ,  $L_2$ ,  $h_2$ ,  $p_1$  et  $g$ ) de la source bande X, les capacités de dépointage de la source augmentent peu et restent limitées à 56° dans le plan H. Dans le plan E, cela conduit à une dégradation des performances, la source est maintenant limitée à 52°, comme présenté sur la Figure 122. Même si l'amélioration dans le plan H est faible, nous décidons de poursuivre avec cette dernière structure car elle nécessite moins d'améliorations dans le plan H et il y aura donc peut-être moins de dégradations dans le plan E.

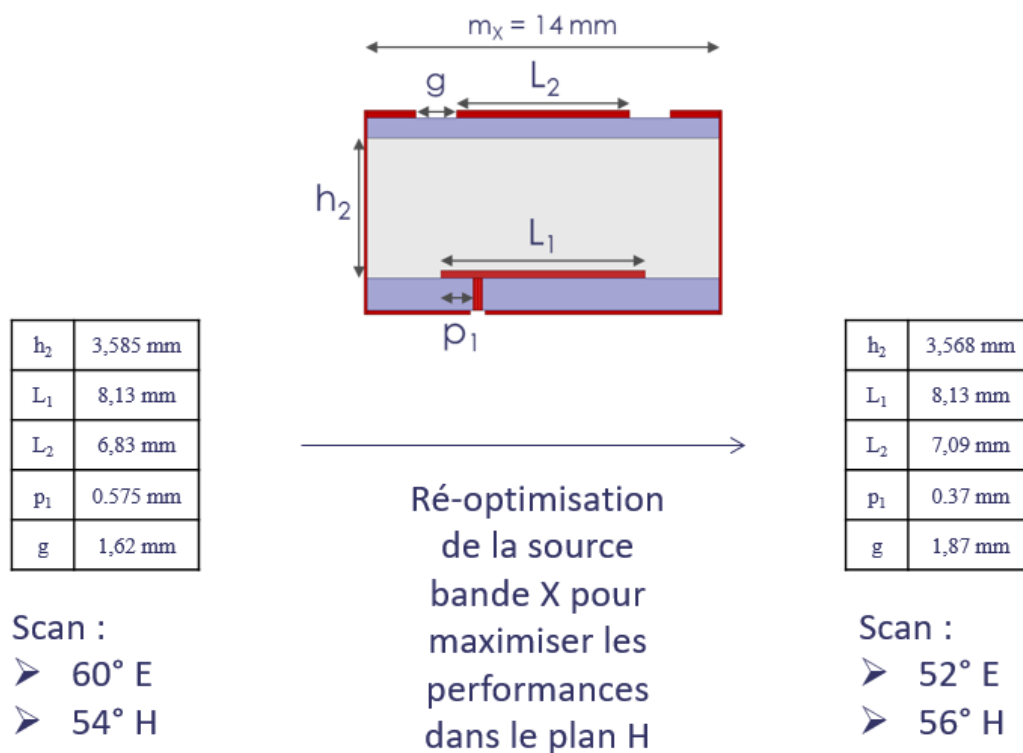


Figure 122 : Ré-optimisation de la source bande X.

La Figure 123 présente les coefficients de réflexion actifs de cette source bande X avec cavité dans les plans E et H. Nous atteignons ici les limites d'adaptation dans les deux plans (52° dans le plan E et 56° dans le plan H).

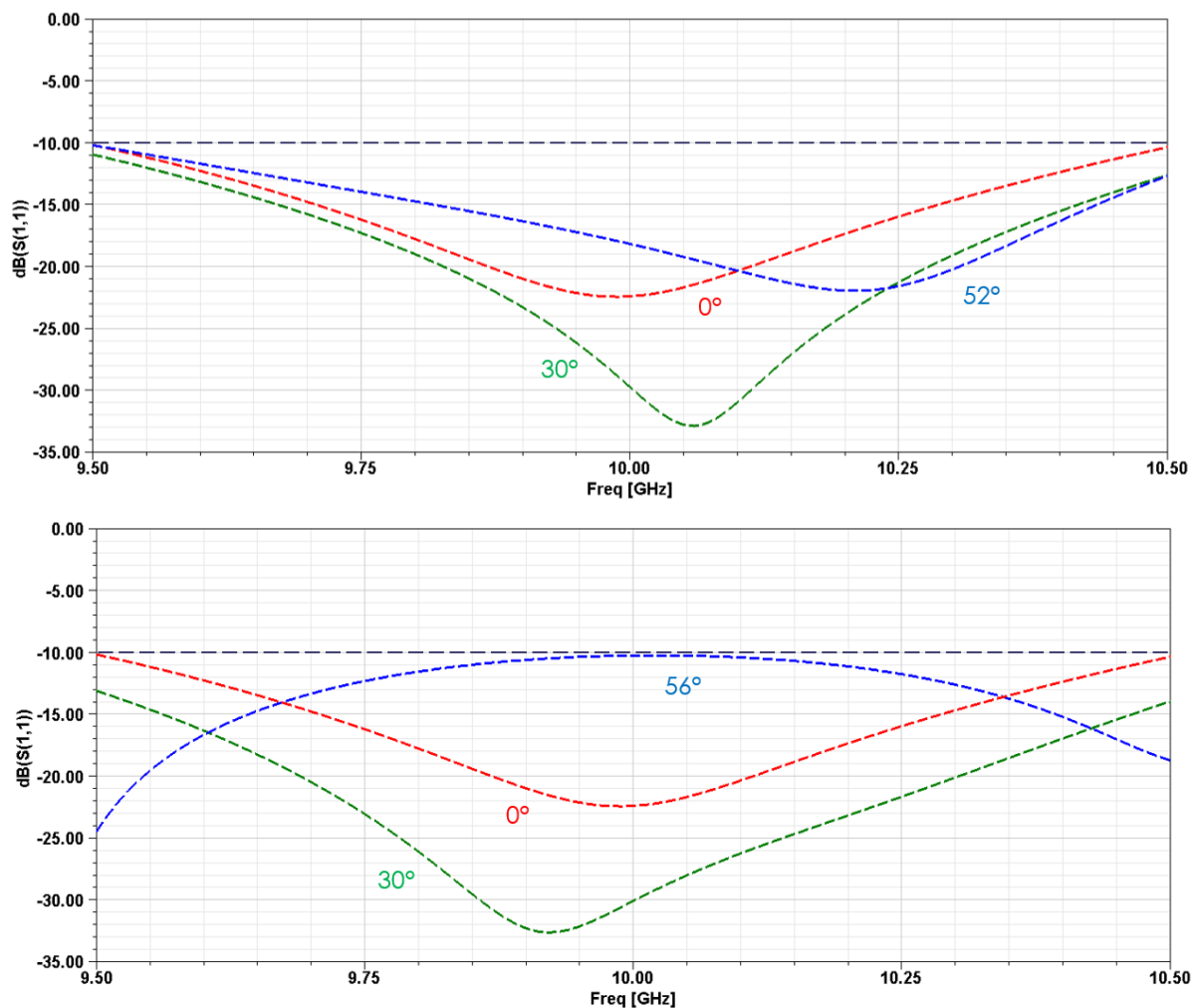


Figure 123 : Coefficients de réflexion de la source bande X avec cavité dans les plans (a) E et (b) H.

### 5.6.1.1 Optimisation dans le plan H avec WAIM 1

Dans un premier temps, nous traçons les abaques représentant le coefficient de réflexion actif de la source bande X pour un dépointage de  $60^\circ$  dans le plan H en fonction du coefficient de réflexion, noté  $S_{11}^w$ , présenté par le WAIM 1. Nous avons vu précédemment que l'utilisation de deux rubans pour former le WAIM 1 plutôt qu'un seul pouvait permettre d'atteindre des valeurs de  $S_{11}^w$  non réalisables avec un seul ruban. Nous décidons de choisir deux rubans rectangulaires identiques pour le WAIM 1. Sur les abaques, seront alors superposés, dans un second temps,  $\Gamma_{in}$  et les différentes valeurs de  $S_{11}^w$  réalisables avec le WAIM 1. Cela permettra de choisir des dimensions de rubans permettant en théorie d'être adapté ou au moins de se rapprocher de l'adaptation attendue. La partie verte des abaques correspond au domaine des  $S_{11}^w$  produisant  $\Gamma_{in} < -10\text{dB}$ , et la partie rouge  $\Gamma_{in} > -10\text{dB}$ .

Dans un premier temps, la Figure 124 présente les effets de la variation de  $d_y$ , la distance entre le bas du WAIM 1 et la source bande X.

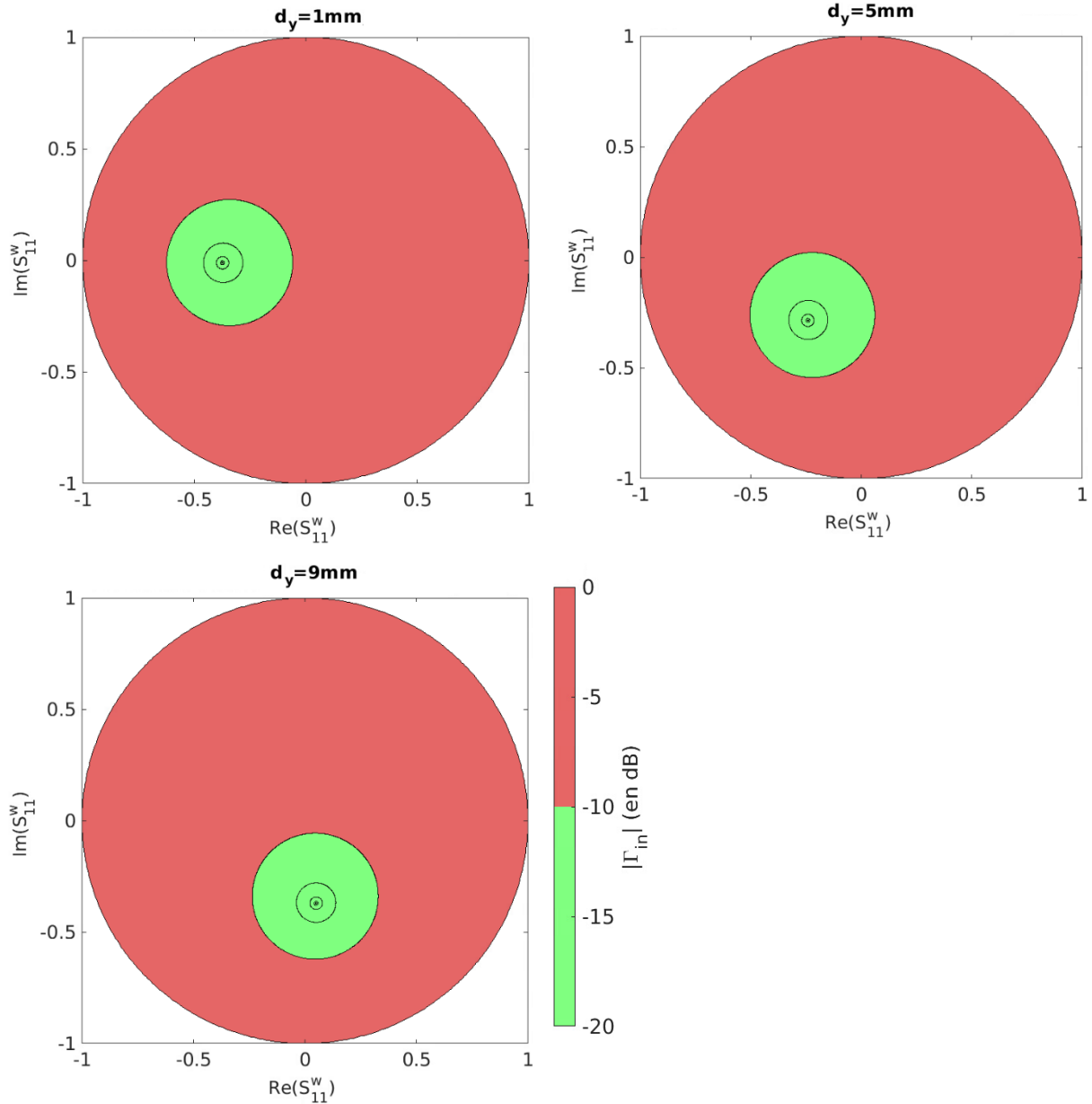


Figure 124 : Effets des variations de  $d_y$  sur l'abaque.

Quand  $d_y$  augmente, la cible verte tourne dans le sens trigonométrique. On pourra donc choisir  $d_y$  en fonction des valeurs de  $S_{11}^w$  réalisables, afin d'optimiser la source. C'est-à-dire que l'on fera en sorte de faire coïncider les valeurs de  $S_{11}^w$  réalisables grâce aux rubans avec les cibles vertes.

Maintenant que les effets de la variation de  $d_y$  ont été étudiés, on peut superposer sur les cibles rouges et vertes, les courbes  $S_{11}^w$  tracées précédemment pour différentes dimensions des rubans. Les dimensions des rubans sont notées  $L_y$  et  $w_y$ . Trois abaques sont tracés sur la Figure 125, pour les trois fréquences choisies : 9,5, 10 et 10,5GHz. Nous espérons que si la source est bien adaptée à ces trois fréquences, elle le sera également sur toute la bande de fréquences allant de 9,5 à 10,5GHz. Il sera alors nécessaire de le vérifier a posteriori.

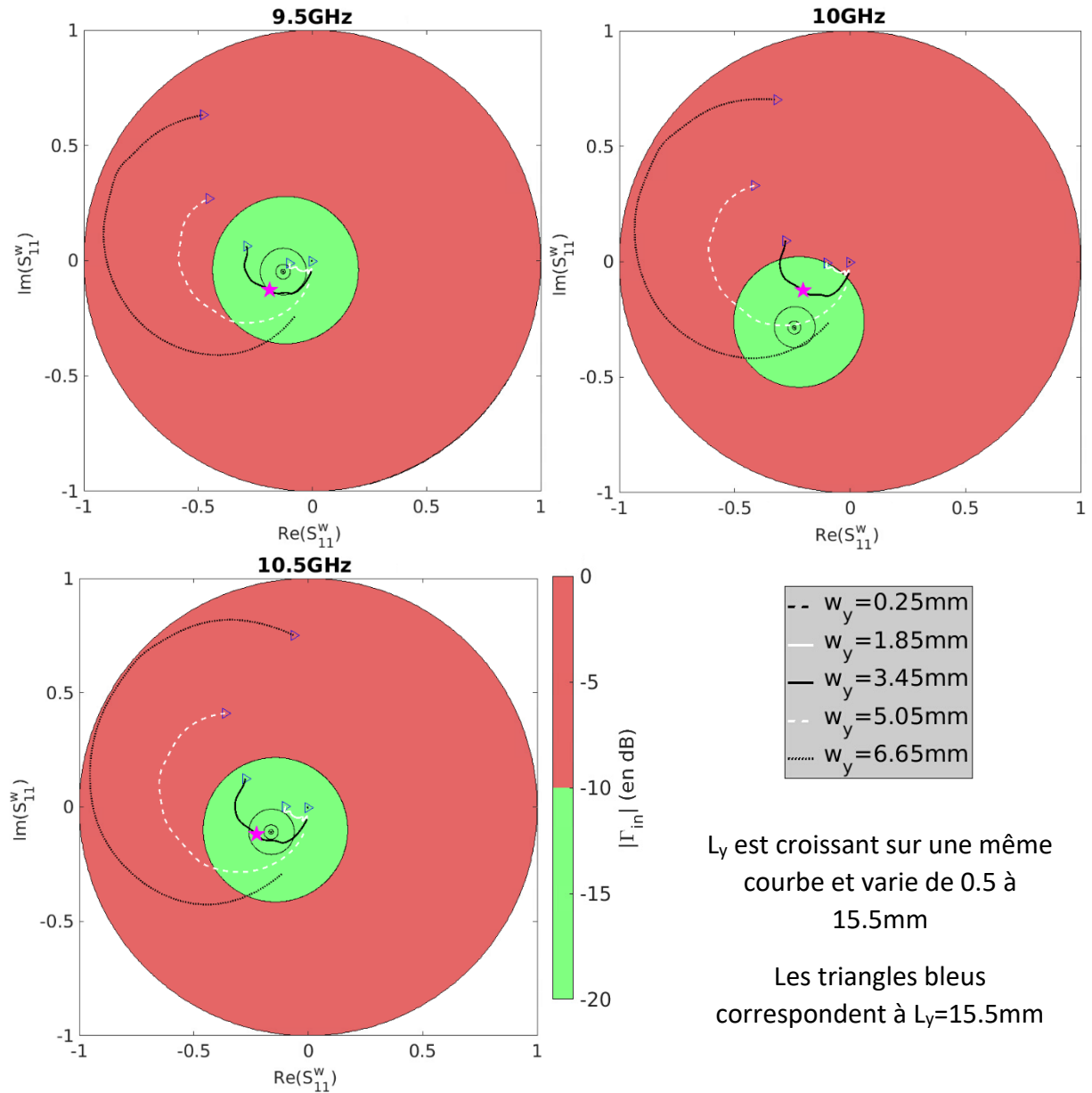


Figure 125 : Abaques pour l'optimisation à 60° dans le plan H,  $d_y=5\text{mm}$ , avec deux rubans rectangulaires identiques.

Sur les trois abaques, les étoiles couleur magenta correspondent au couple  $(L_y, w_y)$  choisis de sorte à obtenir en théorie  $\Gamma_{in} < -10\text{dB}$ , pour un dépointage à 60° dans le plan H et aux trois fréquences. Le couple choisis est  $L_y=8\text{mm}$  et  $w_y=3,45\text{mm}$  pour les dimensions des deux rubans constituant WAIM 1.

La Figure 126 présente les coefficients de réflexion actifs obtenus pour des angles de 0 et 60°, avec et sans WAIM 1, dans le plan H.

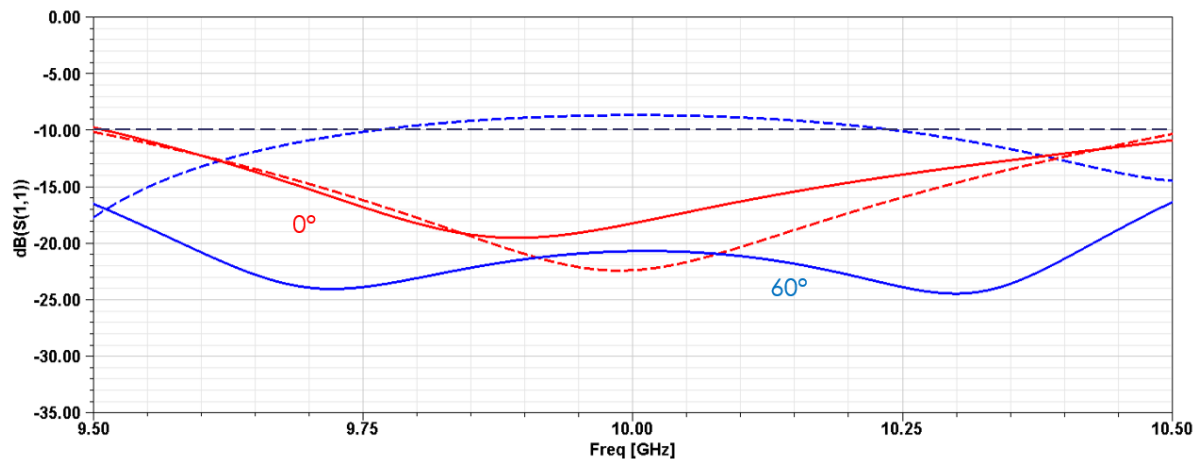


Figure 126 : Comparaison des coefficients de réflexion actifs avec (traits continus) et sans (traits pointillés) WAIM 1 dans le plan H.

Pour un dépointage de  $60^\circ$  dans le plan H, la source est comme attendue, bien adaptée sur toute la bande de fréquences. Cependant, on peut observer que l'ajout du WAIM 1 a légèrement dégradé les performances à  $0^\circ$  et la source se retrouve désadaptée sur une petite partie de la bande, en basse fréquence. Il est alors nécessaire d'effectuer de légers ajustements, à savoir une rapide optimisation sur la position et les dimensions du WAIM 1.

Après une courte optimisation sous HFSS (légères modifications des dimensions) la source bande X se trouve adaptée sur toute la bande de fréquences dans le plan H pour des dépointages allant de  $0$  à  $68^\circ$ . Finalement, on a  $d_y=5,1\text{mm}$ ,  $L_y=8,9\text{mm}$  et  $w_y=4,07\text{mm}$ . La Figure 127 présente une vue 3D du WAIM 1 placé au-dessus de la source bande X. La Figure 128 présente les coefficients de réflexion actifs obtenus pour plusieurs dépointages, avec et sans WAIM 1, dans les plans H et E.

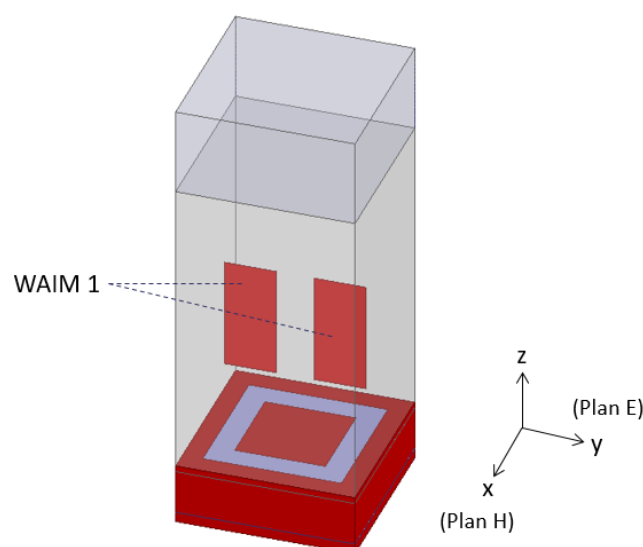


Figure 127 : Vue 3D de WAIM 1 optimisés, placé au-dessus de la source bande X.

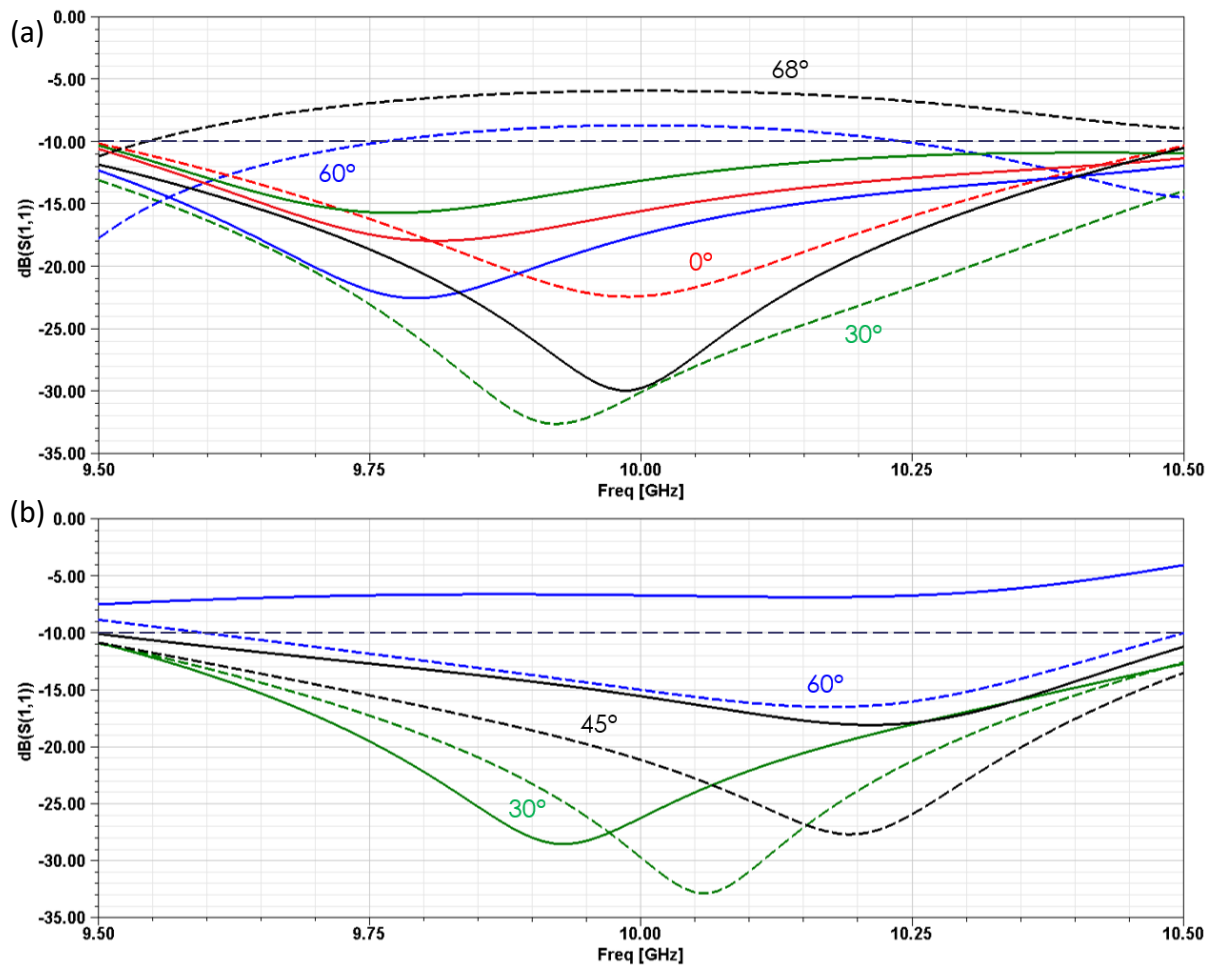


Figure 128 : Comparaison des coefficients de réflexion actifs avec (traits continus) et sans (traits pointillés) WAIM 1 dans les plans (a) H et (b) E, après optimisation sous HFSS.

L'optimisation et l'ajout du WAIM 1 au-dessus de la source bande X a permis d'obtenir des capacités de dépointage dépassant 60° dans le plan H. L'ajout du WAIM 1 a dégradé les performances dans le plan E qui sont maintenant limitées à 45°, contre 52° initialement. Nous avons dans le même temps fait en sorte que la source soit mieux adaptée sur toute la bande de fréquences à 0° pour éviter d'éventuelles nouvelles désadaptations. Il faut maintenant améliorer les performances dans le plan E grâce à WAIM 2.

#### 5.6.1.2 Optimisation dans le plan E avec WAIM 2

Dans le plan E, c'est le WAIM 2 qui va permettre d'améliorer les performances, sans a priori affecter le plan H. À présent, les abaques représentant le coefficient de réflexion actif en fonction de  $S_{11}^w$  sont réalisés en extrayant les paramètres S de la source bande X surmontée du WAIM 1 précédemment optimisée. La méthode est maintenant moins rigoureuse que précédemment car, comme nous le verrons, le bas du WAIM 2 se trouvera finalement en dessous du haut du WAIM 1. Ce qui entrainera un recouvrement partiel des deux structures, théoriquement non compatible avec le schéma électrique utilisé. En traçant les abaques, on se rend rapidement compte que la difficulté va être d'améliorer la source bande X à la fréquence haute de 10,5GHz. En effet, comme présenté sur la Figure 129, la cible verte est plus petite à 10,5GHz qu'aux deux autres fréquences, ce qui témoigne de la plus grande

difficulté pour améliorer les performances à cette fréquence. Ce n'est pas étonnant étant donné que pour un dépointage de  $60^\circ$  dans le plan E, le coefficient de réflexion actif est beaucoup moins bon à 10,5GHz qu'aux fréquences plus basses, comme observé sur la Figure 128 (b) précédente. La distance entre WAIM 2 et la source bande X est notée  $d_x$ .

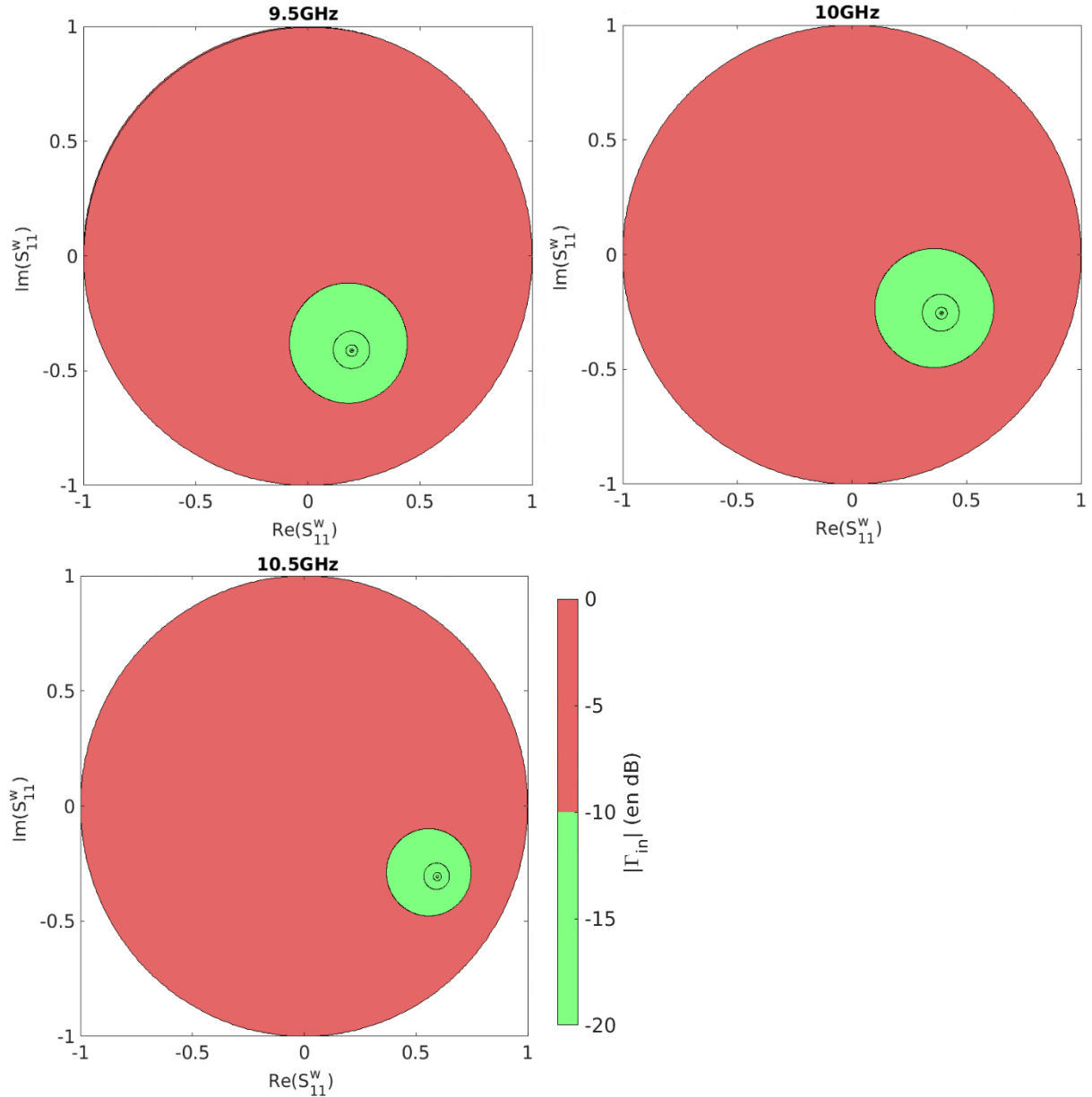


Figure 129 : Abaques pour l'optimisation à  $60^\circ$  dans le plan E,  $d_x=13\text{mm}$ .

