

# UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ÉCOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTÉ des SCIENCES et TECHNIQUES

Année : 2009

Thèse N° [21-2009]

## THÈSE

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES**

**Discipline :** « Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique »

**Spécialité :** « Télécommunications »

Présentée et soutenue par

*Agnès DUVAL*

le 8 juillet 2009

**Nouveau concept d'antenne B.I.E. agile développée pour  
une application spatiale de « Télémessure Image » (T.M.I.)**

Thèse dirigée par Monsieur Thierry MONÉDIÈRE et encadrée par Monsieur Marc  
THÉVENOT

**JURY :**

Monsieur S. VERDEYME	<i>Président</i>
Monsieur K. MAHDJOUBI	<i>Rapporteur</i>
Monsieur A. DE LUSTRAC	<i>Rapporteur</i>
Monsieur P. DUMON	<i>Examineur</i>
Monsieur T. MONÉDIÈRE	<i>Examineur</i>
Monsieur M. THÉVENOT	<i>Examineur</i>













---

---

# REMERCIEMENTS

---

Cette thèse a bénéficié d'une bourse B.D.I. (Bourse Doctorale pour Ingénieur) co-financée par le C.N.R.S. et le C.N.E.S.

Le travail présenté dans ce mémoire de thèse a été effectué à la Faculté des Sciences de l'Université de Limoges au sein de l'équipe Ondes et Systèmes Associés (O.S.A.) du laboratoire XLIM à Limoges. Je remercie le Professeur Dominique CROS, directeur de ce laboratoire.

Je remercie le Professeur Bernard JECKO de l'Université de Limoges, responsable du département O.S.A. pour m'avoir accueilli dans son équipe de recherche pendant ces trois années de thèse.

J'associe à ces remerciements Monsieur Thierry MONÉDIÈRE, Professeur à l'Université de Limoges, qui a dirigé mes travaux pendant ces trois années, ainsi que Monsieur Marc THÉVENOT, chargé de recherche C.N.R.S. qui a également encadré cette thèse.

J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur Serge VERDEYME, Professeur à l'Université de Limoges d'avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Je remercie également Monsieur Kouroch MAHDJOUBI, Professeur à l'Université de Rennes 1 et Monsieur André DE LUSTRAC, Professeur à l'Université de Paris 10, pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteurs.

Je remercie aussi Monsieur Patrick DUMON, Responsable Programmation R&T au C.N.E.S. de participer à ce jury.

Merci également à Patricia LEROY pour sa disponibilité et sa gentillesse. Merci aussi à Éric ARNAUD pour m'avoir aidé et conseillé sur la réalisation des prototypes et pour avoir pris de son temps pour effectuer les mesures de mes antennes.

Je tiens à remercier tous les collègues du département O.S.A. et de C.I.S.T.E.M.E.. Merci également à Ben, Steph, Yann, Tony et Ch'ti pour les bons moments et les soirées sur Limoges. Merci Clément pour ton soutien de tous les jours.

Merci enfin à ma famille qui m'a également soutenu dans mon travail.





---

---

# TABLE DES MATIÈRES

---

<b>INTRODUCTION GÉNÉRALE</b>	<b>11</b>
<b>I CONTEXTE DE L'ÉTUDE ET BIBLIOGRAPHIE</b>	<b>17</b>
I.1 INTRODUCTION . . . . .	19
I.2 CONTEXTE DE L'ÉTUDE . . . . .	20
I.3 ETAT DE L'ART SUR LES ANTENNES DIRECTIVES, UTILISATION DANS LE DOMAINE SPATIAL . . . . .	26
I.3.1 Principe d'une antenne directive . . . . .	26
I.3.2 Différents types d'antennes directives . . . . .	28
I.4 LES MATÉRIAUX B.I.E. . . . .	33
I.4.1 Historique des B.I.E . . . . .	33
I.4.2 Principe de fonctionnement . . . . .	36
I.4.3 Caractéristiques des antennes B.I.E. . . . .	38
I.4.4 Utilisation des matériaux B.I.E. pour le dépointage . . . . .	41
I.5 AGILITÉ DU PLAN RÉFLECTEUR . . . . .	45
I.5.1 Plan de masse structuré de motifs périodiques . . . . .	45
I.5.2 Nombreuses applications de ces surfaces et agilité . . . . .	47
I.5.3 La phase du coefficient de réflexion . . . . .	48
I.6 CONCLUSION . . . . .	51

<b>II DÉVELOPPEMENT ET VALIDATION D'UN CODE DE CALCUL ANALYTIQUE POUR LA MISE AU POINT DES ANTENNES B.I.E. À PLAN DE MASSE STRUCTURÉ</b>	<b>53</b>
II.1 INTRODUCTION . . . . .	55
II.2 TECHNIQUES DE MODÉLISATION D'ANTENNES B.I.E. DÉJÀ EXISTANTES . .	56
II.2.1 Les outils full-wave 3D . . . . .	56
II.2.2 Outil analytique . . . . .	57
II.3 NÉCESSITÉ D'UNE ÉTUDE ANALYTIQUE . . . . .	65
II.4 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'OUTIL . . . . .	67
II.4.1 Origine des termes utilisés . . . . .	67
II.4.2 Résolution de l'équation de condition de résonance . . . . .	69
II.5 ÉTUDE DE PLANS RÉFLECTEURS STRUCTURÉS . . . . .	71
II.5.1 Les différentes dépendances de structure . . . . .	71
II.5.2 Influence de l'incidence . . . . .	77
II.6 INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS OBTENUS ET VALIDATION DE L'OUTIL . .	84
II.6.1 Exemples de diagrammes obtenus . . . . .	84
II.6.2 Comparaison avec des simulations <i>CST</i> : validation . . . . .	90
II.7 CONCLUSIONS . . . . .	94
 <b>III ÉTUDE D'UNE ANTENNE À 8 GHZ - RÉALISATION - VALIDATION DES RÉSUL- TATS EN STATIQUE</b>	 <b>97</b>
III.1 INTRODUCTION . . . . .	99
III.2 ÉTUDES THÉORIQUES, SIMULATIONS . . . . .	100
III.2.1 Choix des matériaux . . . . .	100
III.2.2 Dimensionnement des plans réflecteurs . . . . .	102
III.2.3 Dimensionnement de l'antenne . . . . .	110
III.3 RÉALISATION ET MESURES . . . . .	124
III.3.1 Réalisation . . . . .	124
III.3.2 Mesures . . . . .	127
III.4 CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES . . . . .	132
 <b>IV APPORT DE L'AGILITÉ AU MOYEN D'ÉLÉMENTS CAPACITIFS</b>	 <b>135</b>
IV.1 INTRODUCTION . . . . .	137



---

IV.2 ÉLÉMENTS CAPACITIFS DANS LA CAVITÉ DE L'ANTENNE B.I.E. . . . .	138
IV.2.1 Présentation de la structure . . . . .	138
IV.2.2 Etude de la phase du coefficient de réflexion pour deux valeurs de capacité	140
IV.2.3 Dimensionnement de l'antenne . . . . .	140
IV.2.4 Possibilité d'effectuer du dépointage . . . . .	142
IV.2.5 Réduction du nombre de diodes : suppression de deux rangées . . . . .	144
IV.2.6 Conclusions sur l'utilisation d'éléments capacitifs à l'intérieur de la cavité	147
IV.3 INTÉGRATION DES ÉLÉMENTS CAPACITIFS DERRIÈRE LE PLAN DE MASSE . . . . .	149
IV.3.1 Dimensionnement des différentes parties d'un motif élémentaire . . . . .	150
IV.3.2 Influence de la valeur des éléments capacitifs . . . . .	152
IV.3.3 Réduction du nombre de diodes présentes derrière l'antenne . . . . .	157
IV.3.4 Conclusions sur la suppression d'éléments capacitifs placés derrière le plan de masse . . . . .	159
IV.4 CONCLUSIONS - PERSPECTIVES . . . . .	161
<b>CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES</b>	<b>163</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE</b>	<b>165</b>



---

---

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

---

La première image de la Terre prise depuis le ciel est une photographie de Paris réalisée en 1858 au moyen d'un ballon captif monté à 80 mètres, équipé d'un appareil photographique. Ensuite, les techniques se diversifient. La première guerre mondiale a permis le développement de ballons d'observation et la photographie aérienne prend son essor grâce au développement de l'aviation. En 1946, la fusée V2, à 130 km d'altitude, a pris ce que l'on peut considérer comme la première photographie spatiale.

Cependant, il faudra attendre 1972 pour voir la mise en orbite de LANDSAT 1, le premier satellite de télédétection dédié à l'observation de la Terre. Depuis, de nombreux satellites destinés à l'observation de la Terre ont été mis sur orbite et la nature de ces observations se sont diversifiées : elles regroupent maintenant une multitude de mesures concernant le fonctionnement de la Terre. Ce ne sont plus uniquement des photographies, mais également des mesures de champs électromagnétiques ou de hauteur des océans. Chaque satellite possède une mission bien précise. Les données collectées par les différents capteurs doivent ensuite être renvoyées à une station au sol afin d'être analysées. Les dispositifs chargés de cette tâche d'envoi sont les antennes T.M.I. (TéléMesure Image).

Les antennes sont des constituants essentiels pour les communications entre un satellite et une station au sol ou entre deux satellites. Comme le reste de la chaîne de transmission, elles doivent être conçues de manière optimisée afin de limiter au maximum les pertes. La quantité de données transmises par les antennes T.M.I. est en constante augmentation, c'est la conséquence de capteurs toujours plus performants. Les images ainsi transmises atteignent des résolutions qui demandent des débits toujours plus importants. De nouvelles antennes T.M.I. doivent donc être étudiées et mises au point.

Depuis plusieurs années, la technologie B.I.E. (Bande Interdite Electromagnétique) fait l'objet de nombreuses études dans l'équipe Ondes et Systèmes Associés (O.S.A.) du laboratoire XLIM [1] [2] [3]. De nombreuses possibilités et applications ont pu être ainsi développées. L'antenne B.I.E. est constituée de matériaux disposés périodiquement. Les principales qualités de cette technologie sont un rayonnement très directif ainsi qu'un encombrement en hauteur très faible, souvent inférieur à la longueur d'onde. Les antenne B.I.E. étudiées jusqu'à présent ont un rayonnement essentiellement axial. Des études menées à XLIM [4] [5] et dans d'autres laboratoires [6] [7] [8] ont montré la possibilité de dépointer en statique. Actuellement les an-

tennes utilisées pour le domaine spatial sont des antennes à réflecteur dont l'encombrement est important.

Le sujet de cette thèse est l'étude des potentialités de dépointage actif d'une antenne B.I.E. pour une application spatiale. Cette thèse a été réalisée en collaboration avec le C.N.E.S.. Nous avons voulu étudier la possibilité pour une antenne B.I.E. d'effectuer du dépointage. Le mémoire de thèse s'organise en quatre chapitres.

Le premier chapitre est consacré à la présentation du contexte de l'étude et à l'étude bibliographique relative au sujet. Les antennes utilisées actuellement pour la T.M.I. par le C.N.E.S. y sont rapidement décrites. Les différentes antennes directives existantes sont ensuite présentées avec une attention plus particulière à l'antenne à matériau B.I.E.. Nous verrons les avancées réalisées depuis la découverte de ce type de matériau ainsi que le principe de fonctionnement de ces antennes. Nous détaillerons également différentes applications et réalisations concernant les antennes B.I.E.. Nous nous intéresserons également aux études qui ont été menées sur les plans réflecteurs constitués de F.S.S. (Frequency Selective Surfaces) agiles.

Dans le chapitre deux, nous présentons une approche analytique qui débouche sur un programme développé avec *Matlab* et qui permet de prévoir le comportement en dépointage d'une antenne à matériau B.I.E. diélectrique en fonction de la fréquence. Ce programme demande de connaître les caractéristiques en réflexion de l'empilement de diélectrique et du plan de masse. En ce qui concerne l'empilement de diélectrique, le coefficient de réflexion est calculable analytiquement. Pour le plan de masse, la tâche est d'autant plus compliquée qu'il est structuré de motifs périodiques en vue de faire varier ses caractéristiques en réflexion. Nous avons donc mené une étude paramétrique de ce type de plan réflecteur afin de connaître sa caractéristique en réflexion. Nous avons ensuite validé l'outil analytique en comparant les résultats obtenus avec ceux calculés avec un logiciel de calcul électromagnétique commercial.

Le troisième chapitre traite de la réalisation d'une antenne B.I.E. avec deux plans de masse différents interchangeable. Cette réalisation est effectuée dans le but de valider le concept d'antenne B.I.E. dépointable en statique. Suivant le plan de masse utilisé, le dépointage de l'antenne est différent. Cette réalisation est précédée d'une étude visant à déterminer les différents matériaux à employer et les dimensions à leur donner. Les différents choix technologiques sont également présentés. Enfin, les mesures de cette antenne sont présentées et comparées avec les résultats obtenus lors de l'étude théorique.

Dans le dernier chapitre, nous reprenons l'étude théorique et, toujours dans le but d'obtenir une antenne agile en dépointage, nous analysons l'influence de l'introduction d'éléments actifs au sein du plan de masse. Ces éléments actifs sont pour le moment simulés sous la forme d'éléments localisés capacitifs. Nous étudions l'influence de la variation de la valeur de la capacité sur le dépointage de l'antenne. Nous nous intéressons également à la conséquence de la réduction de nombre de diodes dans l'antenne dans le but de réduire le coût de réalisation d'un tel dispositif.







## CONTEXTE DE L'ÉTUDE ET BIBLIOGRAPHIE

---

### Sommaire

---

<b>I.1</b>	<b>INTRODUCTION</b> . . . . .	<b>19</b>
<b>I.2</b>	<b>CONTEXTE DE L'ÉTUDE</b> . . . . .	<b>20</b>
<b>I.3</b>	<b>ÉTAT DE L'ART SUR LES ANTENNES DIRECTIVES, UTILISATION DANS LE DOMAINE SPATIAL</b> . . . . .	<b>26</b>
I.3.1	Principe d'une antenne directive . . . . .	26
I.3.2	Différents types d'antennes directives . . . . .	28
I.3.2.1	Les antennes à ouverture rayonnante et système focalisant . . . . .	28
I.3.2.2	Les antennes réseau . . . . .	29
I.3.2.3	Les antennes à réflecteur réseau . . . . .	32
<b>I.4</b>	<b>LES MATÉRIAUX B.I.E.</b> . . . . .	<b>33</b>
I.4.1	Historique des B.I.E . . . . .	33
I.4.2	Principe de fonctionnement . . . . .	36
I.4.3	Caractéristiques des antennes B.I.E. . . . .	38
I.4.4	Utilisation des matériaux B.I.E. pour le dépointage . . . . .	41
I.4.4.1	Approche « ondes de fuite » . . . . .	41
I.4.4.2	Approche « Fabry-Pérot » . . . . .	42
<b>I.5</b>	<b>AGILITÉ DU PLAN RÉFLECTEUR</b> . . . . .	<b>45</b>
I.5.1	Plan de masse structuré de motifs périodiques . . . . .	45

I.5.1.1	Les F.S.S. . . . . .	45
I.5.1.2	Les H.I.S. . . . . .	45
I.5.2	Nombreuses applications de ces surfaces et agilité . . . . .	47
I.5.3	La phase du coefficient de réflexion . . . . .	48
<b>I.6</b>	<b>CONCLUSION . . . . .</b>	<b>51</b>

---

## I.1 INTRODUCTION

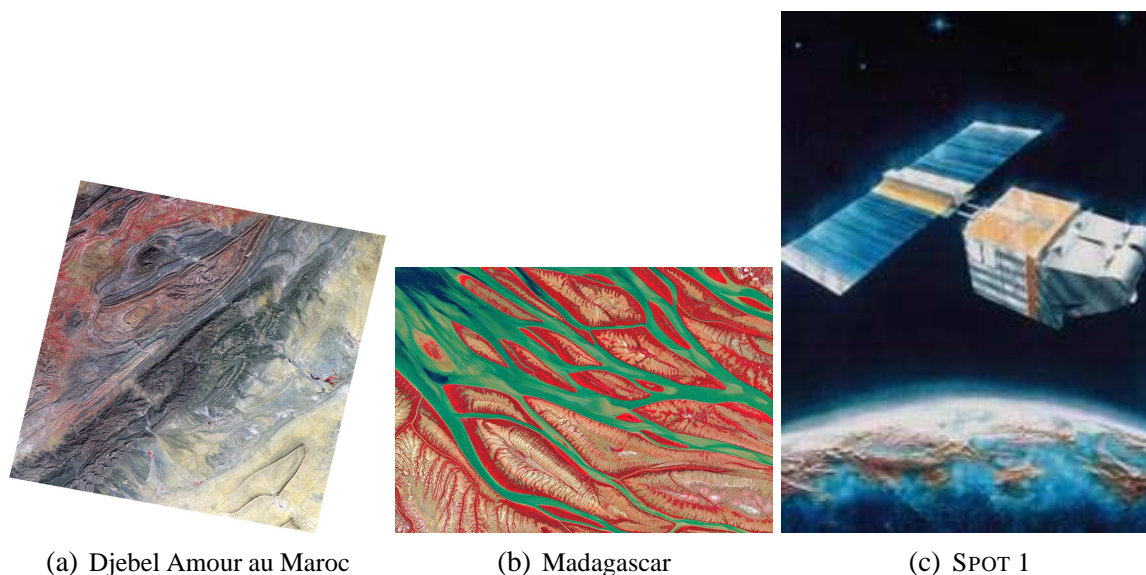
L'objectif de ce premier chapitre est de présenter le contexte dans lequel les travaux ont été effectués, ainsi que les différents concepts mis en œuvre tout au long de l'étude.

Dans un premier temps, l'environnement et la finalité des travaux seront présentés. L'étude est réalisée pour le compte du C.N.E.S. (Centre National d'Etudes Spatiales). Ensuite, nous présenterons un état de l'art sur les antennes directives et nous verrons leurs utilisations dans le domaine spatial.

Nous aborderons en détail un cas particulier de l'antenne directive : l'antenne à Bande Interdite Electromagnétique (B.I.E.). Ces antennes à base de structures périodiques aussi bien diélectriques que métalliques possèdent des propriétés très intéressantes pour notre étude, notamment au niveau du dépointage. Nous mettrons en évidence la présence d'une condition de résonance qui relie des grandeurs physiques et électriques de l'antenne B.I.E.. L'étude de cette condition de résonance va servir à dimensionner et étudier les antennes avec un gain de temps. Nous verrons également des exemples de structures planaires périodiques que nous utiliserons ensuite au cours du travail de recherche. Ces structures, lorsqu'elles sont couplées à des éléments actifs, permettent d'obtenir des propriétés très intéressantes.

## I.2 CONTEXTE DE L'ÉTUDE

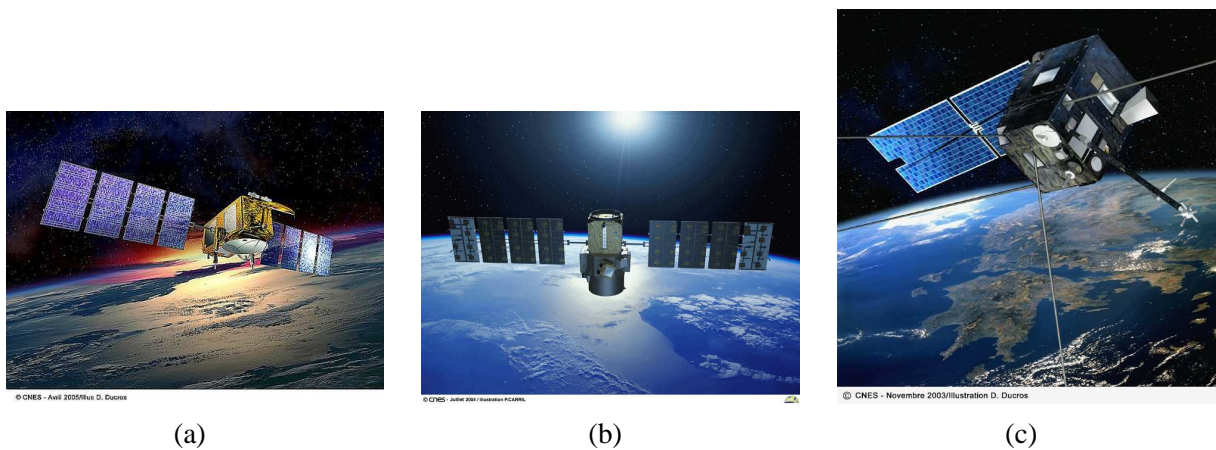
L'observation de la Terre prend une importance grandissante depuis plusieurs dizaines d'années. Dès 1972, le programme américain-russe Landsat a permis de lancer un des premiers satellites dédié à l'observation de la Terre. En 1986, le premier satellite S.P.O.T. (Satellite Pour l'Observation de la Terre) du C.N.E.S. est mis sur orbite (FIG. I.1).



**FIG. I.1 :** *Premières images envoyées par le satellite SPOT 1 en 1986 ©C.N.E.S. [9]*

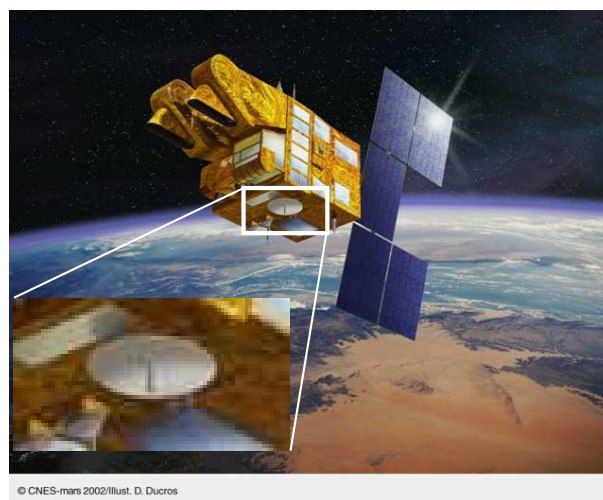
Depuis, une multitude de satellites ont été envoyés. Leurs applications sont diverses. Ils permettent, entre autres, d'anticiper les risques météorologiques, les risques d'éruptions volcaniques et bien d'autres. De plus, depuis quelques années, les préoccupations écologiques sont de plus en plus prises en compte, par exemple la mesure de la variation du niveau des océans, le recul de certaines zones boisées dû à l'exploitation forestière ou à des incendies de grande ampleur et l'avancée des zones désertiques. L'observation par satellite de tous ces phénomènes permet d'avoir une vue d'ensemble contrairement à l'observation sur le terrain.