L'optimisation dans le plan E se révélant plus complexe que dans le plan H, nous décidons pour l'optimisation dans le plan E de choisir un WAIM 2 composé de deux rubans rectangulaires identiques superposés écartés de 2mm l'un de l'autre. Cette configuration permet a priori d'atteindre plus de valeurs différentes de  $S_{11}^w$ . Les dimensions de ces deux rubans sont notées  $L_x$  et  $w_x$ .

Comme pour  $d_y$ , le choix de  $d_x$  est fait de sorte que les valeurs de  $S_{11}^w$  réalisables coïncident avec celles nécessaires pour optimiser la source bande X. La valeur  $d_x=13\text{mm}$  est finalement retenue. Avec les valeurs des pas choisis pour les variations de  $L_x$  et  $w_x$ , il n'est pas

possible d'obtenir un couple  $(L_x, w_x)$  permettant d'obtenir un coefficient de réflexion actif inférieur à -10dB aux trois fréquences choisies. Nous choisissons alors un couple permettant de se rapprocher du résultat attendu aux trois fréquences puis nous optimiserons sous HFSS les dimensions des rubans pour obtenir les performances souhaitées.

Plusieurs couples sont testés et nous observons que contrairement à l'optimisation dans le plan H, les résultats obtenus avec HFSS sont assez éloignés de ceux attendus en théorie. Comme évoqué précédemment, la présence du WAIM 1 et son recouvrement partiel avec le WAIM 2 pourraient en partie expliquer ces différences observées.

Finalement, nous obtenons bien une capacité de dépointage allant jusqu'à  $60^\circ$  dans le plan E. Nous vérifions bien qu'il n'y a pas de désadaptation aux dépointages intermédiaires et dans le plan H. La Figure 130 présente les caractéristiques finales des WAIM 1 et WAIM 2 placés au-dessus de la source bande X. Les performances finales de la source bande X surmontée des WAIM 1 et WAIM 2 sont présentées sur la Figure 131.

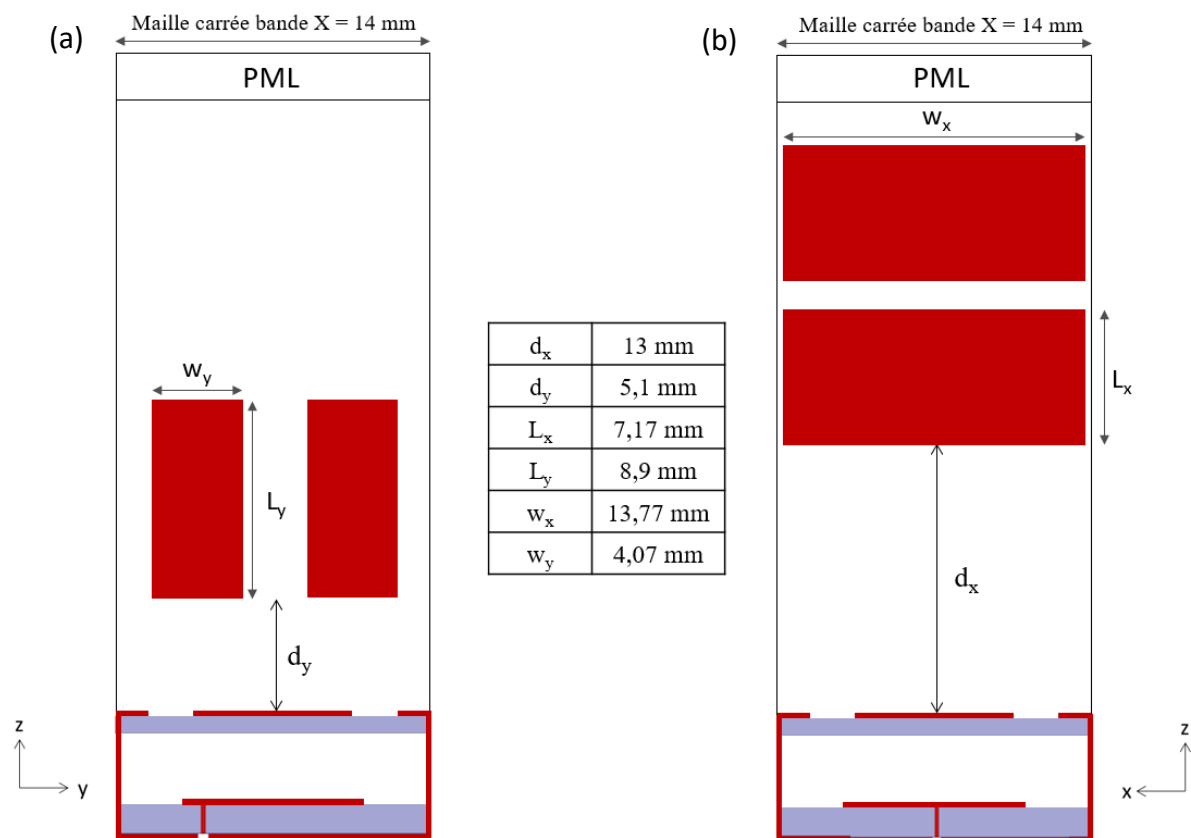


Figure 130 : Présentation des WAIM ajoutés au-dessus de la source bande X : (a) WAIM 1, (b) WAIM 2.



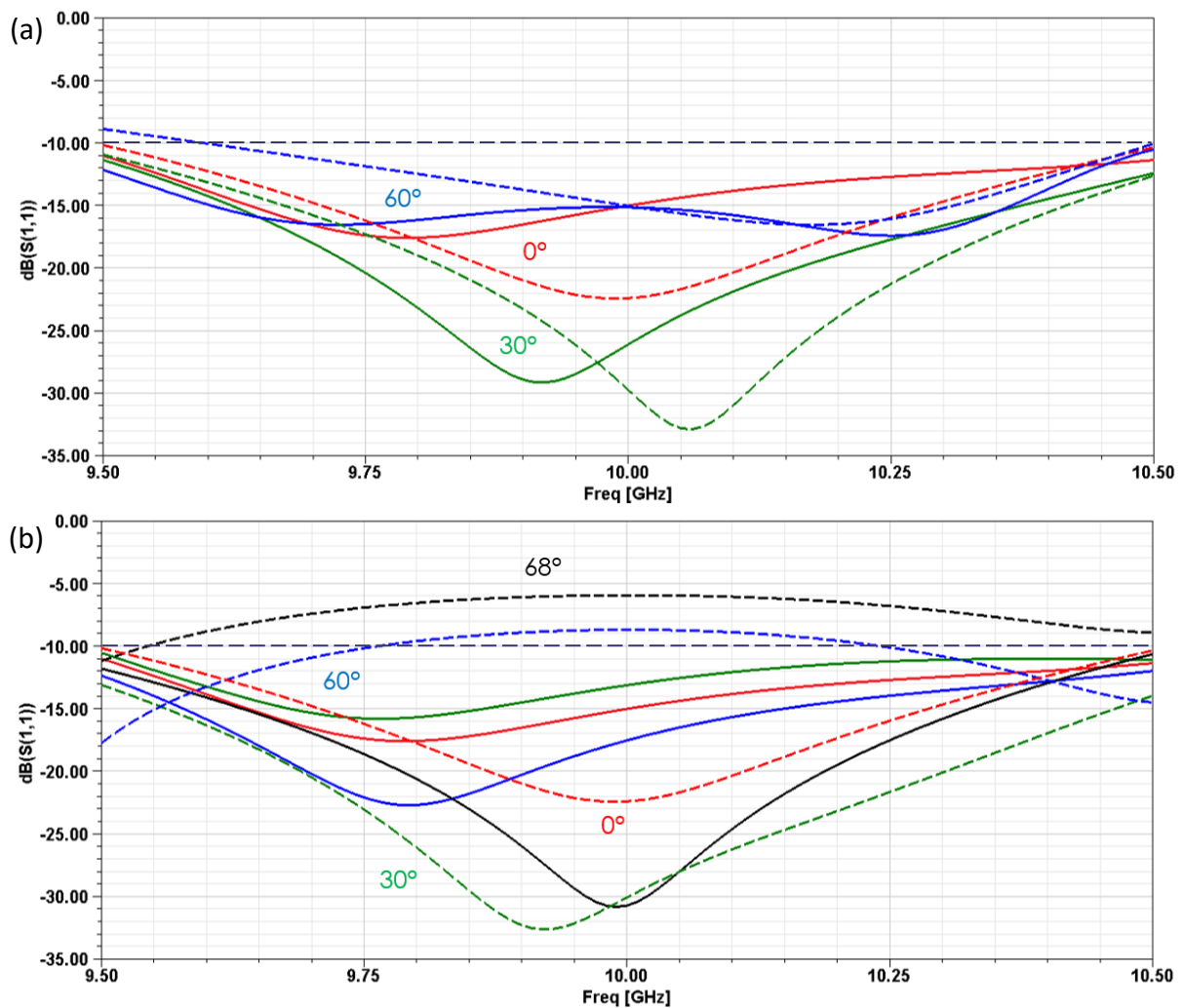


Figure 131 : Comparaison des coefficients de réflexion actifs avec (traits continus) et sans (traits pointillés) WAIM dans les plans (a) E et (b) H.

Dans les deux plans, des capacités de dépointage jusqu'à au moins  $60^\circ$  sont obtenus comme attendu. Dans le plan H, le dépointage fonctionne même jusqu'à  $68^\circ$  sur toute la bande de fréquences. Les simulations pour les dépointages intermédiaires ne montrent aucune dégradation importante causée par l'ajout des WAIM. La Figure 132 présente les variations des coefficients de réflexion actifs aux trois fréquences, dans les deux plans E et H, avec et sans WAIM, en fonction de l'angle de dépointage.

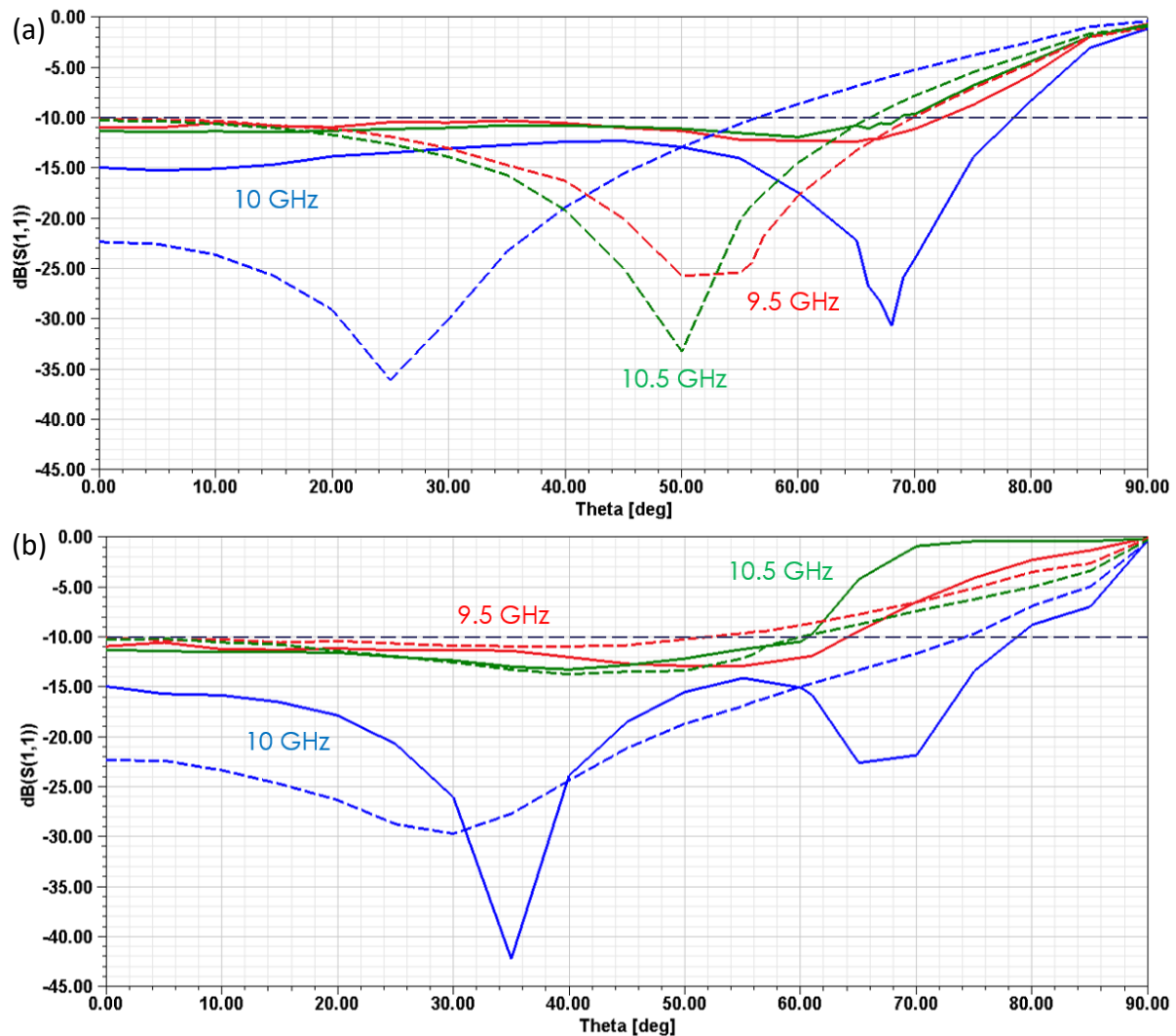


Figure 132 : Comparaison des coefficients de réflexion actifs avec (traits pleins) et sans (traits pointillés) WAIM, en fonction de l'angle de dépointage, dans les plans (a) E et (b) H.

Nous vérifions bien qu'il n'y a pas de problèmes de désadaptation ou de directions aveugles qui apparaissent pour des dépointages intermédiaires, au moins aux trois fréquences considérées. Nous pouvons également observer que dans les deux plans, les limitations sur les capacités de dépointage sont dues à la fréquence haute de 10,5GHz.

Maintenant que nous avons observé les améliorations apportées par les WAIM sur les capacités de dépointage, il reste à étudier les diagrammes de rayonnement pour observer si ces améliorations sont également visibles sur le gain.

### 5.6.1.3 Diagrammes de rayonnement

Les simulations de réseaux complets avec un grand nombre d'éléments sont très longues et très coûteuses comme nous l'avons vu précédemment avec la simulation des sources bande X dans la maille hexagonale de la source bande L. Des simulations de réseaux linéaires semi-infinis vont donc être réalisés afin d'étudier les diagrammes de rayonnement des sources bandes X surmontées des WAIM que nous venons de présenter.

Les réseaux linéaires sont composés de 17 sources bande X. Ce choix est justifié par le fait que 17 représente un nombre suffisant de sources afin que le diagramme de rayonnement soit relativement stabilisé. C'est-à-dire qu'en augmentant le nombre de sources, le diagramme ne varie plus de manière importante. De plus, ce choix se justifie par la limite d'acceptabilité du temps de calculs. En effet, simuler des réseaux plus importants coûterait plus cher en temps de calcul.

La Figure 133 présente la configuration des réseaux linéaires semi-infinis simulés avec et sans WAIM, dans le plan E, afin d'étudier les diagrammes de rayonnement. Dans le plan H, les réseaux sont réalisés de la même manière mais ils sont finis selon l'axe Ox au lieu de Oy.

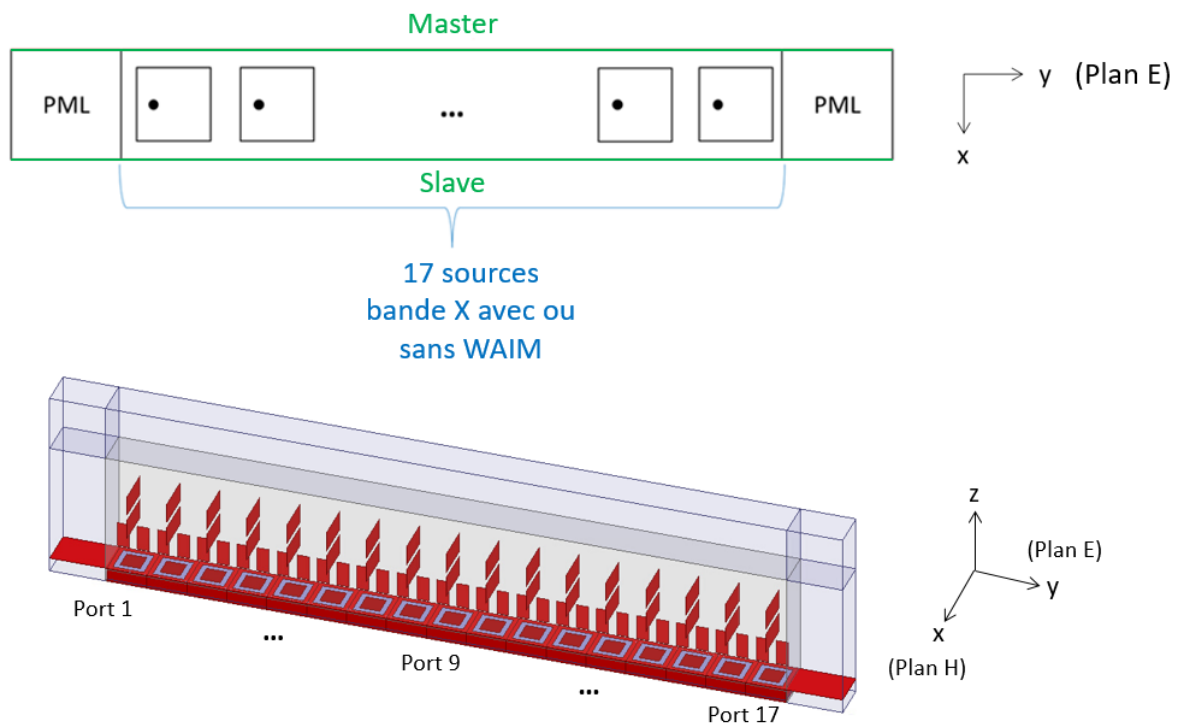
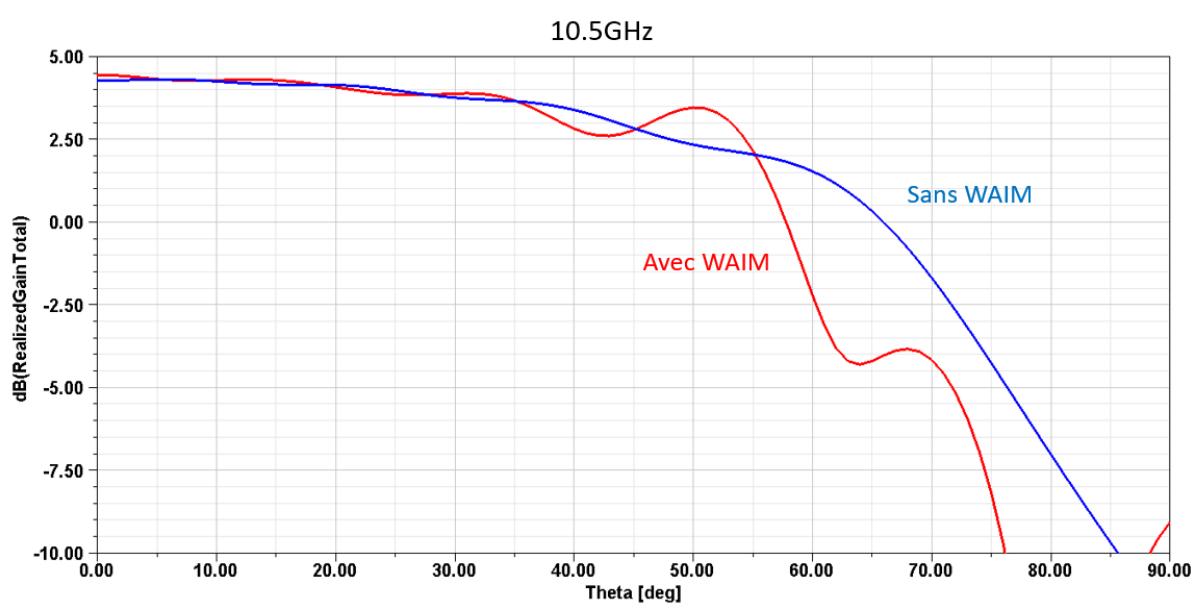
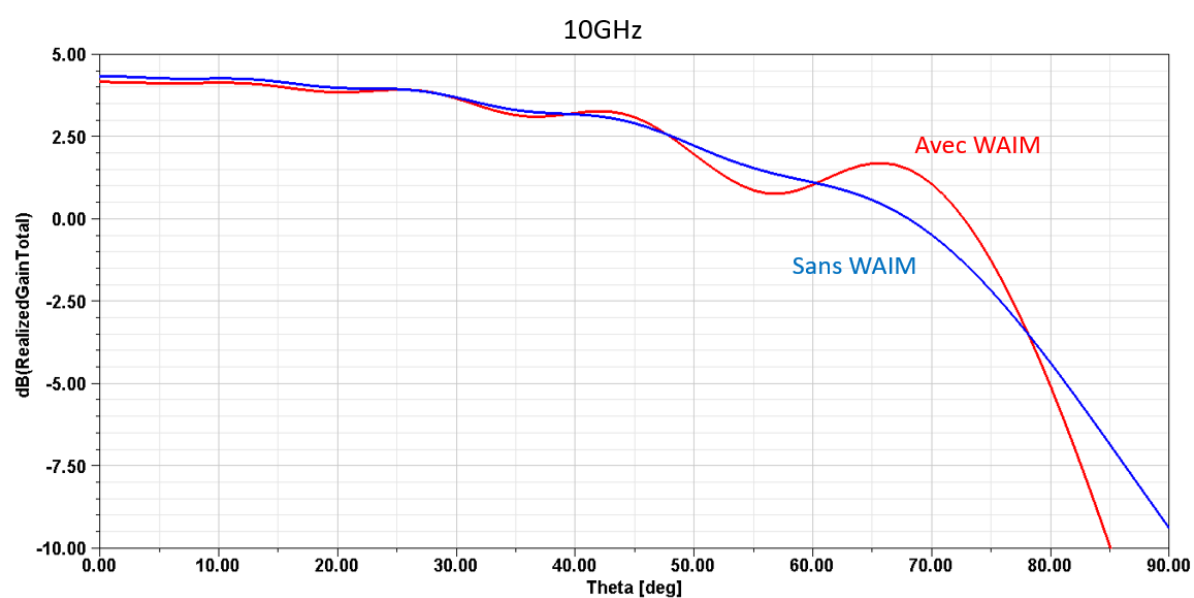
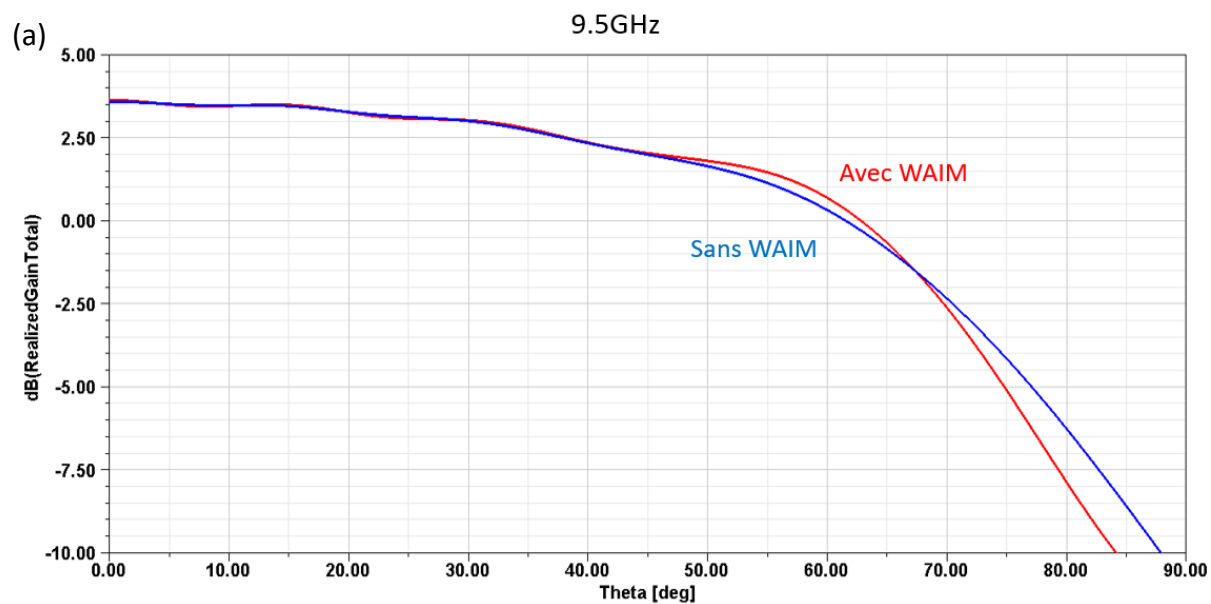


Figure 133 : Configuration des réseaux linéaires semi-infinis simulés pour observer les diagrammes de rayonnement dans le plan E.

Les PML délimitent les deux parties « finies » des réseaux linéaires. Le grillage des sources bande X est prolongé à l'intérieur des PML jusqu'aux bords de la structure pour prolonger le plan de masse. Comme précédemment, des conditions de bords Master/Slave sont utilisées pour réaliser des conditions infinies selon une direction.

Dans un premier temps, nous nous intéressons aux diagrammes de gain environné de la source centrale des réseaux linéaires. Seul le port n°9 est alimenté. Toutes les autres sources sont fermées sur une charge adaptée. La Figure 134 présente les comparaisons des gains réalisés avec et sans WAIM, aux trois fréquences, dans les plans E et H.