Depuis SPOT 1, quatre autres satellites du même programme (SPOT 2, 3, 4 et 5) ont été mis en service. Les différentes agences spatiales ont développé, elles aussi, des satellites d'observation de la Terre. Ces observations ne sont pas restreintes à la photographie de la surface de la Terre, certains satellites recueillent maintenant des données sur toutes sortes de phénomènes. En ce qui concerne le C.N.E.S., on peut parler à titre d'exemples du satellite JASON-2 (FIG. I.2 (a)) mis sur orbite en juin 2008 qui va permettre de connaître en quasi temps réel le



**FIG. I.2 :** *Vues des satellites JASON-2, CALIPSO et DEMETER* ©C.N.E.S. [9]

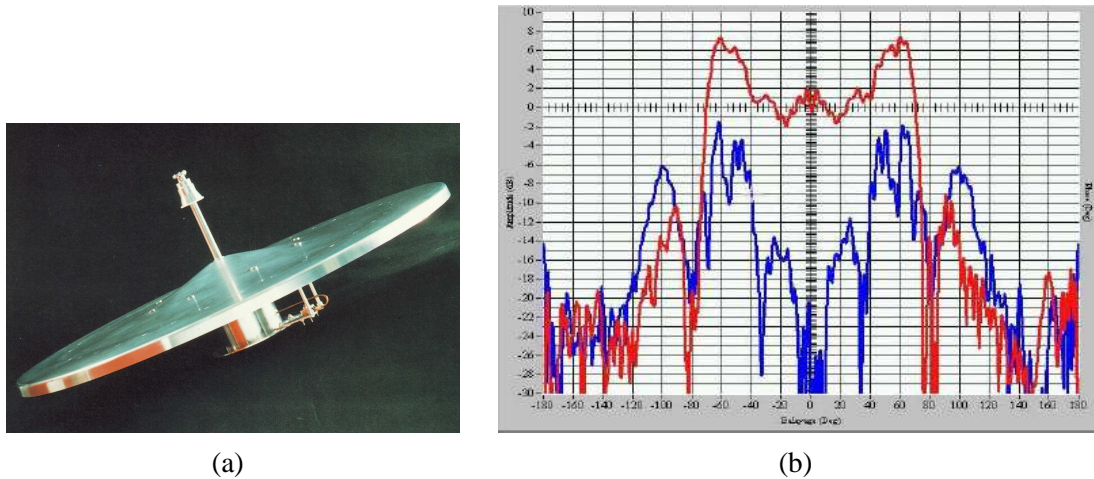
niveau des océans de manière très précise. A partir de ces données, des études sur la variation du niveau des océans, sur le climat pourront être réalisées. Le mini-satellite CALIPSO (Cloud Aerosol Lidar Infrared Pathfinder Satellite Observations) (FIG. I.2 (b)) donne un profil vertical de l'atmosphère et détecte la présence de nuages et d'aérosols. La mise au point du satellite DEMETER (Detection of Electro-Magnetic Emission Transmitted from Earthquake Regions) (FIG. I.2 (c)) part d'observations réalisées par différents satellites qui avaient mesuré des perturbations de la ionosphère lors de tremblements de terre. Ce satellite dédié permettra de voir si ces perturbations sont réelles et précurseurs de tremblements de terre.



**FIG. I.3 :** *Vue de SPOT 5 et de l'antenne T.M.I.* ©C.N.E.S. [9]

Les satellites utilisés pour les applications d'observation de la Terre sont placés sur des orbites basses (L.E.O. : Low Earth Orbite) qui se situent vers 800-1000 km. La transmission de données du satellite vers la Terre est assurée au moyen d'une antenne de communication

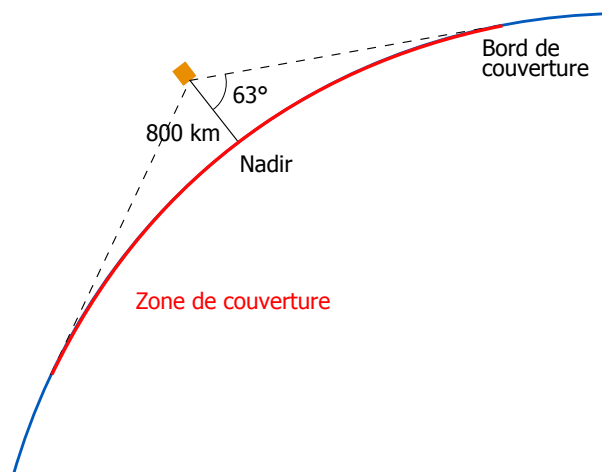
embarquée sur le satellite : l'antenne T.M.I. (TéléMesure Image). La bande de fréquence de fonctionnement de cette antenne est dans la bande X (8 GHz - 12 GHz) et est comprise entre 8,025 GHz et 8,4 GHz.



**FIG. I.4 :** Antenne T.M.I. pour SPOT et son diagramme de rayonnement

L'orbite du satellite n'étant pas géostationnaire, la position de la station de réception au sol par rapport au satellite varie constamment. Il faut donc que le signal envoyé par l'antenne T.M.I. parvienne à la station quelle que soit la position du satellite par rapport à la Terre.

Actuellement, les deux antennes les plus utilisées par le C.N.E.S. pour ce type de communications sont quasi-omnidirectionnelles et isoflux.



**FIG. I.5 :** Zone maximale de couverture d'un satellite orbitant à 800 km

La première équipe des satellites SPOT (FIG. I.3), c'est une antenne à réflecteur de révolution à profil formé éclairé par un cornet conique (FIG. I.4). Elle a pour caractéristique de fournir une densité de puissance sensiblement constante sur la surface de la Terre pour une altitude de



800 km environ : le diagramme de rayonnement est formé de telle sorte qu'il est possible de compenser la différence de longueur de trajet (et donc les pertes) qu'il existe entre le nadir du satellite et le bord de couverture (FIG. I.5). Pour une altitude de 800 km, l'angle formé par le nadir, le satellite et le bord correspond à environ  $63^\circ$ , ce qui explique le maximum de rayonnement dans cette direction.

La deuxième antenne équipe les satellites issus de la filière MYRIADE (FIG. I.6) qui est une plateforme générique pour micro-satellites.

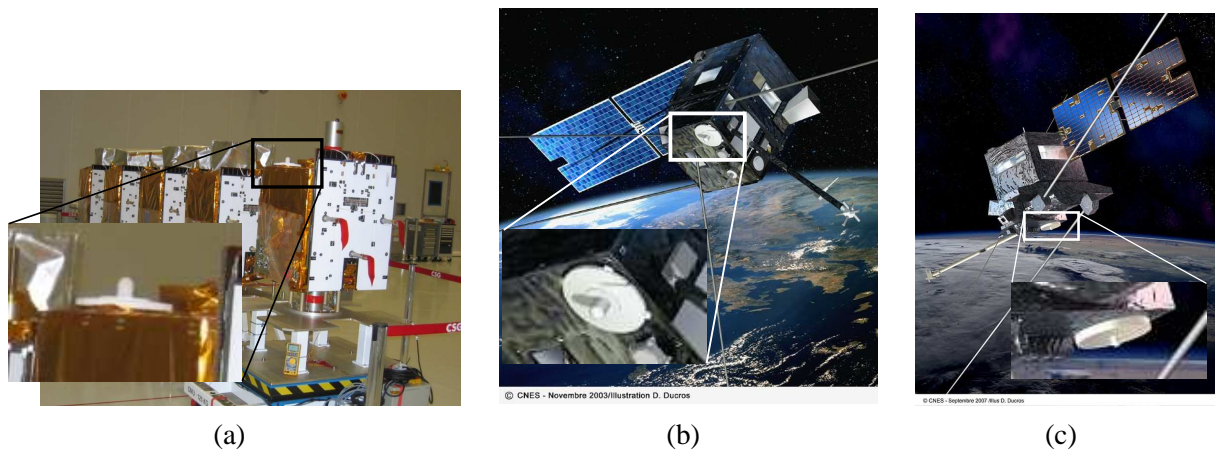


FIG. I.6 : Vues des plateformes MYRIADE et des satellites DEMETER et TARAMIS ©C.N.E.S. [9]

Tous les satellites utilisant cette plateforme sont dotés des mêmes équipements de base (dont la télémétrie), seuls changent les instruments spécifiques à la mission. L'antenne utilisée pour MYRIADE est une antenne dipôle sur réflecteur formé, quasi-omnidirectionnelle et isoflux (FIG. I.7).



FIG. I.7 : Antenne T.M.I. pour la plateforme MYRIADE et son diagramme de rayonnement

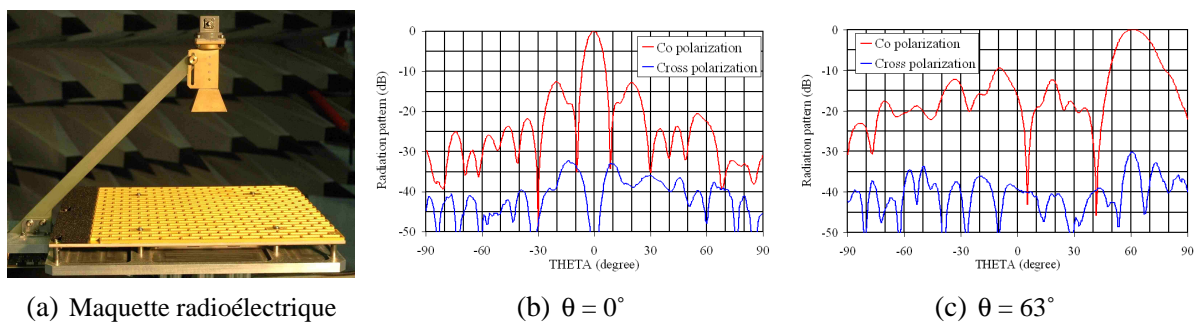
Elle diffère de l'autre antenne par sa taille, elle ne mesure que 15 cm de diamètre. Son diagramme de rayonnement est analogue à l'antenne précédente. Cette antenne équipe également les satellites du programme PLEIADES qui vont remplacer SPOT et dont le lancement est prévu pour 2010.

Les diverses informations collectées par les capteurs optiques ou radars sont toujours plus volumineuses, nécessitant des antennes T.M.I. au débit toujours plus important (de l'ordre du Gbit/s ou plus). Le débit d'une antenne est directement lié au produit entre la puissance émise ( $P_e$ ) et le gain de l'antenne émettrice ( $G_e$ ). L'augmentation de l'un ou l'autre de ces paramètres permettrait d'obtenir de la T.M.I. haut débit [10].

L'augmentation de la puissance entraîne l'utilisation d'alimentations lourdes, au rendement médiocre, peu compatibles avec une application spatiale où les systèmes sont redondants.

L'augmentation du gain implique l'utilisation d'une antenne directive. Pour couvrir l'ensemble de la Terre, cela nécessite l'utilisation d'une antenne à balayage mécanique ou électrique. Le balayage mécanique est exclu car il entraîne des micro-vibrations qui perturbent la prise d'image haute-résolution (1 m). La solution la mieux adaptée est le balayage électronique.

Le C.N.E.S. et Thalès Systèmes Aéroportés sont en train de développer une antenne à réseau réflecteur [10][11] (reflectarray) dans le but d'effectuer de la T.M.I. haut débit. Les premières mesures sont encourageantes puisqu'elles montrent la possibilité de dépointage jusqu'à plus de  $63^\circ$  (FIG. I.8).



**FIG. I.8 :** Reflectarray développé par le C.N.E.S. et Thalès et les diagrammes de rayonnement pour  $\varphi = 0^\circ$  [10][11]

C'est dans ce contexte de recherche de solutions pour la T.M.I. haut débit que le C.N.E.S. s'est intéressé à l'exploration des potentialités des antennes B.I.E. (Bande Interdite Électromagnétique) pour obtenir un rayonnement directif et à pointage variable. Des études [12] ont



effectivement montré la possibilité de réaliser du dépointage en statique avec un gain de plus de 20 dB avec une antenne B.I.E..

Le but de mon travail de recherche est de concevoir un matériau B.I.E. reconfigurable qui permettrait d'obtenir successivement un rayonnement axial ou bien dépointé. Pour cela, la technique proposée est le pilotage du B.I.E..

## I.3 ETAT DE L'ART SUR LES ANTENNES DIRECTIVES, UTILISATION DANS LE DOMAINE SPATIAL

Les premières antennes de communications entre le satellite et une station au sol étaient omnidirectionnelles. Le coût et la réalisation de ces antennes sont très intéressants, cependant, elles présentent un gaspillage de l'énergie rayonnée : une très grande partie du signal est en effet rayonnée vers l'espace. Il a donc fallu créer des antennes directives (et pas seulement pour le domaine spatial) afin d'utiliser au mieux le diagramme de rayonnement des antennes.

Nous allons voir quel est le principe des antennes directives et quels sont les différents types d'antennes que l'on peut rencontrer, notamment dans le domaine spatial.

### I.3.1 Principe d'une antenne directive

Les antennes sont des dispositifs capables d'émettre et/ou de recevoir des signaux transmis sous forme rayonnée. Elles répondent à un besoin croissant de s'affranchir des liaisons filaires.

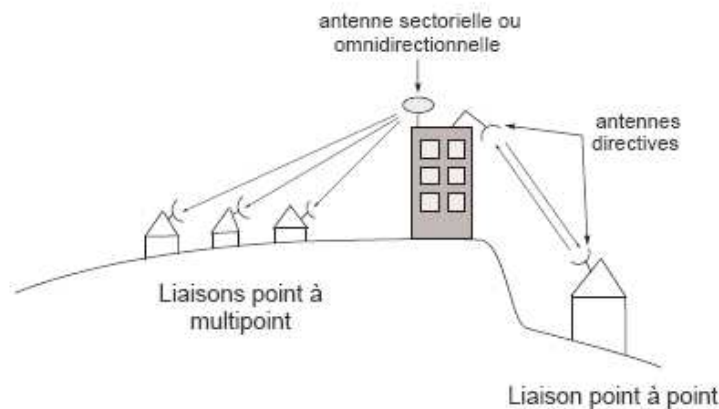


FIG. I.9 : Différents types de liaisons

Suivant le type d'application voulue, le premier choix à effectuer porte sur le type de rayonnement souhaité et correspondant au mieux (FIG. I.9). Les antennes peu directives sont utilisées lorsque l'on veut couvrir une zone importante, par exemple pour la téléphonie mobile ou pour la radiodiffusion. Les antennes directives sont, quant à elles, utilisées pour des liaisons point à point, par exemple les liaisons entre un satellite et une station au sol.

Une antenne directive est donc une antenne qui rayonne dans une (ou plusieurs) directions privilégiées. La puissance rayonnée dans les autres directions doit être la plus faible possible.

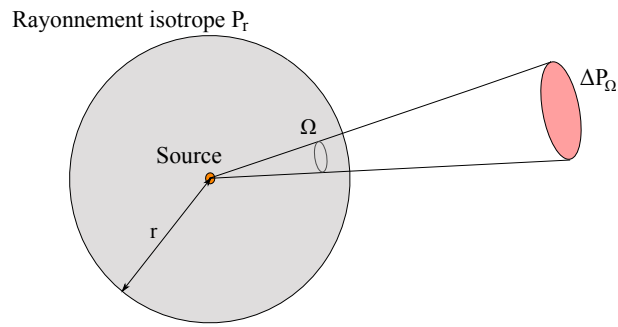


FIG. I.10 : Densité de puissance rayonnée en fonction de l'angle solide  $\Omega$

Afin de mesurer cette propriété de concentration de l'énergie dans une partie de l'espace, on utilise la directivité que l'on peut noter  $D(\theta, \varphi)$ , lorsqu'on se place dans un repère sphérique. La directivité est égale au rapport entre la densité stérique de puissance  $\Delta P_{\Omega}(\theta, \varphi)$  rayonnée par unité d'angle solide  $\Omega$  et la même puissance qui serait rayonnée par une source isotrope  $P_r$  (FIG. I.10).

La directivité d'une antenne est définie de la façon suivante :

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{\Delta P_{\Omega}(\theta, \varphi)}{P_r} \quad (I.1)$$

où  $P_r$  est la puissance de rayonnement d'une source isotrope, elle est constante quelle que soit la direction de l'espace.

On peut également définir une autre grandeur souvent utilisée pour caractériser les antennes : le gain  $G(\theta, \varphi)$ . Il permet de quantifier la capacité de l'antenne à rayonner la puissance qui lui est fournie.

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi) \quad (I.2)$$

Avec :

$$\eta = \frac{P_r}{P_{in}} \quad (I.3)$$

$\eta$  est le rendement de l'antenne et  $P_r$  est la puissance rayonnée. Si  $P_{in}$  correspond à la puissance délivrée par le générateur alimentant l'antenne, on parle de gain réalisé. Il tient compte de toutes les pertes dans l'antenne. Si  $P_{in}$  est la puissance acceptée par l'antenne, on parle de gain intrinsèque. Il tient compte de toutes les pertes dans l'antenne, sauf celles dues au coefficient de réflexion sur le port d'entrée.

### I.3.2 Différents types d'antennes directives

Le rayonnement d'une antenne directive doit se faire dans une ou plusieurs directions privilégiées. Un premier moyen de rendre une antenne plus directive est de placer un plan de masse métallique derrière elle de telle sorte que le rayonnement ne se fasse plus que dans un demi espace. Par ce moyen, on arrive au mieux à doubler la puissance rayonnée dans l'axe de l'antenne. D'autres antennes présentent des directivités beaucoup plus importantes. Nous allons les détailler ici.

#### I.3.2.1 Les antennes à ouverture rayonnante et système focalisant

Les cornets font partie des antennes à ouverture rayonnante et les antennes à réflecteur ou à lentille sont des antennes à système focalisant.



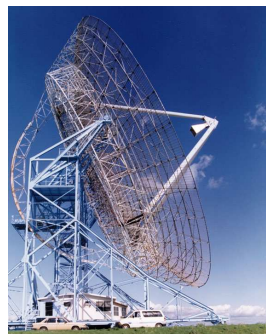
(a) Antennes cornets cylindriques



(b) Antenne cornet rectangulaire



(c) Antenne lentille



(d) Antenne à réflecteur au sol



(e) Antenne à réflecteur pour satellite

**FIG. I.11 :** Différents exemples d'antennes à ouverture rayonnante (a)(b) et système focalisant (c)(d)(e)

Le cornet (FIG. I.11 (a) et (b)) est une antenne qui sert de transition progressive entre un milieu guidé et l'espace libre. Il peut être de forme rectangulaire ou circulaire. Les pertes dans ce type d'antenne sont minimales.

Les antennes à réflecteur (FIG. I.11 (d) et (e)) sont des systèmes focalisants en réflexion. Elles sont constituées d'une source qui illumine un réflecteur qui est la plupart du temps métallique mais qui peut aussi être formé de matériaux B.I.E. [13]. En émission ils permettent d'obtenir une onde plane à partir d'une onde sphérique, en réception, c'est l'inverse (FIG. I.12). Les réflecteurs paraboliques sont les plus répandus et permettent un rayonnement très directif. La source est placée au foyer de la parabole.

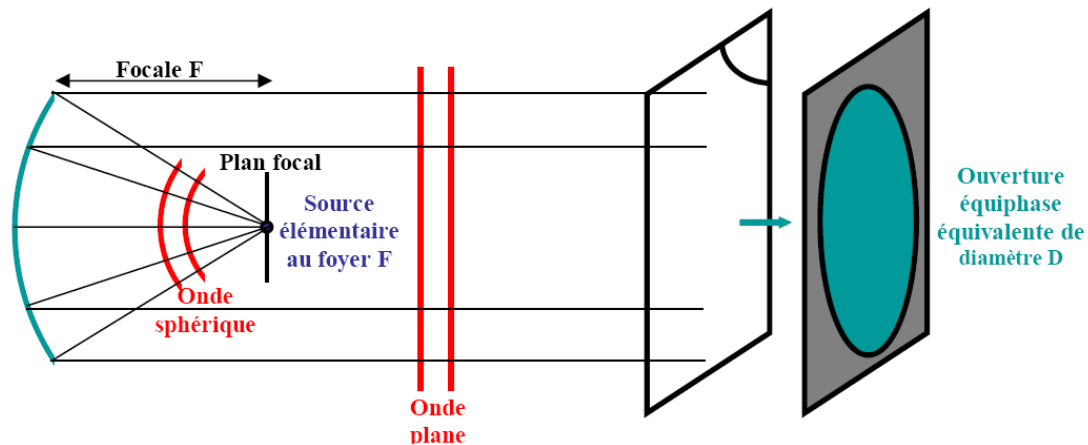


FIG. I.12 : Principe de fonctionnement d'une antenne à réflecteur parabolique

Les antennes lentille (FIG. I.11 (c)) fonctionnent sur le même principe que les antennes à réflecteur. C'est un système focalisant en transmission. Un matériau non métallique de la forme d'une demi-lentille est placé sur une source (qui se trouve au foyer de la lentille). Ce matériau permet d'obtenir un rayonnement d'ondes planes à partir d'ondes sphériques et de pointer dans une direction très précise pour l'émission (FIG. I.13). Le fonctionnement est réciproque en réflexion.

### I.3.2.2 Les antennes réseau

Une antenne réseau est constituée d'un groupement de plusieurs antennes identiques. Ce groupement d'antennes peut être formé de dipôles, de patches, de fentes, ou même de cornets (FIG. I.14). L'utilisation simultanée de plusieurs antennes proches les unes des autres a pour effet d'augmenter la directivité du rayonnement. De plus, en jouant sur la phase de l'alimentation ainsi que sur le module, le rayonnement peut être orienté et modelé dans l'espace (ou le demi-espace s'il y a présence d'un plan de masse). Lorsque l'on double le nombre d'éléments rayonnants, on augmente (en théorie) de 3 dB la puissance de rayonnement de l'ensemble.

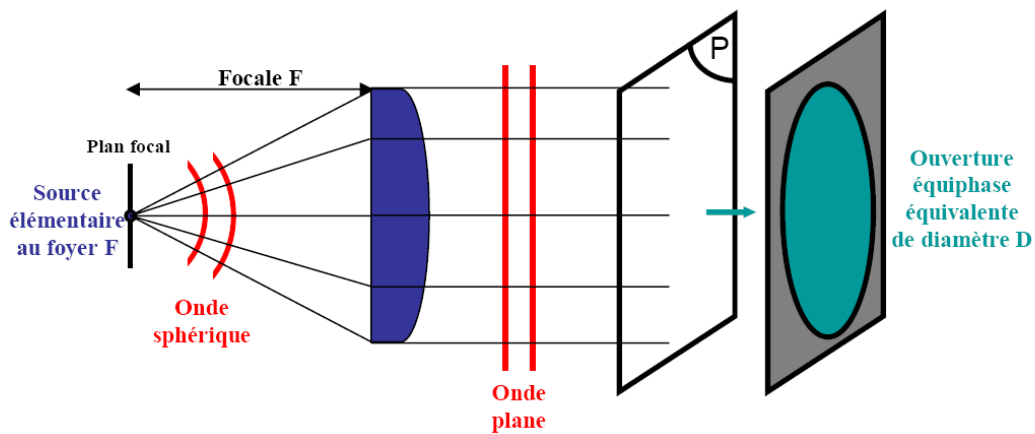
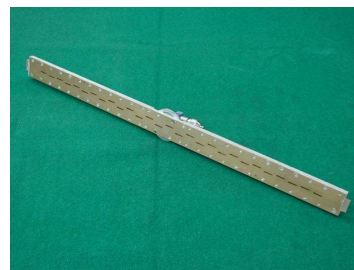


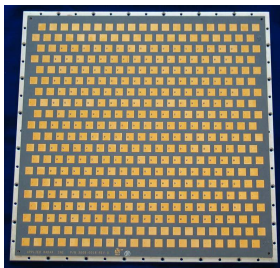
FIG. I.13 : Principe de fonctionnement d'une antenne à lentille



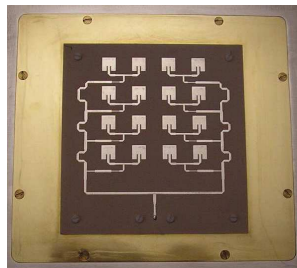
(a) Réseau de cornets



(b) Réseau de fentes



(c) Réseau de patches



(d) Réseau de 16 patches



(e) Réseau d'antennes actif

FIG. I.14 : Différents exemples d'antennes réseau

Les antennes réseaux sont très sensibles à l'alimentation de chacun des éléments, un décalage en phase ou une variation de module de l'une des antennes fait varier le rayonnement en amplitude ou en direction de tout le dispositif. Par exemple, si l'on souhaite une antenne rayonnant dans l'axe, les phases de l'alimentation de chaque antenne doivent être identiques. Lors de la conception du réseau d'alimentation, il faut prendre soin de ne créer aucun retard, et de répartir de manière égale le signal afin d'avoir des modules identiques. De la même manière, si on souhaite faire du dépointage, il faut appliquer un déphasage calculé en fonction de l'angle de dépointage.

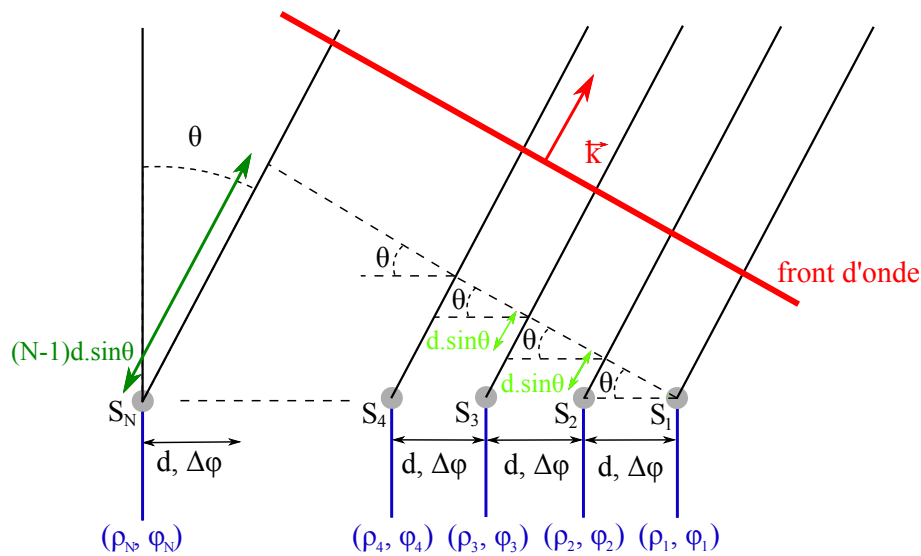


FIG. I.15 : Principe de fonctionnement d'une antenne réseau

L'espacement entre les sources est aussi un paramètre important. La différence de phase entre les sources entraîne le dépointage en créant un retard de  $kd \sin \theta - \Delta\phi$  entre sources adjacentes. D'après FIG. I.15, on peut définir l'amplitude du diagramme de rayonnement dans une direction choisie EQ. (I.4). Il faut sommer les contributions de chaque source en tenant compte du déphasage, cela revient à sommer une suite géométrique de raison  $kd \sin \theta - \Delta\phi$ .

$$E(\theta) = f(\theta) \frac{\sin \left( N \cdot \frac{kd \sin \theta - \Delta\phi}{2} \right)}{N \cdot \sin \frac{kd \sin \theta - \Delta\phi}{2}} \quad (I.4)$$

où  $d$  est la distance entre éléments,  $N$  est le nombre d'éléments,  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  est le vecteur d'onde,  $\Delta\phi$  est la différence de phase entre chaque élément,  $f(\theta)$  est le module de la puissance apportée par l'alimentation et  $\theta$  est l'angle du rayonnement du réseau par rapport à la normale. Le maximum est obtenu quand :

$$\theta = \arcsin \left( \frac{\Delta\phi}{kd} \right) \quad (I.5)$$

Le gain d'un réseau d'antennes plaquées peut atteindre jusqu'à 30 dB. En pondérant l'alimentation de chaque antenne en amplitude et phase, les lobes secondaires peuvent être réduits. Les réseaux sont très intéressants puisqu'ils sont d'encombrement très réduit au niveau de l'épaisseur, d'où une masse assez faible par rapport à des antennes à réflecteur. Ils peuvent être facilement conformés pour s'adapter à différentes surfaces. Cependant, on note des pertes

non négligeables dues à la longueur des lignes d'alimentation et la bande de fonctionnement dépend directement de celle des éléments rayonnants.

### **I.3.2.3 Les antennes à réflecteur réseau**

Le réseau réflecteur (reflectarray) [14][15] est une antenne à réflecteur qui utilise un réseau d'éléments plans qui réfléchissent une onde incidente avec un déphasage permettant de former un faisceau dans une direction donnée. Ce réseau, pilotable mécaniquement ou électroniquement permet de choisir l'orientation du rayonnement. Ces antennes sont étudiées surtout pour des applications dans le domaine spatial. Des composants actifs permettent de modifier la phase du coefficient de réflexion du réflecteur, ce qui modifie la direction de pointage.

Par rapport aux réflecteurs paraboliques classiques, le reflectarray est plus plat. La réalisation ne pose, en général aucun problème et le coût de telles antennes reste inférieur à celui d'antennes réseau actives [16].

La taille des éléments influence la phase du coefficient de réflexion du réflecteur [17][18] et une petite erreur de côte peut décaler en fréquence le fonctionnement de l'antenne. Cependant, si l'antenne continue de fonctionner à la même fréquence, la variation de la taille des éléments entraîne la variation de l'angle de pointage [19]. Il est également possible de changer la phase à la réflexion en utilisant de petits moteurs électriques pour chaque élément [20].

En 1998, une équipe américaine introduisait des éléments actifs sur un réflecteur. La structure était formée d'un réseau de diodes connectées entre elles. Le rayonnement incident se réfléchit sur deux grilles de diodes varactors. L'alimentation de ces diodes permet de contrôler le déphasage de l'onde réfléchie [21].



## I.4 LES MATÉRIAUX B.I.E.

Les matériaux à Bande Interdite Electromagnétique (B.I.E.) sont des structures diélectriques ou métalliques composées d'un assemblage périodique de deux ou plusieurs matériaux. Cette périodicité peut concerner une dimension de l'espace, mais aussi deux, voire trois dimensions. Plusieurs motifs élémentaires sont utilisés (FIG. I.16) : les plaques en une dimension (1D) ou des tiges en deux dimensions (2D) qui se répartissent sur un réseau dont la maille élémentaire peut être carrée, hexagonale ou triangulaire. Les structures trois dimensions (3D) sont faites d'un enchevêtrement de tiges (c'est une structure « tas de bois » (FIG. I.16 (2)) [22]) ou cubes ou sphères répartis dans l'espace tels les mailles d'un réseau cristallin. Cette périodicité leur donne la propriété de contrôler la propagation des ondes électromagnétiques.

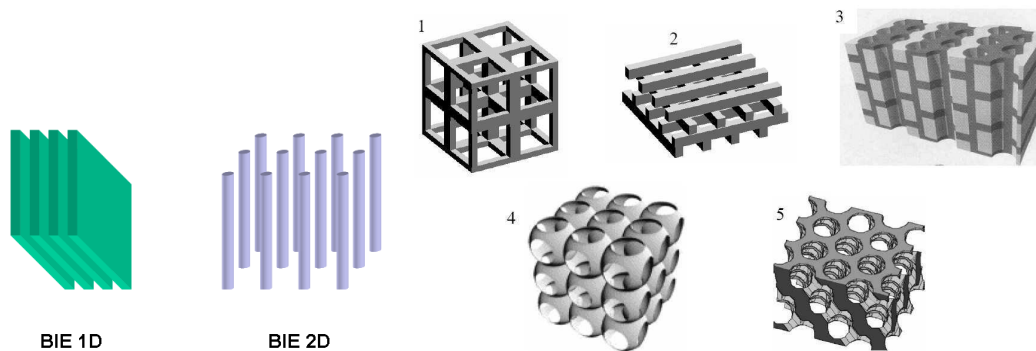


FIG. I.16 : Différents exemples de matériaux BIE classés suivant leur degré de périodicité : Matériaux 1D et 2D - Matériaux 3D

### I.4.1 Historique des B.I.E

En 1915, le physicien W. L. BRAGG a étudié la réflexion d'ondes électromagnétiques sur un empilement de couches transparentes de matériaux d'indice de réfraction différent. Il a observé la création d'un miroir presque parfait permettant de réfléchir jusqu'à 99,5% de l'onde incidente (FIG. I.17).

Le meilleur rendement est obtenu quand la longueur d'onde et l'angle d'incidence sont accordés avec l'épaisseur des différentes couches. La réflexion optimale est constatée quand les couches sont espacées d'une distance de  $\lambda/4$  (où  $\lambda$  est la longueur d'onde).

En 1956, G. V. TRENTINI a étudié une structure composée d'un miroir parfait d'une part et d'un miroir semi-réfléchissant d'autre part [23]. Il explique déjà que de placer un plan conducteur derrière une antenne permet de limiter le rayonnement à un demi espace. En plaçant ensuite

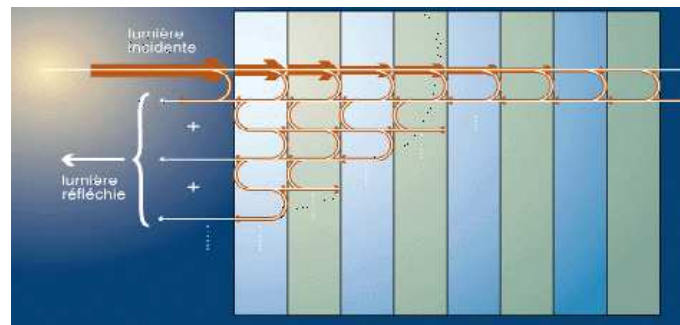


FIG. I.17 : Réflexion et transmission sur un miroir de Bragg

un matériau partiellement réfléchissant devant l'antenne, la directivité dans l'axe est meilleure (FIG. I.18).

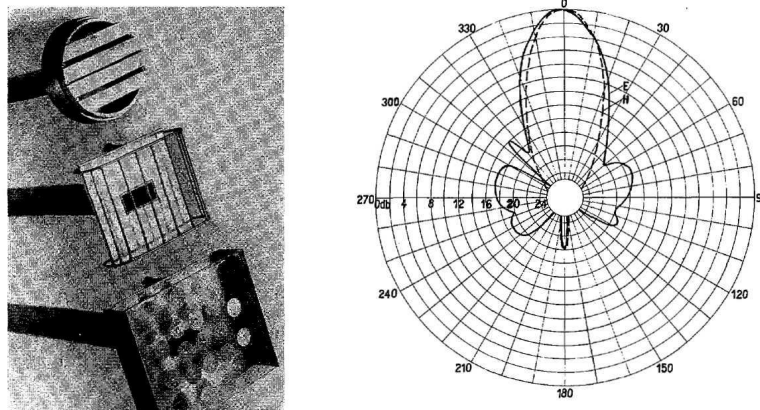


FIG. I.18 : Antennes étudiées par Trentini et diagramme de rayonnement obtenu avec la 1ère antenne [23]

On peut relier ces deux études en utilisant le miroir de Bragg comme surface partiellement réfléchissante.

En 1987, E. YABLONOVITCH met en évidence une analogie entre l'équation de E. SCHRÖDINGER et l'équation d'onde dérivée des équations de J. C. MAXWELL en régime stationnaire [24]. Il a donc proposé des structures périodiques copiant les structures cristallines dans lesquelles certaines fréquences ne pourraient pas se propager. Son but principal était l'utilisation de telles structures dans le domaine optique. Ces matériaux permettent théoriquement le contrôle de l'émission spontanée.

Parallèlement, en 1984, une équipe américaine s'est intéressée à l'influence des radômes qui sont souvent positionnés au-dessus des antennes afin de les protéger [25]. La plupart du temps, ces radômes dégradent les performances de l'antenne, mais en étudiant leur propriétés en corrélation avec celle du substrat de l'antenne, ils ont montré que la directivité pouvait être

améliorée, mais au détriment de la bande passante. Ils ont ensuite étudié et proposé une méthode de conception pour ce nouveau type d'antenne [26][27] (FIG. I.19), et en 1987, ils proposaient une étude en utilisant des radômes multicouches [28].

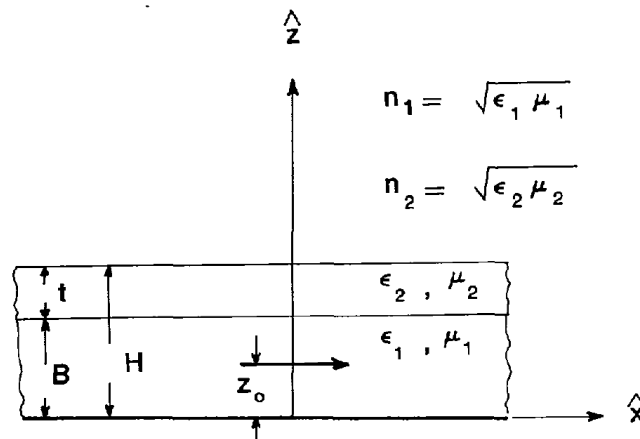


FIG. I.19 : Schéma de la structure substrat-radôme présentée dans [26]

Cette équipe a également montré qu'en dimensionnant les différentes couches du radôme de manière adéquate, il était possible d'obtenir du dépointage sous forme conique [6]. Nous verrons plus loin la méthode qu'ils utilisent.

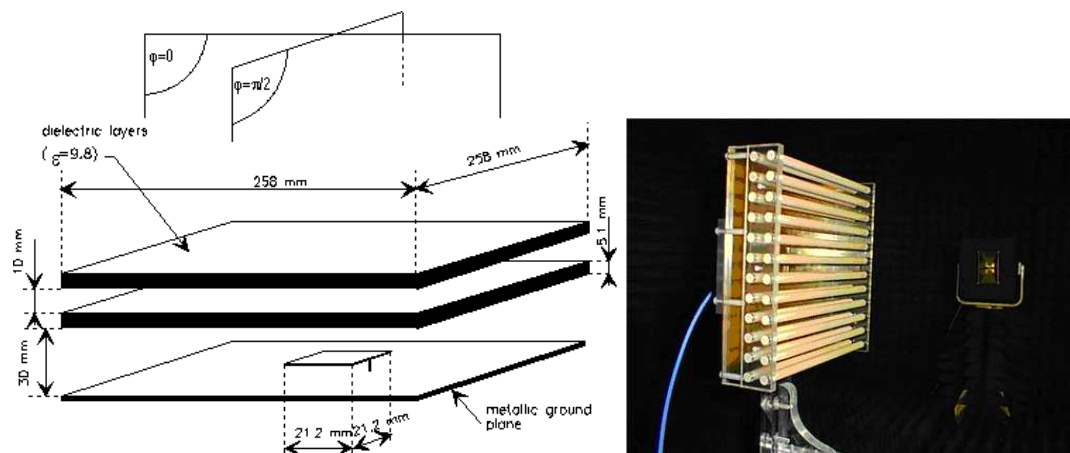


FIG. I.20 : Schéma et photo d'antennes B.I.E. développées au laboratoire XLIM [13]

Dès 1995, le laboratoire XLIM (anciennement I.R.C.O.M.) s'est intéressé aux matériaux B.I.E. pour améliorer l'efficacité d'antennes existantes et en créer de nouvelles (FIG. I.20). Les travaux de M.-S. DENIS [1] et M. THÉVENOT [13][2] démontrent l'utilité des matériaux B.I.E. pour l'amélioration de la directivité d'une antenne lorsqu'ils sont placés au-dessus de la source, mais aussi comme réflecteur et comme substrat. Les antennes sont considérées comme

des antennes B.I.E. 1D résonantes à défaut. Elles font l'objet de plusieurs brevets déposés par le laboratoire.

## I.4.2 Principe de fonctionnement

Il existe actuellement trois modèles de fonctionnement différents pour expliquer le principe d'une antenne B.I.E.. On distingue la méthode Fabry-Pérot, celle de la théorie des ondes de fuite (leaky waves) et la méthode des B.I.E. à défaut. C'est cette dernière méthode qui est utilisée à XLIM. Cependant, les résultats obtenus avec chaque approche sont équivalents.

Pour expliquer le fonctionnement d'une antenne B.I.E., nous allons partir d'une version unidimensionnelle des B.I.E. décrites par YABLONOVITCH. Cette structure consiste en un empilement périodique de lames de diélectrique séparées par de l'air (FIG. I.21). L'épaisseur des lames est  $\lambda_g/4$  et l'espacement entre chaque est  $\lambda_0/4$ .

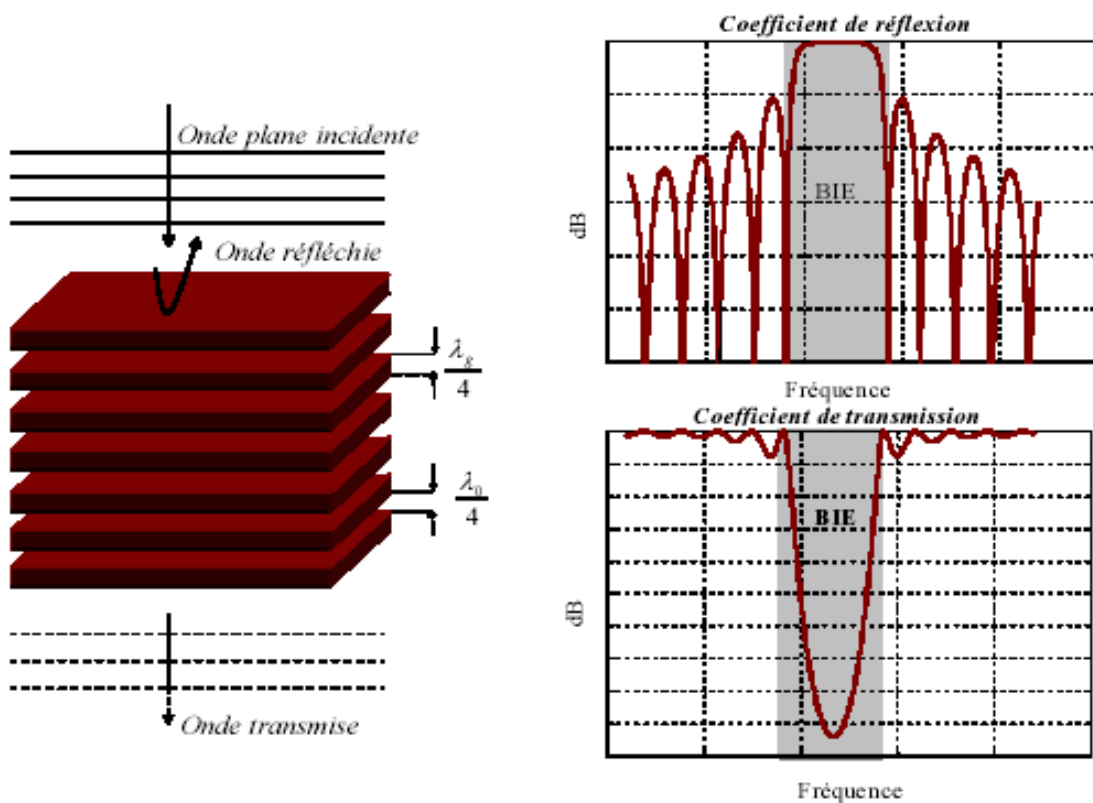


FIG. I.21 : Coefficient de réflexion et de transmission d'une structure B.I.E. 1D

Dans cette configuration lorsqu'une onde plane illumine la structure, elle est complètement réfléchie si la fréquence de travail se situe dans la bande interdite électromagnétique. En dehors, l'onde est transmise ou partiellement transmise.

Si la périodicité est rompue, par exemple en enlevant la plaque de diélectrique située au milieu (FIG. I.22), un défaut de périodicité est créé, et une bande de fréquence permise apparaît dans la bande interdite.

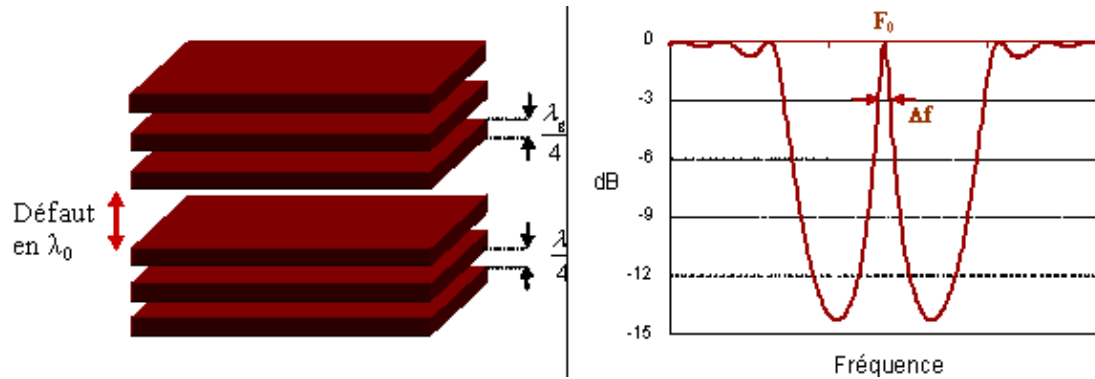


FIG. I.22 : Coefficient de réflexion et de transmission d'une structure B.I.E. 1D à défaut

Lorsque ce défaut est dimensionné correctement par exemple un espacement de  $\lambda_0$  entre deux plaques, un pic de transmission se forme à la fréquence  $f_0$  (FIG. I.23). C'est ce phénomène de filtrage fréquentiel qui est exploité pour la conception d'antenne B.I.E.. Ces matériaux permettent également un filtrage spatial puisqu'il est possible de privilégier une direction de rayonnement dans l'espace lorsqu'ils sont associés à une antenne. En reprenant la structure à défaut, lorsque l'on introduit une excitation au sein même du défaut (par exemple un dipôle), on constate une direction de rayonnement privilégiée : la normale de la structure. Cette structure est bi-directive.