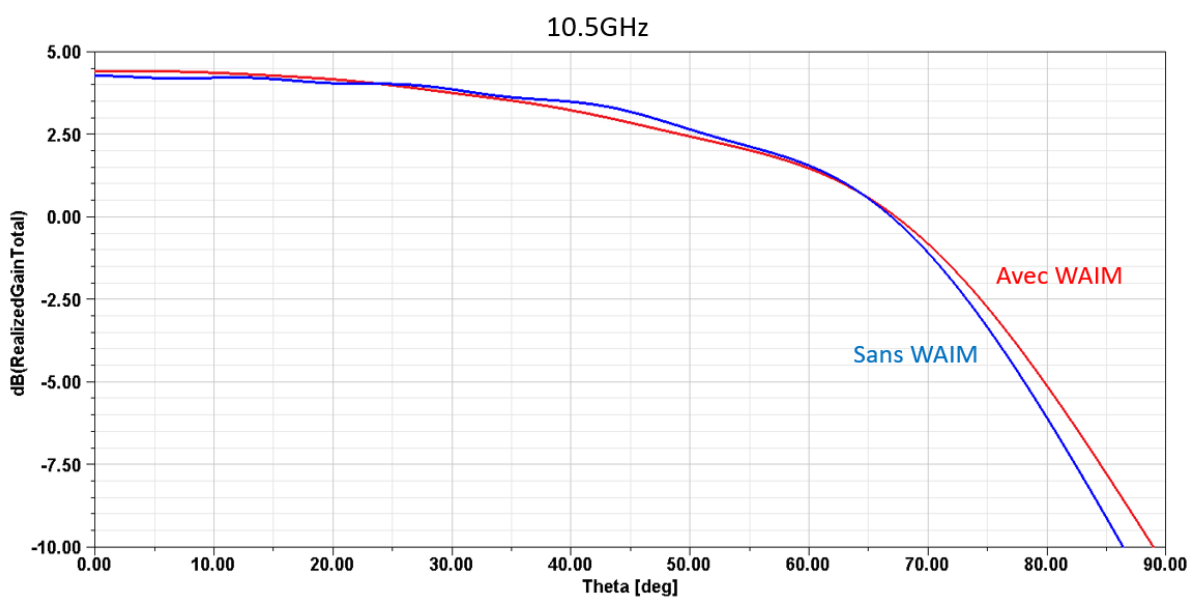
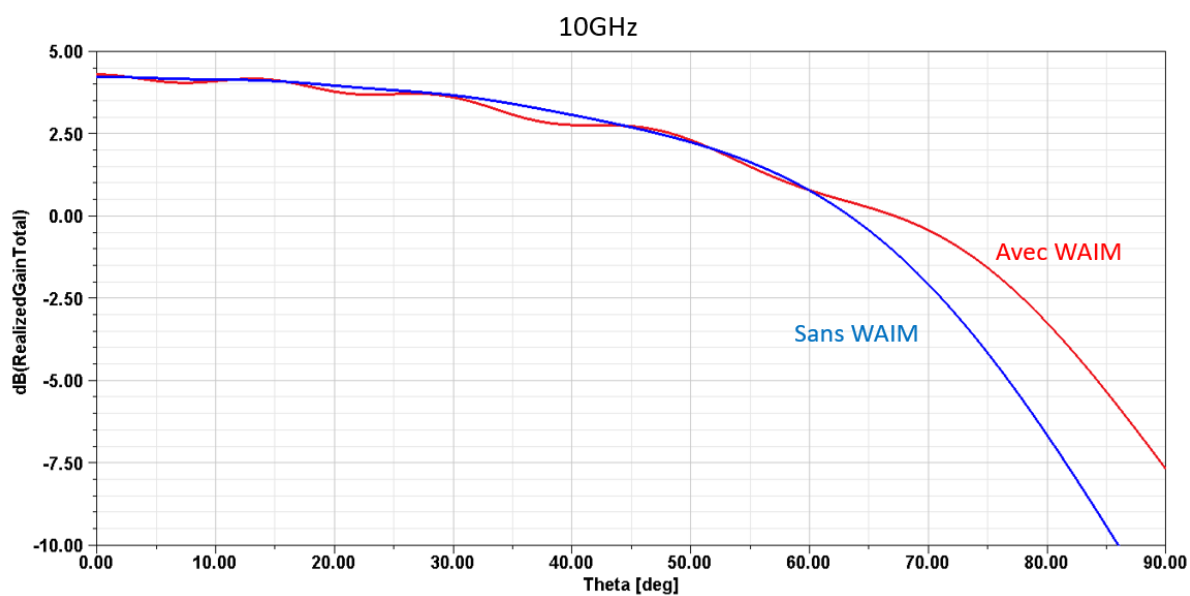
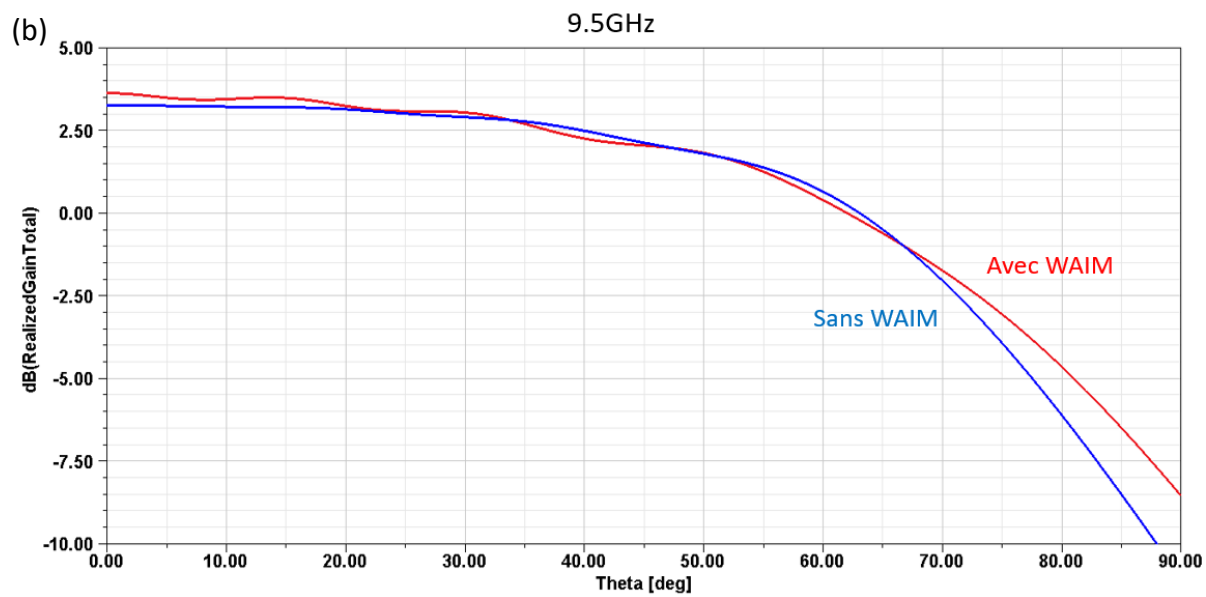
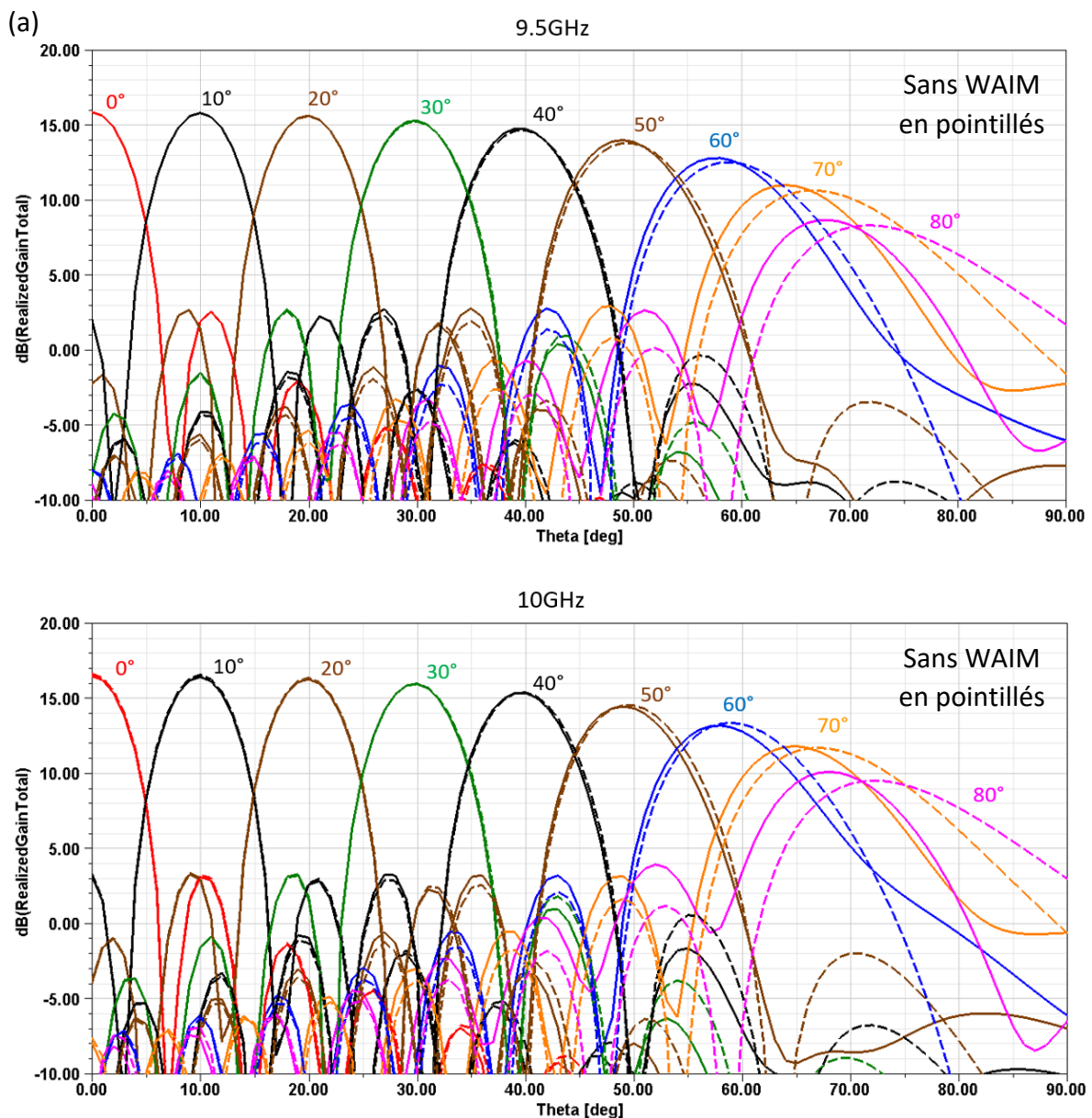


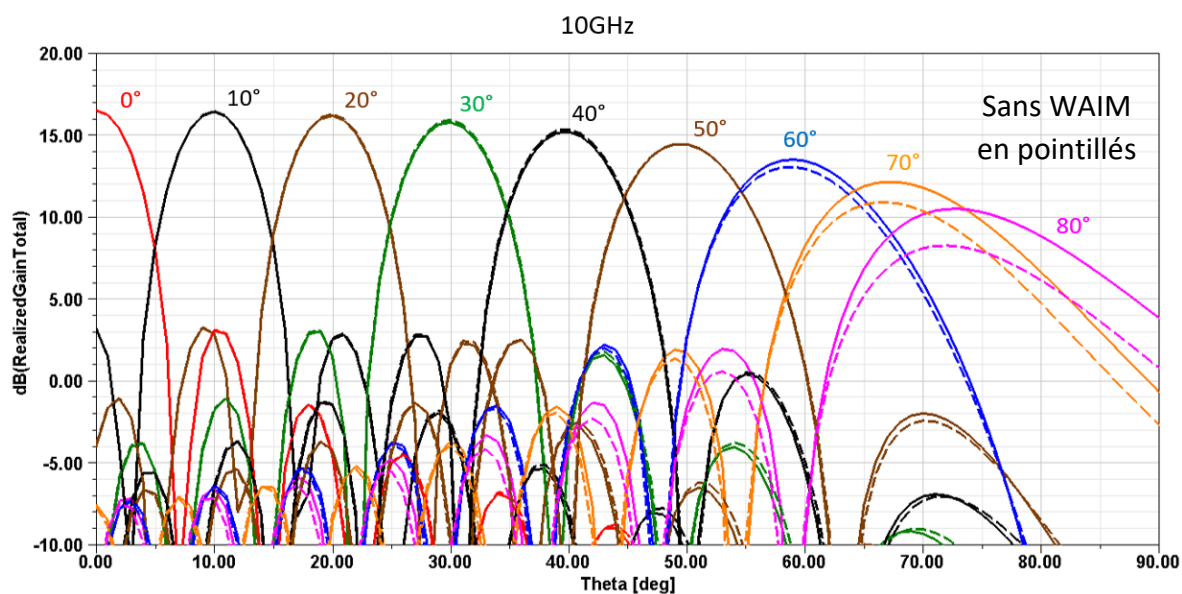
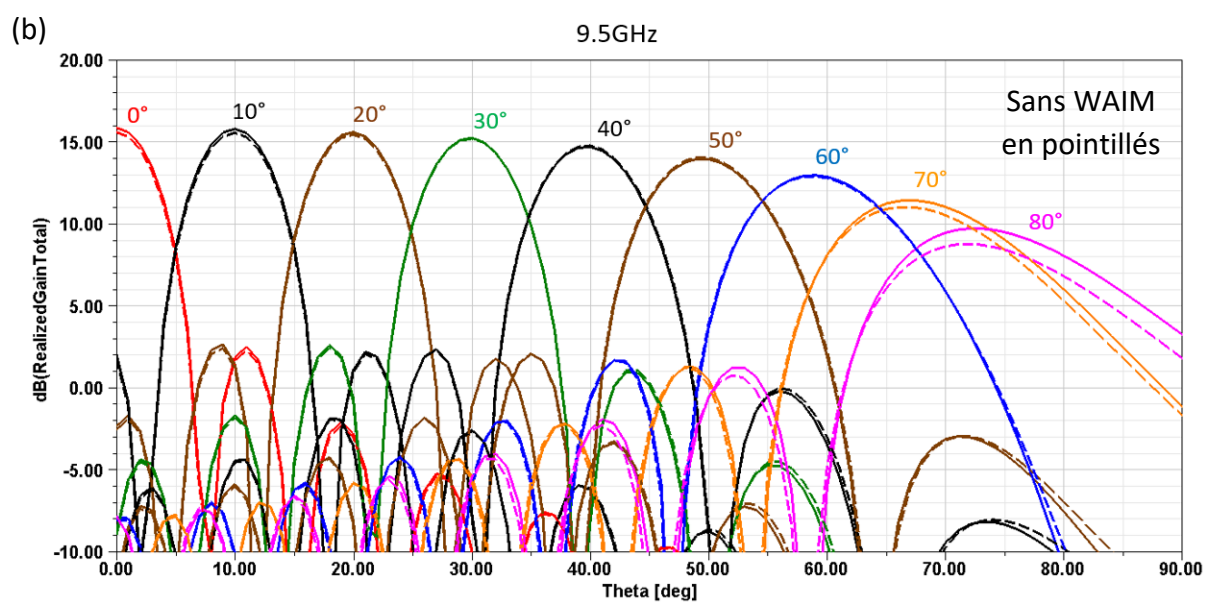
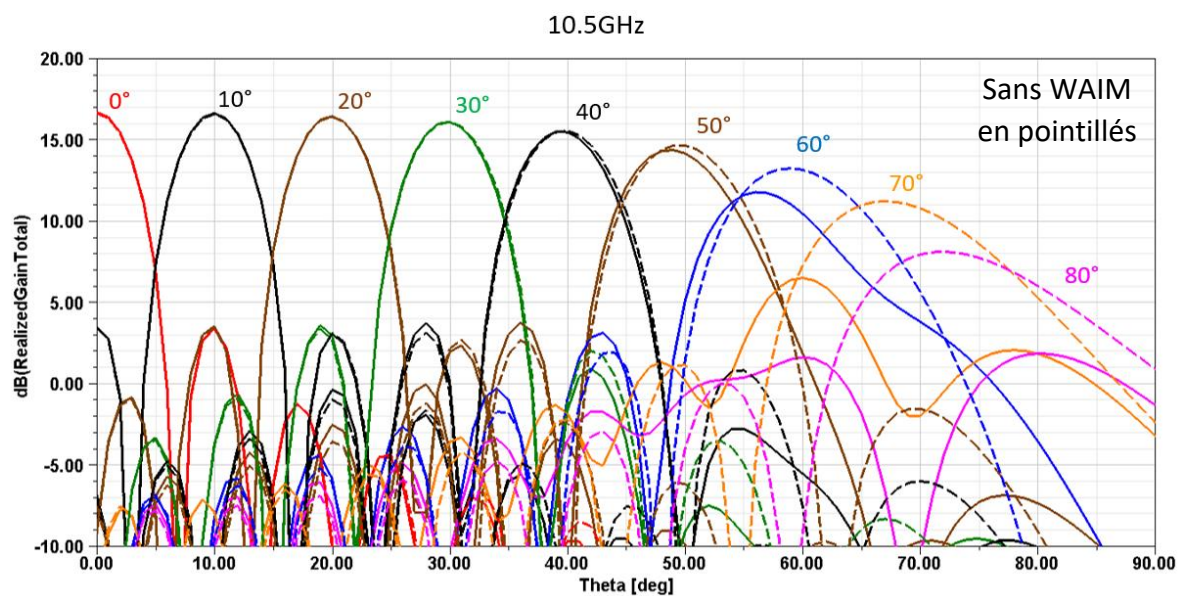
Figure 134 : Comparaisons des gains réalisés environnés avec et sans WAIM, dans les plans (a) E et (b) H.

Dans les deux plans, selon la fréquence, les améliorations observées sont assez différentes. Dans le plan E, l'amélioration la plus flagrante se situe à 10GHz, pour des angles autour de 60-75°, même si l'ajout des WAIM cause l'apparition d'oscillations non négligeables. Dans le plan H, nous observons pour les trois fréquences des améliorations au-delà de 65° de dépointage. Cependant, c'est à la fréquence de 10GHz, que l'amélioration en terme de gain est la plus nette, ce qui est cohérent avec ce que nous avons observé sur l'adaptation : les WAIM permettent essentiellement d'améliorer les capacités de dépointage dans le plan H à la fréquence centrale.

Afin d'avoir une meilleure vision des améliorations en termes de gain apportées par les WAIM, nous décidons maintenant d'alimenter l'ensemble des 17 sources bande X, mais avec des lois de phase linéaire, pour réaliser des dépointages. Les réseaux linéaires considérés sont exactement les mêmes, seules les excitations sont différentes. La Figure 135 présente la comparaison des gains réalisés avec et sans WAIM dans les plans E et H, aux trois fréquences, pour des angles allant de 0 à 80°, avec un pas de 10°.







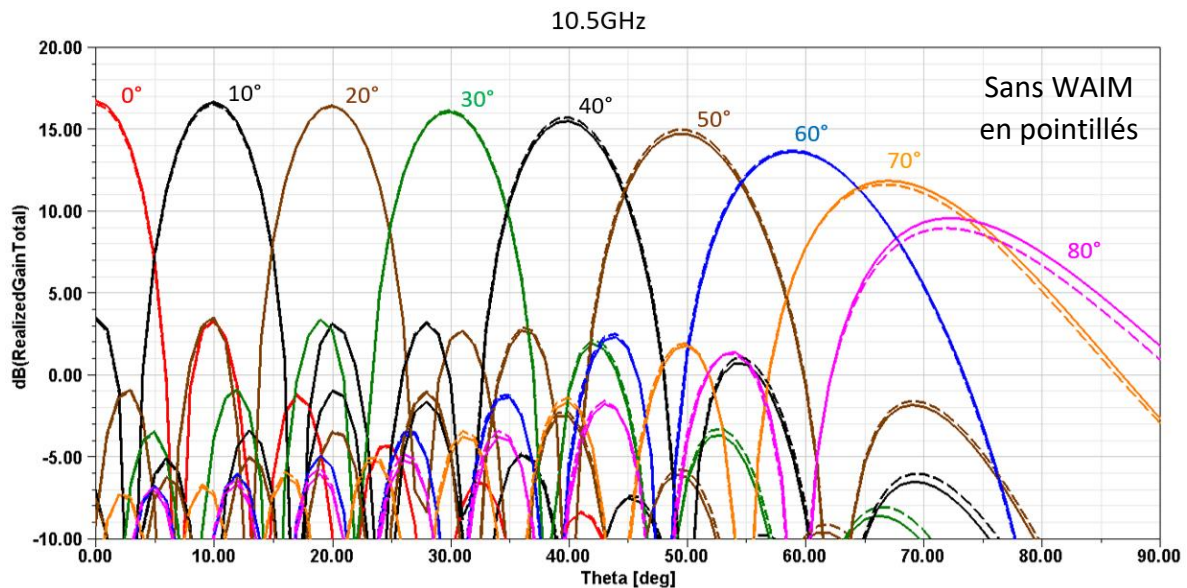


Figure 135 : Comparaison des diagrammes de rayonnement pour plusieurs angles de dépointage avec (traits pleins) et sans (traits pointillés) WAIM, dans les plans (a) E et (b) H.

Dans le plan E, les améliorations en termes de gain restent peu visibles, ce qui n'est pas étonnant, étant donné que les améliorations en termes d'adaptation étaient relativement peu importantes (pas d'améliorations pour des angles où l'adaptation était très mauvaise au départ). Dans le plan H, nous observons toujours les améliorations aux trois fréquences pour de forts angles (70-80°). À la fréquence centrale de 10GHz, les améliorations sont toujours les plus visibles, dès un angle de dépointage de 60°.

Globalement, nous observons peu de dégradations aux angles de dépointage intermédiaires (entre 10 et 50°). Dans le plan E, nous observons cependant de fortes dégradations à la fréquence haute de 10,5GHz, pour des dépointages importants, au-delà de 60°.

L'optimisation d'une source bande X avec une cavité vient d'être présentée. Elle permet d'obtenir des capacités de dépointage allant au moins jusqu'à +/- 60° dans les plans E et H, sur la bande de fréquence allant de 9,5 à 10,5GHz, comme souhaité. Cependant, comme nous venons de le constater, ces améliorations sont relativement faibles en termes de gain, et donc peu visibles. Nous allons alors maintenant tenter d'améliorer une source bande X qui présente des capacités de dépointage moins bonnes, afin d'obtenir des améliorations plus flagrantes. Il s'agit également d'une source plus simple à réaliser technologiquement, pour la validation expérimentale.

### 5.6.2 Optimisation de la source bande X sans cavité

Nous choisissons d'optimiser la source bande X sans cavité rappelée dans la partie 5.2.1. Pour que les améliorations soient vraiment bien visibles dans les plans E et H, nous décidons de limiter l'optimisation à la fréquence centrale de 10GHz.

Comme dans la partie 5.6.1 précédente, nous allons utiliser les abaques dans le plan H puis dans le plan E pour optimiser la source bande X. Cette fois-ci l'objectif n'est plus



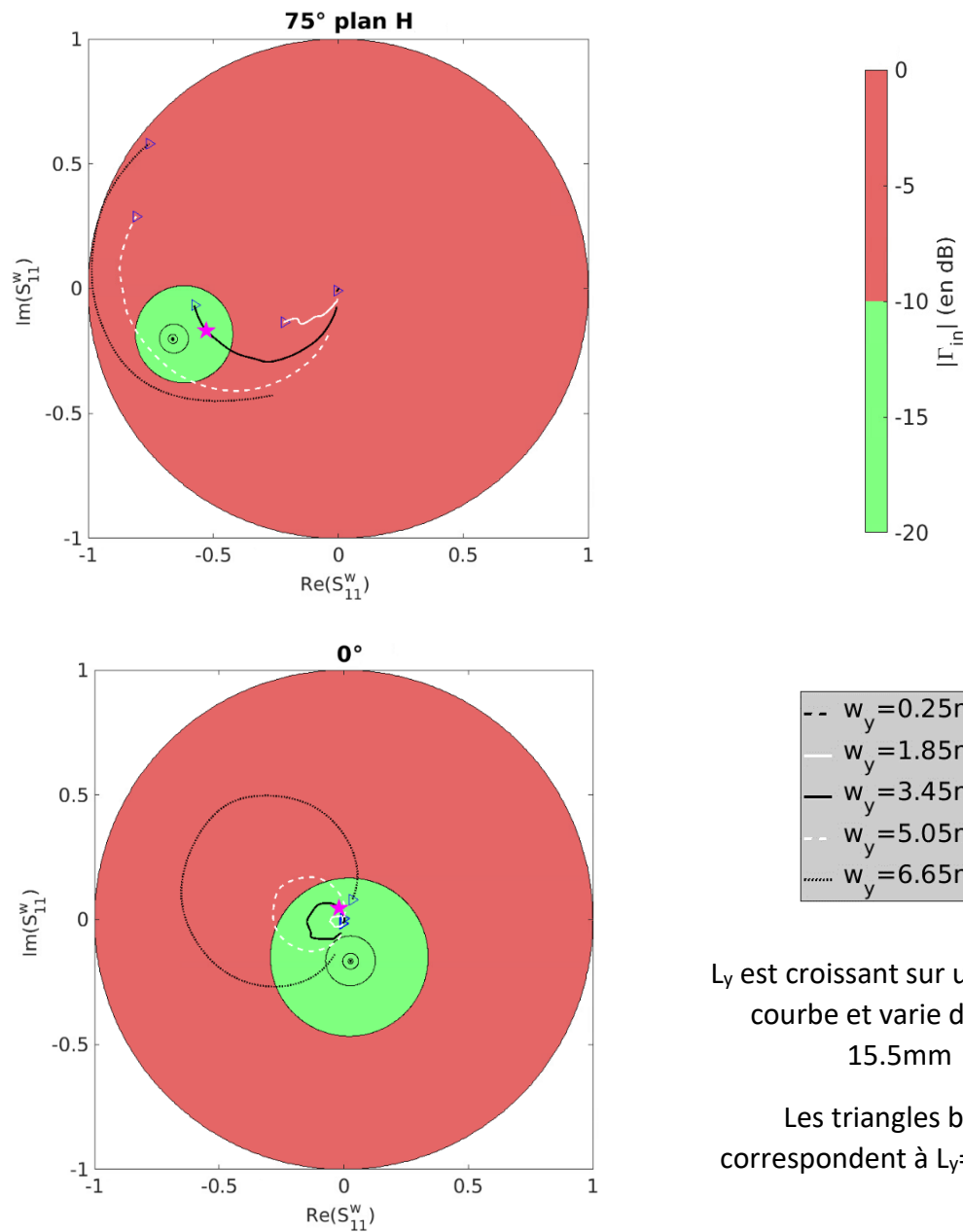
seulement d'obtenir des capacités de dépointage allant jusque  $60^\circ$  dans les deux plans mais de pouvoir visualiser d'importantes améliorations en termes de gain. Nous commençons alors par étudier les capacités initiales de la source bande X. Plus nous partirons d'une source désadaptée au départ, plus l'amélioration sera importante en termes de gain. Nous pouvons relever sur la Figure 100, dans la partie 5.2.1, les angles de dépointage pour lesquels la source bande X se trouve très désadaptée (coefficient de réflexion actif  $> -5\text{dB}$ ). Dans le plan H, il faut réussir à atteindre des capacités de dépointage allant au moins jusque  $73^\circ$  et jusque  $64^\circ$  dans le plan E grâce aux WAIM, pour obtenir des améliorations importantes. Nous allons alors viser  $75^\circ$  dans le plan H et  $65^\circ$  dans le plan E dans un premier temps.

#### 5.6.2.1 Optimisation dans le plan H avec WAIM 1

Pour optimiser le plan H, nous allons utiliser le WAIM 1 comme précédemment, composé de deux rubans rectangulaires identiques (de composantes  $L_y$ ,  $w_y$  et  $d_y$ ) placés dans le plan Oyz. Dans le plan E, nous allons tenter d'optimiser la source bande X avec WAIM 2 composé uniquement d'un seul ruban (de composantes  $L_x$ ,  $w_x$  et  $d_x$ ) placé dans le plan Oxz dans un premier temps. Si nécessaire, nous utiliserons deux rubans.

Comme nous nous limitons à une seule fréquence, nous pouvons essayer de nous assurer que WAIM 1 ajouté pour optimiser le plan H, ne dégrade pas trop les performances à  $0^\circ$ . C'est pourquoi nous traçons l'abaque à  $0^\circ$ , en plus de l'abaque permettant l'optimisation à  $75^\circ$  dans le plan H, comme présenté sur la Figure 132.  $d_y$  est fixée à 3mm.

L'étoile en magenta correspond au couple ( $L_y$ ,  $w_y$ ) choisi pour optimiser la source bande X à  $75^\circ$  dans le plan H, tout en restant bien adapté à  $0^\circ$ . On a  $L_y=13\text{mm}$  et  $w_y=3.45\text{mm}$ . Avec ce choix, les capacités de la source bande X dans le plan H sont fortement augmentées et atteignent  $81^\circ$  (contre  $42^\circ$  initialement), tout en restant bien adapté à  $0^\circ$  et aux dépointages intermédiaires, comme présenté sur la Figure 137.



$L_y$  est croissant sur une même  
courbe et varie de 0.5 à  
15.5mm

Les triangles bleus  
correspondent à  $L_y=15.5\text{mm}$

Figure 136 : Abaques pour l'optimisation à 75° dans le plan H,  $d_y=3\text{mm}$ , avec deux rubans rectangulaires identiques, à 10GHz.

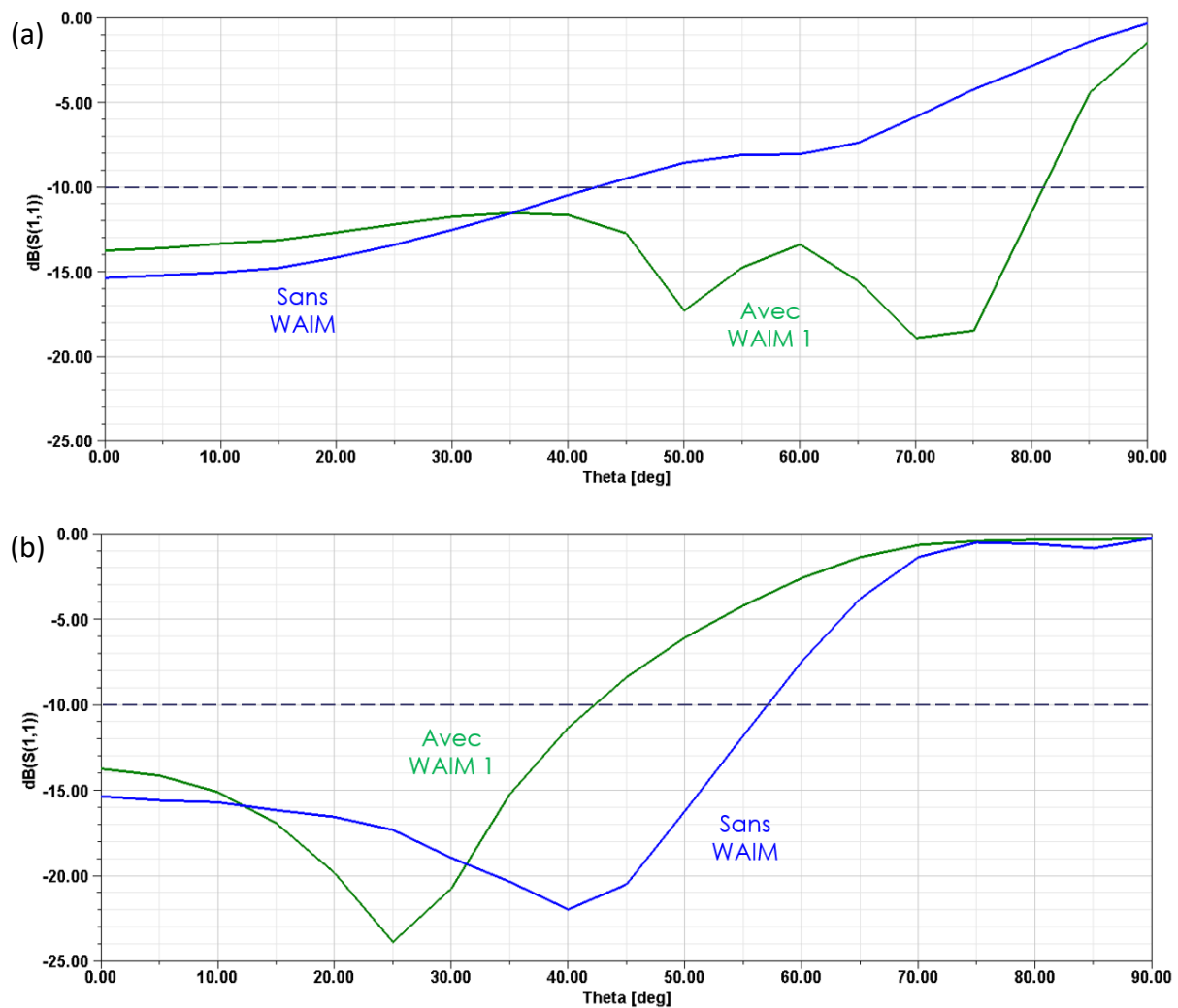


Figure 137 : Comparaison des coefficients de réflexion actifs en fonction de l'angle de dépointage, avec et sans WAIM 1, à 10GHz, dans les plans (a) H et (b) E.

Nous observons bien que les capacités de dépointage ont largement été améliorées dans le plan H, sans d'importantes dégradations aux angles intermédiaires. Dans le plan E, les capacités de dépointage ont été dégradées, et sont maintenant limitée à 42°, contre 57° précédemment, mais elles vont être améliorées grâce au WAIM 2.

### 5.6.2.2 Optimisation dans le plan E avec le WAIM 2

Nous choisissons le WAIM 2 composé d'un seul ruban placé dans le plan Oxz. Ses composantes sont notées  $L_x$ ,  $w_x$  et  $d_x$ . Comme précédemment, nous nous rendons compte que nous obtenons des résultats relativement différents entre la théorie et HFSS. Pour tenter d'optimiser la source bande X dans le plan E, nous partons alors d'un couple ( $L_x$ ,  $w_x$ ) donné pour un  $d_x$  choisi égal à 5mm. Ensuite, nous optimisons avec HFSS en faisant varier  $L_x$  et  $w_x$ . Finalement, nous atteignons un dépointage jusque 67° avec un  $L_x=15,53\text{mm}$  et  $w_x=5,01\text{mm}$ . Ces dimensions donnent pourtant en théorie, une source bande X très désadaptée à 65° dans le plan E, comme présenté sur la Figure 138, qui présente l'abaque permettant d'optimiser la source bande X à 65° dans le plan E. L'étoile en magenta correspond au couple ( $L_x$ ,  $w_x$ ) choisi.

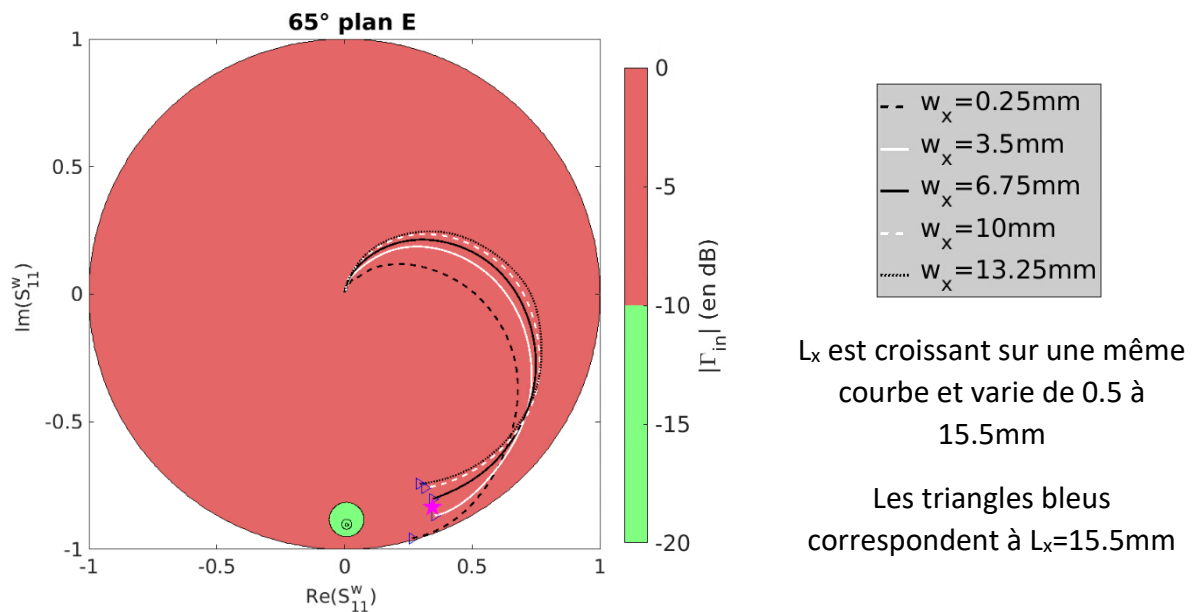


Figure 138 : Abaque pour l'optimisation à 65° dans le plan E, pour  $d_x = 5\text{mm}$ , avec un ruban rectangulaire, à 10GHz.