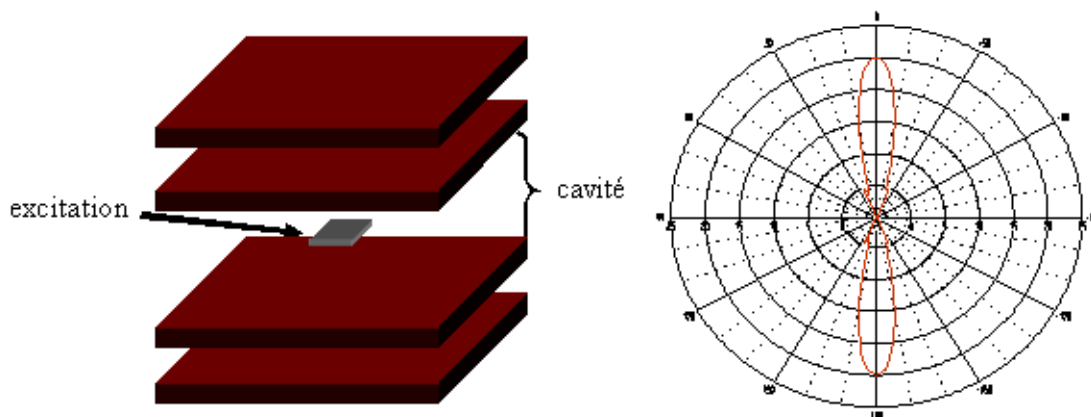


FIG. I.23 : Schéma et diagramme de rayonnement d'un B.I.E. 1D bi-directif

Si on applique le principe de miroir électrique en plaçant un plan parfaitement conducteur au milieu du défaut et l'excitation entre le plan conducteur et les plaques de diélectrique, la

structure est équivalente, mais ne rayonne plus que dans une direction (FIG. I.24). On retrouve le principe énoncé par TRENTINI. L'étude de cette antenne dans l'équipe a fait l'objet de nombreux travaux et publications ainsi que de plusieurs brevets.

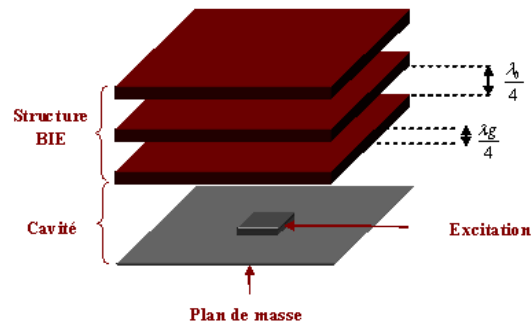


FIG. I.24 : Schéma d'un B.I.E. directif

### I.4.3 Caractéristiques des antennes B.I.E.

Les antennes B.I.E. peuvent, lorsqu'elles sont correctement dimensionnées, présenter un gain de l'ordre de 30 dB avec une structure planaire. L'avantage principal est leur faible encombrement en hauteur par rapport aux performances en gain. L'épaisseur est fortement réduite, et le nombre de sources élémentaires (patchs, fentes, dipôles...) est moindre que pour des antennes réseau simples. Dans le cas de réseaux d'antennes, le système d'alimentation est fortement simplifié si l'on diminue le nombre d'éléments.

Une des principales limitations de ces antennes est la faible largeur de bande pour des gains élevés. De la même façon, le bon fonctionnement de ces structures est sensible aux tolérances dimensionnelles [12]. L'adaptation de ces antennes est délicate à cause du caractère résonant de la structure B.I.E. [5]. Cependant, ces inconvénients n'empêchent pas la communauté scientifique de s'intéresser à ce type d'antenne et de trouver de nouvelles propriétés et de nouvelles applications.

Tout d'abord, l'antenne B.I.E. a trouvé son intérêt pour des applications grand gain. En 2002 [3], il a été possible d'obtenir une directivité de 30 dB avec une antenne alimentée par un seul patch (FIG. I.25). L'inconvénient pour cette antenne est sa très faible bande passante. Un gain aussi élevé peut être obtenu grâce à l'empilement de diélectriques : le nombre de plaques, mais aussi une permittivité élevée, ainsi qu'un dimensionnement latéral approprié permettent

d'obtenir un facteur de qualité du matériau B.I.E. très élevé et ainsi avoir un rayonnement très directif [12].

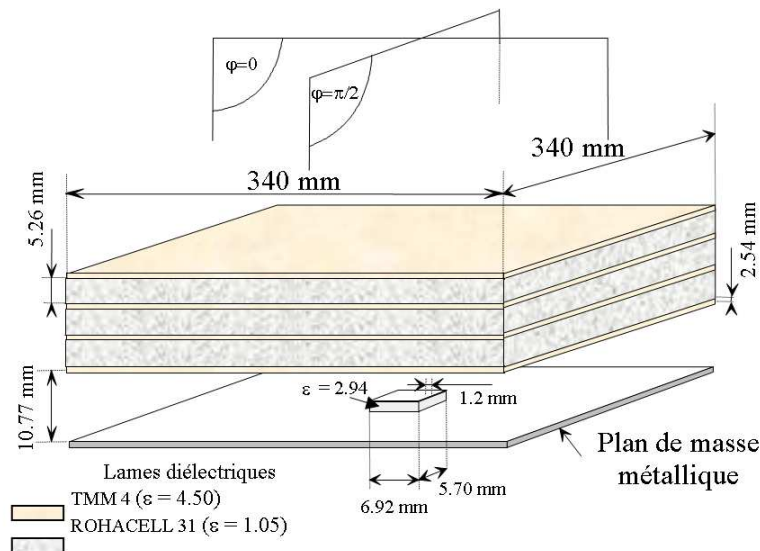


FIG. I.25 : Schéma de l'antenne grand gain [3]

En 2005, une équipe australienne [29] présente également une antenne grand gain à résonateur B.I.E. diélectrique à une dimension. Elle présente un gain de 22,1 dB. Cependant la bande passante reste très faible : 0,5%. Et en 2006, une équipe française [30] publie ses résultats sur une antenne à résonateur Fabry-Pérot. Le fonctionnement de cette antenne est la même qu'une antenne B.I.E.. Le matériau utilisé est une grille métallique. Avec cette antenne (excitée par un simple patch), ils obtiennent une directivité de plus de 650 (soit environ 28 dB). La bande de fréquence est de 0,3%.

Une autre application des B.I.E. est la possibilité de concevoir des antennes multi-bandes (double-bandes, la plupart du temps). Dans [4] une antenne bi-bandes fonctionnant à 4,2 GHz et 7,4 GHz est présentée (FIG. I.26).

Puis dans [31], une F.S.S. (Surface Sélective en Fréquence, nous verrons dans un prochain paragraphe qu'il s'agit d'un autre type de structure périodique) est utilisée en complément d'un matériau B.I.E. 2D (FIG. I.27).

Enfin, il est possible d'effectuer du dépointage [32]. Le matériau B.I.E. est dimensionné pour réaliser un dépointage d'angle  $\theta$ . Si l'antenne est alimentée par une source seule, le rayonnement aura l'allure d'un cône (FIG. I.28 (a)). Pour sélectionner une direction, la source est remplacée par un réseau d'antennes. Il faut que celui-ci soit alimenté correctement pour que l'angle de dépointage du réseau corresponde avec celui du matériau B.I.E. (FIG. I.28 (b)).



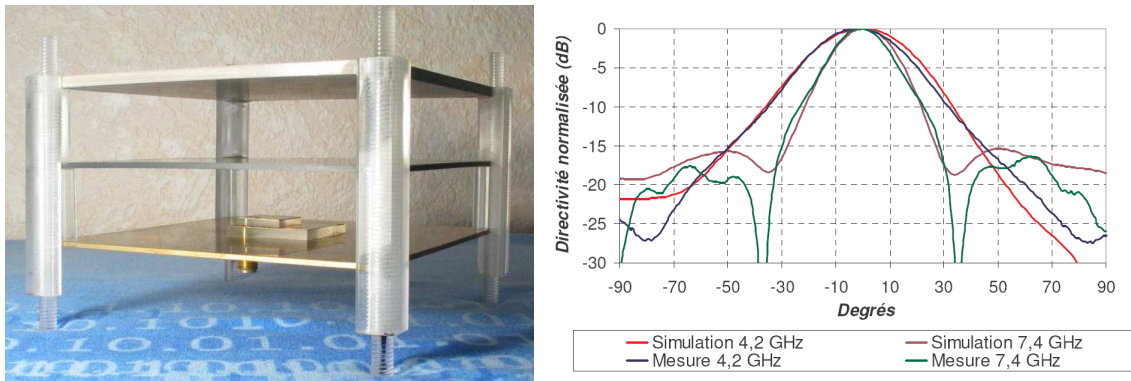


FIG. I.26 : Antenne B.I.E. bi-bandes et ses diagrammes de rayonnement aux fréquences de fonctionnement [4]

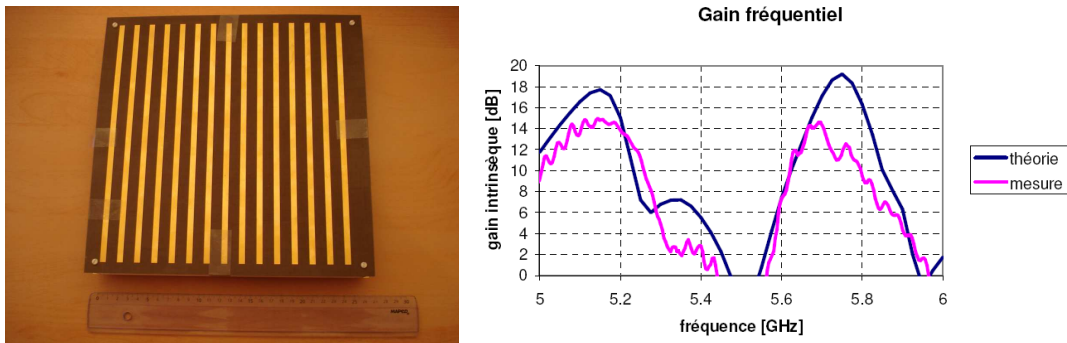
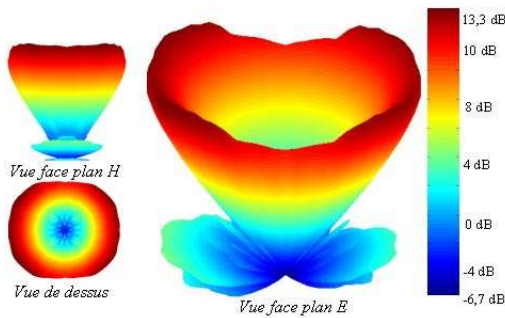


FIG. I.27 : Antenne bi-bandes et sa directivité fréquentielle [31]



(a) Diagramme de rayonnement en cône d'une antenne B.I.E. dimensionnée pour dépointer



(b) Antenne B.I.E. pour dépointage alimentée par un réseau de patch

FIG. I.28 : Nécessité d'utiliser une source directive pour le dépointage d'une antenne B.I.E. [5]

Le dépointage est également possible en utilisant un matériau B.I.E. formé de tiges métalliques placées au-dessus d'un plan de masse [8]. La structure est alimentée par un dipôle et certaines rangées de tiges sont enlevées. Ces défauts permettent alors un rayonnement dépointé.

Il existe des applications omni-directionnelles aux antennes B.I.E., notamment par l'utilisation de B.I.E. coaxiaux diélectriques [33] ou métalliques [34], ou de B.I.E. cylindriques



[35][36]. Il est possible d'obtenir un rayonnement azimutal très intéressant pour des applications de télécommunications sans fil.

#### I.4.4 Utilisation des matériaux B.I.E. pour le dépointage

Il a été démontré que pour pouvoir dépointer un faisceau correctement avec une antenne B.I.E., il faut modifier les caractéristiques de la structure B.I.E.. Différentes études présentées ci-après ont été faites pour établir des relations permettant de retrouver les dimensions appropriées. Même si ces études n'utilisent pas le même concept, au final, les conclusions sont les mêmes.

##### I.4.4.1 Approche « ondes de fuite »

En 1985, l'équipe qui s'était intéressée à l'effet des radômes sur le rayonnement des antennes a cherché quelles pouvaient être les relations qui reliaient les caractéristiques des matériaux à l'angle de dépointage [28][6]. Le principe dont s'est servi cette équipe est celui des ondes de fuite (FIG. I.29).

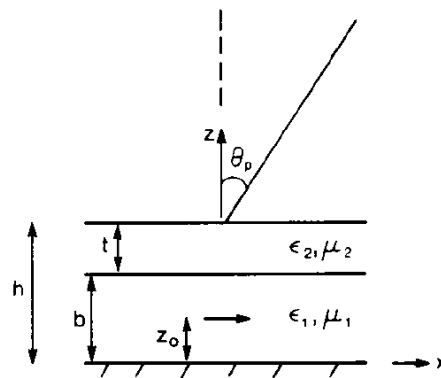


FIG. I.29 : Schéma d'une antenne à ondes de fuite [37]

Ce sont des ondes progressives qui se propagent parallèlement à une interface dans un milieu qui sert de guide. Le rayonnement des ondes de fuite se fait par l'interface suivant un angle par rapport à la normale de l'interface défini par :

$$\theta = \arcsin(\beta_g/k_0) \quad (I.6)$$

où  $\beta_g$  représente la composante parallèle à l'interface diélectrique du vecteur phaseur de l'onde propagée dans le diélectrique et  $k_0 = 2\pi f_0/c$ . La structure étudiée par cette équipe est composée

d'un plan de masse, d'un dipôle intégré dans un diélectrique, le tout recouvert d'un empilement d'un autre diélectrique dont la permittivité relative est supérieure à celle du premier (FIG. I.30).

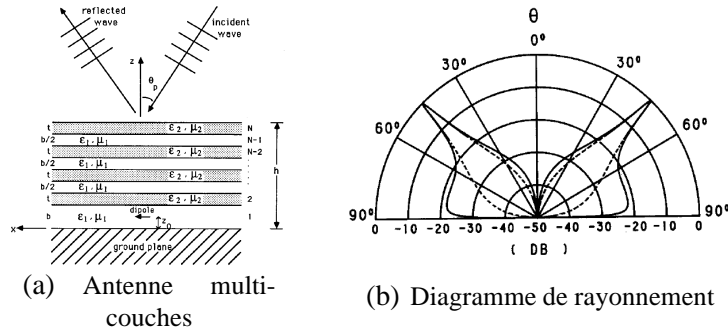


FIG. I.30 : Antenne multi-couches à ondes de fuite décrite dans [6] et le diagramme de rayonnement correspondant

Les conditions de résonance dépendent de l'épaisseur des plaques et de leur permittivité relative. En utilisant une analogie avec les lignes de transmission, le gain maximum dans la direction d'angle  $\theta_p$  par rapport à la normale est obtenu pour les conditions suivantes :

$$\frac{n_1 b}{\lambda_0} \sqrt{\frac{1 - \sin^2 \theta_p}{n_1^2}} = \frac{m}{2} \quad (I.7)$$

$$\frac{n_2 t}{\lambda_0} \sqrt{\frac{1 - \sin^2 \theta_p}{n_2^2}} = \frac{2p - 1}{4} \quad (I.8)$$

avec  $n_i = \sqrt{\epsilon_{ri} \mu_{ri}}$  et  $\epsilon_{r1} > \epsilon_{r2}$ , où  $m$  et  $p$  sont des entiers positifs,  $b$  hauteur de la cavité et  $t$  l'épaisseur du diélectrique, l'indice 1 représente la cavité et l'indice 2 représente la plaque de diélectrique. Le dipôle est placé au milieu de la cavité.

#### I.4.4.2 Approche « Fabry-Pérot »

En 1956, TRENTINI [23] avait déjà établi une condition de rayonnement maximal pour sa structure. Cette méthode est basée sur le principe de Fabry-Pérot. Au point P se situe l'excitation de la structure présentée FIG. I.31.

A partir de cette modélisation, il a calculé la puissance obtenue dans la direction de rayonnement, en définissant le coefficient de réflexion du plan semi-réfléchissant  $pe^{i\phi}$  :

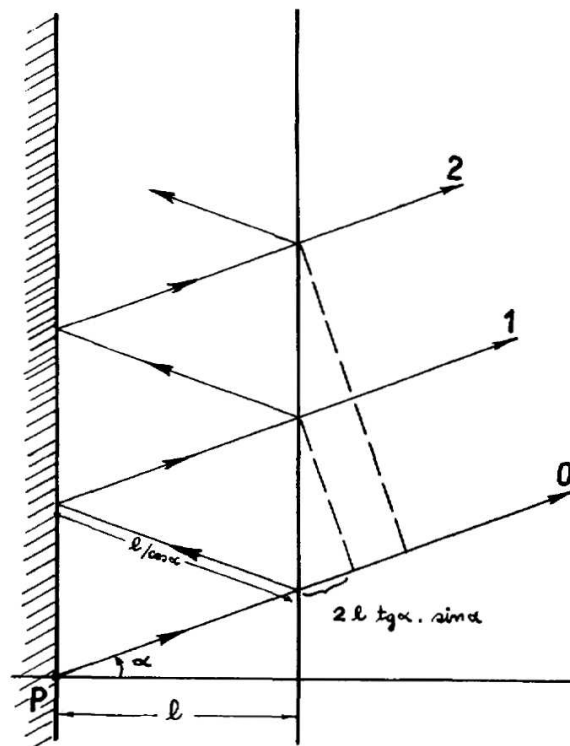


FIG. I.31 : Reflexions multiples entre les deux interfaces

$$S = \frac{1 - p^2}{1 + p^2 - 2p \cos(\phi - \pi - \frac{4\pi}{\lambda} l \cos \alpha)} f^2(\alpha) \quad (\text{I.9})$$

où  $f(\alpha)$  est le champ associé à l'excitation,  $\lambda$  est la longueur d'onde et  $l$  est la distance entre le plan de masse et le plan partiellement réfléchissant. Dans ce résultat,  $p$  et  $\phi$  dépendent de l'angle  $\alpha$ .  $\pi$  est la phase du coefficient de réflexion du plan inférieur, c'est un plan totalement réfléchissant, on peut donc le considérer comme un court-circuit électrique (C.C.E.), son coefficient de réflexion est 1, on peut noter cette phase  $\pi_{PRI}$ . Le maximum de rayonnement est obtenu quand :

$$\phi - \pi_{PRI} - \frac{4\pi}{\lambda} l \cos \alpha = 2N\pi \quad (\text{I.10})$$

où  $N$  est un entier positif.

Dans les années 2000 [7][38], une équipe française reprend le modèle de Trentini pour améliorer les performances de ses antennes, et développer l'étude d'antennes au comportement agile en fréquence ou en rayonnement.

Nous allons voir plus en détail la condition définie par Trentini. Il s'agit en fait d'une condition de résonance. Reprenons l'équation I.10, de façon plus générale, on peut remplacer  $\pi_{PRI}$  par  $\angle_{PRI}$ , la phase du coefficient de réflexion du plan inférieur, si le plan utilisé n'est pas un plan totalement réfléchissant et  $\phi$  par  $\angle_{PRS}$  la phase du plan réflecteur supérieur. On aboutit à une condition de résonance dans une cavité délimitée par deux plans partiellement ou totalement réfléchissants.

$$\boxed{-\frac{4\pi}{\lambda}l \cos(\alpha) + \angle_{PRI} + \angle_{PRS} = 2N\pi} \quad (\text{I.11})$$

Cette relation permet de mettre en évidence quatre termes qui peuvent influencer sur  $\alpha$  l'angle de pointage :

$$\alpha = \arccos \left( -\frac{1}{2kl} (2N\pi - \angle_{PRI} - \angle_{PRS}) \right) \quad (\text{I.12})$$

où  $l$  la hauteur de la cavité,  $\lambda$  la longueur d'onde reliée à la fréquence de travail,  $\angle_{PRI}$  et  $\angle_{PRS}$  sont les phases des coefficients de réflexion des deux plans réflecteurs.  **$l$  peut varier uniquement si l'on change la hauteur de la cavité.  $\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}}$  dépend du matériau utilisé pour remplir la cavité, et de la fréquence de fonctionnement.  $\angle_{PRI}$  dépend des caractéristiques du plan réflecteur (plan métallique, diélectrique,...) mais dépend aussi de la fréquence, de  $\theta$  et de l'angle azimutal  $\phi$ . Cette phase dépend également de la polarisation de l'onde qui est réfléchi (TE ou TM).  $\angle_{PRS}$  possède les mêmes dépendances que  $\angle_{PRI}$ . Certaines dépendances s'expriment ou non en fonction de la nature du matériau utilisé.**

Cette condition de résonance semble très intéressante car elle permet, avec une équation, de décrire le fonctionnement et le comportement de ce type de structure d'une manière globale.

## I.5 AGILITÉ DU PLAN RÉFLECTEUR

### I.5.1 Plan de masse structuré de motifs périodiques

Nous avons vu dans le paragraphe précédent qu'il est possible de faire varier l'angle de pointage de l'antenne en jouant sur la phase du coefficient de réflexion de l'interface supérieure de la cavité (ou du guide) ou de l'interface inférieure. Nous allons voir quels sont les moyens existants de faire varier la phase du coefficient de réflexion de la partie inférieure.

Nous avons besoin d'une structure plus élaborée qu'un simple plan de masse métallique pour lequel la phase reste égale à  $\pm\pi$  quelle que soit la fréquence et l'incidence. Dans ce cas aussi, il est possible d'utiliser les propriétés des matériaux périodiques.

#### I.5.1.1 Les F.S.S.

Les F.S.S. (Frequency Selective Surface = surface sélective en fréquence) sont un cas particulier de structures périodiques dans le sens où elles n'ont pas d'épaisseur (à part celle de la métallisation). Ce sont des structures planaires. Elles sont composées d'un arrangement périodique d'éléments métalliques ou d'ouvertures dans un plan métallique (FIG. I.32). Les motifs résonants sont disposés périodiquement suivant une ou deux dimensions. Les F.S.S. nécessitent le plus souvent un support de type substrat.



FIG. I.32 : Exemple d'éléments rayonnants pouvant constituer une F.S.S.

Les caractéristiques en transmission et en réflexion d'une F.S.S. sont les mêmes que pour un matériau B.I.E., à savoir, il existe une bande de fréquence pour laquelle une onde incidente est réfléchie totalement (FIG. I.33).

#### I.5.1.2 Les H.I.S.

Les H.I.S. (High-Impedance Surface : surface haute impédance) sont également des structures périodiques. Contrairement aux F.S.S., elles nécessitent un plan de masse, en plus des éléments résonants périodiques. La dimension d'un élément est très inférieure à la longueur d'onde.

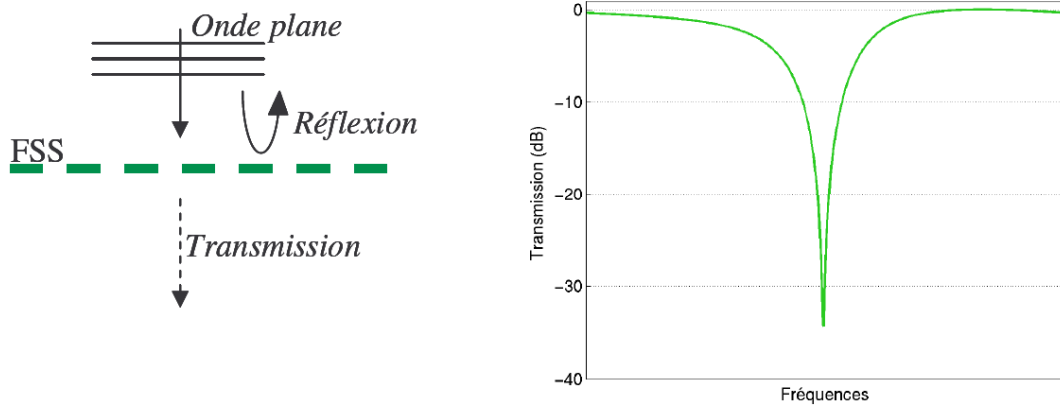


FIG. I.33 : Caractéristique en transmission d'une F.S.S.

Ces structures ont été étudiées dès les années 90 par D. SIEVENPIPER [39][40]. A l'origine il voulait réduire les lobes secondaires dus aux effets de bord du plan de masse de l'antenne (FIG. I.34). Il a donc conçu un matériau qui, à sa fréquence de résonance, est vu comme un matériau parfaitement magnétique interdisant la propagation d'onde de surface. De plus, l'onde incidente est réfléchie avec un déphasage nul.

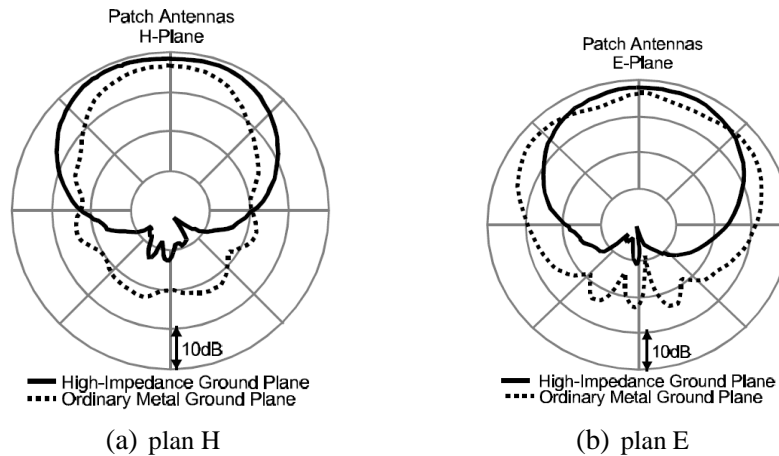


FIG. I.34 : Réduction des effets de bord du plan de masse pour une antenne patch [39]

Cette structure est de type « mushrooms » : des patches sont disposés de manière périodique au-dessus d'un plan de masse métallique. Chaque patch est relié au plan de masse par un via métallique (FIG. I.35). Les patches sont souvent imprimés sur un substrat.

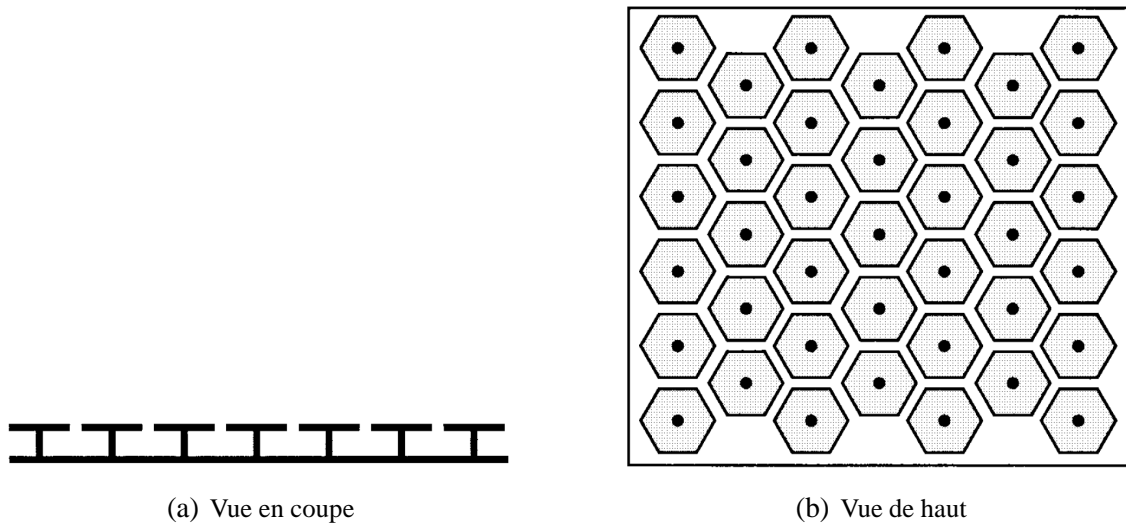


FIG. I.35 : Schéma de la H.I.S. développée par Sievenpiper [40]

## I.5.2 Nombreuses applications de ces surfaces et agilité

Nous venons de voir que les H.I.S. permettent de limiter les rayonnements arrières des antennes. La même équipe a ensuite étudié leur comportement en tant que reflectarray (réseau réflecteur). Puis elle a introduit des éléments actifs afin de faire varier les propriétés de leur plan réflecteur [41][42] (FIG. I.36). Il est alors possible de choisir entre deux directions de rayonnement.

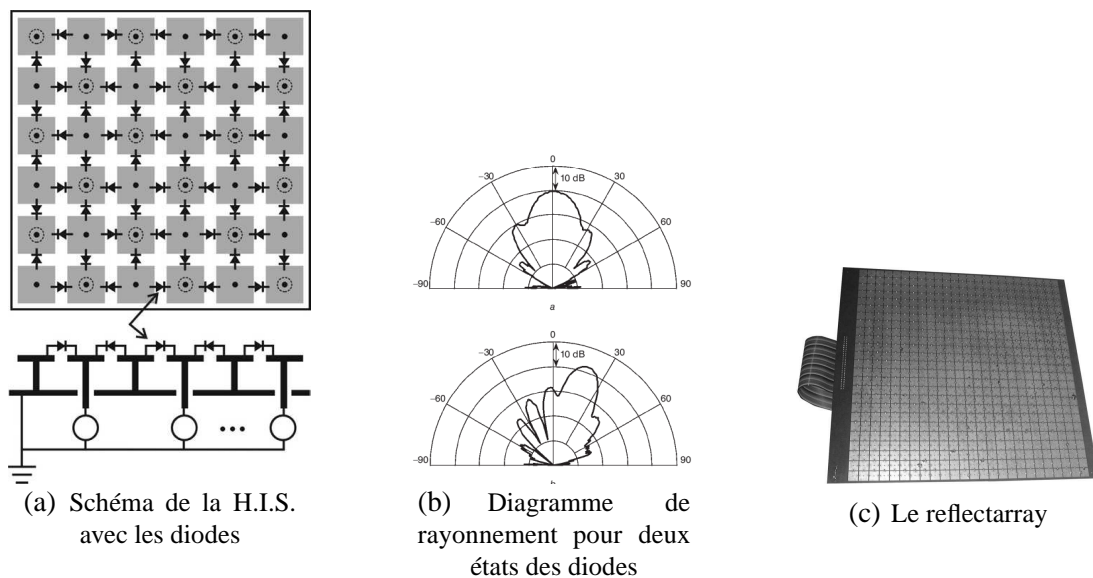


FIG. I.36 : La H.I.S. utilisée comme reflectarray [41][42]

Dès 1993, une F.S.S. comportant des diodes PIN est présentée. En fonction de l'état des diodes, la structure peut être réfléchissante ou non [43][44]. Cette idée a été reprise en 2006 au laboratoire XLIM par L. MERCIER dans sa thèse [45],[46]. L'objectif était de concevoir une antenne agile en fréquence. Elle a étudié l'intégration de diodes PIN au sein d'un F.S.S. imprimée sur un radôme afin de faire varier ses propriétés électromagnétiques et apporter l'agilité (FIG. I.37).

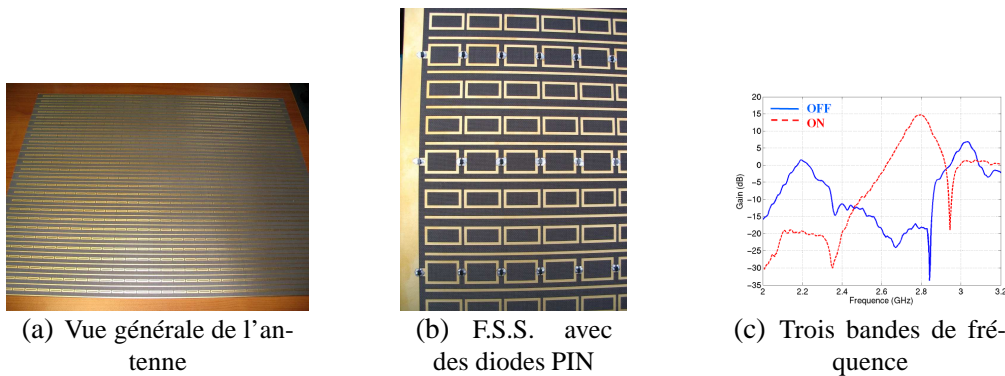


FIG. I.37 : Antenne agile en fréquence à base de F.S.S. et de diodes PIN [45]

### I.5.3 La phase du coefficient de réflexion

Une des propriétés électromagnétiques de ces surfaces qui permet toutes ces applications est la variation de la phase des coefficients de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence. En dehors de la fréquence de résonance de la structure, elle est transparente aux ondes incidentes. Autour de la fréquence de résonance, les ondes sont filtrées et réfléchies. Quand la F.S.S. est couplée à un plan de masse, comme pour les H.I.S., en dehors de la fréquence de fonctionnement, la structure est vue comme un plan de masse classique, la phase de coefficient de réflexion est de  $\pm\pi$ . Autour de la fréquence de résonance, la phase commence à varier de façon décroissante, elle passe par 0 (FIG. I.38). A ce moment-là, la structure se comporte comme un court-circuit magnétique (C.C.M.).

Dans la suite, nous ne parlerons que des F.S.S. couplées à un plan de masse car c'est cette structure qui nous intéresse particulièrement. La variation des dimensions des éléments, le changement d'états d'éléments actifs font varier la phase à la réflexion de la structure. On observe alors un décalage en fréquence ou un changement dans la pente ou bien les deux en même temps.



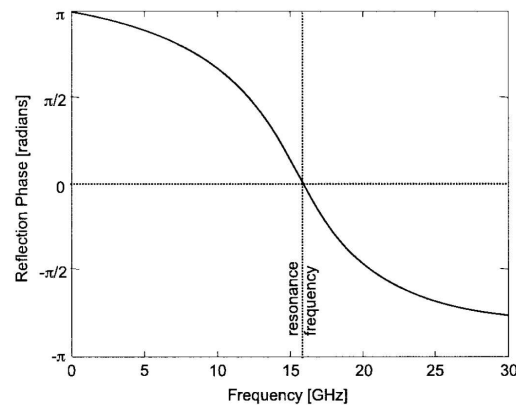


FIG. I.38 : Phase du coefficient de réflexion d'une F.S.S. associée au plan de masse FIG. I.35 [40]

Des études ont été faites pour quantifier l'effet d'une variation de la taille des éléments résonants [19][18]. Sur FIG. I.39, la fréquence est fixe et la phase est tracée en fonction de la longueur des patches (la structure est formée d'un réseau de patches imprimés), et ce, pour plusieurs angles d'incidence.

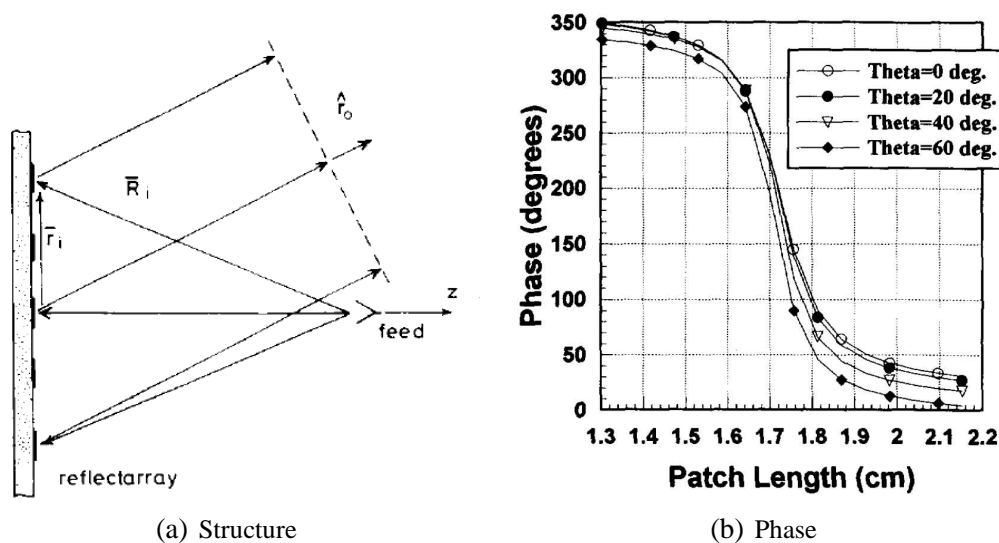
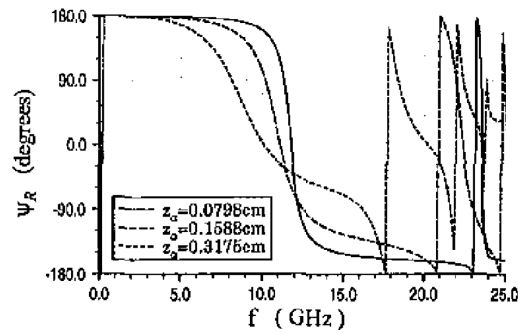


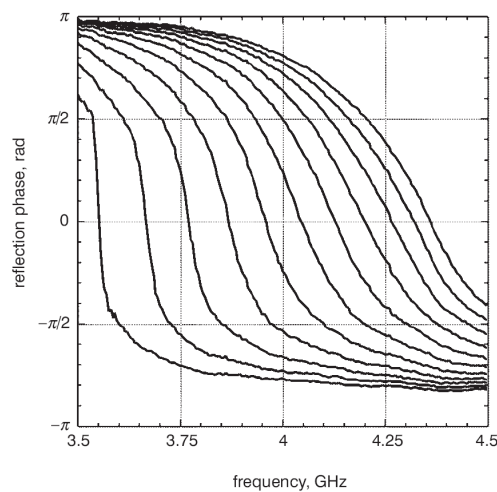
FIG. I.39 : Phase à la réflexion en fonction de la longueur des patches pour quatre angles d'incidence [19]

La variation de l'épaisseur du substrat a également été étudiée [47]. Il en ressort que la fréquence de résonance décroît quand l'épaisseur du substrat augmente, dans le même temps, la bande passante autour de la fréquence de résonance augmente (la pente de la courbe diminue) (FIG. I.40).



**FIG. I.40 :** Phase à la réflexion en fonction de la fréquence pour trois épaisseurs du substrat entre la F.S.S. et le plan de masse [47]

Lorsque des diodes sont implantées dans la structure, leur changement d'état influence les propriétés en réflexion du plan réflecteur. La structure présentée sur FIG. I.36 intègre des diodes varactors dont la valeur de capacité peut varier entre 0,2 pF et 0,8 pF pour une variation de tension d'alimentation entre 20 V et 30 V. Lorsque la tension varie, la courbe de la phase à la réflexion se décale en fréquence, et sa pente varie également (FIG. I.41).



**FIG. I.41 :** Phase à la réflexion en fonction de la fréquence pour plusieurs tensions d'alimentation des diodes [41]

Pour une même fréquence (4 GHz, par exemple), la phase varie entre  $-\frac{4\pi}{5}$  et  $\frac{4\pi}{5}$ . Cette structure pourrait donc être intéressante pour notre étude.

## I.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons abordé les différents concepts qui nous seront utiles pour la suite de notre étude, à savoir la conception d'une antenne directive agile en dépointage. Nous avons vu que les matériaux B.I.E. permettent un rayonnement directif dans l'axe, mais aussi dans une direction autre que la normale. Les études bibliographiques nous ont permis d'appréhender les propriétés originales de ces structures et les nombreuses applications qui en découlent.

Nous avons montré également que le fonctionnement d'une antenne à résonateur B.I.E. est régi par une condition de résonance. La suite de notre étude nous permettra de tirer partie de cette condition et nous l'utiliserons pour prévoir le comportement de nos antennes.

Les F.S.S. couplées à un plan de masse classique possèdent les propriétés idéales d'un plan réflecteur pour notre application. La possibilité de faire varier les caractéristiques en réflexion en intégrant des éléments actifs coïncide avec le sujet de notre étude.

Dans le chapitre 2, nous présenterons des outils de simulations utilisés pour prévoir le comportement électromagnétique des antennes. Nous développerons également la manière dont nous avons intégré la condition de résonance dans un programme analytique utile pour la conception de notre antenne.



# DÉVELOPPEMENT ET VALIDATION D'UN CODE DE CALCUL ANALYTIQUE POUR LA MISE AU POINT DES ANTENNES B.I.E. À PLAN DE MASSE STRUCTURÉ

---

### Sommaire

---

<b>II.1</b>	<b>INTRODUCTION</b>	<b>55</b>
<b>II.2</b>	<b>TECHNIQUES DE MODÉLISATION D'ANTENNES B.I.E. DÉJÀ EXISTANTES</b>	<b>56</b>
II.2.1	Les outils full-wave 3D	56
II.2.1.1	Les différences finies temporelles	56
II.2.1.2	La F.I.T. (CST)	57
II.2.2	Outil analytique	57
II.2.2.1	Coefficient de réflexion et de transmission du B.I.E.	58
II.2.2.2	Prise en compte de la source	62
<b>II.3</b>	<b>NÉCESSITÉ D'UNE ÉTUDE ANALYTIQUE</b>	<b>65</b>
<b>II.4</b>	<b>PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'OUTIL</b>	<b>67</b>
II.4.1	Origine des termes utilisés	67
II.4.1.1	Le premier terme de la condition de résonance : $-2hk_0 \cos\theta$	67
II.4.1.2	Phase du coefficient de réflexion du plan réflecteur supérieur	67
II.4.1.3	Phase du coefficient de réflexion du plan réflecteur inférieur	68

II.4.2	Résolution de l'équation de condition de résonance . . . . .	69
<b>II.5</b>	<b>ÉTUDE DE PLANS RÉFLECTEURS STRUCTURÉS . . . . .</b>	<b>71</b>
II.5.1	Les différentes dépendances de structure . . . . .	71
II.5.1.1	Influence de la taille du motif . . . . .	71
II.5.1.2	Influence de la période . . . . .	72
II.5.1.3	Influence de l'épaisseur du substrat . . . . .	73
II.5.1.4	Le type de substrat . . . . .	74
II.5.1.5	Mise en évidence d'un facteur commun . . . . .	75
II.5.2	Influence de l'incidence . . . . .	77
II.5.2.1	Influence du paramètre $\theta$ . . . . .	77
II.5.2.2	Influence du paramètre $\varphi$ . . . . .	80
II.5.2.3	La polarisation TE/TM . . . . .	81
<b>II.6</b>	<b>INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS OBTENUS ET VALIDATION DE L'OUTIL</b>	<b>84</b>
II.6.1	Exemples de diagrammes obtenus . . . . .	84
II.6.1.1	Influence de la polarisation, de $\theta$ et de $\varphi$ . . . . .	84
II.6.1.2	Influence des grandeurs de la cavité et du B.I.E. . . . .	86
II.6.1.3	Tableau récapitulatif des études paramétriques . . . . .	89
II.6.2	Comparaison avec des simulations <i>CST</i> : validation . . . . .	90
II.6.2.1	Présentation des dimensions de l'antenne . . . . .	90
II.6.2.2	Diagrammes de rayonnement . . . . .	91
II.6.2.3	Conclusion . . . . .	93
<b>II.7</b>	<b>CONCLUSIONS . . . . .</b>	<b>94</b>

---

## II.1 INTRODUCTION

Dans ce deuxième chapitre, nous détaillerons les outils à notre disposition qui permettent de prévoir le comportement de circuits hyperfréquences, en particulier les antennes. Il existe aussi bien des logiciels commerciaux que des programmes développés en interne au laboratoire XLIM.

Afin de comprendre et de prévoir le comportement d'antennes B.I.E. dotées de plans de masse structurés de motifs résonants périodiques, nous avons développé un outil analytique. En effet, les méthodes numériques existantes sont trop lourdes pour traiter ce genre d'études paramétriques, il a donc fallu chercher d'autres solutions. L'outil analytique permet de comprendre le fonctionnement de ces antennes de façon globale beaucoup plus rapidement qu'avec un logiciel électromagnétique classique. L'outil permet de résoudre l'équation de résonance qui régit le fonctionnement d'une cavité B.I.E. et permet ainsi de prévoir le dépointage de ce type d'antenne. Nous verrons quels sont les termes et grandeurs qui interviennent et leur influence sur la condition de résonance.

Nous avons également réalisé une étude paramétrique sur la phase du coefficient de réflexion de plans réflecteurs structurés. Nous analyserons l'influence et les dépendances de différentes grandeurs. Cette étude ne pouvait pas être faite analytiquement. Elle a été effectuée avec le logiciel commercial *CST* puis intégrée à l'outil analytique.