Le couple choisi correspond en théorie à une source bande X désadaptée à 65° dans le plan E, mais permet finalement d'atteindre 67° dans le plan E. La Figure 139 présente la structure optimisée finale avec les WAIM 1 et WAIM 2 optimisés.

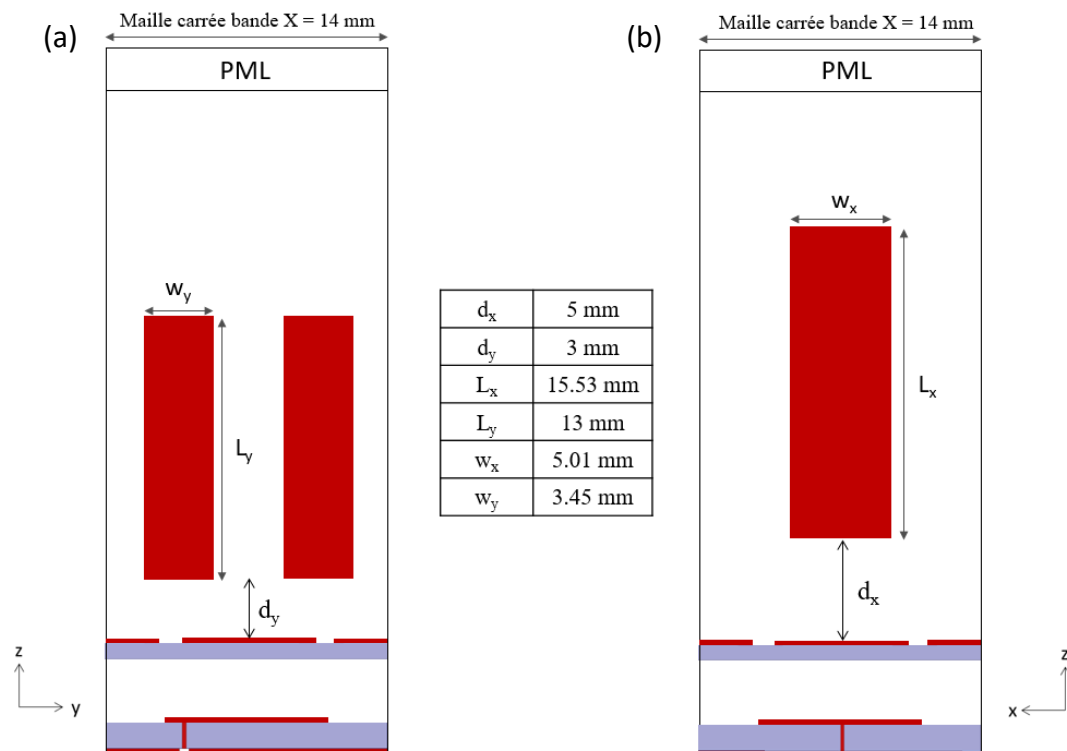


Figure 139 : Présentation des WAIM ajoutés au-dessus de la source bande X : (a) WAIM 1, (b) WAIM 2.

Les performances finales de la source bande X surmontée des WAIM 1 et WAIM 2 sont présentées sur la Figure 139.

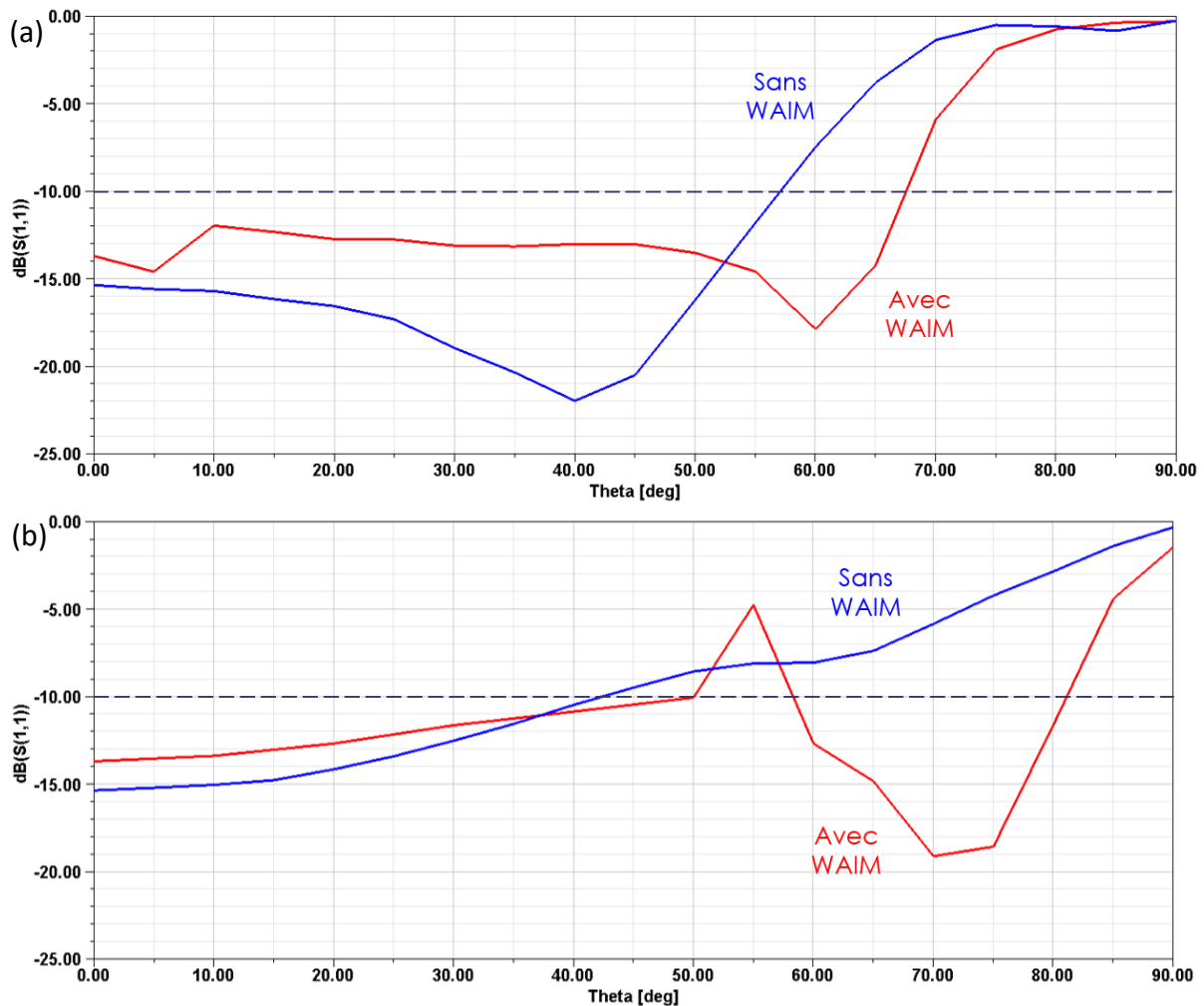


Figure 140 : Comparaison des coefficients de réflexion actifs avec et sans WAIM, en fonction de l'angle de dépointage, dans les plans (a) E et (b) H.

Nous observons bien les améliorations sur les capacités de dépointage dans les deux plans. Dans le plan E les capacités de dépointage sont passées de 57° à 67°, et dans le plan H de 42° à 81°. Cependant, nous pouvons observer l'apparition d'une désadaptation pour un dépointage de 55° dans le plan H, suite à l'ajout du WAIM 2.

L'étude des diagrammes de rayonnement va nous permettre de voir si nous retrouvons effectivement cette désadaptation dans le plan H.

### 5.6.2.3 Diagrammes de rayonnement

Nous simulons les mêmes types de réseaux linéaires que dans la partie 5.6.1.3 précédente, présentés sur la Figure 133. Dans un premier temps, nous comparons les gains réalisés environnés avec et sans WAIM dans les deux plans, à 10 GHz comme présenté sur la Figure 141.

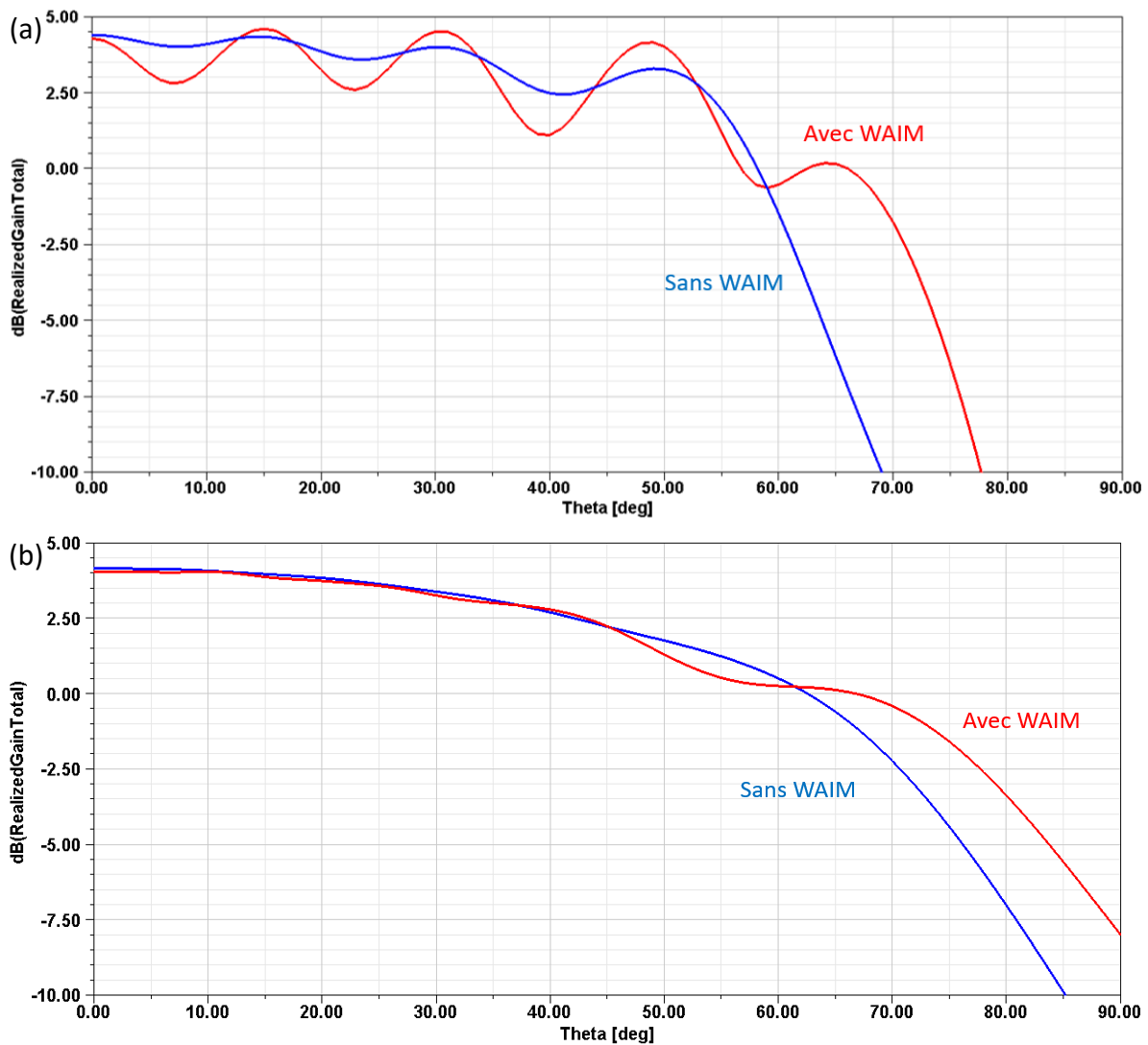


Figure 141 : Comparaisons des gains réalisés environnés avec et sans WAIM, dans les plans (a) E et (b) H.

Dans le plan H, nous observons bien l'amélioration apportée par les WAIM au-delà de  $60^\circ$ , comme attendu. Cependant, nous retrouvons bien la dégradation observée précédemment autour de  $55^\circ$ . Dans le plan E, nous pouvons également observer une amélioration au-delà de  $60^\circ$  mais l'ajout des WAIM a amplifié les oscillations déjà existantes. En alimentant toutes les sources avec des phases différentes afin de faire dépointer les réseaux linéaires bande X, nous pourrions potentiellement mieux observer les améliorations apportées par les WAIM.

La Figure 142 présente la comparaison des gains réalisés avec et sans WAIM dans les plans E et H, à 10GHz, pour des angles allant de 0 à  $80^\circ$ , avec un pas de  $10^\circ$ .

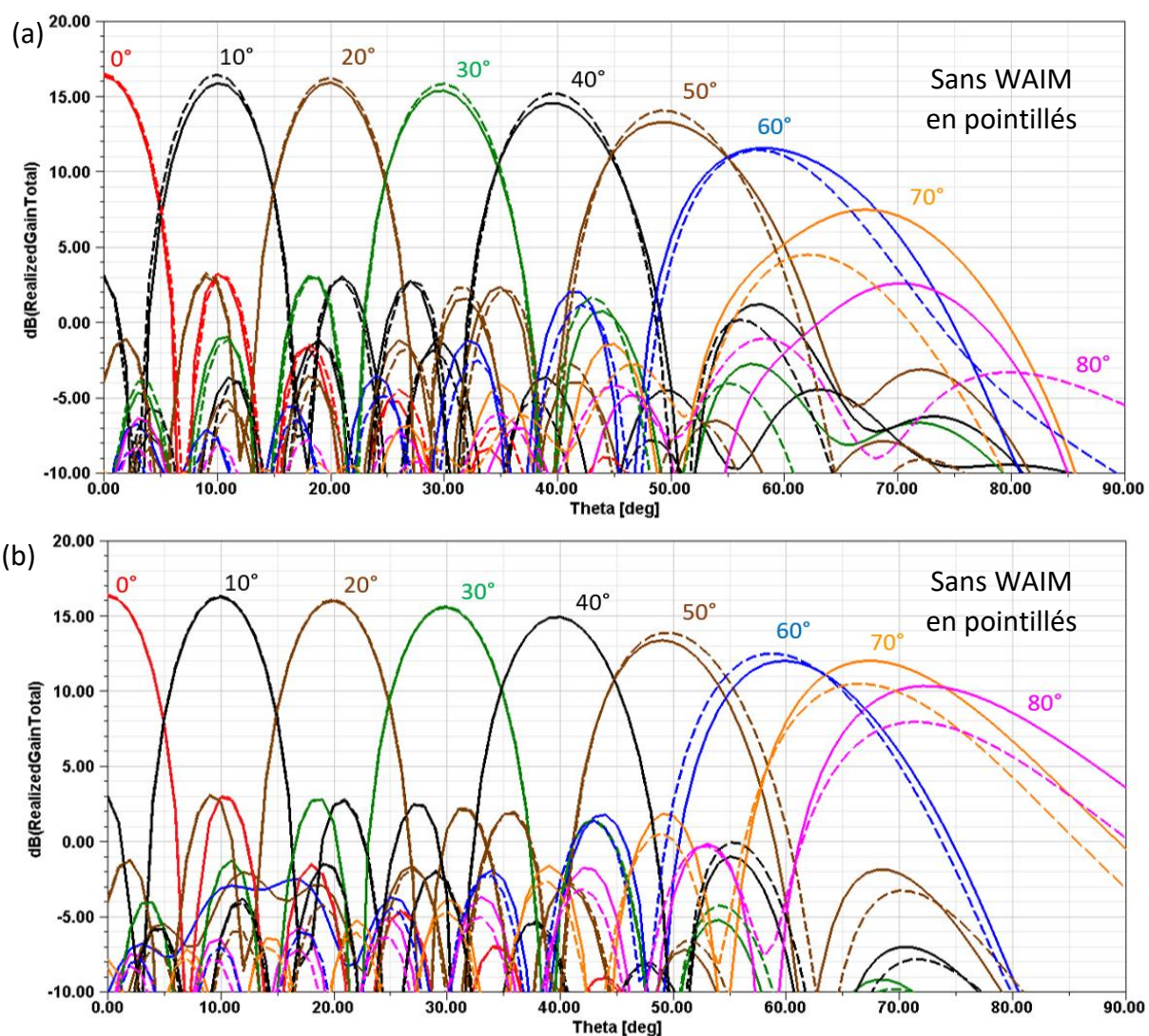


Figure 142 : Comparaison des diagrammes de rayonnement pour plusieurs angles de dépointage avec (traits pleins) et sans (traits pointillés) WAIM, dans les plans (a) E et (b) H.

Les améliorations apportées par les WAIM sont très visibles : à 70° dans le plan E et à 80° dans le plan H notamment.

## 5.7. Validation expérimentale

Des maquettes d'antenne sont fabriquées et mesurées afin de mettre en évidence, en pratique, les améliorations apportées en théorie par l'ajout de WAIM au-dessus d'une source bande X donnée. Deux cas sont réalisés : un premier permettant de démontrer une amélioration significative sur la bande de fréquences d'étude [9,5 ; 10,5] GHz uniquement dans le plan H, et un deuxième permettant de mettre en évidence une amélioration importante dans les plans E et H mais sur une bande de fréquences réduite [9,9 ; 10,1] GHz. L'objectif est dans les deux cas que les améliorations sur les diagrammes de gain soient mesurables. Ceci justifie le recours à une source bande X sans cavité dont les performances en dépointage sont limitées et donc améliorables significativement. De plus, la réalisation de cavité autour des sources bande X n'est ni classique ni simple à réaliser.

Une même source bande X sans cavité sert de support pour ces deux cas. La présentation de cette source bande X est faite dans un premier temps. Comme précédemment, toutes les simulations sont réalisées avec des conditions infini-périodiques.

### 5.7.1 Source bande X réalisable

Jusqu'à présent, tous les éléments métalliques (patches, grillage autour des patches) sauf les alimentations ont été considérés comme étant des métaux parfaits sans pertes et sans épaisseur. Dans le cadre d'une réalisation, il est nécessaire d'attribuer des matériaux et des épaisseurs réalistes à tous les éléments métalliques. Le cuivre est choisi comme matériau avec une épaisseur standard de 17µm et une conductivité de 60MS/m.

Pour les substrats diélectriques, le Rogers R0 4003 étant plus classique et présentant des épaisseurs standards plus proches de celles déjà utilisées dans les simulations que le Megtron 6, nous choisissons de l'utiliser.

Nous opérons tous ces changements sur la source bande X sans cavité présentée précédemment dans la partie 5.2.1. Ceci conduit comme attendu à des dégradations des performances initiales de la source bande X qu'il est nécessaire de corriger. En effet, même si l'objectif est de montrer les améliorations apportées par l'ajout des WAIM, il serait peu judicieux d'utiliser des WAIM pour optimiser une source bande X « non travaillée », dont les performances initiales pourraient être améliorées sans WAIM. C'est pourquoi, une rapide optimisation est réalisée sur la source bande X (dimensions des patches, du grillage et position de l'alimentation) afin d'obtenir de meilleures performances dans les plans E et H.

La Figure 143 présente la source bande X finalement retenue. Les performances de cette source seront présentées séparément, pour chacun des cas, étant donné que les bandes de fréquences considérées sont différentes.



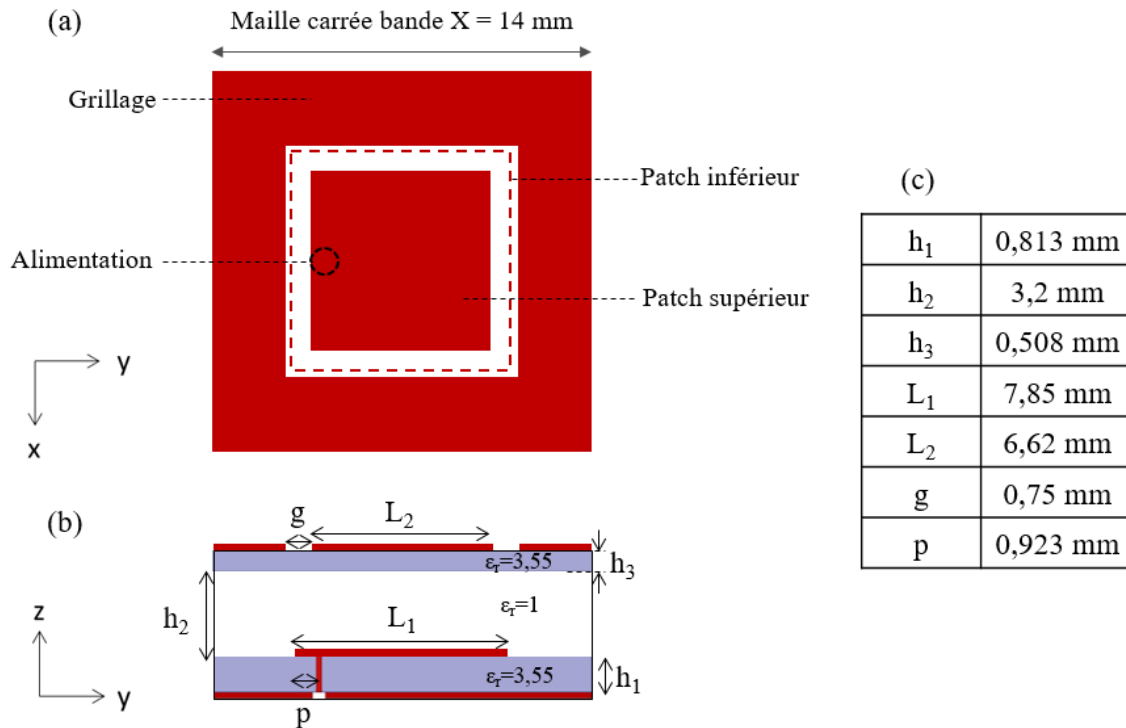


Figure 143 : Présentation de la source bande X considérée pour la maquette, (a) vue du dessus, (b) vue en coupe, (c) caractéristiques de la structure.

Maintenant que la source bande X considérée a été introduite, chacun des deux cas d'optimisation avec les WAIM est présenté.

### 5.7.2 Cas 1 : optimisation dans le plan H sur la bande de fréquences d'étude

Dans ce premier cas, le comportement en réseau de la source bande X est amélioré uniquement dans le plan H, sans prendre en compte le plan E, sur la bande de fréquences d'étude allant de 9,5 à 10,5GHz. Ce choix est fait car il n'a pas été possible d'améliorer simultanément les deux plans de manière significative sur toute cette bande. Les performances initiales de la source bande X sont d'abord présentées, puis la structure optimisée est introduite. Les performances obtenues en simulation sont ensuite comparées avec celles obtenues en mesures.

#### 5.7.2.1 Performances initiales de la source bande X

La Figure 144 présente les coefficients de réflexion actifs pour plusieurs angles de dépointage dans les plans H et E.

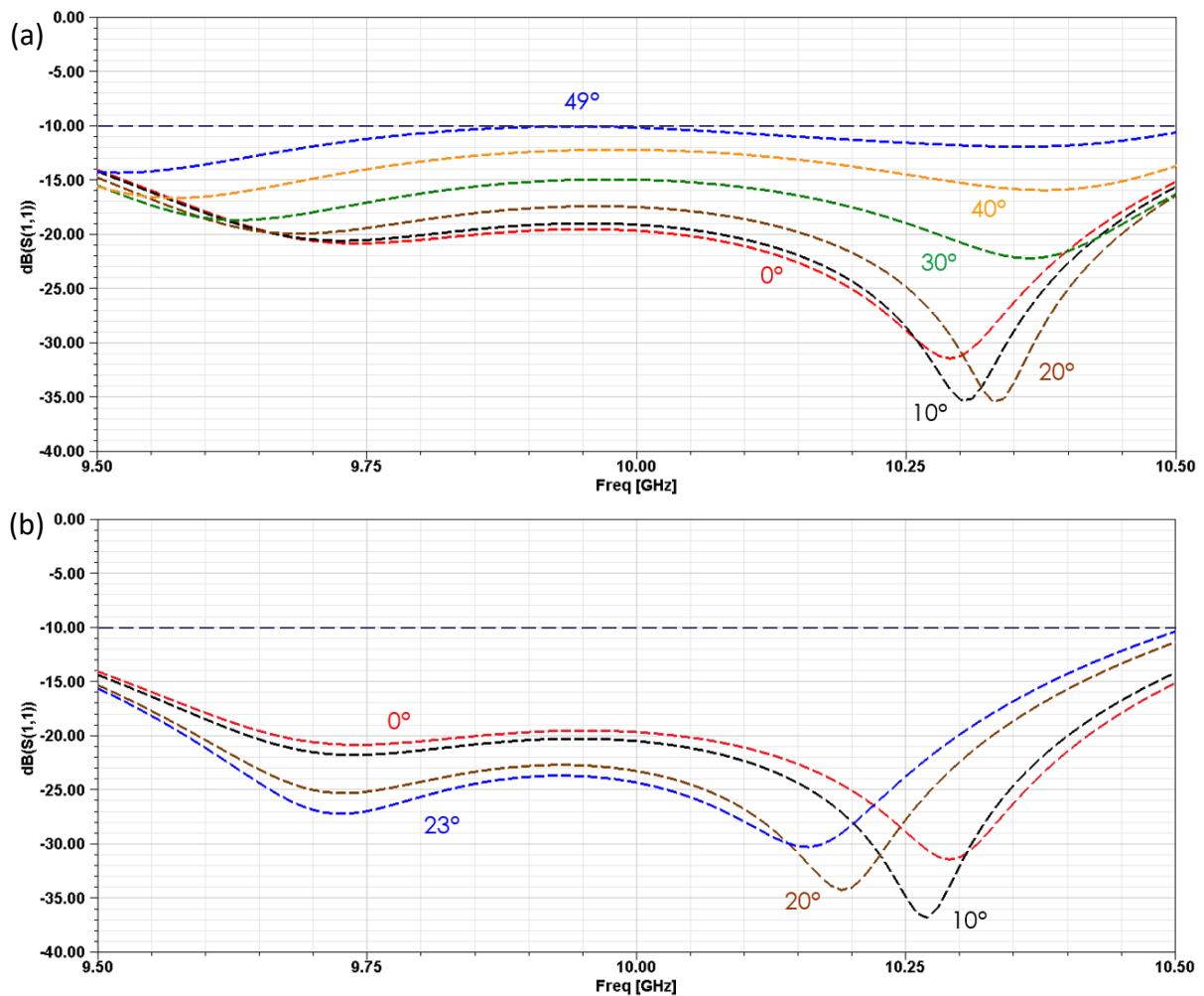


Figure 144 : Coefficients de réflexion actifs de la source bande X seule, pour plusieurs angles dans les plans (a) H et (b) E.

Sur la bande de fréquences d'étude, les capacités de dépointage de la source bande X seule sont limitées à  $49^\circ$  dans le plan H et à  $23^\circ$  dans le plan E.

L'objectif étant de visualiser des améliorations importantes sur les diagrammes de gain, il est nécessaire, comme précédemment dans la partie 5.6.2, d'améliorer les capacités de dépointage de la source bande X jusqu'à des angles pour lesquels l'adaptation est initialement très mauvaise (coefficient de réflexion actif  $> -5\text{dB}$ ). Les variations du coefficient de réflexion actif en fonction de l'angle de dépointage pour trois fréquences sont reportés sur la Figure 145.

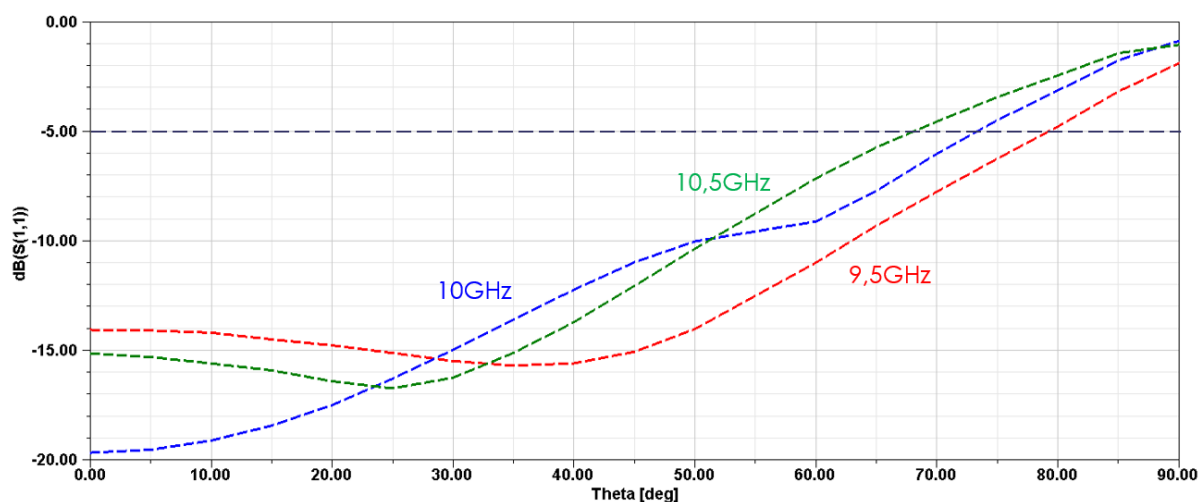


Figure 145 : Variations des coefficients de réflexion actifs en fonction de l'angle de dépointage aux trois fréquences choisies, dans le plan H.

Nous pouvons constater que pour des angles importants ( $> 60^\circ$ ), plus la fréquence augmente, et plus la source bande X est désadaptée. C'est à la fréquence haute de 10,5GHz que les améliorations apportées par les WAIM seront susceptibles d'être les plus visibles. A contrario, c'est à la fréquence basse de 9,5GHz qu'il devrait être le plus difficile d'observer des améliorations sur les diagrammes de rayonnement. Il faut atteindre des capacités de dépointage supérieures à  $70^\circ$  dans le plan H pour pouvoir observer des améliorations significatives.

#### 5.7.2.2 Présentation de la structure optimisée

Dans la partie 5.6 précédente, les WAIM 3D présentés n'avaient pas de support et étaient suspendus dans l'air. Ce n'est évidemment pas réaliste. C'est pourquoi il a été décidé, après discussion avec un technologue spécialisé, de graver les WAIM 3D sur des substrats diélectriques Rogers RO 4003, de la même manière que les patches bande X. L'épaisseur des substrats est choisie égale à 0,813mm pour être suffisamment robuste. La permittivité constructeur est égale à 3,55.

La Figure 146 présente une vue 3D d'une maille élémentaire de la structure optimisée.

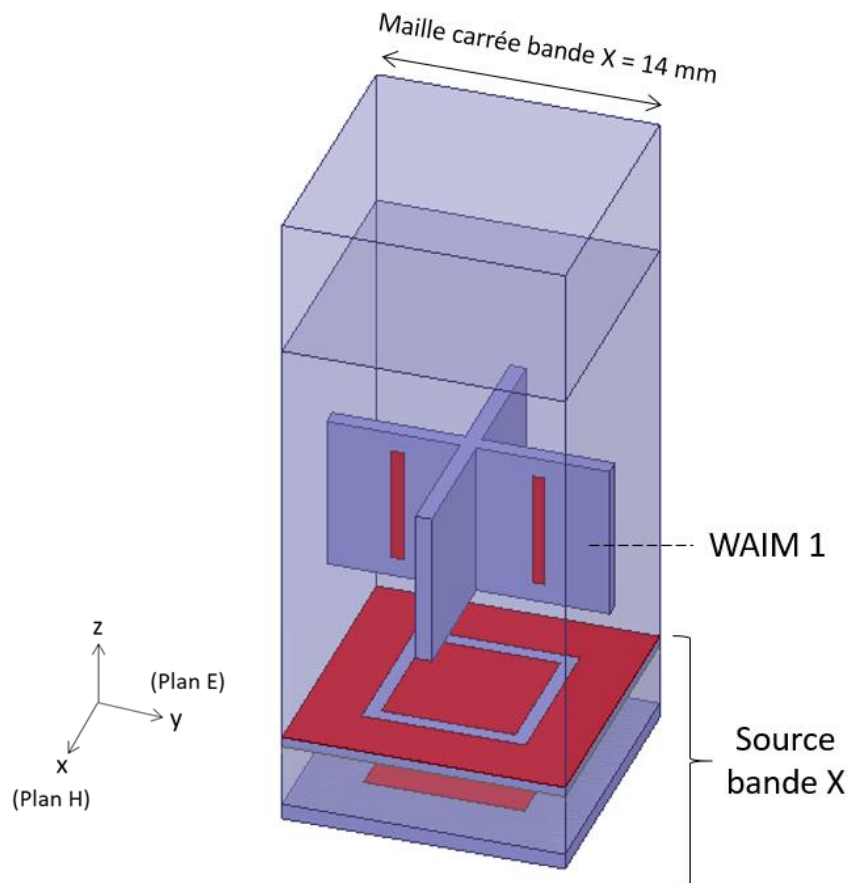


Figure 146 : Vue 3D d'une maille élémentaire de la source bande X surmontée de WAIM 1 optimisé dans le cas 1.

Dans ce cas 1, nous ne souhaitons améliorer que le plan H, c'est pourquoi nous avons seulement besoin du WAIM 1, placé dans le plan Oyz. Cependant, pour des raisons de tenue mécanique des substrats, il est plus judicieux de disposer de substrats identiques dans les deux plans, Oyz et Oxz. En effet, les substrats s'enfichent les uns dans les autres, et permettent une meilleure stabilité. Ceci implique qu'il n'est pas possible de disposer un ruban au centre d'une maille bande X comme précédemment, il est plus judicieux d'utiliser deux rubans symétriques par rapport au centre de la maille bande X, pour conserver une certaine symétrie. Ce qui veut dire que la périodicité des rubans est deux fois celle de la source bande X, il y a deux rubans par maille bande X. Les deux rubans sont rectangulaires et symétriques par rapport au centre de la maille bande X. Le centre de ces rubans est choisi au centre de chacune des demi-maillages bande X : la distance entre le centre des deux rubans est égale à la moitié de celle de la cellule élémentaire du réseau, c'est-à-dire 7mm. On choisit un espacement  $a=1\text{mm}$  entre les bords des rubans et les bords des substrats selon l'axe z.

Le WAIM 1 est optimisé grâce aux abaques, de la même manière que dans la partie 5.6 précédente. La seule différence est que les rubans sont maintenant gravés sur des substrats diélectriques. Le WAIM 1 est donc composé de deux rubans verticaux et de deux substrats identiques perpendiculaires. Dans la détermination de l'impédance ramenée par le WAIM 1, ces deux substrats sont bien présents.

La Figure 147 présente les caractéristiques du WAIM 1 optimisé.

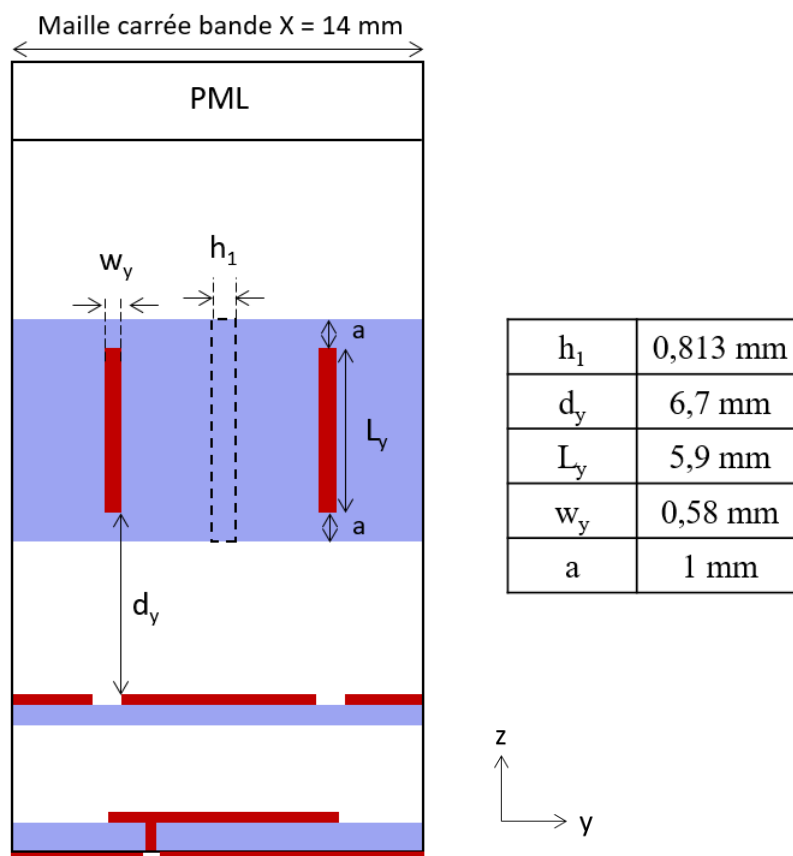
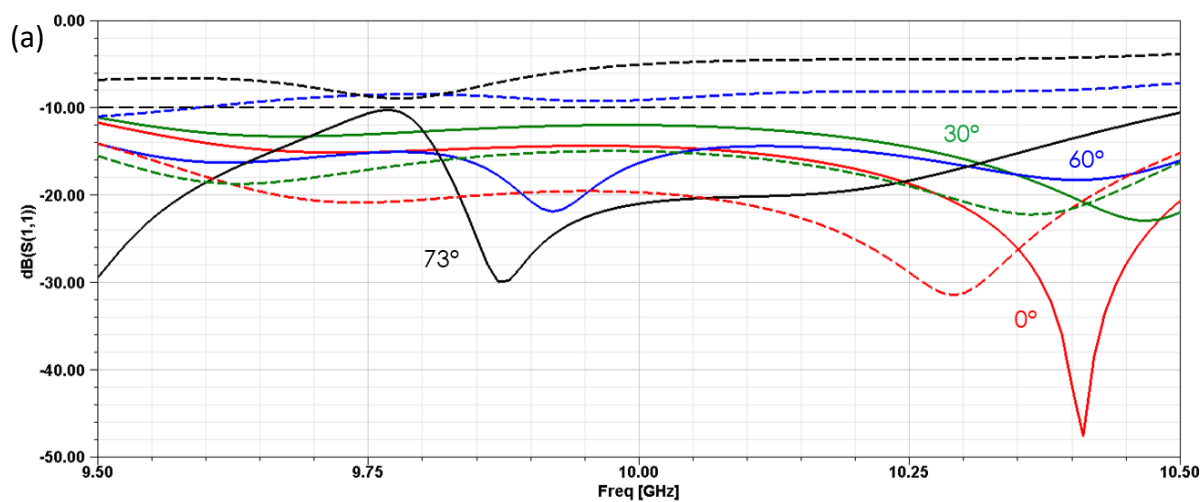


Figure 147 : Présentation de la structure optimisée dans le cas 1.

Les coefficients de réflexion actifs simulés de la structure optimisée, en réseau infini-périodique, sont présentés sur la Figure 148.



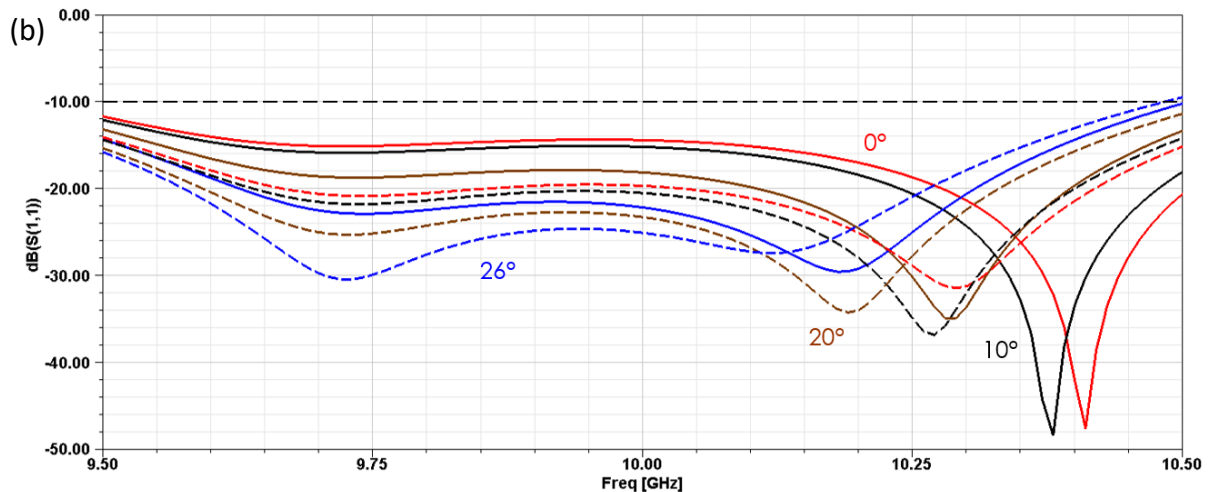
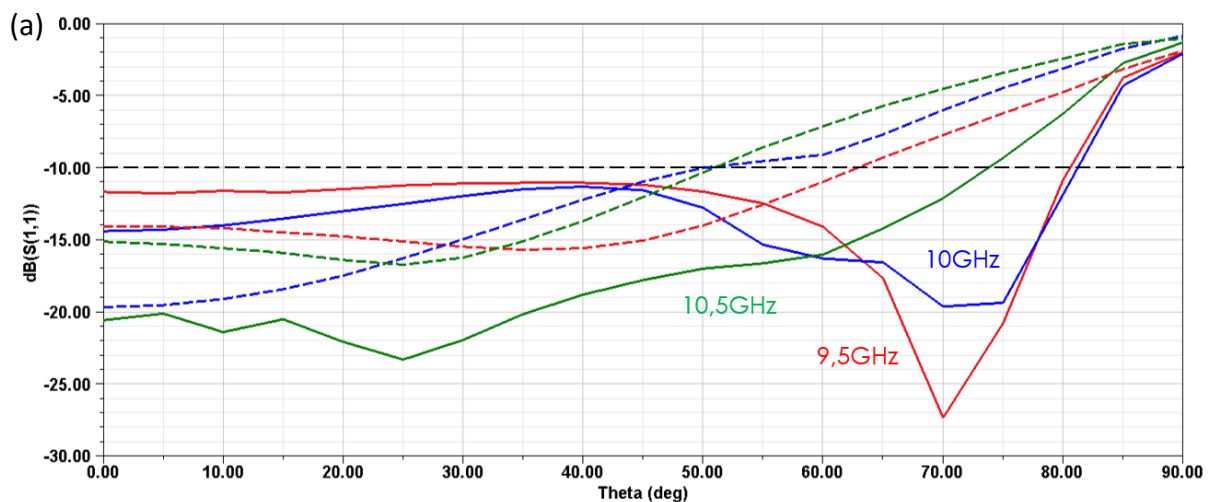


Figure 148 : Comparaisons des coefficients de réflexion actifs avec (traits pleins) et sans (traits pointillés) WAIM dans les plans (a) H et (b) E.

L'ajout du WAIM 1 au-dessus de la source bande X permet d'améliorer de manière importante ses capacités de dépointage dans le plan H. En effet, elles passent de 49 à 73°. Dans le plan E, les capacités de dépointage de la source bande X sont passées de 23 à 26° alors que l'optimisation a uniquement été réalisée dans le but d'optimiser le plan H. Le WAIM 1 a donc une petite influence sur le plan E.

Il est nécessaire de vérifier qu'il n'y a pas de dégradations inattendues de l'adaptation pour des angles de dépointage intermédiaires. Pour cela, les coefficients de réflexion actifs de la structure sont tracés en fonction de l'angle de dépointage et aux trois fréquences choisies (9,5, 10 et 10,5GHz) sur la Figure 149. Leur comparaison avec la source bande X sans WAIM permet également d'apprécier les améliorations apportées.



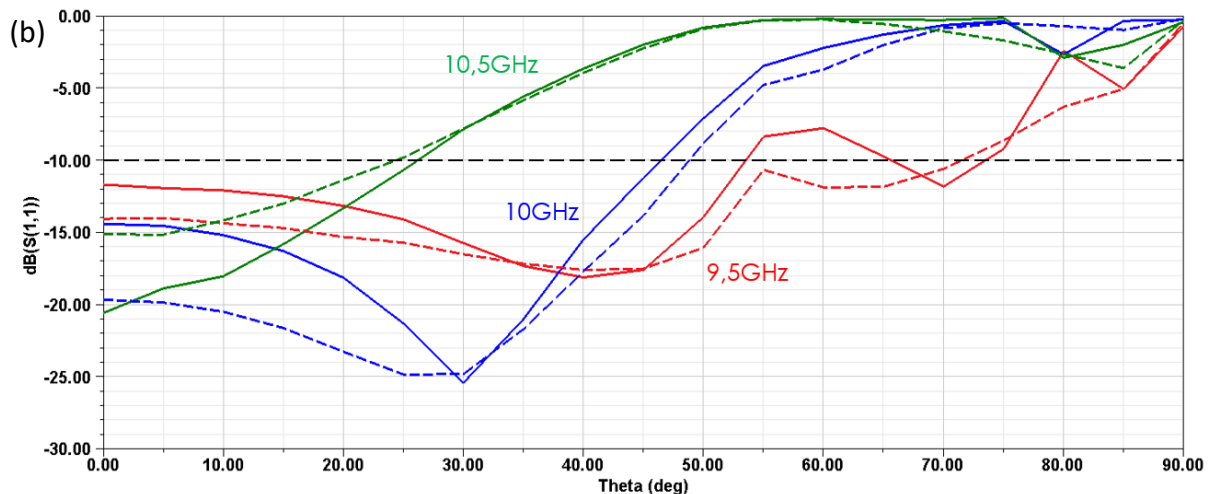


Figure 149 : Comparaisons des coefficients de réflexion actifs en fonction de l'angle de dépointage, avec (traits pleins) et sans (traits pointillés) WAIM, dans les plans (a) H et (b) E.

Nous vérifions bien qu'il n'y a pas de dégradations importantes inattendues pour des angles de dépointage intermédiaires dans les plans H et E. À la fréquence basse de 9,5GHz, nous observons tout de même une remontée du niveau du coefficient de réflexion actif dans le plan E, pour des angles autour de 60°. De plus, les améliorations apportées par l'ajout du WAIM 1 sont bien observables dans le plan H pour des angles de dépointage supérieurs à 60°. Dans le plan E, l'ajout du WAIM 1 a peu affecté les performances.

### 5.7.2.3 Présentation de la maquette

La difficulté principale rencontrée pour la réalisation de la maquette a été de concevoir une structure à la fois réaliste, suffisamment robuste et la moins perturbée possible par les éléments composant la mécanique de la structure notamment (en évitant au maximum les éléments métalliques). De plus, il était nécessaire d'imaginer une structure relativement simple permettant de pouvoir séparer facilement l'antenne et les parties WAIM ajoutées au-dessus. Nous avons fait en sorte de pouvoir équiper ou non la partie WAIM sur l'antenne en réalisant des cadres indépendants pour les WAIM. Ces cadres venant simplement se visser ou non sur l'antenne. Ainsi, nous pouvons facilement réaliser des mesures avec ou sans WAIM.

La Figure 150 présente des schémas de principe de la maquette, sans WAIM et la Figure 151 présente plusieurs photos de la maquette avec et sans les WAIM dans le cas 1.

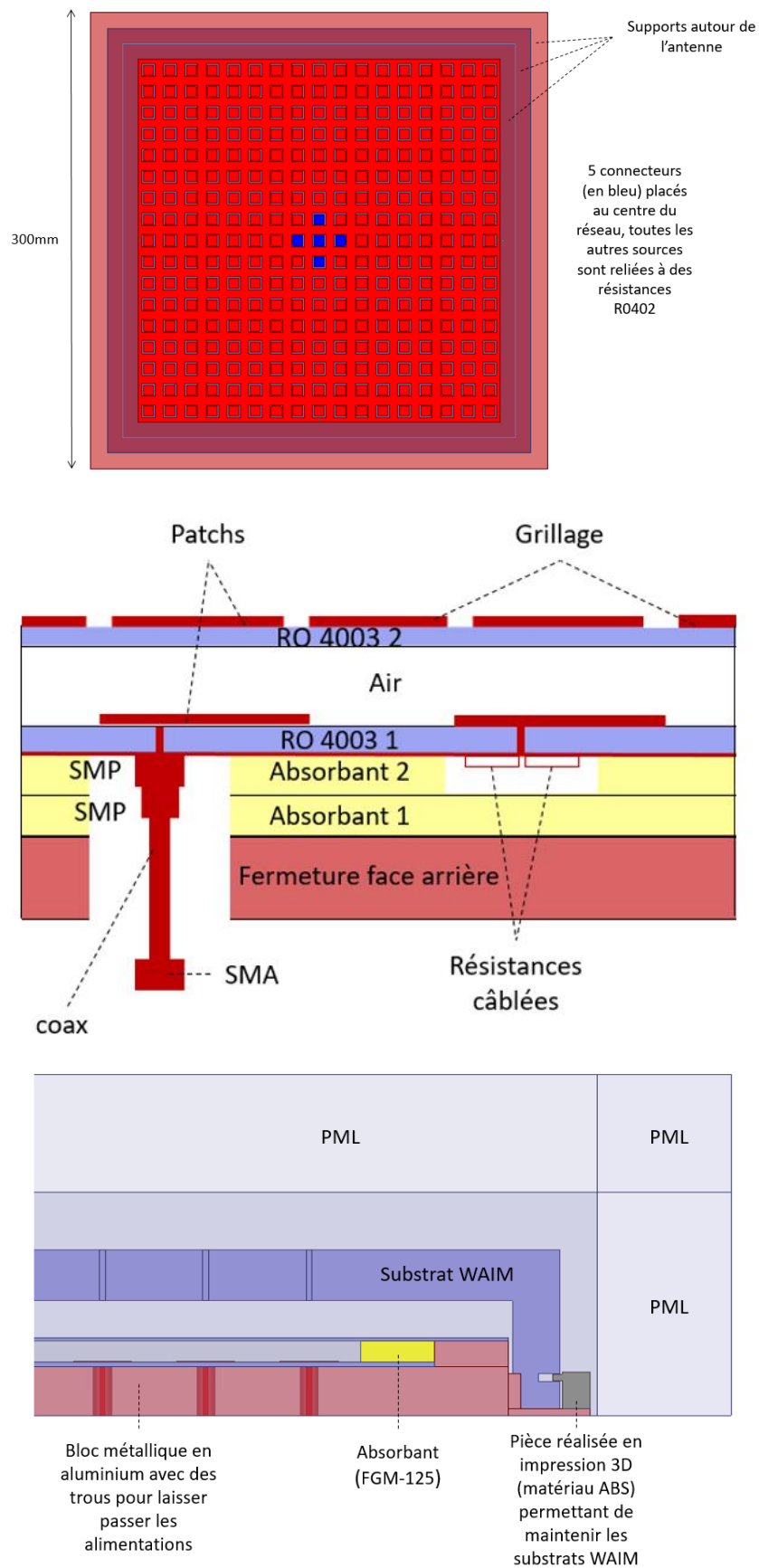
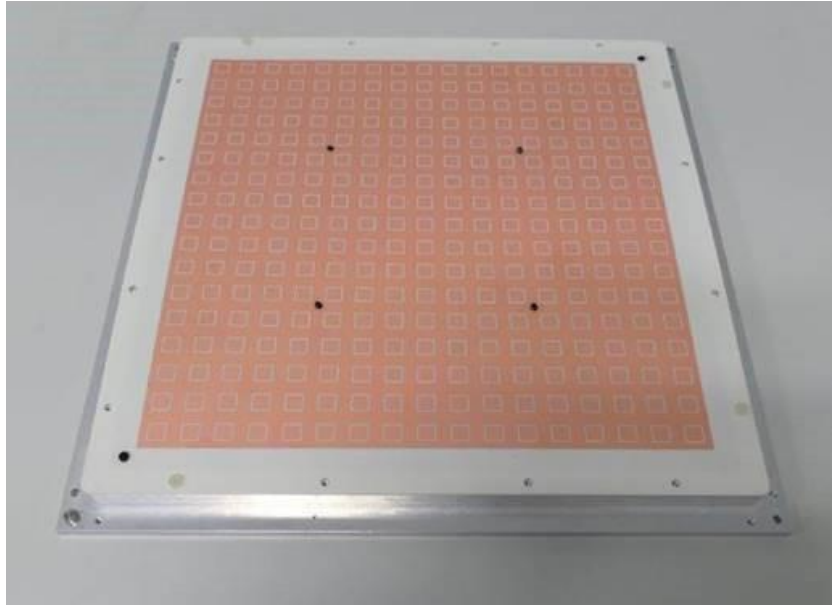


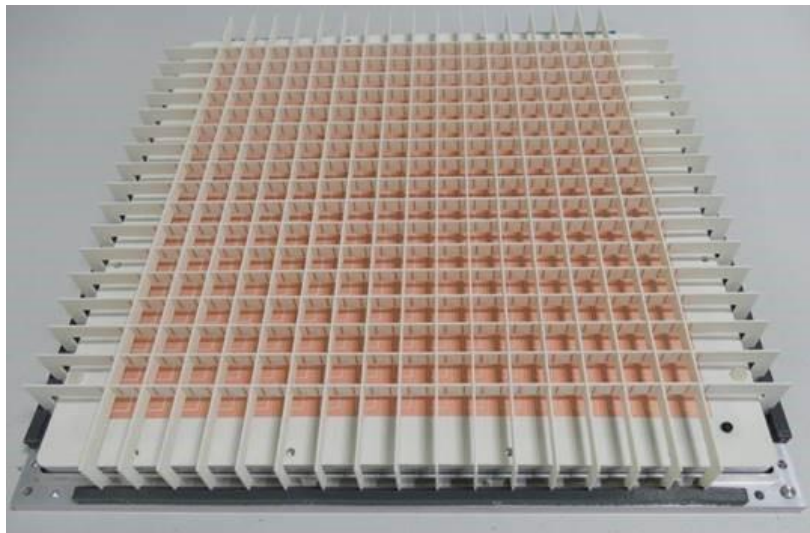
Figure 150 : Schémas de principe de la maquette, (a) positionnement des connecteurs au sein du réseau, (b) vue en coupe montrant les deux cas sous les patches : avec des connecteurs ou avec des résistances, (c) Vue en coupe d'un bord de la maquette simulée sous HFSS.



(a)



(b)



(c)

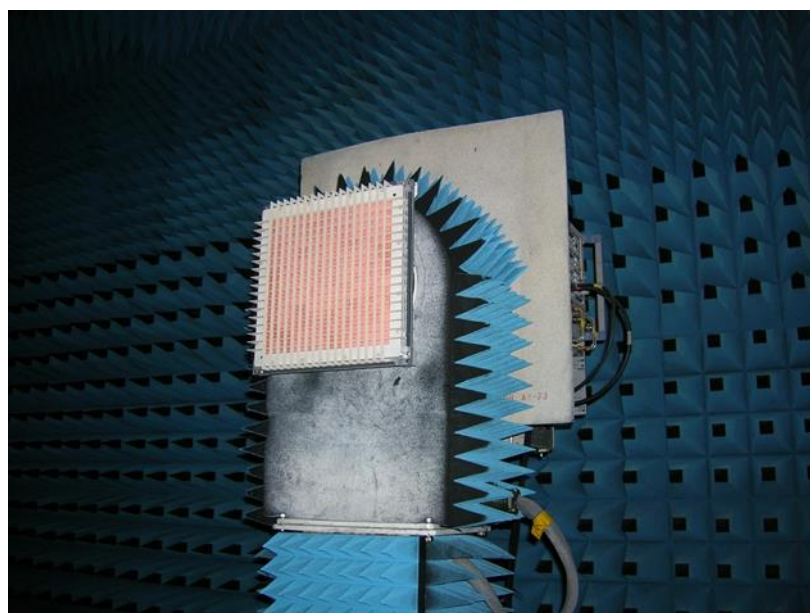


Figure 151 : Vue de face de la maquette (a) sans WAIM et (b) avec WAIM dans le cas 1, (c) positionnement de la maquette dans la base de mesures.

Le réseau bande X réalisé est composé de 289 sources bande X (réseau carré 17x17). Les caractéristiques principales d'une maille bande X ont été définies sur la Figure 143, dans la partie 5.7.1. La maquette est carrée de dimensions 300x300mm. Pour une question de coût, seules 5 sources au centre du réseau possèdent des connecteurs, les autres étant connectées à 2 résistances R0402 de 100Ω, équivalentes à une seule résistance de 50Ω. 2 résistances sont utilisées plutôt qu'une seule car il a été montré par le biais de simulations électromagnétiques que cela permettait de préserver une meilleure symétrie et donc de meilleures performances. L'idéal aurait été d'utiliser 4 résistances mais cela aurait été très coûteux.

Sous les 2 circuits imprimés (CI), sont disposées deux couches d'absorbants permettant de créer une sorte de cavité et d'éviter les fuites. Ces deux absorbants sont choisis identiques, en Gétélec GT 602 R85, d'épaisseur 1,5mm. Des trous sont fait dans ces deux absorbants aux endroits nécessaires (emplacements des résistances, des connecteurs ou de la partie mécanique).

Le substrat qui permet de supporter les rubans des WAIM est prolongé sur les deux extrémités et repose sur des blocs métalliques. Des blocs d'absorbants (en jaune sur les schémas) sont alors placés entre les sources bande X et ces blocs métalliques afin d'éviter qu'ils ne perturbent les performances du réseau. Nous avons bien vérifié (par simulation) que ces absorbants permettaient effectivement de masquer les effets des blocs métalliques sur le réseau.

Dans la suite, dans un souci de clarté et de synthèse, les résultats sont présentés uniquement dans le plan H (voir en annexe pour le plan E).

#### 5.7.2.4 Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés

Les diagrammes de gain sont simulés avec des réseaux linéaires semi-infinis, composés de 17 sources bande X comme dans la partie 5.6.3.1, et présenté sur la Figure 152. Les simulations ne correspondent donc pas exactement à ce qui est simulé. En effet, nous observons des diagrammes environnés pour la maquette alors qu'en simulation, les diagrammes sont environnés dans un plan et actif dans l'autre.

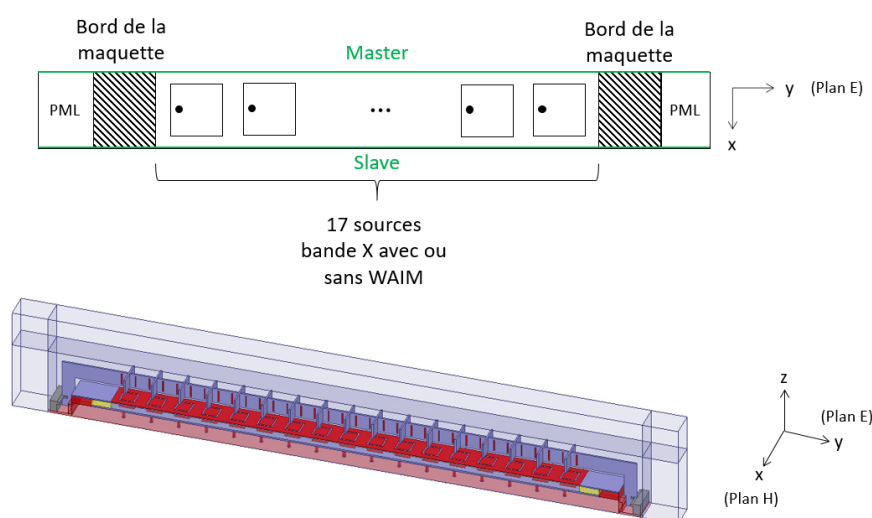


Figure 152 : Configuration des réseaux linéaires semi-infinis simulés pour observer les diagrammes de rayonnement dans le plan E, dans le cas 1.

La Figure 153 présente la comparaison des gains réalisés environnés normalisés à 0dB simulés avec ceux mesurés, avec et sans WAIM dans le plan H. Les diagrammes dans le plan E sont présentés en annexe B. Les diagrammes présentés issus des mesures correspondent à la moyenne, sans pondération, effectuée sur les cinq voies centrales qui sont connectées. La moyenne des cinq voies est notée Smoy.