Enfin, nous expliquerons le fonctionnement de l'outil à l'aide de quelques exemples et nous le validerons en comparant les résultats obtenus avec ceux donnés par *CST*.

## II.2 TECHNIQUES DE MODÉLISATION D'ANTENNES B.I.E. DÉJÀ EXISTANTES

Il existe de nombreuses méthodes de simulation électromagnétique et plus particulièrement de simulation d'antennes. Nous allons détailler celles que nous avons à notre disposition.

### II.2.1 Les outils full-wave 3D

Ce sont des logiciels de calcul qui permettent d'obtenir des résultats de simulation très proches de la réalité, cependant ils sont lourds à mettre en œuvre et les temps de calculs sont parfois très longs.

#### II.2.1.1 Les différences finies temporelles

La méthode des différences finies temporelles (F.D.T.D.) résoud les équations de MAXWELL en transitoire. Cette méthode est très utilisée grâce à l'augmentation croissante des puissances de calcul.

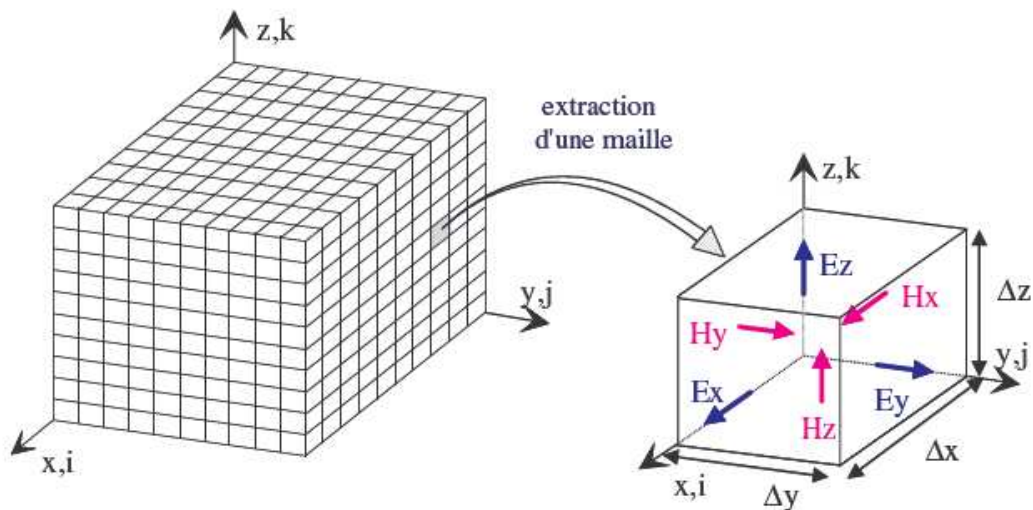


FIG. II.1 : Espace discrétisé et sa maille élémentaire avec la représentation des champs électriques et magnétiques

Cette méthode repose sur la discrétisation spatio-temporelle des équations de MAXWELL. L'espace en trois dimensions est alors partitionné en mailles parallélépipédiques définissant le volume de calcul. Les champs électriques et magnétiques sont calculés en chaque maille et à chaque instant grâce à la méthode des différences finies centrées appliquées aux équations de



MAXWELL. Les composantes du champ électrique sont calculées au milieu des arêtes tandis que celles du champ magnétique sont définies au milieu des faces (FIG. II.1).

Le logiciel utilisé pour les premiers calculs est *INI* qui a été développé au laboratoire XLIM par P. LÉVÈQUE [48].

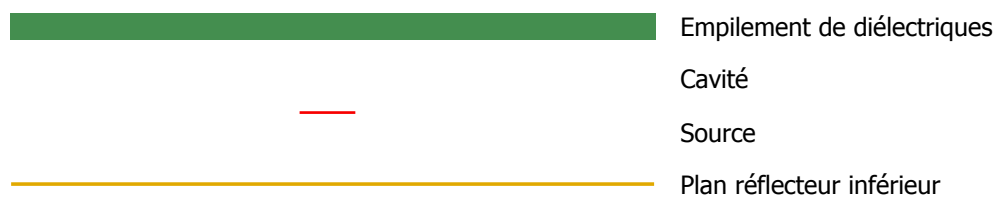
### II.2.1.2 La F.I.T. (CST)

Le logiciel commercial *CST Microwave Studio* utilisé pour la plupart des simulations effectuées au cours de la thèse fonctionne sur le principe de la F.I.T. (Finite Integration Technique). Cette technique est décrite dès 1977. Contrairement aux codes en F.D.T.D., les équations de MAXWELL sont analysées sous leur forme intégrale (et non sous leur forme différentielle). Cette technique a été développée par T. WEILAND en 1977 [49].

L'utilisation de la F.I.T. permet de faire des calculs en champ statique comme aux très hautes fréquences dans le domaine temporel (comme la F.D.T.D.) mais aussi dans le domaine fréquentiel. Le domaine de calcul initial est discrétisé en mailles élémentaires et un domaine de calcul dual est créé afin de pouvoir résoudre les intégrales [50].

## II.2.2 Outil analytique

Les méthodes de simulations décrites précédemment permettent de prévoir avec précision le comportement de circuits hyperfréquences (antennes, filtres, ...). Cependant, ce sont des codes assez lourds qui demandent souvent plusieurs heures de calcul.



**FIG. II.2 :** Schéma de la structure qui peut être simulée avec le programme analytique de J. DROUET

Lorsque l'on cherche à dimensionner une antenne B.I.E., beaucoup de paramètres entrent en compte (hauteur, épaisseur des diélectriques, épaisseur de cavité, dimensions latérales, ...) et le traitement d'une structure peut parfois prendre une journée. Il est donc apparu qu'une méthode de calcul simplifiée mais plus rapide serait très intéressante. Au cours de sa thèse, J. DROUET [5] a développé un code de calcul sous *Matlab* qui permet d'obtenir le diagramme de

rayonnement d'une antenne B.I.E. **diélectrique** alimentée par un « choix d'excitation » (patch, dipôle, réseau de patch, ...). Cet outil, contrairement aux codes numériques, est particulier à ce type de structure (FIG. II.2). Les temps de calculs sont ainsi réduits à quelques secondes.

Nous allons nous attarder sur le fonctionnement de son code car certains éléments nous sont utiles par la suite. Le fonctionnement de ce logiciel s'articule selon trois étapes de calcul. Tout d'abord, il faut caractériser en réflexion et en transmission le matériau B.I.E. diélectrique, et ce quel que soit l'angle d'incidence, la fréquence ou la polarisation. Ces caractéristiques sont ensuite utilisées pour définir l'interface supérieure entre la cavité de l'antenne et l'espace libre, la partie inférieure de la cavité étant fermée par un plan totalement réfléchissant et parfaitement conducteur défini par son coefficient de réflexion. On obtient ainsi la réponse du filtre spatial formé par la cavité en fonction de la fréquence, de la polarisation de l'onde et de son angle d'incidence. La dernière étape consiste à coupler le diagramme de rayonnement de la source élémentaire qui sert d'excitation avec la fonction de filtrage spatial calculée précédemment afin d'obtenir le diagramme de rayonnement de l'antenne B.I.E.. L'étape qui nous intéresse le plus et que nous allons développer est celle de la caractérisation en réflexion et en transmission du matériau B.I.E.. C'est celle dont nous nous servons ensuite dans notre programme analytique.

### II.2.2.1 Coefficient de réflexion et de transmission du B.I.E.

Pour caractériser le matériau B.I.E., nous considérons une structure constituée d'un empilement de diélectriques isotropes de permittivité et d'épaisseur différentes (FIG. II.3).



**FIG. II.3 :** *Empilement de diélectriques, chaque plaque est définie par sa permittivité  $\epsilon_{ri}$  et son épaisseur  $e_i$*

Cette structure est vue comme une succession d'interfaces entre deux diélectriques. Le calcul permet de connaître les coefficients de réflexion et de transmission en phase et en module en fonction de la fréquence, de l'angle d'incidence et suivant deux polarisations de l'onde incidente (FIG. II.4) :

- la *polarisation TE* : le champ électrique incident est polarisé perpendiculairement au plan d'incidence, le champ magnétique est contenu dans le plan d'incidence ;
- la *polarisation TM* : le champ magnétique incident est polarisé perpendiculairement au plan d'incidence, le champ électrique est contenu dans le plan d'incidence.

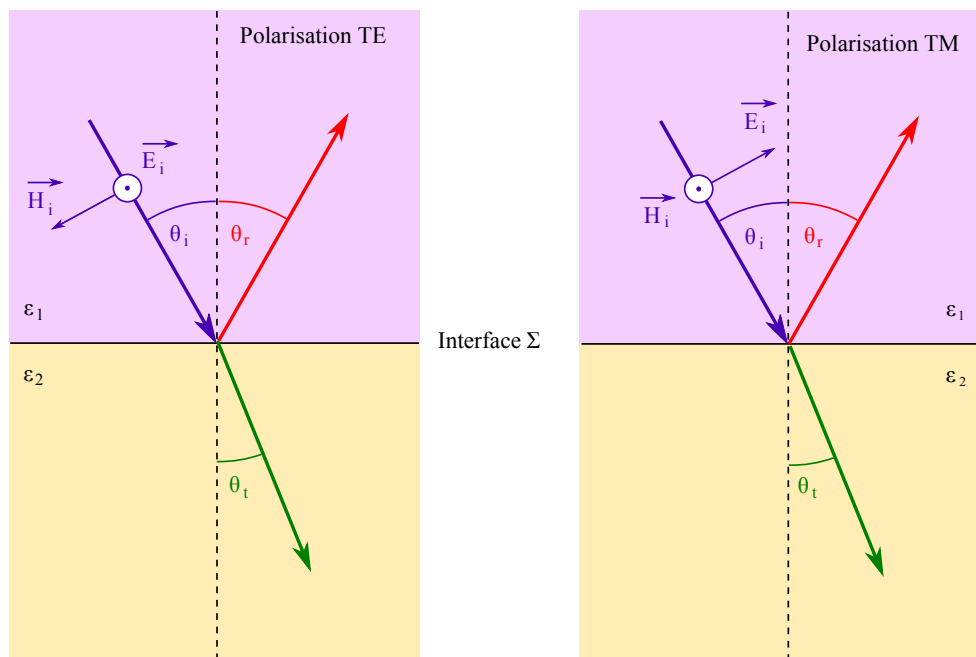


FIG. II.4 : Représentation des deux polarisations TE et TM

Pour ces deux polarisations, il est possible de calculer les coefficients de réflexion et de transmission pour une interface entre deux diélectriques. Ces coefficients sont calculés par rapport au champ électrique pour la polarisation TE, et par rapport au champ magnétique pour la polarisation TM. Pour la polarisation TM, ces coefficients sont ramenés par rapport au champ électrique. Ils sont obtenus en considérant les relations de continuité à l'interface des composantes tangentielles des champs électriques et magnétiques associés à l'onde.  $r_{XX}$  est le coefficient de réflexion et  $t_{XX}$  est le coefficient de transmission.

$$r_{TM} = \frac{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_t - \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_i}{\sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_t} \quad (\text{II.1})$$

$$t_{TM} = \frac{2\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_i}{\sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_t} \quad (\text{II.2})$$

ramené par rapport au champ E :  $r_E = -r_H$ .

$$r_{TE} = \frac{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_t}{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_t} \quad (\text{II.3})$$

$$t_{TE} = \frac{2\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_i}{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_t} \quad (\text{II.4})$$

calculé par rapport au champ E, avec  $\theta_i$  l'angle de l'onde incidente par rapport à la normale de l'interface  $\Sigma$  et  $\theta_t$  l'angle de l'onde transmise par rapport à la normale de l'interface  $\Sigma$  (FIG. II.4).

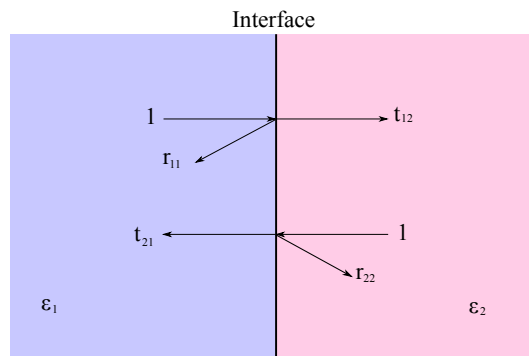
Les angles  $\theta_i$  et  $\theta_t$  vérifient la loi de Snell-Descartes :

$$n_1 \sin \theta_i = n_2 \sin \theta_t \quad (\text{II.5})$$

Afin de calculer les coefficients de réflexion et de transmission d'une telle structure, nous devons exprimer les paramètres  $[S]$  relatifs à l'interface diélectrique. Ces paramètres vont nous permettre de calculer les matrices de transfert  $[T]$  qui pourront être chaînées afin de caractériser au mieux le caractère multi-couches de l'empilement de diélectriques. Les paramètres  $[S]$  de l'interface diélectrique sont exprimés de la manière suivante :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Pour le passage d'une onde entre l'interface 1 et l'interface 2 :  $S_{11}$  est le coefficient de réflexion de l'onde arrivant de l'interface 1,  $S_{21}$  est le coefficient de transmission de l'interface 1 vers l'interface 2, et de la même façon  $S_{22}$  est le coefficient de réflexion de l'onde arrivant de l'interface 2 et  $S_{12}$  le coefficient de transmission de l'interface 2 vers l'interface 1. La matrice de transfert de l'interface peut donc ensuite être déterminée grâce aux paramètres  $[S]$  de cette interface (FIG. II.5).



**FIG. II.5 :** Visualisation des coefficients de transmission et de réflexion à l'interface

La matrice  $[T]$  de transfert de l'interface diélectrique peut être exprimée de la manière suivante :

$$\begin{pmatrix} b_2 \\ a_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.7})$$

En utilisant les différentes valeurs des paramètres  $[S]$  décrits précédemment, on peut définir une matrice  $[T_{n,n+1}]$  décrivant le passage de l'onde du milieu 1 vers le milieu 2 :

$$[T_{n,n+1}(\theta)] = \begin{pmatrix} t_{n+1 \rightarrow n}(\theta) - \frac{r_{n \rightarrow n}(\theta)r_{n+1 \rightarrow n+1}(\theta)}{t_{n \rightarrow n+1}(\theta)} & \frac{r_{n \rightarrow n}(\theta)}{t_{n \rightarrow n+1}(\theta)} \\ -\frac{r_{n+1 \rightarrow n+1}(\theta)}{t_{n \rightarrow n+1}(\theta)} & \frac{1}{t_{n \rightarrow n+1}(\theta)} \end{pmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Cependant, cette matrice ne permet pas à elle seule de modéliser le comportement global de l'empilement de diélectrique. Il faut également définir des matrices de déphasage correspondant à la propagation des ondes dans chaque diélectrique. Soit  $\Phi_i$  le déphasage dû à la propagation dans le diélectrique  $i$  d'épaisseur  $e_i$  suivant l'incidence  $\theta_i$  :

$$\Phi_i = k_i d_i \cos \theta_i \quad (\text{II.9})$$

avec  $k_i = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_{ri} \mu_{ri}}$ .

La matrice de déphasage s'exprimera alors simplement de la façon suivante :

$$[P_i(\theta, f)] = \begin{pmatrix} \exp^{jk_0 \cos \theta_i \sqrt{\epsilon_i} e_i} & 0 \\ 0 & \exp^{-jk_0 \cos \theta_i \sqrt{\epsilon_i} e_i} \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Il faut ensuite chaîner de façon appropriée les matrices  $[T_i]$  et  $[P_i]$  pour obtenir la matrice totale  $[T]$  du miroir B.I.E. (FIG. II.6). Soient  $n$  interfaces séparant le milieu 0 du milieu  $n$ , on trouve la relation suivante :

$$[T(\theta, f)] = \left( \prod_{i=1}^{n-1} [T_{i-1,i}(\theta, f)] \cdot [P_i(\theta, f)] \right) \cdot [T_{n-1,n}(\theta, f)] \quad (\text{II.11})$$

Le calcul de  $[T]$  permet d'obtenir une matrice  $2 \times 2$  définie pour les couples  $(\theta, f)$  :

$$[T(\theta, f)] = \begin{bmatrix} A(\theta, f) & B(\theta, f) \\ C(\theta, f) & D(\theta, f) \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

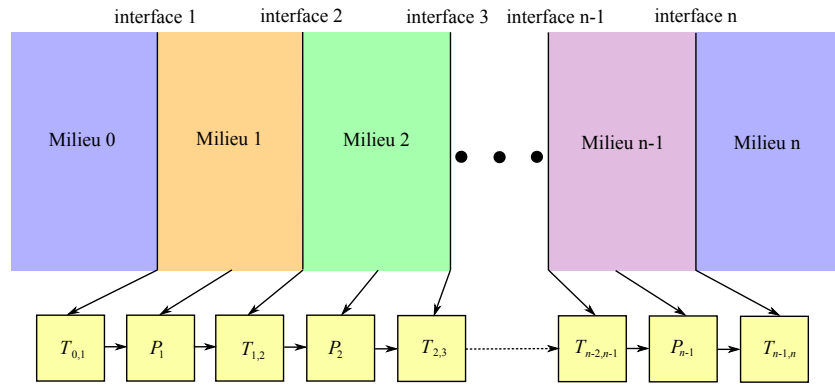


FIG. II.6 : Chaînage de l'ensemble des matrices

A partir de cette matrice, il est désormais aisé de calculer les coefficients de transmission et de réflexion :

$$r_{BIE}(\theta, f) = \frac{C(\theta, f)}{A(\theta, f)} \quad (\text{II.13})$$

$$t_{BIE}(\theta, f) = \frac{1}{A(\theta, f)} \quad (\text{II.14})$$

Avec cette méthode,  $r_{BIE}$  et  $t_{BIE}$  sont calculés quel que soit l'angle d'incidence  $\theta$ , quelle que soit la fréquence et pour les deux types de polarisation TE et TM.

Dans la deuxième partie du code, l'empilement de diélectrique est placé au-dessus d'un plan réflecteur métallique (défini par son coefficient de réflexion) formant ainsi une cavité. En considérant une source d'onde plane placée dans la cavité, il est possible de calculer quelle partie du champ sera réfléchi et quelle partie sera transmise à chaque réflexion entre les deux miroirs. La méthode de la suite géométrique présentée dans § I.4.4.2 - p. 34 permet d'obtenir une expression de la fonction du filtre spatial de l'ensemble notée  $S_{TM}(\theta, f)$  ou  $S_{TE}(\theta, f)$  en fonction de la polarisation.

### II.2.2.2 Prise en compte de la source

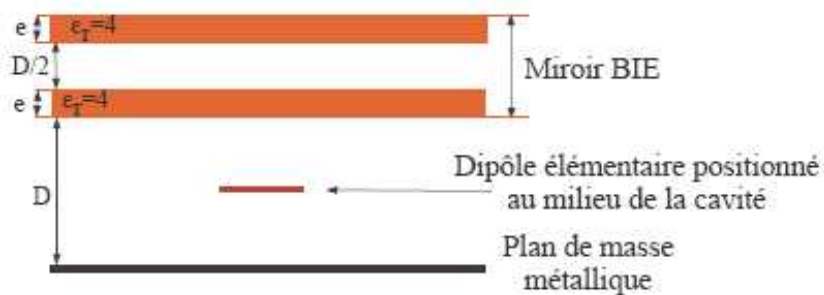
Dans la dernière partie, l'excitation de la structure est prise en compte. Il s'agit d'un calcul approché dans lequel on considère que le matériau B.I.E. a peu d'influence sur le rayonnement en champ lointain de la sonde. Les diagrammes de rayonnement en champs de la source sont connus ( $E_{\theta}(\theta, \varphi)$  et  $E_{\varphi}(\theta, \varphi)$ ). Ils sont couplés à la fonction de filtrage spatial afin d'obtenir les champs rayonnés totaux en fonction de la polarisation et de la fréquence :

$$E_{\varphi ray}(\theta, \varphi) = E_{\varphi}(\theta, \varphi) \cdot S_{TE}(\theta) |_{f_i} \quad (\text{II.15})$$

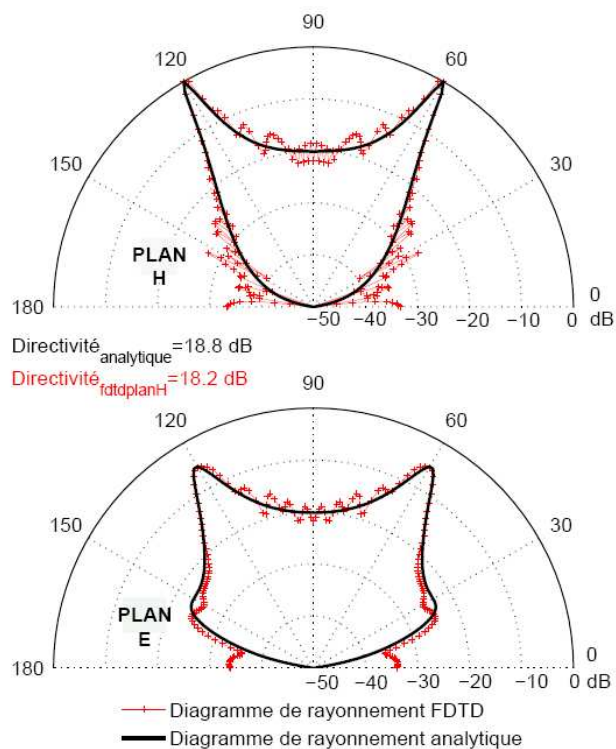
$$E_{\theta ray}(\theta, \varphi) = E_{\theta}(\theta, \varphi) \cdot S_{TM}(\theta) |_{f_i} \quad (\text{II.16})$$

L'expression des champs permet ensuite de calculer la puissance rayonnée par l'antenne B.I.E. en fonction de  $\theta$ ,  $\varphi$ , la fréquence et la polarisation. En comparant les valeurs obtenues avec le programme analytique et celles obtenues en utilisant un outil F.D.T.D. ou le logiciel *CST*, on constate qu'elles correspondent (FIG. II.7). On remarque toutefois des oscillations pour le diagramme de rayonnement de l'antenne simulée en F.D.T.D.. Ces oscillations sont dues au fait que l'antenne simulée n'a pas des dimensions infinies comme c'est le cas avec l'outil analytique. Cependant, l'allure générale des diagrammes de rayonnement obtenus avec l'outil analytique et par simulation F.D.T.D. est la même. L'outil analytique peut donc être utilisé pour les phases de pré-dimensionnement de l'antenne en un temps de calcul bien moindre qu'avec un logiciel full-wave 3D.

Nous allons voir à présent en quoi ce programme analytique peut nous aider pour l'étude du dépointage d'antennes B.I.E. à plan de masse structuré de motifs résonants. Nous présenterons également les moyens dont nous disposons pour mener à bien cette étude, basée sur l'analyse de la condition de résonance dans une cavité.