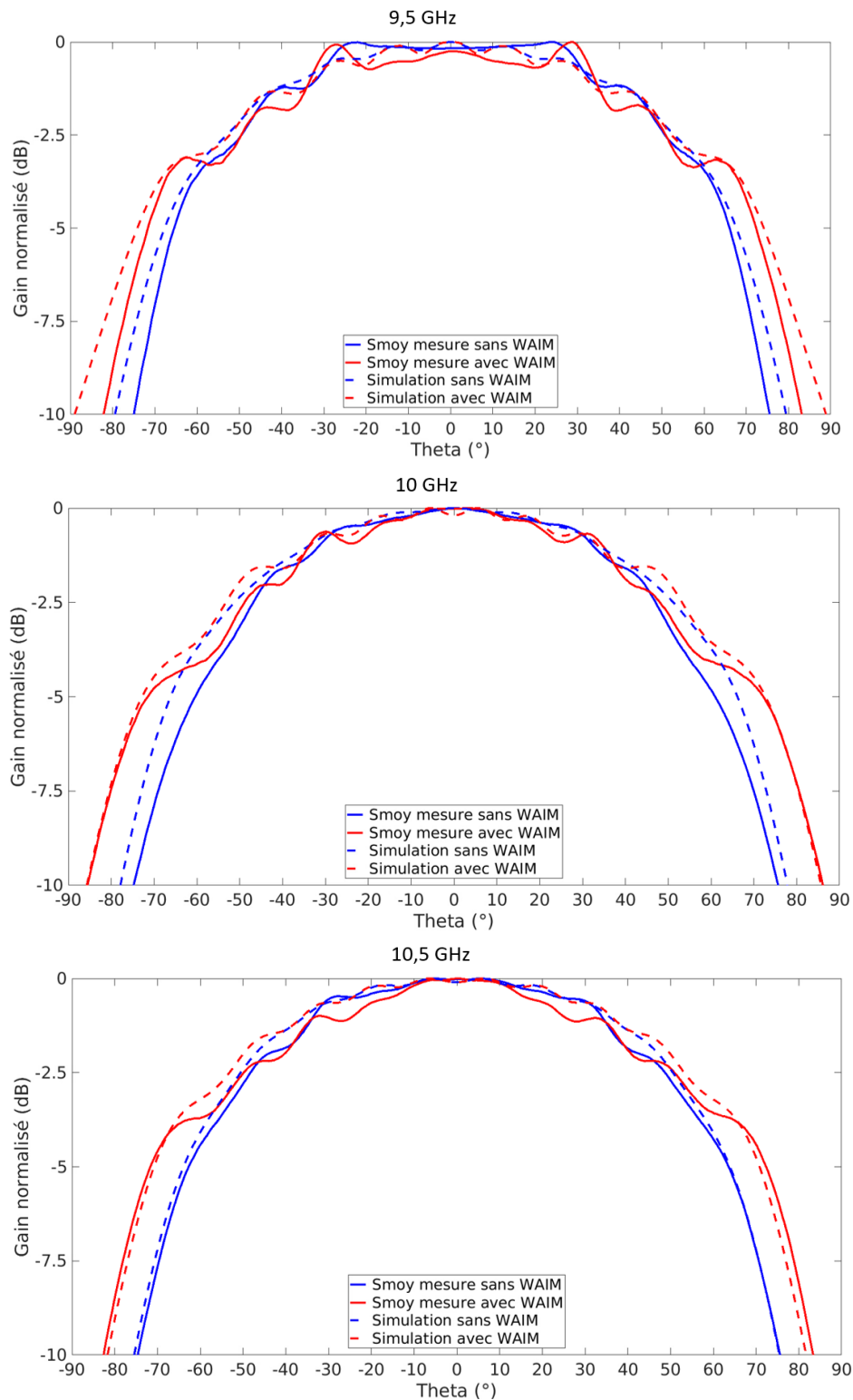


Figure 153 : Comparaisons des gains réalisés normalisés environnés simulés et mesurés, dans le cas 1, avec et sans WAIM, dans le plan H

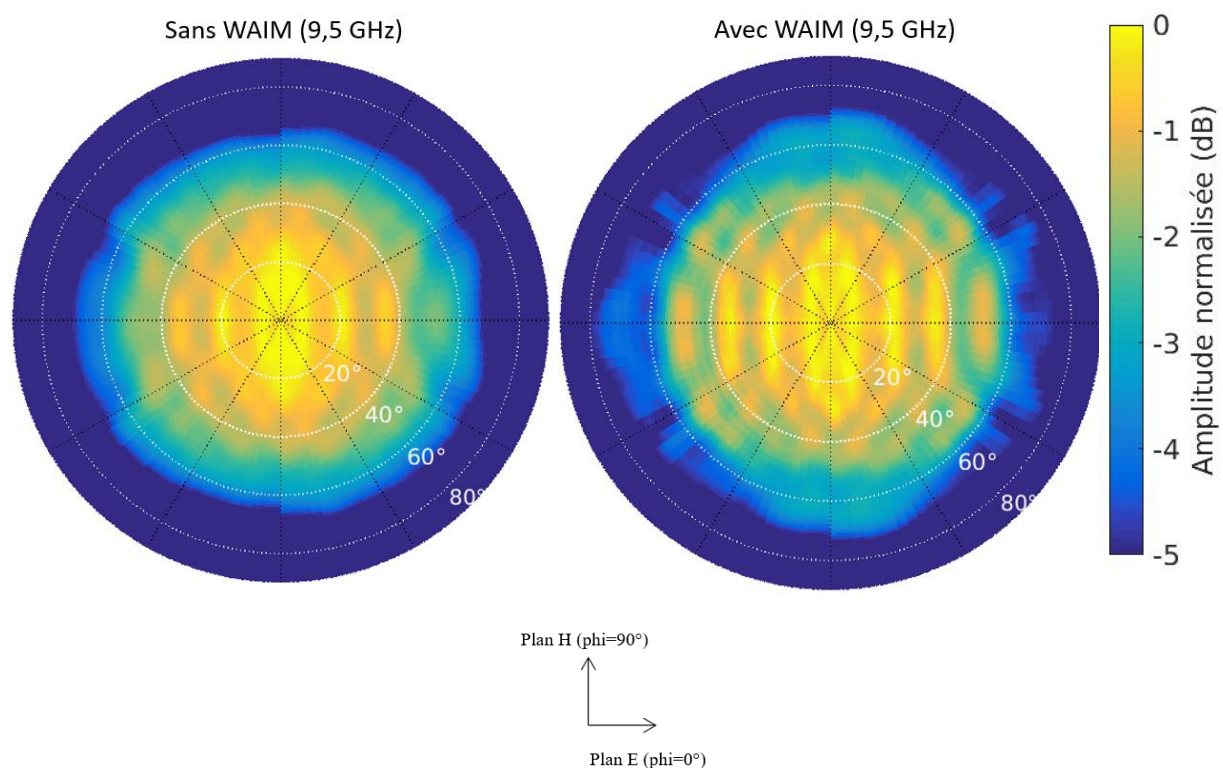
Nous pouvons observer que les résultats obtenus par le biais des mesures sont proches de ceux obtenus via les simulations électromagnétiques. Dans les deux cas, les améliorations attendues dans le plan H sont bien visibles. Pour les trois fréquences, l'ajout du WAIM permet d'élargir les diagrammes et d'observer des améliorations de gain pour des angles supérieurs à  $60^\circ$ . Concernant les résultats de mesure, nous pouvons noter que de faibles dégradations apparaissent pour des angles autour de  $10-30^\circ$  aux trois fréquences. Aucune amélioration n'est attendue dans le plan E (les diagrammes sont donnés en annexe).

D'une manière générale, nous pouvons observer que les résultats mesurés sont en accord avec les résultats simulés, nous retrouvons les tendances attendues.

Afin d'étudier les performances de la maquette de manière plus globale, dans les directions autres que les deux plans principaux E et H, des cartographies 3D sont réalisées et mesurées avec et sans WAIM.

#### 5.7.2.5 Cartographies 3D

Des cartographies 3D du module du champ rayonné normalisé, avec et sans WAIM, dans le cas 1, sont présentés sur la Figure 154. Ces cartographies permettent de vérifier les améliorations attendues dans le plan H, tout en permettant d'observer les effets de l'ajout des WAIM dans les autres plans. Comme précédemment, il s'agit d'une moyenne réalisée sur les cinq sources connectées.





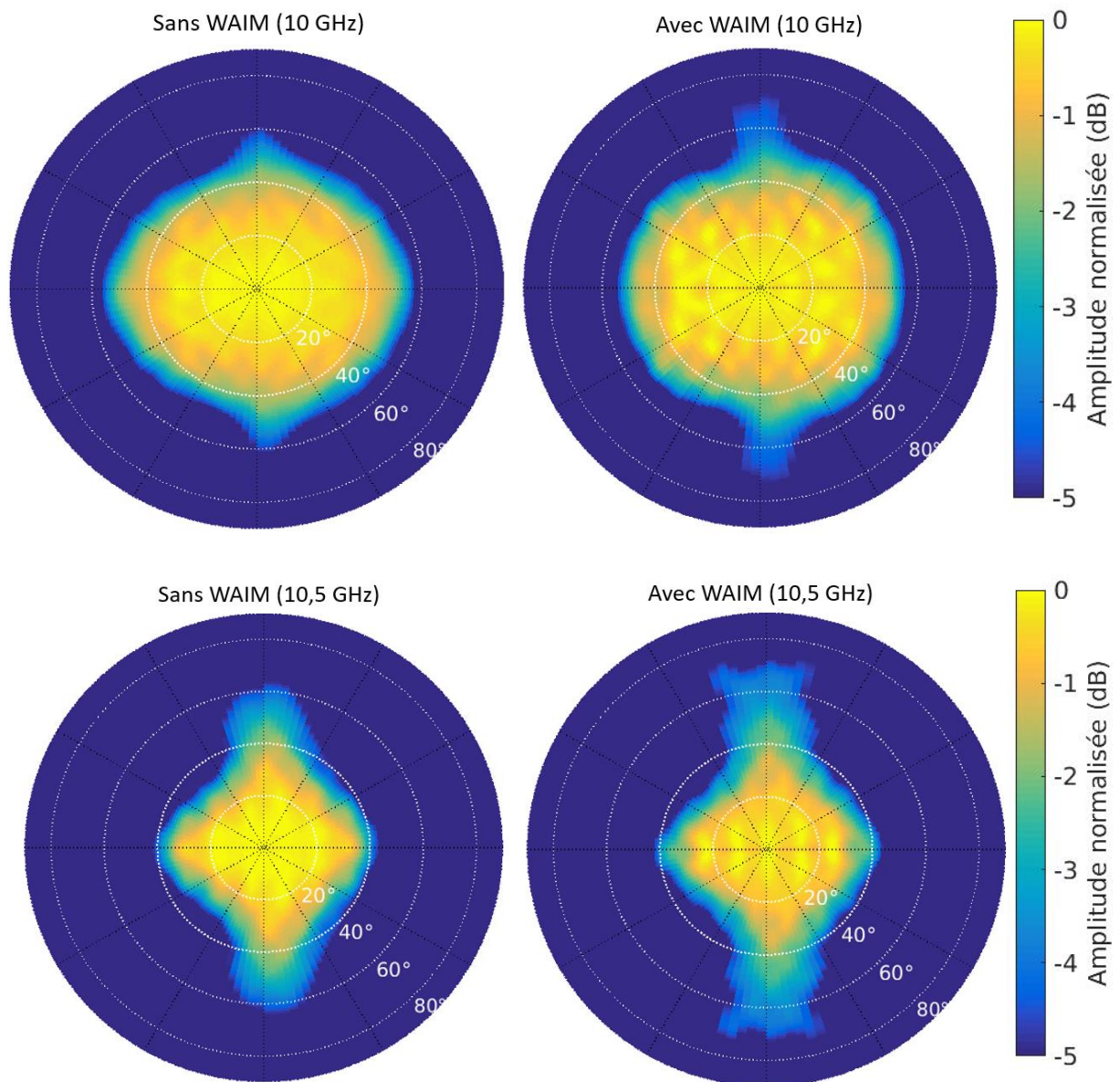


Figure 154 : Cartographies 3D avec et sans WAIM dans le cas 1.

Aux trois fréquences, nous observons bien que l'ajout des WAIM a permis d'améliorer les performances dans le plan H comme attendu, avec l'élargissement des parties claires. Nous pouvons même remarquer que l'ajout des WAIM améliore également les performances dans les directions autour du plan H. Dans les plans intermédiaires, nous n'observons pas de dégradations dues aux WAIM qui ont même plutôt tendance à améliorer les capacités de dépointage, ce qui est un résultat intéressant. Dans le plan E et autour, il y a peu de modifications comme attendu.

#### 5.7.2.6 Coefficients de réflexion

Nous avons pu mesurer les coefficients de réflexion sur chacun des 5 ports connectés avec et sans WAIM. Comme pour les diagrammes de rayonnement, les moyennes, sans pondération, sur les 5 ports sont réalisées. La comparaison des coefficients de réflexion, notés  $S_{moy}$ , avec et sans WAIM est présentée sur la Figure 155.

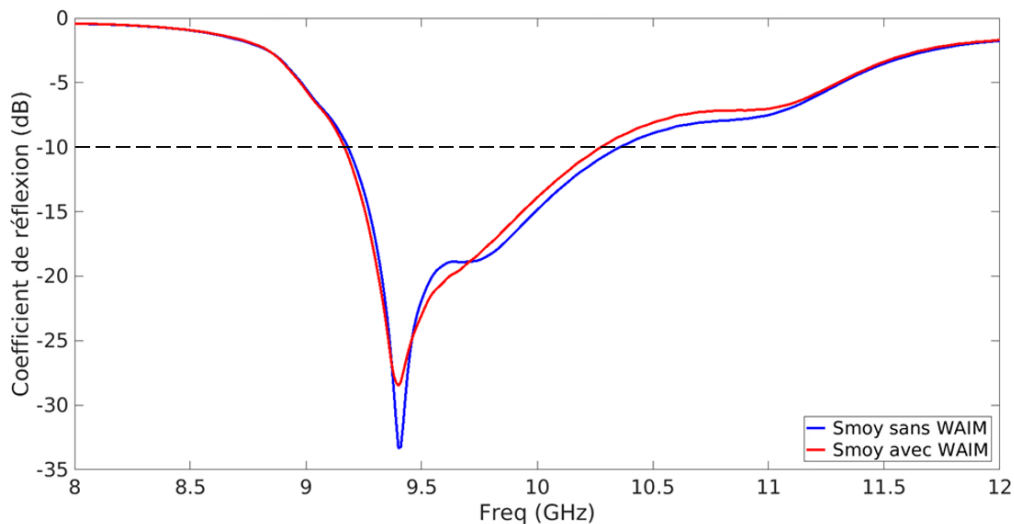


Figure 155 : Comparaison des coefficients de réflexion mesurés avec et sans WAIM dans le cas 1.

Ces résultats ne peuvent pas être comparés directement avec ceux simulés car aucune simulation réalisée ne correspond réellement à ce qui a été mesuré. Nous pouvons remarquer que l'ajout des WAIM perturbe peu le coefficient de réflexion sur la bande, avec seulement une légère dégradation de la bande passante à -10dB.

#### 5.7.2.7 Effets des WAIM sur le gain réalisé dans l'axe

L'ajout des WAIM permet d'élargir les diagrammes de rayonnement et d'améliorer les performances du réseau d'antennes pour des angles de dépointage relativement importants ( $> 60^\circ$ ). L'élargissement des diagrammes peut alors conduire à des pertes de gain réalisé dans l'axe. C'est pourquoi nous comparons les valeurs de gain réalisé dans l'axe avec et sans WAIM, et ceci pour les simulations et les mesures.

La Figure 156 présente le tableau de comparaisons des gains réalisés dans l'axe, avec et sans WAIM, aux trois fréquences d'étude, pour les simulations et les mesures.

		9,5GHz		10GHz		10,5GHz	
		Sans WAIM	Avec WAIM	Sans WAIM	Avec WAIM	Sans WAIM	Avec WAIM
Gain réalisé (dB)	Simulation	3,52	3,4	4,1	3,84	4,3	4,38
	Mesure	2,83	2,71	3,95	3,89	4,16	4,2

Figure 156 : Tableau de comparaisons des gains réalisés dans l'axe, avec et sans WAIM (cas 1).

Nous observons que les variations de gain réalisé suite à l'ajout des WAIM sont bien cohérentes entre les simulations et les mesures. En effet, l'ajout des WAIM conduit à une très légère baisse du gain réalisé, sauf à la fréquence haute de 10,5GHz. Ces résultats sont très intéressants car ils montrent que l'ajout des WAIM dégrade très peu les performances dans l'axe, tout en permettant de les améliorer pour des angles de dépointage importants.

Concernant les pertes, les WAIM ne dégradent pas l'efficacité en simulation. Nous ne disposons pas des valeurs de directivités en mesure pour déterminer les valeurs d'efficacité

avec et sans WAIM. Néanmoins, nous pouvons penser qu'au vu de la cohérence entre les simulations et les mesures, les WAIM ne devraient pas dégrader de manière importante l'efficacité.

Les résultats de mesure ayant été détaillé dans le cas 1, il reste maintenant à présenter le cas 2 et les résultats associés. Si dans le cas 1, l'optimisation permet d'améliorer de manière significative les performances dans le plan H, dans le cas 2 l'objectif est d'améliorer fortement les performances dans les plans E et H, mais sur une bande de fréquences restreinte.

### 5.7.3 Cas 2 : optimisation dans les plans E et H sur une bande de fréquences restreinte

#### 5.7.3.1 Performances initiales de la source bande X

Afin d'obtenir des améliorations significatives et aisément mesurables dans les plans E et H, nous avons décidé de restreindre la bande de fréquences d'étude : [9,9 ; 10,1] GHz au lieu de [9,5 ; 10,5] GHz. La Figure 157 présente les coefficients de réflexion actifs de la source seule, pour plusieurs angles dans les plans E et H, sur cette bande restreinte. La source bande X est la même que dans le cas 1.

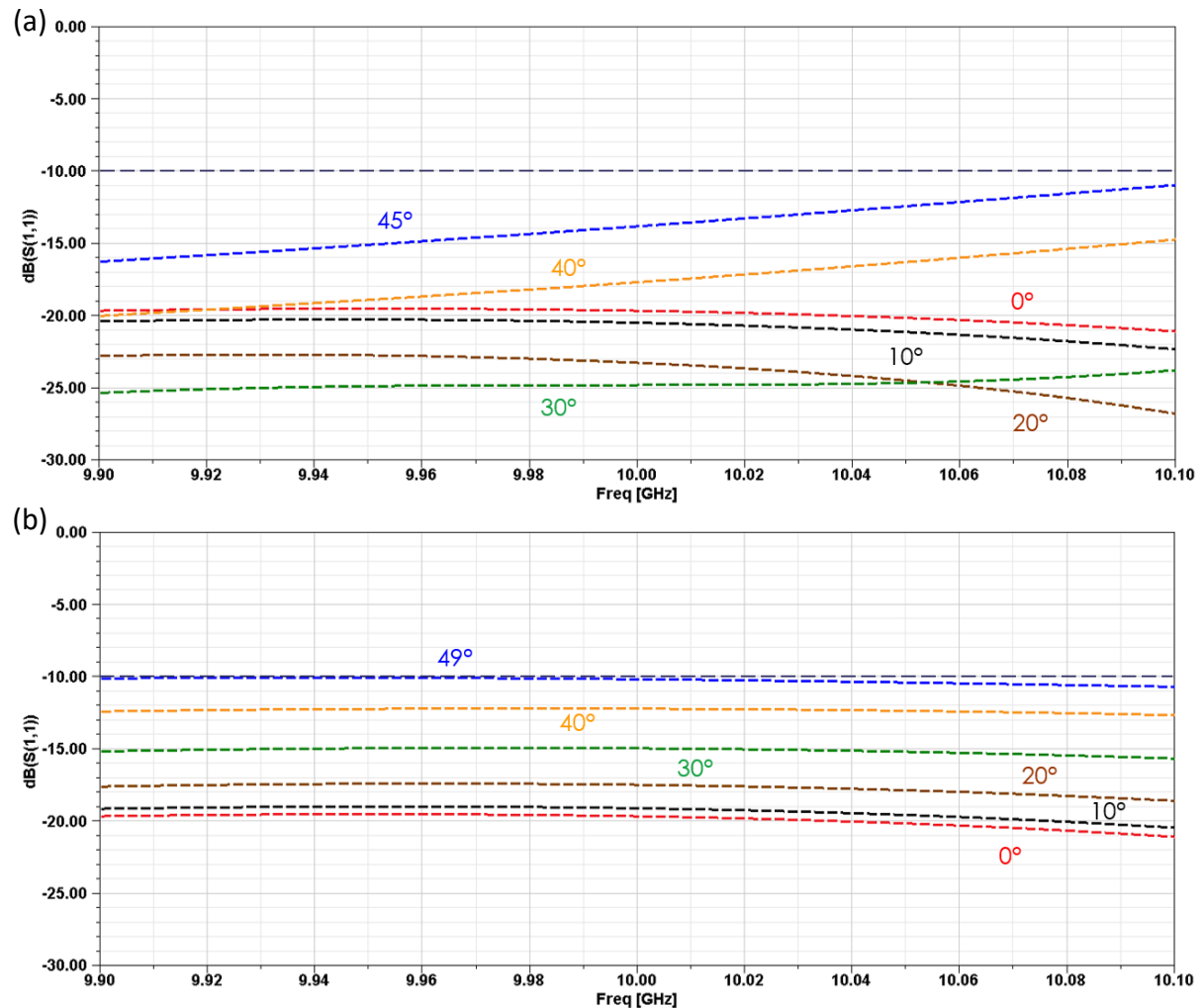


Figure 157 : Coefficients de réflexion actifs de la source bande X seule, pour plusieurs angles dans les plans (a) E et (b) H.

Sur la bande réduite, les capacités de dépointage de la source bande X seule sont limitées à 45° dans le plan E et à 49° dans le plan H.

Comme pour le cas 1, l'objectif étant d'obtenir des améliorations mesurables en termes de gain, il est nécessaire de connaître les performances initiales de la source bande X en fonction de l'angle de dépointage. Les variations du coefficient de réflexion actif en fonction de l'angle de dépointage pour les trois fréquences choisies (9,9, 10 et 10,1GHz) sont reportés sur la Figure 158.

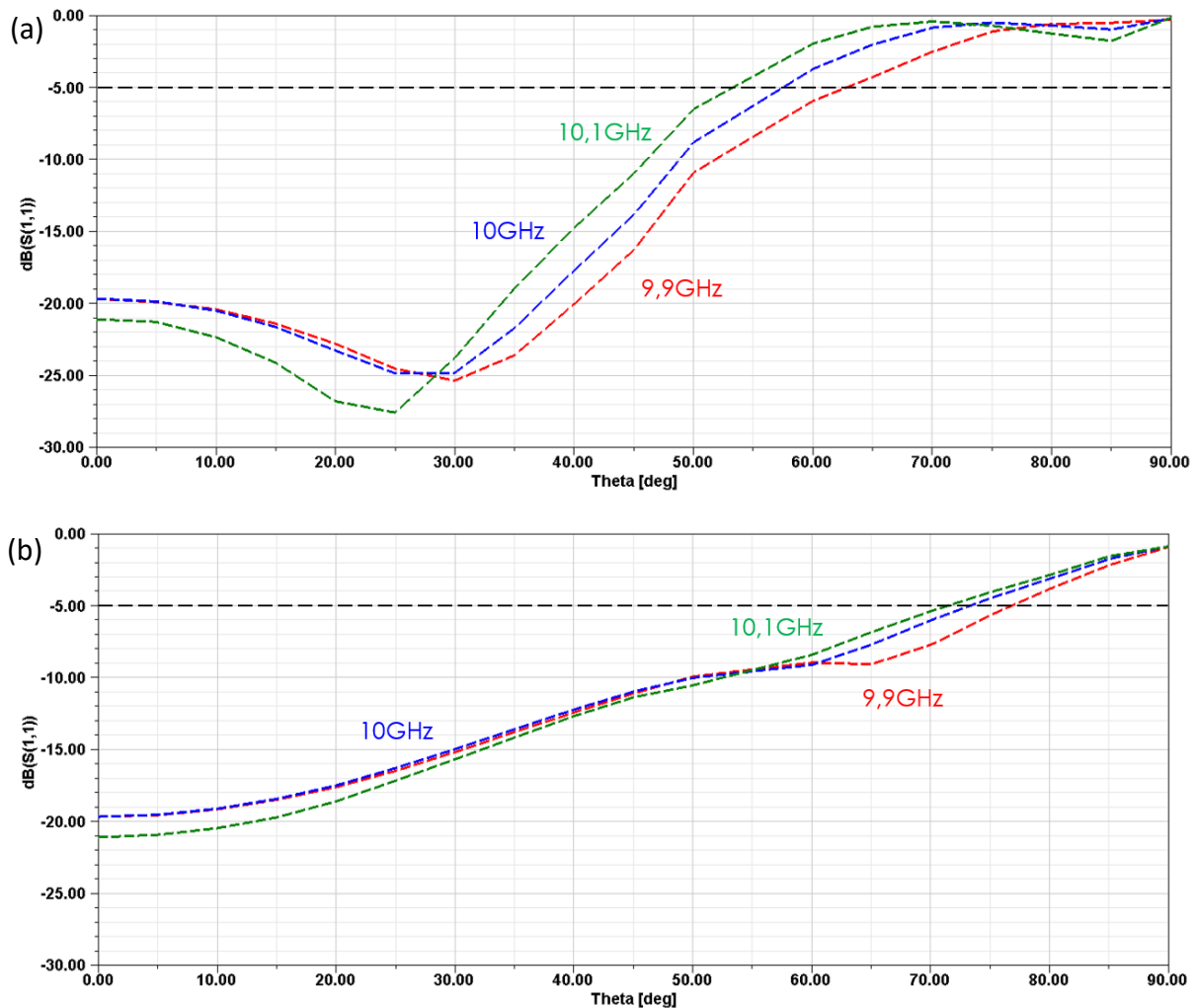


Figure 158 : Variations des coefficients de réflexion actifs en fonction de l'angle de dépointage aux trois fréquences choisies, dans les plans (a) E et (b) H.

Pour obtenir un coefficient de réflexion actif supérieur à -5dB pour au moins deux fréquences, il faut obtenir des capacités de dépointage allant au moins jusqu'à 58° dans le plan E, et jusqu'à 74° dans le plan H.

### 5.7.3.2 Présentation de la structure optimisée

La Figure 159 présente une vue 3D d'une maille élémentaire de la structure optimisée.



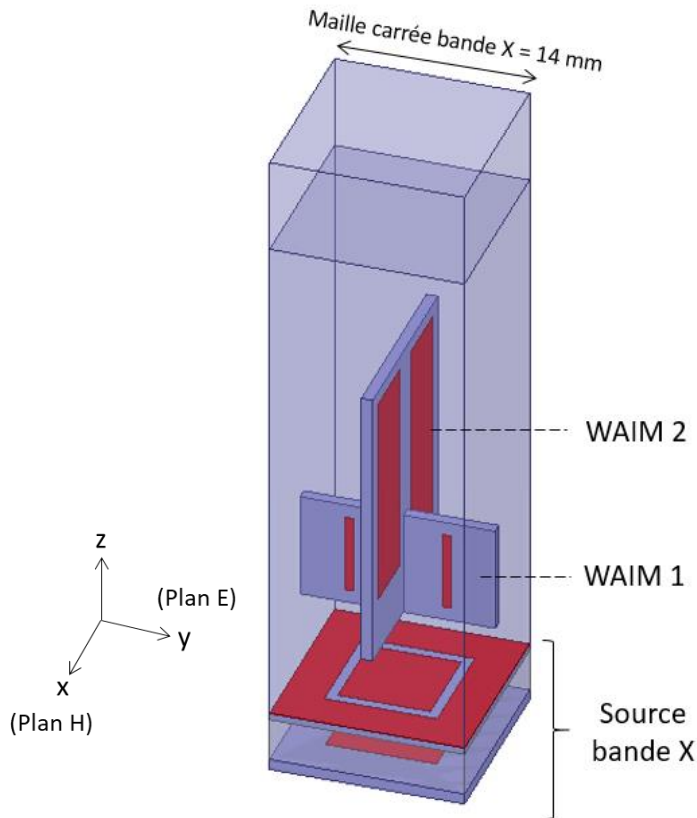


Figure 159 : Vue 3D d'une maille élémentaire de la source bande X surmontée des WAIM 1 et 2 optimisés dans le cas 2.

Contrairement au cas 1 présenté précédemment, une amélioration des performances est maintenant attendue dans le plan E, en plus du plan H. La structure WAIM est cette fois-ci composée du WAIM 1 permettant d'optimiser le plan H et du WAIM 2 permettant d'optimiser le plan E. Les WAIM 1 et WAIM 2 sont tous les deux composés de deux rubans rectangulaires identiques gravés sur un substrat diélectrique de Rogers RO 4003. Cependant, les dimensions des rubans pouvant être différentes, les hauteurs des substrats pourraient dans ce cas être différentes, au contraire du cas 1.

Les WAIM 1 et WAIM 2 sont optimisés grâce aux abaques, de la même manière que dans la partie 5.6, mais en présence des substrats diélectriques servant de supports aux rubans.

Il apparaît clairement que les substrats diélectriques de WAIM 1 et WAIM 2 ont des hauteurs très différentes. Cependant, nous avons bien fait attention à garder le bas des deux substrats exactement à la même hauteur par rapport à la source bande X, pour faciliter la réalisation (les substrats vont encore une fois s'imbriquer l'un dans l'autre). La Figure 160 présente les caractéristiques des WAIM optimisés. Les caractéristiques du WAIM 1 sont notées  $d_y$ ,  $L_y$  et  $w_y$ , ceux du WAIM 2 sont notées  $d_x$ ,  $L_x$  et  $w_x$ .



Les performances en termes d'adaptation, en simulation en réseau infini-périodique, de cette structure optimisée sont présentées sur la Figure 161.

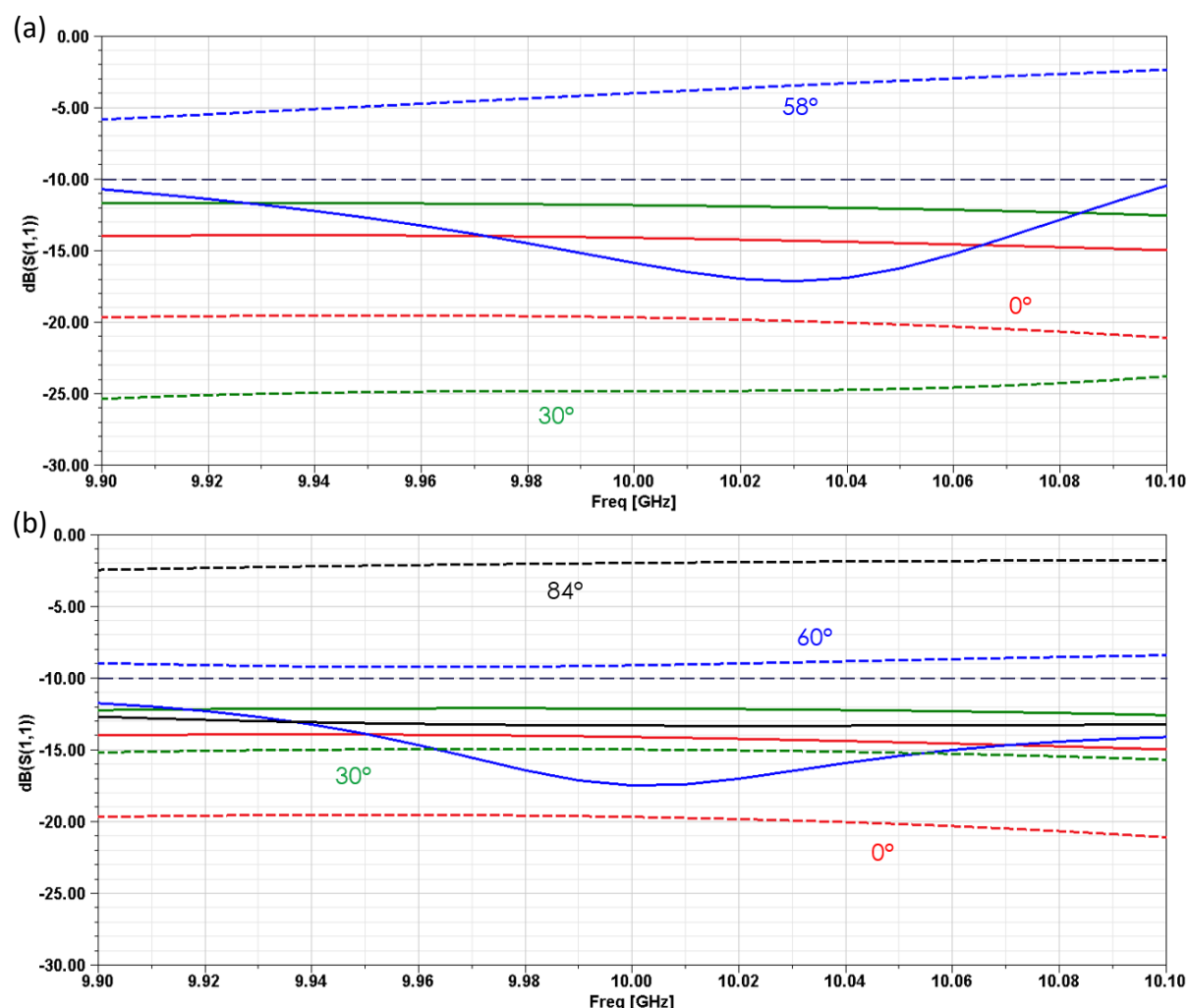


Figure 161 : Comparaisons des coefficients de réflexion actifs avec (traits pleins) et sans (traits pointillés) WAIM dans les plans (a) E et (b) H.

L'ajout des WAIM au-dessus de la source bande X a permis d'améliorer les capacités de dépointage dans les deux plans : passant de 45 à 58° dans le plan E, et de 49 à 84° dans le plan H. Nous observons, comme dans la partie 5.6, qu'il est beaucoup plus simple d'améliorer le plan H que le plan E grâce aux WAIM. Ces améliorations sont a priori assez significatives afin de pouvoir visualiser des améliorations sur les diagrammes de rayonnement.

Il reste tout de même à bien vérifier que l'ajout des WAIM n'a pas causé de dégradations importantes pour des angles de dépointage intermédiaires dans les deux plans. Pour cela, les coefficients de réflexion actifs de la structure sont tracés en fonction de l'angle de dépointage aux trois fréquences choisies (9,9, 10 et 10,1GHz) sur la Figure 162. Leur comparaison avec la source bande X sans WAIM permet également d'apprécier les améliorations apportées.

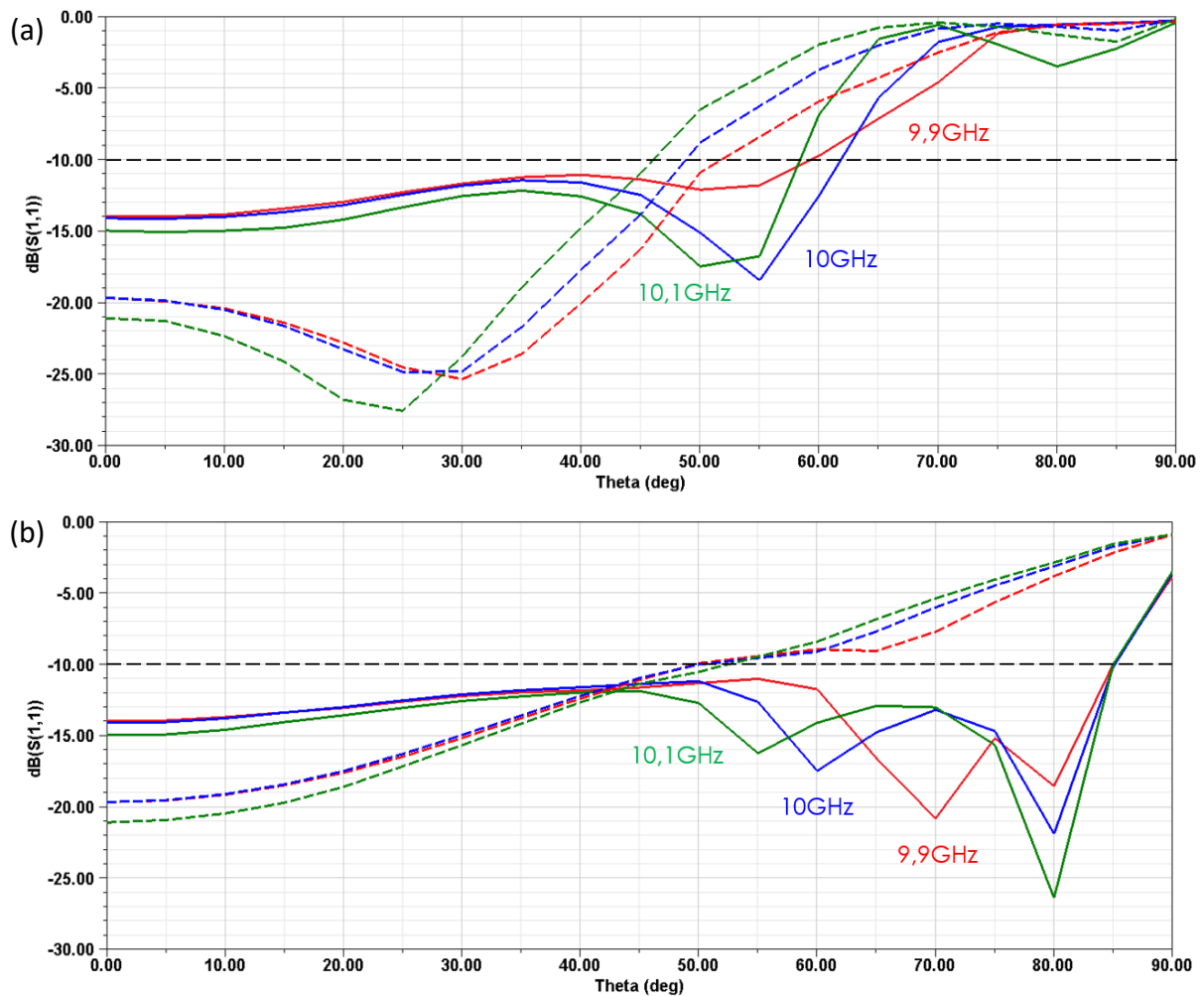


Figure 162 : Comparaisons des coefficients de réflexion actifs en fonction de l'angle de dépointage, avec (traits pleins) et sans (traits pointillés) WAIM, dans les plans (a) E et (b) H.

Aucune dégradation importante n'a été causée aux angles de dépointage intermédiaires dans les plans E et H pour les trois fréquences choisies. Les améliorations apportées par l'ajout des WAIM sont très visibles pour des angles importants, surtout dans le plan H.

### 5.7.3.3 Présentation de la maquette

La maquette est exactement la même que celle présentée dans la partie 5.7.2.3. La seule différence est le WAIM que nous venons de placer au-dessus de la structure.

La Figure 163 présente une photo de la maquette avec WAIM dans le cas 2.

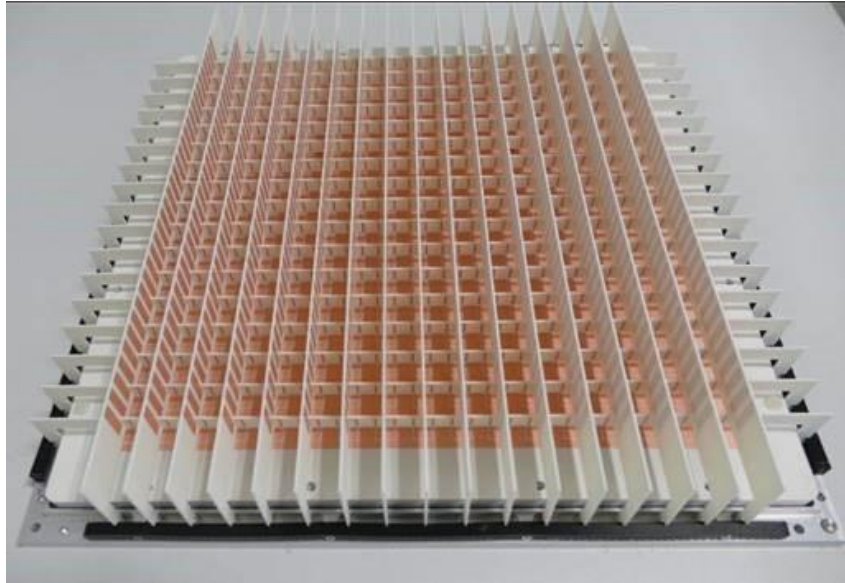
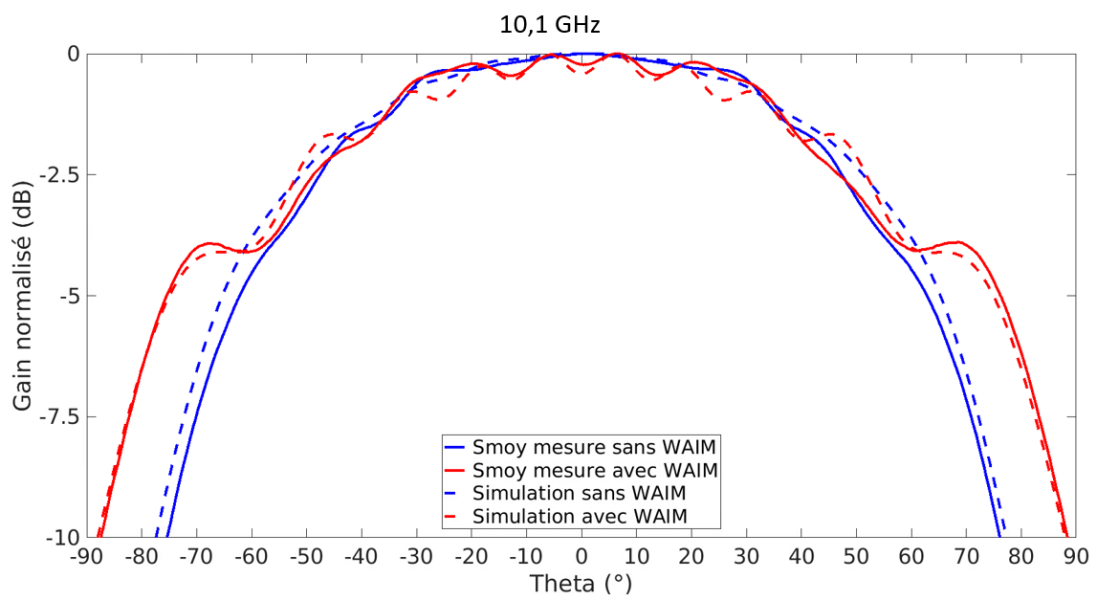
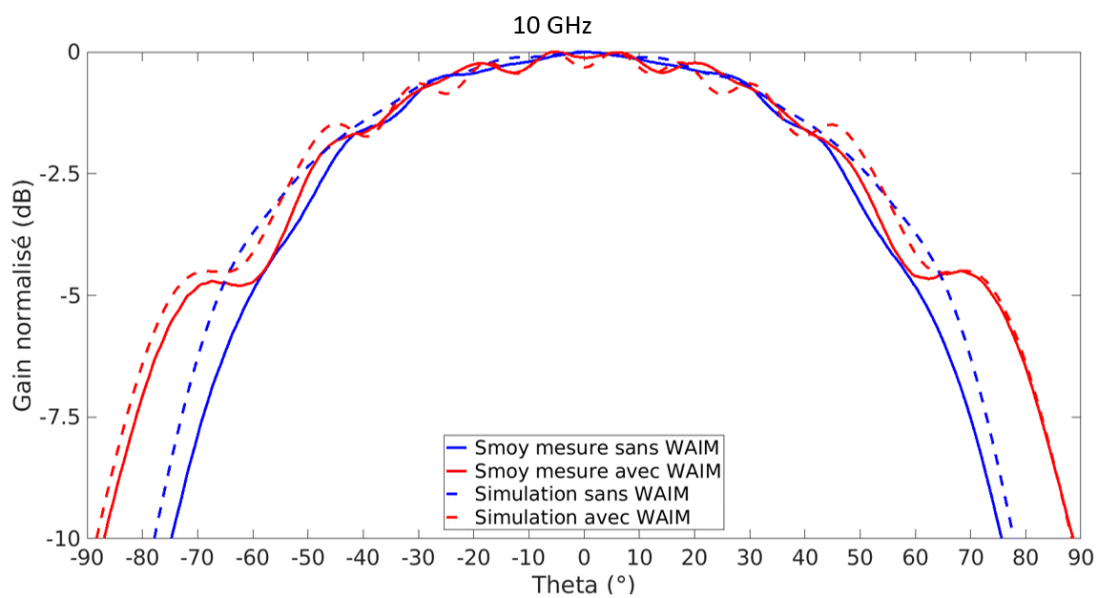
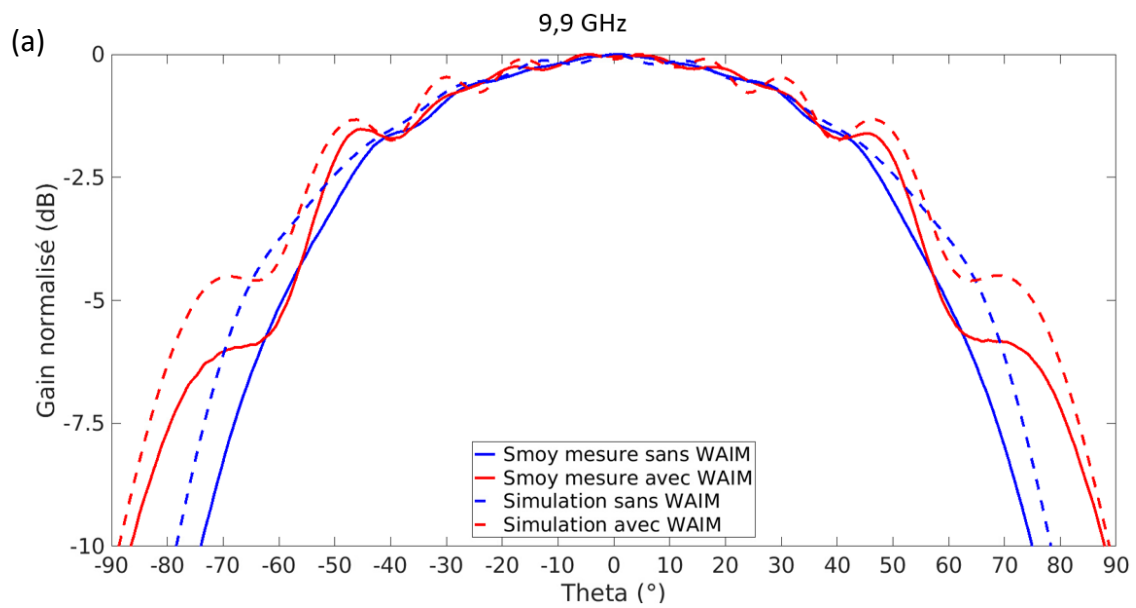


Figure 163 : Vue de face de la maquette avec WAIM dans le cas 2

#### 5.7.3.4 Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés

Les diagrammes de gains environnés sont simulés avec des réseaux linéaires semi-infinis, composés de 17 sources bande X comme dans la partie 5.6.3.1. Les mêmes bords que dans le cas 1 sont considérés pour les simulations.

La Figure 164 présente la comparaison des gains réalisés normalisés environnés simulés et mesurés, avec et sans WAIM dans les plans H et E. Les diagrammes présentés issus des mesures correspondent à la moyenne effectuée sur les cinq voies centrales qui sont connectées. La moyenne des cinq voies est notée  $S_{moy}$ .



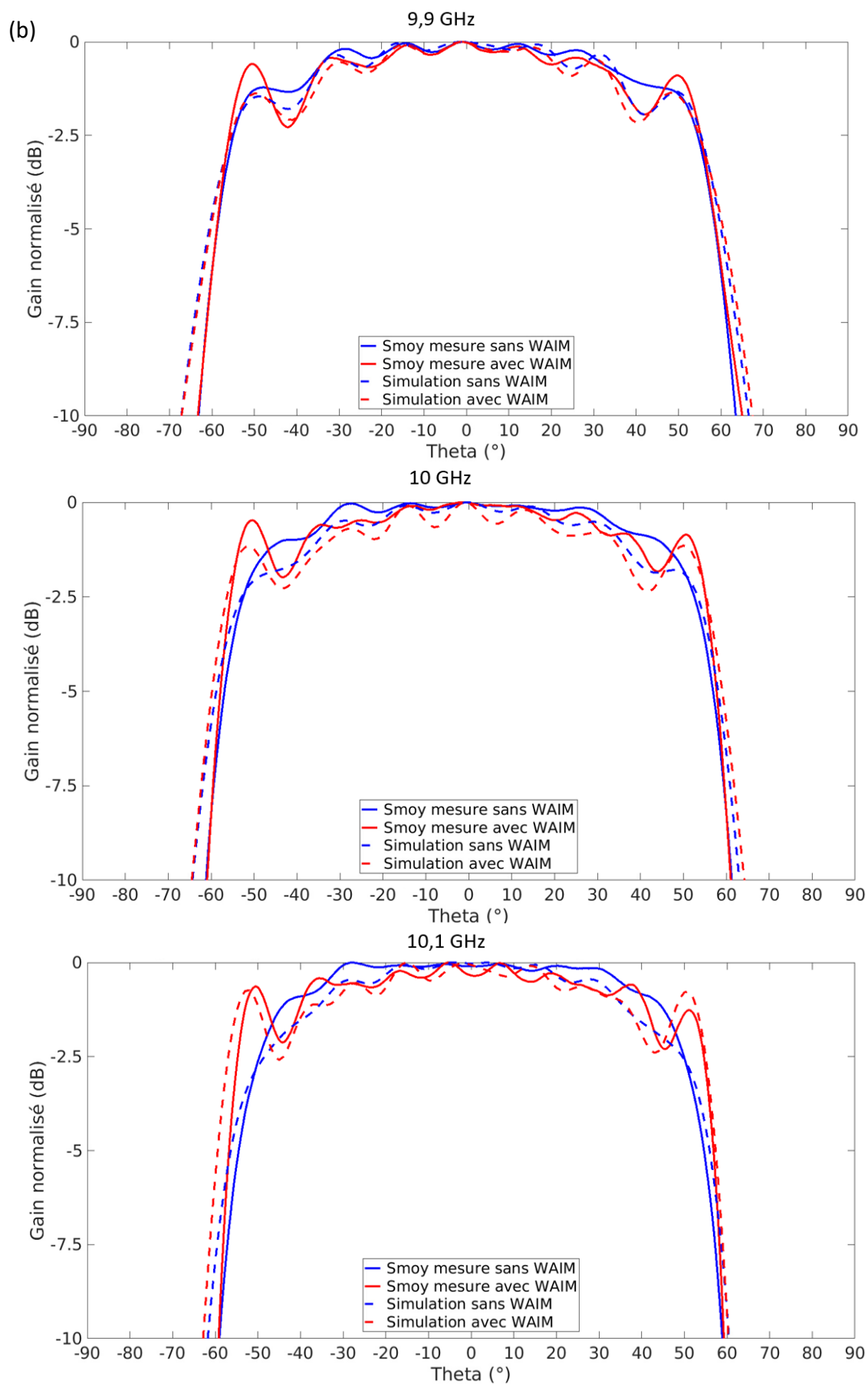


Figure 164 : Comparaisons des gains réalisés normalisés environnés simulés et mesurés, dans le cas 2, avec et sans WAIM, dans les plans (a) H et (b) E

Dans les deux plans, et aux trois fréquences, les résultats obtenus par simulations et mesures sont relativement proches.

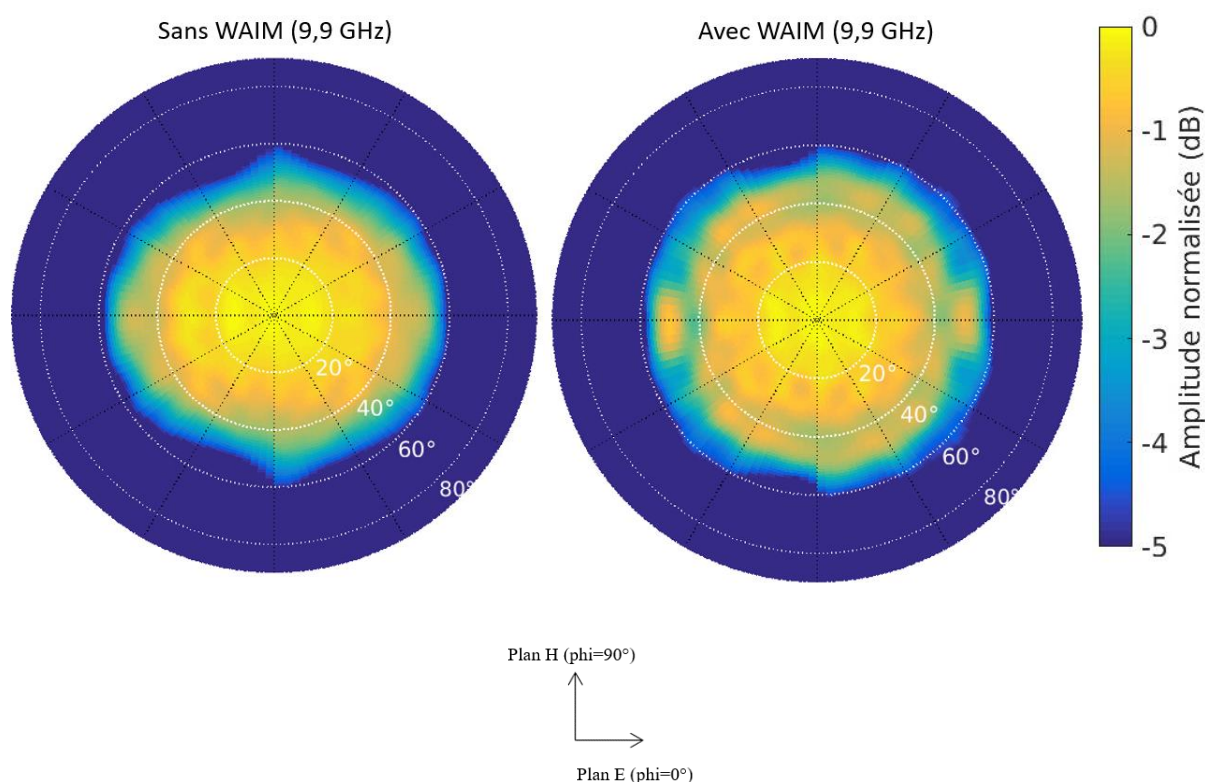
Dans le plan H, les améliorations apportées par l'ajout des WAIM sont visibles aux trois fréquences pour des angles supérieurs à  $65^\circ$ . Néanmoins, nous pouvons observer qu'à la fréquence basse de 9,9GHz, les niveaux du diagramme correspondant à la mesure avec WAIM sont relativement bas par rapport à ceux obtenus par la simulation : il y a une différence d'environ 1,5dB.

Dans le plan E, les améliorations apportées par l'ajout des WAIM sont surtout visibles à la fréquence haute de 10,1GHz, pour des angles autour de  $55^\circ$ , en simulation. En mesure, les améliorations apportées par l'ajout des WAIM est visible aux trois fréquences, toujours pour des angles autour de  $55^\circ$ .

Comme dans le cas 1, les résultats mesurés sont relativement proches de ceux simulés, les conditions de bords de la structure ont bien été anticipées lors des simulations électromagnétiques. De plus, cela confirme une nouvelle fois que les simulations de réseaux linéaires semi-infinis sont bien représentatives des réseaux complets.

### 5.7.3.5 Cartographies 3D

Des cartographies 3D du module du champ rayonné normalisé, avec et sans WAIM, dans le cas 1, sont présentés sur la Figure 165. Ces cartographies permettent de vérifier les améliorations attendues dans les deux plans principaux E et H, tout en permettant d'observer les effets de l'ajout des WAIM dans les autres plans.





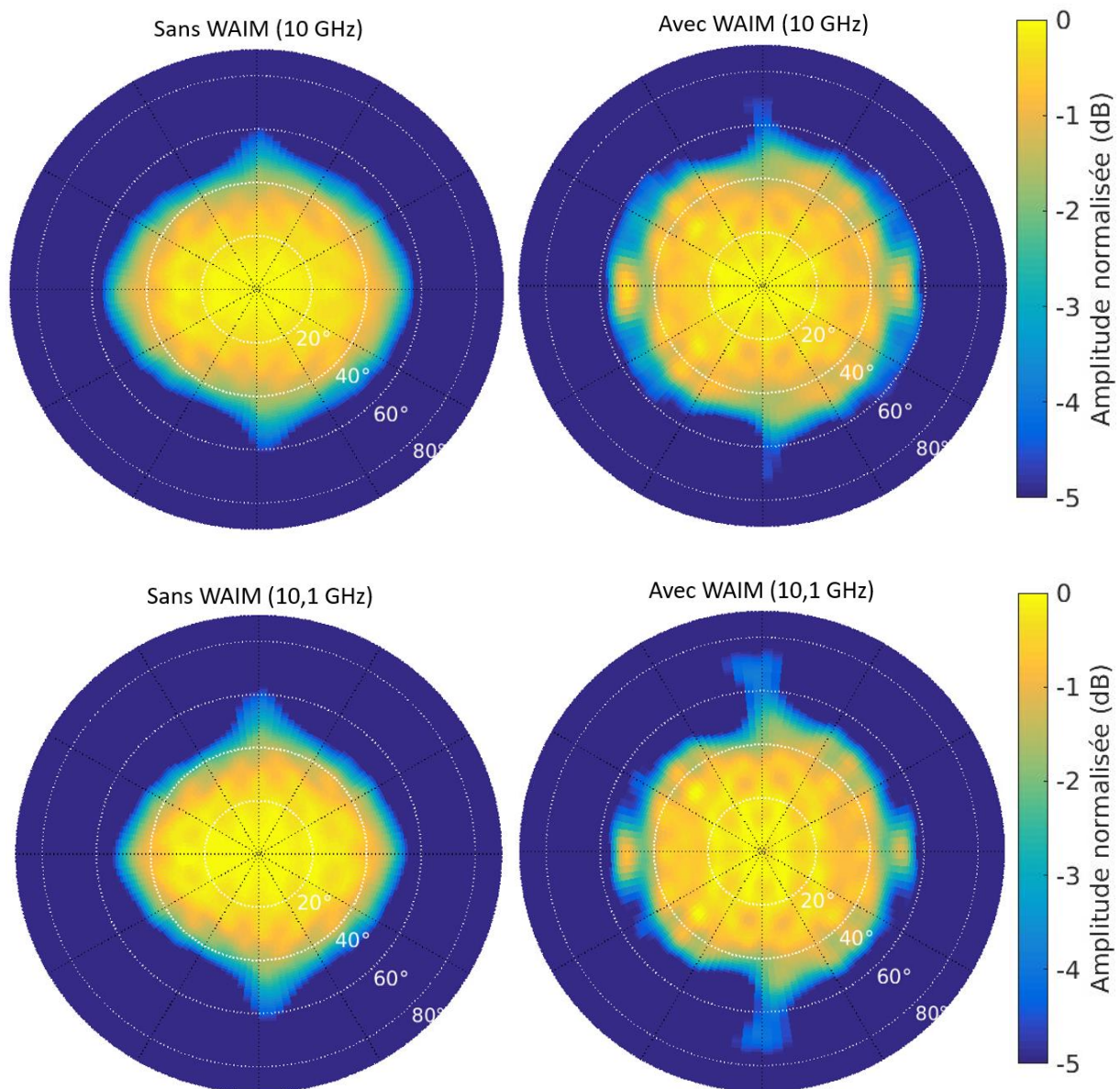


Figure 165 : Cartographies 3D avec et sans WAIM dans le cas 2.

Aux trois fréquences, nous observons bien que l'ajout des WAIM a permis d'améliorer les performances dans le plan H comme attendu, avec l'élargissement des parties claires. Nous pouvons même remarquer que l'ajout des WAIM améliore également les performances dans les directions autour du plan H. Dans les plans intermédiaires, nous n'observons pas de dégradations dues aux WAIM qui ont même plutôt tendance à améliorer les capacités de dépointage, ce qui est un résultat intéressant. Dans le plan E, nous observons bien l'amélioration due aux WAIM pour des angles autour de  $\pm 55^\circ$  aux trois fréquences.

#### 5.7.3.6 Coefficients de réflexion

Nous avons pu mesurer les coefficients de réflexion sur chacun des 5 ports connectés avec et sans WAIM. Comme pour les diagrammes de rayonnement, les moyennes sur les 5 ports sont réalisées. La comparaison des coefficients de réflexion, notés  $S_{moy}$ , avec et sans WAIM est présentée sur la Figure 166.

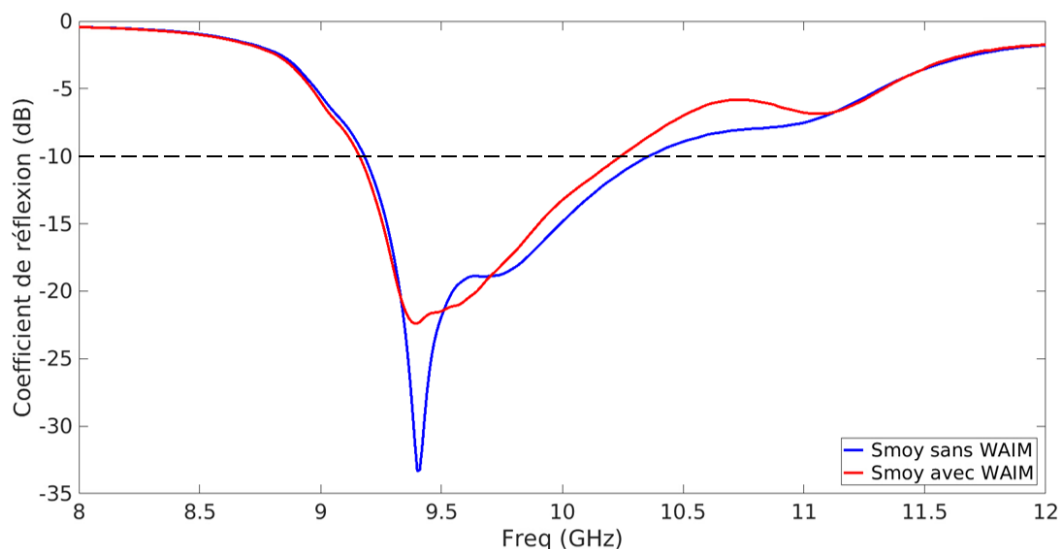


Figure 166 : Comparaison des coefficients de réflexion mesurés avec et sans WAIM dans le cas 1

Comme dans le cas 1, ces résultats ne peuvent pas être comparés directement avec ceux simulés car aucune simulation réalisée ne correspond réellement à ce qui a été mesuré. Nous pouvons remarquer que l'ajout des WAIM perturbe peu le coefficient de réflexion sur la bande, avec seulement une légère dégradation de la bande passante à -10dB.