(a) Antenne simulée -  $D = 16,875$  mm,  $e = 4,219$  mm - Dimensions latérales  $L_x = 1800$  mm ( $60.\lambda$ ),  $L_y = 600$  mm ( $20.\lambda$ )



(b) Comparaison des diagrammes de rayonnement F.D.T.D. et analytique

FIG. II.7 : Validation du programme analytique par comparaison avec la simulation F.D.T.D. [5]



## II.3 NÉCESSITÉ D'UNE ÉTUDE ANALYTIQUE

Nous avons vu dans le chapitre précédent § I.4.4 EQ. (I.11) que la condition de résonance EQ. (II.17) dans une cavité pourrait servir à prévoir le dépointage d'une antenne B.I.E.. Elle permet en effet de connaître le comportement d'une cavité tout en intégrant les propriétés des interfaces.

$$-2k_0h \cos \theta + \angle_{PRI} + \angle_{PRS} = 2n\pi \quad (\text{II.17})$$

où  $h$  est la hauteur de cavité,  $k$  est le vecteur d'onde,  $\theta$  est l'angle de pointage,  $\angle_{PRI}$  est la phase du coefficient de réflexion de l'interface inférieure de la cavité (le plan réflecteur) et  $\angle_{PRS}$  est la phase du coefficient de réflexion de l'interface supérieure (le B.I.E.) (FIG. II.8).

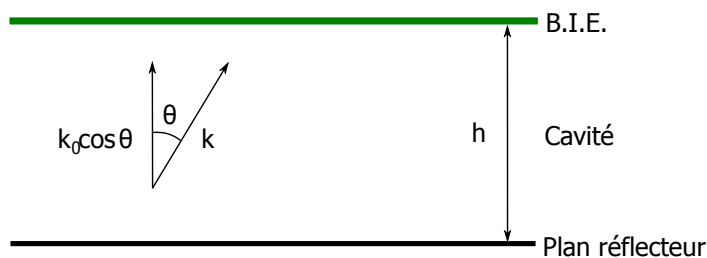


FIG. II.8 : Schéma d'une cavité et des grandeurs intervenant dans la condition de résonance

L'objectif fixé par le C.N.E.S. est l'étude des possibilités de dépointage variable d'une antenne B.I.E.. Pour amener l'agilité, nous avons choisi de piloter la phase du coefficient de réflexion du plan réflecteur inférieur ( $\angle_{PRI}$ ). Dans le cadre d'une antenne B.I.E. classique (dont le fonctionnement est connu notamment grâce au programme analytique présenté § II.2.2), le plan de masse est métallique et son coefficient de réflexion est de -1 quelles que soient la fréquence, la polarisation et l'incidence.



FIG. II.9 : Les éléments de la structure étudiée : l'antenne B.I.E. à plan de masse structuré de motifs résonants périodiques

L'ajout des motifs périodiques à ce plan de masse modifie ces caractéristiques en réflexion ( $\angle_{PRI}$ ) et donc change le fonctionnement de la cavité. L'étude de la condition de résonance

permet de quantifier ce changement, notamment au niveau du dépointage. La figure FIG. II.9 présente la structure que nous étudions désormais.

L'étude de la condition de résonance s'est avérée très complexe. En effet, les termes  $\angle_{PRI}$  et  $\angle_{PRS}$  dépendent des paramètres  $\theta$ ,  $\varphi$ ,  $f$  et de la polarisation (TE ou TM) de l'onde incidente à la surface. Il n'est pas possible d'étudier séparément chaque paramètre. Cette étude devrait permettre d'avoir une vision d'ensemble du problème puisque tous les paramètres vont être pris en compte.

De plus, chaque paramètre dépend de plusieurs grandeurs ; trouver les paramètres solutions de l'équation devrait permettre de dimensionner une antenne fonctionnant selon un comportement prévu. L'étude de la condition de résonance a pu être effectuée au travers d'un programme analytique développé sous *Matlab*.

Le programme analytique que nous proposons permet de prévoir le comportement en dépointage d'une antenne B.I.E. diélectrique en fonction de tous les paramètres. Cela permet de s'affranchir de longs calculs sur *CST* qui, de toute façon, ne nous auraient pas permis d'avoir une vision d'ensemble du problème.

## II.4 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'OUTIL

Le programme analytique développé sous *Matlab* doit permettre de trouver l'ensemble des solutions  $(f, \theta, \varphi, h, \text{polarisation})$  possibles à la condition de résonance dans la cavité. Cette méthode ne prend pas en compte le type de source utilisée, et ne permet de prévoir que le dépointage, pas le gain ni la directivité.

### II.4.1 Origine des termes utilisés

Nous allons développer ici la manière dont a été intégré chaque terme de l'équation de résonance dans le programme analytique. Le logiciel *Matlab* utilise le calcul matriciel, nous allons donc exprimer les termes de l'équation sous forme de matrice :  $[-2kh \cos \theta] + [\angle_{PRI}] + [\angle_{PRS}] = [2n\pi]$ .

#### II.4.1.1 Le premier terme de la condition de résonance : $-2hk_0 \cos \theta$

Il s'agit d'un terme dont le calcul est aisé. Les spécifications de l'antenne imposent que la hauteur de cavité de l'antenne  $h$  soit fixe. Il en va donc de même dans le programme : la hauteur prend une valeur que nous définissons.

Le vecteur d'onde  $k$  varie en fonction de  $f$  :  $k = \frac{2\pi f}{c}$  et  $\cos \theta$  varie suivant  $\theta$ . L'expression (II.18) détaille la composition matricielle de ce premier terme :

$$\begin{pmatrix} -2hk_1 \cos \theta_1 & -2hk_1 \cos \theta_2 & \cdots & -2hk_1 \cos \theta_n \\ -2hk_2 \cos \theta_1 & -2hk_2 \cos \theta_2 & \cdots & -2hk_2 \cos \theta_n \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -2hk_m \cos \theta_1 & -2hk_m \cos \theta_2 & \cdots & -2hk_m \cos \theta_n \end{pmatrix} \quad (\text{II.18})$$

La matrice permet de prendre en compte tous les cas de figure.

#### II.4.1.2 Phase du coefficient de réflexion du plan réflecteur supérieur

Le plan réflecteur supérieur de notre structure est l'interface par où va se faire le rayonnement de l'antenne. Il est constitué d'un empilement périodique de matériaux diélectriques. Nous avons vu précédemment (§ II.2.2) qu'il est possible de calculer analytiquement les valeurs des coefficients de réflexion et de transmission.

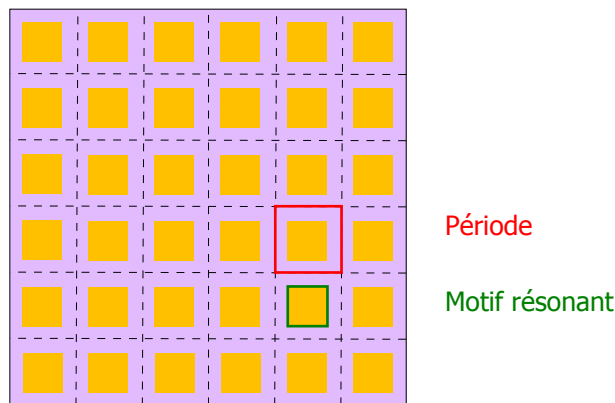
Nous allons donc incorporer à notre code la phase du coefficient de réflexion de l'empilement de diélectriques sous forme de matrice 2D avec la fréquence et l'angle de pointage en paramètres. Nous avons également pris en compte la polarisation de l'onde (TE ou TM).

$$\begin{pmatrix} \angle_{PRS}(f_1, \theta_1) & \angle_{PRS}(f_1, \theta_2) & \cdots & \angle_{PRS}(f_1, \theta_n) \\ \angle_{PRS}(f_2, \theta_1) & \angle_{PRS}(f_2, \theta_2) & \cdots & \angle_{PRS}(f_2, \theta_n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \angle_{PRS}(f_m, \theta_1) & \angle_{PRS}(f_m, \theta_2) & \cdots & \angle_{PRS}(f_m, \theta_n) \end{pmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Ici aussi, l'expression sous forme matricielle permet de prendre en compte l'ensemble des paramètres variables.

### II.4.1.3 Phase du coefficient de réflexion du plan réflecteur inférieur

Ce terme est celui qui pose le plus de difficultés. En effet, contrairement à un empilement de plaques diélectriques, nous ne pouvons pas prévoir de façon analytique le comportement d'un plan réflecteur structuré, trop de paramètres entrent en compte (FIG. II.10) : forme des motifs périodiques, leur taille, la période, l'épaisseur du substrat supportant les motifs, la permittivité de ce substrat...



**FIG. II.10 :** *Vue de dessus d'un plan de réflecteur structuré, visualisation d'une période et d'un motif élémentaire résonant*

Nous nous sommes d'abord servi du logiciel *INI* basé sur le calcul F.D.T.D. pour caractériser un plan réflecteur en incidence normale, puis de *CST Microwave* pour l'étude en incidence oblique, en effet, la F.D.T.D est incompatible avec l'incidence oblique. Pour chaque structure nous avons calculé le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence et de la polarisation pour  $\phi$  variant de  $0^\circ$  à  $90^\circ$  par pas de  $5^\circ$  et pour  $\theta$  variant de  $0^\circ$  à  $60^\circ$  par pas de  $5^\circ$ . L'étude

n'est pas effectuée sur tout le volume car l'outil ne calcule que la valeur du dépointage et pas la directivité qu'il serait possible d'obtenir. Les résultats ainsi obtenus sont ensuite intégrés dans le programme analytique sous forme de matrice en trois dimensions :

$$\begin{pmatrix} \angle_{PRI}(f_1, \theta_1, \varphi_k) & \angle_{PRI}(f_1, \theta_2, \varphi_k) & \cdots & \angle_{PRI}(f_1, \theta_n, \varphi_k) \\ \angle_{PRI}(f_2, \theta_1, \varphi_k) & \angle_{PRI}(f_2, \theta_2, \varphi_k) & \cdots & \angle_{PRI}(f_2, \theta_n, \varphi_k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \angle_{PRI}(f_m, \theta_1, \varphi_k) & \angle_{PRI}(f_m, \theta_2, \varphi_k) & \cdots & \angle_{PRI}(f_m, \theta_n, \varphi_k) \end{pmatrix} \quad (\text{II.20})$$

avec  $k \in \llbracket 1, p \rrbracket$  et pour une polarisation donnée.

L'étude des phases de coefficient de réflexion de plusieurs plans réflecteurs structurés de motifs périodiques est expliquée dans un prochain paragraphe (§ II.5). Elle nécessite des temps de calcul assez conséquents si toutes les dépendances sont paramétrées : fréquence,  $\theta$ ,  $\varphi$  et la polarisation TE ou TM.

## II.4.2 Résolution de l'équation de condition de résonance

Connaissant les trois grandes composantes de l'équation de la condition de résonance, il est aisé d'en faire la somme. Cependant les matrices  $[-2kh \cos \theta]$  et  $[\angle_{PRS}]$  sont des matrices de taille  $[n \times m]$  et la matrice  $[\angle_{PRI}]$  est de taille  $[n \times m \times p]$ . Les matrices de deux dimensions sont dupliquées suivant la troisième dimension  $p$  fois afin de pouvoir additionner des matrices de même taille :

$$[R] = [-2kh \cos \theta] + [\angle_{PRI}] + [\angle_{PRS}] \quad (\text{II.21})$$

pour toutes les combinaisons  $(f, \theta, \varphi)$  possibles et pour une hauteur et une polarisation fixées.

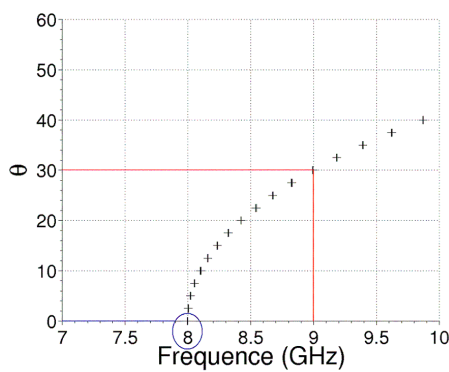
Nous identifions ensuite l'ensemble des valeurs de  $(f_i, \theta_j, \varphi_k)$  qui satisfont :

$$R_{ijk} \equiv 0 [2\pi] \quad (\text{II.22})$$

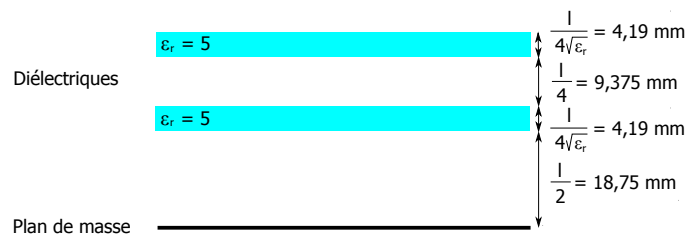
avec  $i \in \llbracket 1, n \rrbracket$ , avec  $j \in \llbracket 1, m \rrbracket$  et  $k \in \llbracket 1, p \rrbracket$ .

Cette équation permet d'obtenir un ensemble de solutions  $(f, \theta, \varphi)$ . Cette analyse ne permet de faire que des prévisions qualitatives : le pas de  $5^\circ$  pour  $\theta$  et  $\varphi$  ne permet pas une grande précision, mais fournit une bonne idée du comportement de l'antenne.

La figure FIG. II.11 (a) est un exemple des courbes qu'il est possible d'obtenir avec le programme analytique. Les solutions sont représentées par les croix avec en abscisse la fréquence et en ordonnée le dépointage ceci pour une valeur de  $\varphi$  et une polarisation. La variation en  $\varphi$  n'est pas représentée sur la même courbe dans un souci de lisibilité des graphiques.



(a) Courbe obtenue avec le programme analytique



(b) Dimensions de l'antenne simulée

**FIG. II.11 :** Exemple de graphique obtenu avec le programme analytique et schéma de l'antenne correspondante

Pour cet exemple, le plan de masse de l'antenne est une simple plaque métallique, les motifs n'y ont pas été insérés. La valeur de la phase de son coefficient de réflexion est donc de  $\pm\pi$ . Le dimensionnement des plaques et de la cavité correspond à une antenne fonctionnant à 8 GHz. Les solutions présentées sont pour  $\varphi = 0^\circ$  et une polarisation TM. Nous constatons en effet que le couple  $(0^\circ, 8 \text{ GHz})$  fait partie des solutions de l'équation. Nous prévoyons donc pour cette antenne un rayonnement dans l'axe à 8 GHz. De même à 9 GHz, nous prévoyons un dépointage de  $30^\circ$ .

Afin d'obtenir ces courbes pour des antennes à plan de masse structuré (FIG. II.9), nous avons besoin de connaître le comportement en réflexion d'un plan réflecteur structuré, nous allons donc voir les propriétés en réflexion de différents plans de ce type.

## II.5 ÉTUDE DE PLANS RÉFLECTEURS STRUCTURÉS

Comme nous venons de le constater, la connaissance des propriétés en réflexion des plans réflecteurs structurés qui seront utilisés dans l'antenne est primordiale. Ainsi, nous allons d'abord étudier l'influence des dimensions des motifs périodiques en incidence normale puis nous nous intéresserons à l'influence de l'onde incidente dans une étude en incidence oblique.

L'application C.N.E.S. de l'étude étant une antenne T.M.I. fonctionnant dans la bande 8,025 GHz - 8,4 GHz, nous fixons la fréquence de travail à 8 GHz. Nous garderons cette fréquence de travail tout au long de l'étude.

### II.5.1 Les différentes dépendances de structure

Nous nous intéressons d'abord à la caractérisation en incidence normale du plan réflecteur structuré, et voyons l'influence de la période, de la taille des motifs et du substrat supportant les motifs (FIG. II.12).

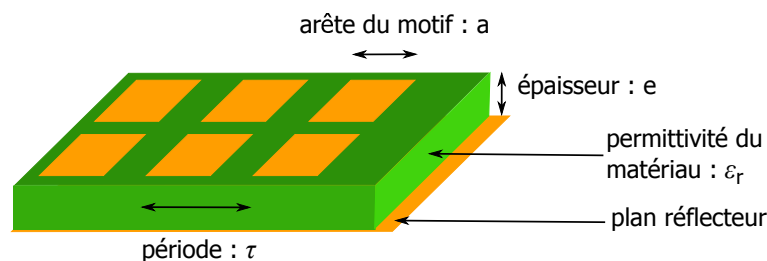


FIG. II.12 : Les différents paramètres influençant la phase du coefficient de réflexion

Le plan de référence pour le calcul de  $\angle_{PRI}$  est pris au niveau du plan réflecteur métallique.

La fréquence de travail est 8 GHz, nous avons donc dimensionné les motifs pour obtenir une résonance autour de cette fréquence. La période  $\tau$  est égale à  $\lambda_0$  à 8 GHz, soit 37,5 mm. La longueur d'arête des motifs  $a$  est égale à  $\lambda_0/2$  à 8 GHz, soit 18,75 mm. L'épaisseur  $e$  du substrat est fixée arbitrairement à 0,75 mm et la permittivité relative  $\epsilon_r$  est laissée dans un premier temps à 1.

#### II.5.1.1 Influence de la taille du motif

Voyons quelle est l'influence de la taille du motif sur la phase du coefficient de réflexion d'un plan réflecteur structuré. Pour étudier ce paramètre, la période  $\tau = 37,5$  mm, l'épaisseur  $e = 0,75$  mm et la permittivité relative  $\epsilon_r = 1$  sont laissées constantes.

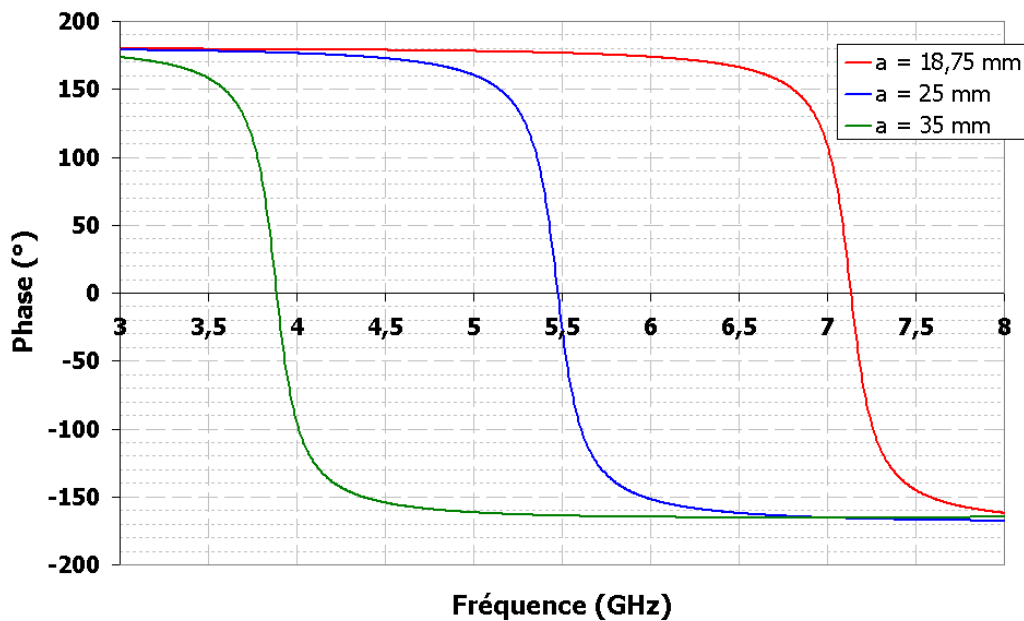


FIG. II.13 : Influence de la taille des motifs

L'augmentation de la dimension de l'arête du motif a pour effet de diminuer sa fréquence de résonance (FIG. II.13). Le fonctionnement est donc analogue à celui d'un patch d'excitation : la dimension de celui-ci influe sur sa fréquence de travail. Par contre, la période restant la même, lorsque la longueur d'arête augmente, les motifs se rapprochent les uns des autres, pouvant créer plus de couplage entre eux. Le couplage entre éléments a un effet sur la pente de la phase au niveau de la résonance. Plus le couplage est faible et plus la pente de la phase est forte, et inversement. Or, dans notre cas, la pente est la même sur les deux courbes. En gardant les mêmes proportions, l'augmentation de  $a$  revient à diminuer le rapport  $\tau/a$  et  $e/a$ .

Nous venons ainsi de voir qu'il est possible de faire varier la phase du coefficient de réflexion d'un plan réflecteur structuré en modifiant sa topologie.

### II.5.1.2 Influence de la période

La taille des motifs n'est pas le seul paramètre influant sur la phase du coefficient de réflexion. Pour étudier l'influence de la période  $\tau$  des motifs sur la phase du coefficient de réflexion au niveau du plan réflecteur inférieur, les trois autres paramètres ( $a = 18,75$  mm,  $e = 0,75$  mm et  $\epsilon_r = 1$ ) restent constants.

Pour une période de 30 mm (courbe bleue), la pente de la courbe au niveau de la résonance est légèrement plus douce que pour la période 37,5 mm (courbe rouge) (FIG. II.14). Et lorsqu'on



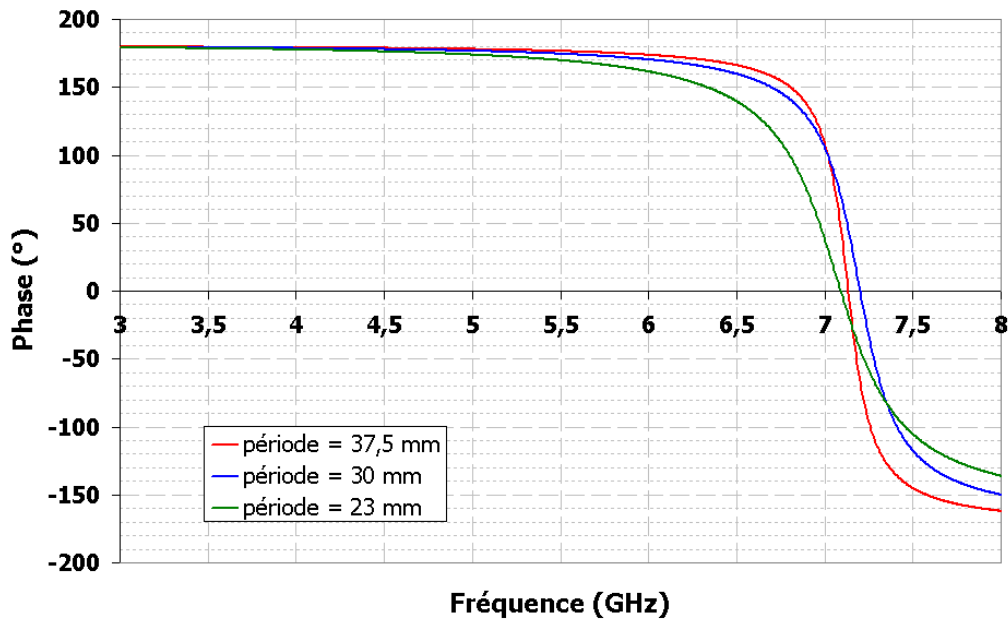


FIG. II.14 : Influence de la période

diminue encore la période : 23 mm (courbe verte), la variation de pente se confirme. Plus la période diminue, plus les motifs sont rapprochés les uns des autres et ont donc plus de facilité à échanger de l'énergie entre eux. Le couplage est donc plus fort, d'où une pente à la résonance plus faible.