#### 5.7.3.7 Effets des WAIM sur le gain réalisé dans l'axe

Comme dans le cas 1, nous étudions les effets de l'ajout des WAIM sur le gain réalisé dans l'axe. La Figure 167 présente le tableau de comparaisons des gains réalisés dans l'axe, avec et sans WAIM, aux trois fréquences d'étude, pour les simulations et les mesures.

		9,9GHz		10GHz		10,1GHz	
		Sans WAIM	Avec WAIM	Sans WAIM	Avec WAIM	Sans WAIM	Avec WAIM
Gain réalisé (dB)	Simulation	4,07	3,9	4,23	4,18	4,23	4,17
	Mesure	3,58	3,51	3,72	3,63	3,67	3,54

Figure 167 : Tableau de comparaisons des gains réalisés dans l'axe, avec et sans WAIM (cas 2).

Nous observons que les variations de gain réalisé suite à l'ajout des WAIM sont bien cohérentes entre les simulations et les mesures. En effet, l'ajout des WAIM conduit à une très légère baisse du gain réalisé aux trois fréquences d'étude. Ces résultats sont très intéressants car ils montrent que l'ajout des WAIM dégrade très peu les performances dans l'axe, tout en permettant de les améliorer pour des angles de dépointage importants.

## 5.8. Conclusion

Ce chapitre a présenté le recours aux WAIM pour améliorer les capacités de dépointage de la source bande X.

Dans un premier temps, la méthode analytique de conception des couches WAIM a été présentée et les différentes formes de simulation des WAIM sous HFSS ont été testées et validées. Une première tentative d'optimisation de la source bande X sans cavité a mis en lumière la nécessité de considérer des WAIM 3D plutôt que des WAIM planaires pour pouvoir améliorer les capacités de dépointage de la source bande X dans les plans E et H simultanément.

Deux optimisations ont alors suivi : une pour la source bande X avec cavité, et une autre pour la source bande X sans cavité. L'optimisation de la source bande X avec cavité a permis d'atteindre l'objectif initial d'obtenir des capacités de dépointage allant au moins jusqu'à  $60^\circ$  dans les plans E et H. Cependant, les améliorations sont peu visibles sur les diagrammes de rayonnement. C'est pourquoi, une optimisation de la source bande X sans cavité a été réalisée. Cette optimisation limitée à la fréquence centrale de 10GHz permet d'observer des améliorations notables sur les diagrammes de rayonnement, dans les plans E et H de la source bande X.

Finalement, une validation expérimentale grâce à une maquette d'antennes est présentée. Les résultats de mesure sont très satisfaisants, ils sont bien cohérents avec ceux simulés. Ils permettent de confirmer les améliorations apportées par les WAIM, notamment sur les diagrammes de rayonnement qui sont élargis dans les deux plans principaux E et H. De plus, ils mettent en évidence que non seulement l'ajout des WAIM ne dégrade pas les performances dans les plans intermédiaires, mais il a même plutôt tendance à les améliorer. Les mesures confirment aussi qu'il y a peu de pertes de gain dans l'axe dues à l'ajout des WAIM malgré l'élargissement des diagrammes, c'est aussi un résultat très intéressant.

Une discussion intéressante peut éclore concernant l'utilisation de WAIM comme alternative aux cavités métalliques entourant la source bande X pour améliorer les capacités de dépointage. En effet, nous avons justifié dans le dernier chapitre le fait de considérer une source bande X sans cavité pour la validation expérimentale par le fait que la cavité n'était pas simple à concevoir en pratique. Si l'utilisation d'une cavité plutôt que de WAIM présente l'avantage de ne pas augmenter l'épaisseur de la structure, elle présente aussi certains inconvénients par rapport aux WAIM. Tout d'abord, l'utilisation d'une cavité semble relativement limitée en terme d'optimisation. En effet, elle est simplement placée autour d'une source élémentaire, sans réellement de possibilité d'optimisation. De plus, les WAIM présentent un côté pratique car c'est quelque chose qu'on peut ajouter après coup à une antenne. Au contraire, suite à l'ajout d'une cavité, il est nécessaire de ré-optimiser la source initiale. Les WAIM peuvent également être combinés avec un élément basse fréquence placé au-dessus de la source à améliorer.

## Chapitre 6

## Conclusion

6.1 Résumé des travaux de recherche .....	172
6.2 Travaux futurs et perspectives .....	173

## 6. Conclusion

### 6.1 Résumé des travaux de recherche

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre d'une collaboration entre le laboratoire IETR et Thales DMS France à Élancourt.

Les travaux portent sur l'implantation de deux réseaux d'antennes à balayage électronique sur une même surface, présentant des caractéristiques définies. La conception et l'optimisation des deux réseaux sont notamment réalisées dans un premier temps, avant l'étude des effets mutuels des réseaux l'un sur l'autre. L'utilisation de WAIM pour améliorer les performances des réseaux est également étudiée.

Dans le **chapitre 3**, la conception et l'optimisation de l'élément rayonnant fonctionnant en bande X est présentée. La conception est faite en partant d'une source classique composée de deux patchs empilés et alimentés par une sonde coaxiale. Rapidement, un grillage est ajouté autour du patch supérieur afin de mieux contrôler la double résonance offerte par les deux patchs. De plus, l'ajout de ce grillage permet de bénéficier d'un paramètre d'optimisation supplémentaire. L'optimisation de la source bande X conduit à des performances très en deçà de celles attendues : capacités de dépointage inférieures à  $40^\circ$  dans les plans E et H alors que l'objectif est d'atteindre  $60^\circ$  dans les deux plans.

Une cavité est alors ajoutée autour de la source bande X unitaire afin de limiter les couplages inter-éléments et ainsi permettre d'améliorer les capacités de dépointage. Après une nouvelle optimisation, une source bande X présentant des capacités de dépointage allant jusqu'à  $60^\circ$  dans le plan E, mais limitée à  $54^\circ$  dans le plan H est obtenue. Une amélioration des performances dans le plan H est encore nécessaire.

Dans le **chapitre 4**, la conception et l'optimisation de l'élément rayonnant fonctionnant en bande L est présentée. Après une rapide étude de l'influence d'une source bande L choisie sous forme d'un grillage placée au-dessus du réseau bande X, le choix est finalement fait de considérer deux dipôles empilés. En effet, l'ajout d'un grillage au-dessus du réseau bande X conduit à des dégradations importantes des performances de ce réseau.

La conception et l'optimisation des dipôles empilés en maille hexagonale est détaillée. Les capacités de dépointage de la source bande L ainsi définie restent toutefois limitées : jusqu'à  $48^\circ$  dans le plan H et jusqu'à  $26^\circ$  dans le plan E, sur les deux bandes IFF. L'objectif est d'obtenir  $60^\circ$  dans le plan H, sans se soucier réellement des performances dans le plan E.

Les effets mutuels entre les réseaux bande X et bande L sont ensuite étudiés. Les éléments bande X ont une faible influence sur le réseau bande L, leur présence conduit à un léger décalage des deux fréquences de résonance vers les basses fréquences. Cet effet peut donc être corrigé et/ou anticipé. Inversement, les effets des éléments bande L sur le réseau bande X ne sont pas négligeables. En effet, plus les sources bande X sont proches des dipôles bande L, plus leurs performances sont dégradées et affectées. Les sources bande X placées à proximité des dipôles bande L présentent donc des performances dégradées et moins bonnes que celles placées sur les extrémités des mailles bande L. Les sources bande X les plus éloignées des dipôles bande L ne sont quasiment pas affectées par la présence de ces derniers. Une ré-optimisation des sources bande X placées à proximité des dipôles pourrait donc être envisagée, ou bien une pré-optimisation différente, en essayant de prévoir les effets des dipôles bande L.

Le **chapitre 5** présente l'utilisation de WAIM pour améliorer les performances de diverses sources bande X. La méthode d'optimisation des WAIM est détaillée et le recours à des WAIM 3D pour pouvoir améliorer les performances simultanément dans les plans E et H est exposé. L'optimisation de deux sources bande X différentes (une avec cavité, l'autre sans) grâce à l'utilisation d'abaques est détaillée. Dans les deux cas, nous observons que le plan H est toujours plus facile à améliorer que le plan E. Ceci peut être dû aux couplages différents dans les deux plans.

Finalement, une validation expérimentale de l'apport des WAIM a été réalisée. Les résultats mesurés sont cohérents avec ceux obtenus par le biais des simulations et permettent bien de confirmer les améliorations apportées par les WAIM dans les plans principaux E et H. Des améliorations sont même observées dans certains plans intermédiaires, entre les plans E et H, sans dégradation apparente.

Les apports principaux des travaux réalisés concernent le recours à des WAIM 3D pour optimiser un réseau donné. La méthode d'optimisation est détaillée dans ces travaux. Nous montrons que les WAIM 3D permettent d'améliorer simultanément les capacités de dépointage dans les plans E et H. Une validation expérimentale a été réalisée et permet de confirmer les apports des WAIM 3D.

## 6.2 Travaux futurs et perspectives

Les travaux futurs et perspectives découlant des travaux de thèse réalisés sont listés dans les points suivants :

- Les améliorations apportées par les WAIM ont été étudiées uniquement dans les plans principaux E et H. Il serait intéressant d'étudier ce qui se passe dans le plan diagonal intermédiaire D : comment simuler des réseaux permettant d'étudier le plan D ?
- Nous avons montré que le recours à des WAIM permettait bien d'améliorer les performances des réseaux bande X, il serait intéressant de mettre en présence les réseaux bande X surmontés des WAIM et les éléments du réseau bande L. Puis, selon les résultats observés, une ré-optimisation des WAIM et/ou des sources bande X pourraient être envisagées. Une maquette avec les éléments bande X, les WAIM et les éléments bande L pourrait être intéressante.
- Les WAIM pourraient également être combinés avec un élément basse fréquence placé au-dessus de la source à améliorer.
- Pour le réseau bande L, d'autres motifs plus originaux que les très simples dipôles empilés pourraient être imaginés.
- L'une des spécifications pour la source bande X était de pouvoir bénéficier d'une double polarisation linéaire. Or, les différents WAIM optimisés ne permettent pas cette double polarisation linéaire, il faudrait alors réfléchir à optimiser des WAIM tout en préservant la symétrie de la structure.



## Bibliographie

- [1] Luciani, Mamedes, Neto and Bornemann, "H-Shaped Fractal Antennas for Dual-Band Applications", IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), 2017
- [2] Yassen, M. T., Hussan, M. R., Hammas, H. A., Al-saedi, H. and Ali, J. K., "A Compact Dual-band Slot Antenna Based on Koch Fractal Snowflake Annular Ring", Progress In Electromagnetics Research Symposium, 2017
- [3] Hua, Yang and Geng, "A New Type of Dual-Band Circularly Polarized Antenna Based on Fractal Structure", Proceedings of the Asia Pacific Microwave Conference, 2017
- [4] Deshmukh, Verma, Zaveri and Mohadikar, "Dual-Band Dual Polarized D-Shaped Microstrip Antenna", Computing Communication Control and automation (ICCUBE), 2016
- [5] Valavan, Tran, Yarovoy and Roederer, "Planar Dual-BandWide-Scan Phased Array in X-Band", IEEE Transactions on antennas and Propagation, vol. 62, no. 10, Oct 2014
- [6] Anindya Ghosh, Mrinal Kanti Mandal, Arijit De, Ajay Chakrabarty and Binay Kumar Sarkar, "Dual-Band Dual-Polarized Resonant Patch Antenna Excited Through Isolated Ports", Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference, 2016
- [7] R. Shamsaee Malfajani and Zahra Atlasbaf, "Design and Implementation of a Dual-Band Single Layer Reflectarray in X and K Bands", IEEE Transactions on antennas and Propagation, vol. 62, no. 8, Aug 2014
- [8] Shi-Wei Qu, Qing-Yong Chen, Ming-Yao Xia and Xiu Yin Zhang, "Single-Layer Dual-Band Reflectarray With Single Linear Polarization", IEEE Transactions on antennas and Propagation, vol. 62, no. 1, Jan 2014
- [9] Ruyuan Deng, Shenheng Xu, Fan Yang and Maokun Li, "Single-Layer Dual-Band Reflectarray Antennas With Wide Frequency Ratios and High Aperture Efficiencies Using Phoenix Elements", IEEE Transactions on antennas and Propagation, vol. 65, no. 2, Feb 2017
- [10] Ruyuan Deng, YilinMao, Shenheng Xu, and Fan Yang, "A Single-Layer Dual-Band Circularly Polarized Reflectarray With High Aperture Efficiency", IEEE Transactions on antennas and Propagation, vol. 63, no. 7, Jul 2015
- [11] Thomas Smith, Ulrich Gothelf, Oleksiy S. Kim, and Olav Breinbjerg, "Design, Manufacturing, and Testing of a 20/30-GHz Dual-Band Circularly Polarized Reflectarray Antenna", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, 2013



- [12] Rui Yuan Wu, Yun Bo Li, Wei Wu, Chuan Bo Shi, and Tie Jun Cui, "High-Gain Dual-Band Transmitarray", IEEE Transactions on antennas and Propagation, vol. 65, no. 7, Jul 2017
- [13] Parinaz Naseri, Rashid Mirzavand, and Pedram Mousavi, "Dual-Band Circularly Polarized Transmit-Array Unit- Cell At X and K Bands", 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2016
- [14] Zhaoyang Tang, Jinhai Liu, Yuan-Ming Cai, Junhui Wang, and Yingzeng Yin, "A Wideband Differentially-Fed Dual-Polarized Stacked Patch Antenna with Tuned Slot Excitations", IEEE Transactions on antennas and Propagation, 2018
- [15] Wenting Li ,Steven Gao, Long Zhang ,Qi Luo, and Yuanming Cai, "An Ultra-Wide-Band Tightly Coupled Dipole Reflectarray Antenna", IEEE Transactions on antennas and Propagation, vol. 66, no. 2, Feb 2018
- [16] John T. Logan, Rick W. Kindt, and Marinos N. Vouvaki, "A 1.2–12 GHz Sliced Notch Antenna Array", IEEE Transactions on antennas and Propagation, 2018
- [17] Thomas G. Spence and Roddy Rodriguez, "Additively Manufactured Ultrawideband, Wide Scan, Monolithic Vivaldi Arrays", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2017
- [18] Venkata K. Kothapudi and Vijay Kumar, "A Single Layer S/X-Band Series-Fed Shared Aperture Antenna for SAR Applications", Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 76, 207–219, 2017
- [19] Krishna Naishadham, RongLin Li, Li Yang, Terrence Wu, Walker Hunsicker, and Manos Tentzeris, "A Shared-Aperture Dual-Band Planar Array With Self-Similar Printed Folded Dipoles", IEEE Transactions on antennas and Propagation, vol. 61, no. 2, Feb 2013
- [20] Yang Chen, Lei Chen, Member, Xin-Tao Gu, and Xiao-Wei Shi, "Dual-Band Crossed-Dipole Reflectarray With Dual-Band Frequency Selective Surface", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, 2013
- [21] Mohammad Omid Bagheri, Hamid Reza Hassani, Bahman Rahmati, "Dual-band, dual-polarised metallic slot transmitarray antenna", IET Microwaves, Antennas & Propagation Research, 2017
- [22] Abdul Aziz, Fan Yang, Shenheng Xu and Maokun Li, "An Efficient Dual-Band Orthogonally Polarized Transmitarray Design Using Three-Dipole Elements", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 17, no. 2, Feb 2018

- [23] Hamed Hasani, Joana S. Silva, Juan R. Mosig, Maria Garcia-Vigueras, "Dual-Band 20/30 GHz Circularly Polarized Transmitarray for SOTM Applications", 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2016
- [24] X. Qu, S.S. Zhong, Y.M. Zhang and W. Wang, "Design of an S/X dual-band dual-polarised microstrip antenna array for SAR applications", IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 2, no. 2, 2007
- [25] Jianing Zhao, Tianming Li, Xinhong Cui, Xiaoyun Zhao, Hao Li, Biao Hu, Haiyang Wang, Yihong Zhou and Qiao Liu, "A Low-Mutual Coupling Dual-Band Dual-Reflectarray Antenna With the Potentiality of Arbitrary Polarizations", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 16, 2017
- [26] Yu-Jiun Ren, Shih-Hsun Hsu, Ming-Yi Li and Kai Chang, "A Dual-Frequency Dual-Polarized Planar Airborne Array Antenna", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008
- [27] Walker Hunsicker, Krishna Naishadham and Roger Hasse, "Integration of an X-Band Microstrip Patch Array and Beamformer for a Multifunction Antenna Array", IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, 2010
- [28] Grzegorz Jaworski, Tomasz Maleszka, Sławomir Gruszczyński and Krzysztof Wincza, "Dual Frequency & Dual- Linear Polarization Integrated Antenna Array for application in Synthetic Aperture Radar", European Microwave Conference (EuMC), 2010
- [29] David M. Pozar and Stephen D. Targonski, "A Shared-Aperture Dual-Band Dual-Polarized Microstrip Array", IEEE Transactions on antennas and Propagation, vol. 49, no. 2, Feb 2001
- [30] Dustin Isleifson and Lotfollah Shafai, "A Study on the Design of Dual-Band Perforated Microstrip Antennas for SAR Applications", 5th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), 2012
- [31] Youngki Lee, Deukhyeon Ga, Taeho Song, Jisoo Back and Jaehoon Choi, "Design of a Bandwidth Enhanced Dual-Band Dual- Polarized Array Antenna", IEEE Antennas and Propagation Society (AP-S International Symposium), 2012
- [32] A. Vallecchi, G. Biffi Gentili and M. Calamia, "Dual-Band Dual-Polarization Microstrip Antenna", IEEE Antennas and Propagation Society (AP-S International Symposium), 2003
- [33] Sun, Z., Zhong, S. S., Esselle, K. P., Guo, J. and Cai, Y., "Broadband dual-band dual-polarized overlapped antenna element", IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications, 2012

- [34] Zhu Sun, Karu P. Esselle, Shun-Shi Zhong and Yingjie J. Guo, "Shared-Aperture Dual-Band Dual-Polarization Array Using Sandwiched Stacked Patch", *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 52, 183–195, 2014
- [35] R. Mailloux, "Reduction of mutual coupling using perfectly conducting fences," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 19, no. 2, pp. 166–173, 1971
- [36] E. G. Magill and H. A. Wheeler, "Wide-angle impedance matching of a planar array antenna by a dielectric sheet," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 14, no. 1, pp. 49–53, Jan. 1966
- [37] B. Munk et al., "A low-profile broadband phased array antenna," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. (APSURSI)*, Jun. 2003, vol. 2, pp. 448–451
- [38] F.-L. Jin, X. Ding, Y.-F. Cheng, B.-Z. Wang, and W. Shao, "A wideband phased array with broad scanning range and wide-angle impedance matching," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 8, pp. 6022–6031, Aug. 2020.
- [39] S. Sajuyigbe, M. Ross, P. Geren, S. A. Cummer, M. H. Tanielian, and D. R. Smith, "Wide angle impedance matching metamaterials for waveguide-fed phased-array antennas," *IET Microw., Antennas Propag.*, vol. 4, no. 8, pp. 1063–1072, Aug. 2010
- [40] T. R. Cameron and G. V. Eleftheriades, "Analysis and characterization of a wide-angle impedance matching metasurface for dipole phased arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 9, pp. 3928–3938, Sep. 2015
- [41] Y. Liu, H. Yang, Z. Jin, and J. Zhu, "An improvement approach for wide-angle impedance matching using ELC metasurface slabs for SIW slot array antennas" *Int. J. Antennas. Propag.*, vol. 2018, Apr. 2018
- [42] L. Manica, M. Carlin, I. Malcic, G. Oliveri, and A. Massa, "Wideband multilayer WAIM design and optimization," in *Proc. 8th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP'14)*, The Hague, The Netherlands, Apr. 2014, pp. 2997–3000
- [43] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces*. New York : Wiley, 2000

## Annexe A : Calculs des coefficients de réflexion actifs

Ci-dessous les formules pour calculer les coefficients de réflexion actifs  $\Gamma$  dans le cas de quatre sources simulés (relations A1 et A2) :

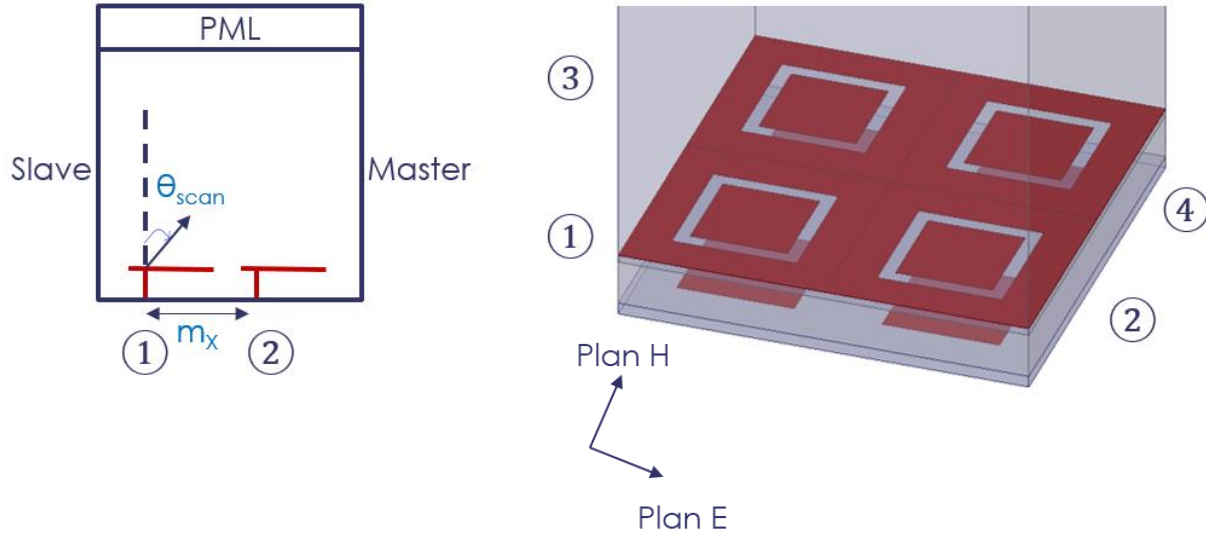


Figure A1 : Schémas présentant la simulation de quatre sources bande X

Formules pour calculer les gammas actifs (plan E) : (A1)

$$\Gamma_1 = S_{11} + S_{12}\exp(-j\alpha) + S_{13} + S_{14}\exp(-j\alpha)$$

$$\Gamma_2 = S_{21}\exp(j\alpha) + S_{22} + S_{23}\exp(j\alpha) + S_{24}$$

$$\Gamma_3 = S_{31} + S_{32}\exp(-j\alpha) + S_{33} + S_{34}\exp(-j\alpha)$$

$$\Gamma_4 = S_{41}\exp(j\alpha) + S_{42} + S_{43}\exp(j\alpha) + S_{44}$$

Formules pour calculer les gammas actifs (plan H) : (A2)

$$\Gamma_1 = S_{11} + S_{12} + S_{13}\exp(-j\alpha) + S_{14}\exp(-j\alpha)$$

$$\Gamma_2 = S_{21} + S_{22} + S_{23}\exp(-j\alpha) + S_{24}\exp(-j\alpha)$$

$$\Gamma_3 = S_{31}\exp(j\alpha) + S_{32}\exp(j\alpha) + S_{33} + S_{34}$$

$$\Gamma_4 = S_{41}\exp(j\alpha) + S_{42}\exp(j\alpha) + S_{43} + S_{44}$$

$$\text{avec } \alpha = \frac{2\pi m_x f \sin(\theta_{scan})}{c}$$

## Annexe B : Résultats de mesure dans le cas 1 (plan E)

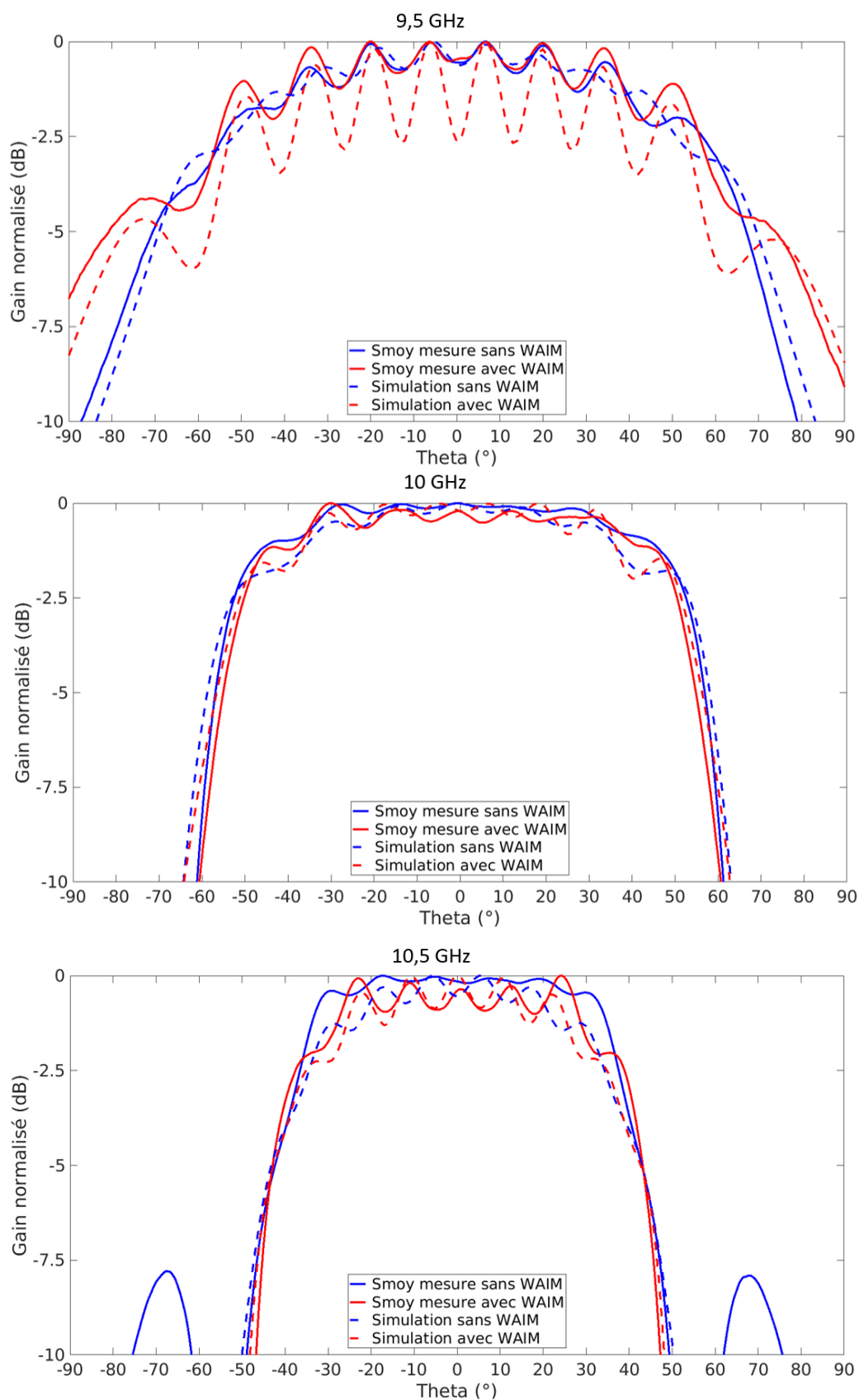


Figure B1 : Comparaisons des gains réalisés normalisés environnés simulés et mesurés, dans le cas 1, avec et sans WAIM, dans le plan E

## AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

**Titre de la thèse:**

Contributions à la conception de réseaux d'antennes imprimées bi-bandes et à l'amélioration des capacités de dépointage à l'aide de structures périodiques tridimensionnelles

**Nom Prénom de l'auteur : SUN BRANDON**

**Membres du jury :**

- Monsieur GILLARD Raphaël
- Monsieur RENARD Christian
- Monsieur LHEURETTE Eric
- Monsieur DECROZE Cyril
- Monsieur LOISON Renaud
- Madame ROUSSEL Hélène

**Président du jury :**

**Date de la soutenance : 07 Avril 2021**

Reproduction de la these soutenue

- ☒ Thèse pouvant être reproduite en l'état  
☐ Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées

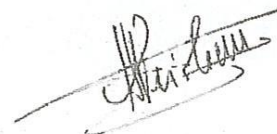
Fait à Rennes, le 07 Avril 2021

Signature du président de jury

Le Directeur,

  
Abdellatif MIRAOU







**Titre :** Contributions à la conception de réseaux d'antennes imprimées bi-bandes et à l'amélioration des capacités de dépointage à l'aide de structures périodiques tridimensionnelles

**Mots clés :** Antennes, Réseaux d'antennes, Antennes bi-bandes, WAIM

**Résumé:** L'implantation de deux antennes réseaux à balayage électronique, entrelacées sur une même surface, est une solution pour obtenir une structure fonctionnant dans deux bandes de fréquences distinctes et relativement éloignées. Les solutions issues de la littérature scientifique révèlent la complexité du sujet. Le travail de la thèse consiste à imaginer des topologies originales et identifier des solutions novatrices en technologie imprimée multicouches pour implanter sur une même surface deux réseaux d'antennes fonctionnant à des fréquences éloignées dans un rapport 1 à 10.

Dans cette thèse, les deux bandes considérées sont les bandes L et X. Des capacités de dépointage relativement importants ( $\pm 60^\circ$ ) sont souhaitées dans les deux bandes.

Seulement dans un plan en bande L et dans les deux plans principaux, E et H, en bande X. Le réseau bande X est constitué de patches carrés empilés et le réseau bande L de dipôles empilés. Après optimisation des deux réseaux, ils présentent tous les deux des capacités de dépointage relativement limitées et inférieures à celles attendues. Les effets mutuels entre les deux réseaux sont étudiés. Finalement, l'utilisation originale de WAIM tridimensionnels permet d'améliorer les capacités de dépointage du réseau bande X dans les deux plans E et H. Une maquette d'antennes est réalisée puis mesurée et permet une validation expérimentale des résultats simulés. Les résultats mesurés sont cohérents avec ceux simulés et permettent de valider les améliorations apportées par l'ajout des WAIM.

**Title :** Contributions to the design of printed bi-bands array antennas and to the improvement of scanning capabilities thanks to periodic three-dimensional structures

**Keywords :** Antennas, Array antennas, Bi-bands antennas, WAIM

**Abstract:** Accommodating two independent electronically phased arrays on the same surface is a solution to get a bi-band structure with distant frequencies. In the scientific literature, the hurdles are clearly exposed. In this thesis, the goal is to imagine new topologies and to determine innovative solution with multilayer printed technology to accommodate on the same surface two antenna arrays operating at distant frequencies, at a ratio of 1 to 10.

L- and X-bands are considered in this thesis. Quite important scanning capabilities are expected in the two bands.

Only in one plane for L-band and in the two main planes, E and H, for X-band. X-band array is composed of stacked square patches and L-band array of stacked dipoles. Scanning capabilities are quite limited and fall short of expectations after optimization of the two arrays. Mutual effects are studied between the two optimized arrays. X-band array performance is finally improved thanks to the innovative use of three-dimensional WAIM in the E and H-planes. A proof-of-concept mock-up is realized and measured. It permits an experimental validation of simulated results. Measured results are consistent with those simulated and permit to validate the improvements made by the addition of the WAIM.