Dans l'application qui nous intéresse, à savoir la variation du dépointage grâce au pilotage du plan réflecteur inférieur, la fréquence de travail est fixe. Une pente forte résulte d'une forte variation de la phase en fonction de la fréquence et pourrait engendrer des erreurs en cas de décalage fréquentiel. Une variation plus douce de la pente réduirait ce risque d'erreur. De même, plus la pente est forte, plus la bande fréquentielle de fonctionnement est étroite et cela diminue la bande passante de l'antenne B.I.E..

### II.5.1.3 Influence de l'épaisseur du substrat

La distance entre le plan de masse et les motifs est encore un paramètre qui permet de faire varier la phase du coefficient de réflexion. Pour cette étude, la période  $\tau = 37,5$  mm, la taille des motifs  $a = 18,75$  mm et la permittivité relative du substrat supportant les patches  $\epsilon_r = 1$  sont fixées.

Une variation de l'épaisseur entre les motifs et le plan de masse entraîne une forte variation de la phase du coefficient de réflexion au niveau du plan de masse (FIG. II.15). Plus l'épais-

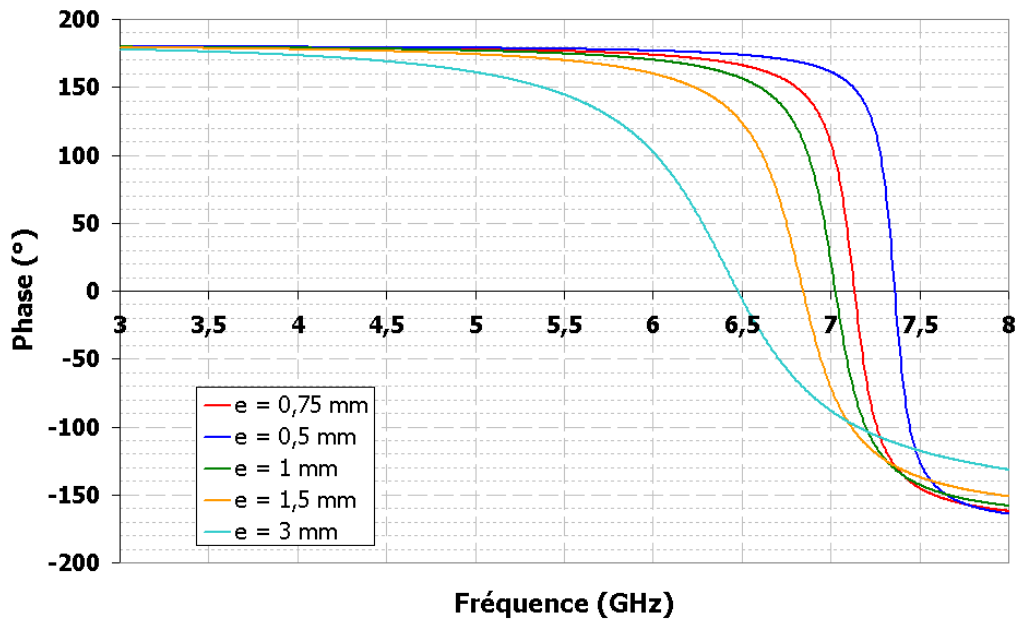


FIG. II.15 : Influence de l'épaisseur

seur augmente, plus la courbe s'aplatit. Il se produit également un décalage vers les basses fréquences. Pour ce qui est de la pente de la courbe : plus la distance entre le plan de masse et les motifs augmente, moins d'énergie reste confinée sous chaque motif, il existe donc plus de couplage entre motifs, ce qui explique l'aplatissement de la courbe.

Il est intéressant de coupler cette étude avec les deux précédentes : la variation de  $a$  n'entraîne pas de variation sur la pente à la résonance, et modifie la valeur des rapports  $\tau/a$  et  $e/a$  de la même façon. Les variations respectives de  $\tau$  et  $e$  entraînent la modification de la pente à la résonance dans le même sens pour ces deux paramètres. Il serait intéressant d'étudier l'influence du rapport  $\tau/e$  ou  $e/\tau$  sur la pente de la phase du coefficient de réflexion.

Mais nous allons d'abord finir l'étude paramétrique en regardant l'influence du type de substrat, c'est-à-dire sa permittivité.

#### II.5.1.4 Le type de substrat

Dans les trois études précédentes, le matériau situé entre le plan de masse et les motifs était de l'air (de permittivité relative  $\epsilon_r = 1$ ). Nous étudions l'influence de la variation de la permittivité relative du matériau ( $\tau = 37,5$  mm,  $e = 0,75$  mm et  $a = 18,75$  mm sont fixés).

La permittivité relative du substrat influence beaucoup la phase du coefficient de réflexion (FIG. II.16). Plus la permittivité relative augmente, moins la fréquence de résonance est élevée.

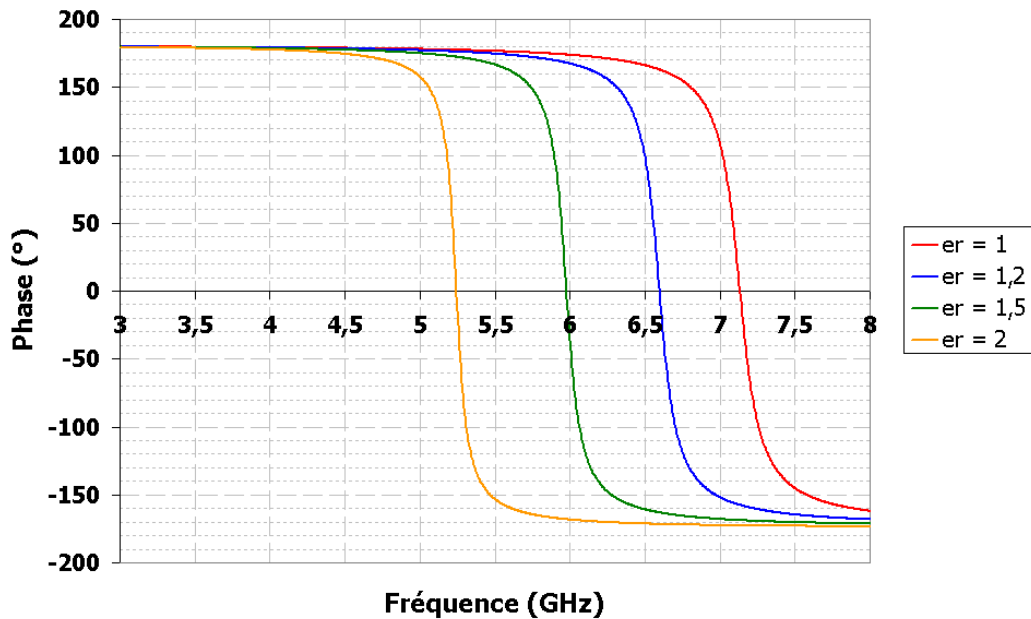


FIG. II.16 : Influence de la permittivité

Ce phénomène s'explique avec le calcul de la fréquence de résonance d'un patch posé sur un substrat de permittivité relative  $\epsilon_r$  :  $f = \frac{c}{2\lambda_g}$  où  $\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$ . Ainsi, quand la permittivité relative du substrat sur lequel repose le patch augmente, la fréquence de résonance du patch diminue.

On constate aussi une légère augmentation de la pente de la courbe pour des permittivités relatives plus élevées. La permittivité relative du substrat a donc une influence sur le couplage entre les motifs. D'où la prise en compte de  $\epsilon_r$  dans l'étude du rapport  $\tau/e$ .

### II.5.1.5 Mise en évidence d'un facteur commun

Au travers des études précédentes, nous avons émis l'hypothèse de l'existence d'un facteur commun lié à la pente à la résonance de la phase du coefficient de réflexion.

Il s'agit du coefficient  $\frac{\tau\sqrt{\epsilon_r}}{e}$ . Lorsqu'il reste constant, la pente de la phase du coefficient de réflexion au niveau de la résonance doit rester constante, même lorsque l'on modifie les valeurs de  $\tau$ ,  $\epsilon_r$  ou  $e$ .

Sur FIG. II.17, la première série de courbes (rouge, bleue, rose) représente une valeur constante de  $\frac{\tau\sqrt{\epsilon_r}}{e}$  : 14,1. Afin de garder le coefficient constant, nous avons fait varier  $e$  et  $\epsilon_r$  pour la courbe bleue (par rapport aux valeurs de la courbe rouge) et nous avons fait varier  $\tau$  et  $\epsilon_r$  pour la courbe rose. La deuxième série de courbes (jaune, vert clair et vert foncé) représente

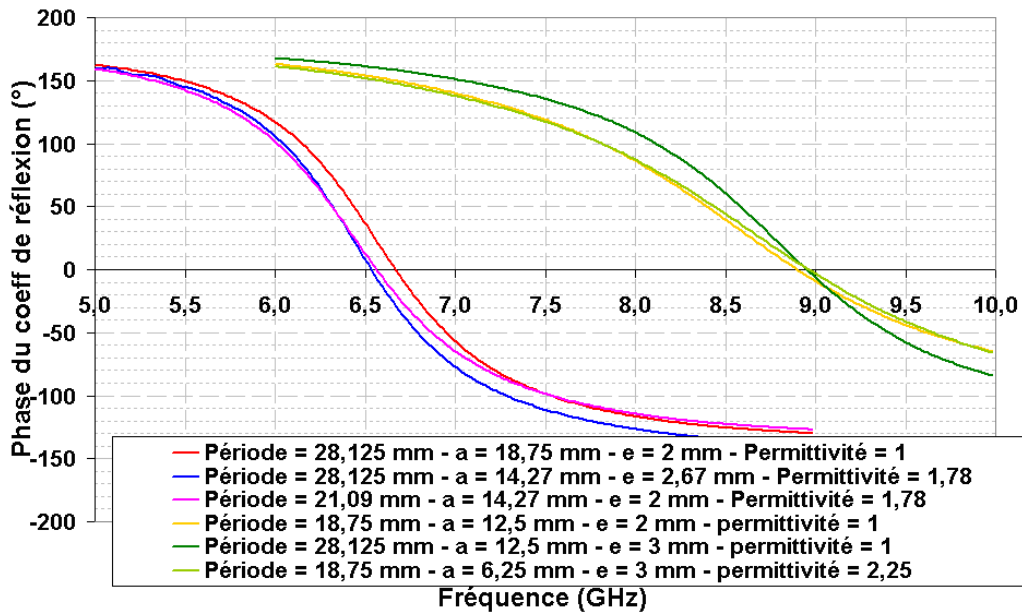


FIG. II.17 : Influence du facteur commun sur la pente de la phase du coefficient de réflexion

une autre valeur constante de  $\frac{\tau\sqrt{\epsilon_r}}{e}$  : 9,4. Pour la courbe vert foncé,  $\tau$  et  $e$  varient (par rapport aux valeurs de la courbe jaune) et pour la courbe vert clair,  $e$  et  $\epsilon_r$  varient.

Lorsque  $\epsilon_r$  est différent de 1, il faut rajuster  $a$  (la longueur de l'arête d'un motif) afin de garder la résonance à la même fréquence. Quand  $\epsilon_r$  augmente, la courbe du facteur commun se décale vers les basses fréquences mais garde la même pente.

Pour chaque série de courbes, la pente reste quasiment la même quelle que soit la valeur prise par les paramètres  $\tau$ ,  $e$  et  $\epsilon_r$ , du moment que le coefficient reste constant. La pente à la résonance de la première série de courbes est de 220°/GHz, et celle de la deuxième 132°/GHz.

Ce facteur commun permet de visualiser la valeur de la pente à la résonance d'une structure à motifs résonants. Elle permet de gagner du temps dans la conception et le dimensionnement de plans réflecteurs structurés si l'on sait quelle inclinaison de pente est la plus appropriée pour l'application voulue.

Indépendamment des paramètres précédemment étudiés, la phase du coefficient de réflexion d'un plan réflecteur dépend aussi de la forme des motifs, mais aussi de leur disposition. Dans les études précédentes, nous ne nous sommes intéressés qu'à des motifs de forme carrée. En effet, les variations de propriété en fonction des paramètres étudiés sont identiques quelle que soit la forme des motifs et sa disposition. Nous avons comparé le comportement de motifs en croix, en cercle et en anneaux avec celui des motifs carrés de taille voisine et utilisant le même

substrat, ainsi qu'une disposition de motifs carrés en quinconce. Il n'est pas possible de trouver une loi de variation de la phase en fonction de la forme du motif. Les études doivent être menées au cas par cas, en fonction des besoins.

## II.5.2 Influence de l'incidence

La caractérisation en incidence normale ne suffit pas à caractériser complètement une surface. Il faut prendre en compte tous les angles d'incidence  $(\theta, \varphi)$  et la polarisation. Nous avons gardé dans un premier temps la même structure que pour la caractérisation en incidence normale : les motifs sont carrés. La surface à caractériser est métallique, elle n'est pas isotrope. Nous aurons une caractérisation complète de la structure périodique si nous envisageons les deux polarisations  $(E_\theta, H_\varphi)$  et  $(E_\varphi, H_\theta)$  pour l'ensemble des directions d'incidence  $(\theta, \varphi)$  compris dans  $2\pi$  stéradians (FIG. II.18).

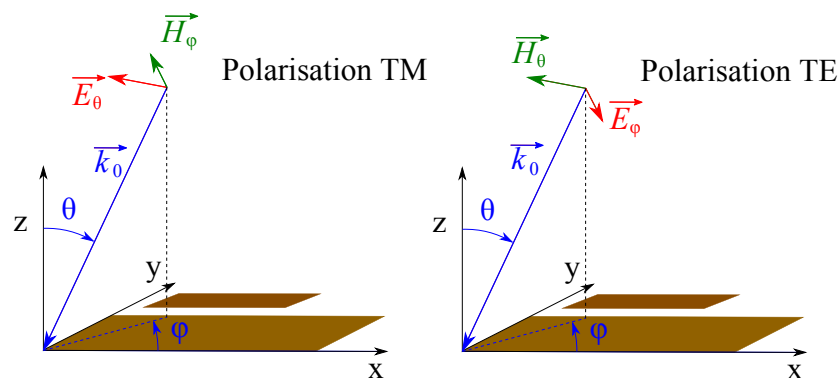


FIG. II.18 : Différence d'incidence entre les polarisations TM et TE

### II.5.2.1 Influence du paramètre $\theta$

Nous allons tout d'abord étudier l'influence de l'angle  $\theta$  entre la normale au plan réflecteur et la direction de l'onde incidente.

Les dimensions de la structure périodique étudiée sont présentées FIG. II.19. Pour cette première étude, nous avons considéré que l'espace entre le plan métallique et les motifs est de l'air, ou rempli par un substrat de permittivité relative de 1.

La caractérisation est effectuée pour  $\theta$  variant de  $0^\circ$  à  $60^\circ$  par pas de  $5^\circ$ . Pour plus de lisibilité sur les graphiques, nous ne représenterons que les courbes de  $0^\circ$  à  $60^\circ$  par pas de  $10^\circ$  avec  $\varphi$  égal à  $0^\circ$  et en polarisation TM  $(E_\theta, H_\varphi)$ .

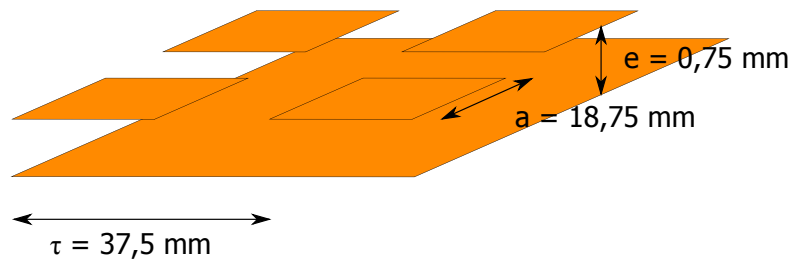


FIG. II.19 : Dimensions de la première structure à motifs carrés

Ces premières courbes (FIG. II.20) nous permettent de voir que la prise en compte de l'incidence dans l'étude est importante : la valeur de la phase du coefficient de réflexion du plan structuré en fonction de la fréquence change avec l'incidence  $\theta$ . Loin de la résonance, ces changements ne sont pas très élevés, mais lorsque l'on approche de la résonance, il peut exister des écarts de  $200^\circ$  entre la phase en incidence normale et celle à  $60^\circ$ . On note également que les courbes se croisent toutes en un même point, appelé point d'inflexion car l'ordre des courbes est inversé avant et après ce point.

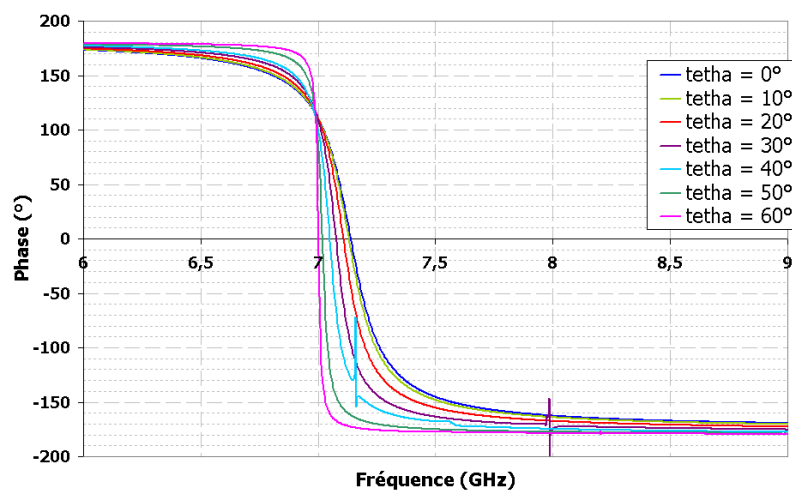


FIG. II.20 : Influence de l'angle d'incidence sur la caractéristique en réflexion du plan réflecteur.  $\varphi = 0^\circ$  et polarisation *TM*

Pour ce motif élémentaire, la pente de la phase du coefficient de réflexion augmente quand l'incidence augmente. À  $60^\circ$ , la courbe a presque la forme d'une marche avec une pente très abrupte. Nous pensons observer le phénomène inverse : en cas d'incidence oblique, le couplage entre motif doit être plus important, d'où une pente plus faible. Nous avons vu lors de l'étude en incidence normale que plus les motifs sont couplés et plus la pente à la résonance est faible. Une explication à ce phénomène pourrait être le fait qu'un patch de forme carrée

rayonne essentiellement dans l'axe et peu à l'horizon. Donc quand on envoie une onde sur ce même patch il capte mieux l'énergie qui arrive à la normale que l'énergie qui arrive en incidence oblique. Plus l'onde incidente est oblique, moins le patch captera d'énergie, d'où moins de couplage entre les motifs.

Autour de la résonance, les valeurs de phase changent très vite pour un faible changement fréquentiel. L'utilisation du plan réflecteur autour de la fréquence de résonance risque d'entraîner une très faible bande passante de l'antenne.

Nous pouvons comparer ces résultats avec ceux obtenus avec un motif élémentaire légèrement différent : par rapport au premier motif, celui-ci a une dimension latérale plus faible (FIG. II.21).

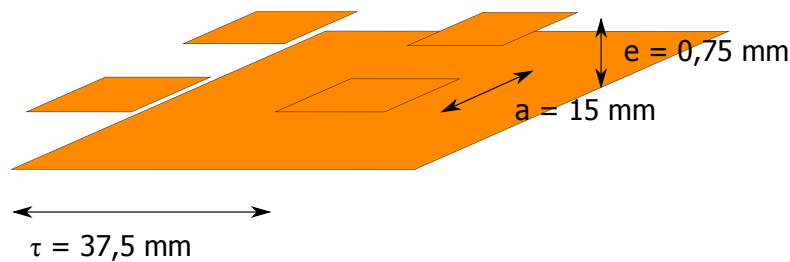


FIG. II.21 : Dimensions de la deuxième structure à motifs carrés

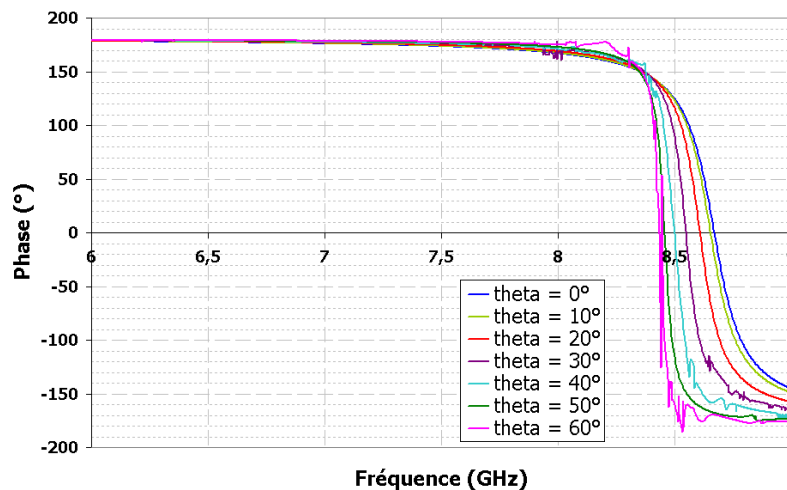


FIG. II.22 : Caractérisation en réflexion de la deuxième structure à motifs carrés.  $\phi = 0^\circ$  et polarisation TM

L'évolution de la phase en fonction de  $\theta$  est la même que pour la première structure avec des motifs de 18,75 mm (FIG. II.22). Plus  $\theta$  augmente, plus la pente de la phase augmente. On

note, conformément à l'étude en incidence normale, un décalage en fréquence du faisceau de courbes vers les hautes fréquences du fait de la diminution de la taille du motif.

### II.5.2.2 Influence du paramètre $\varphi$

Dans cette partie nous étudions l'influence de l'angle azimutal  $\varphi$ . Pour des structures à motifs de dimensions latérales égales suivant les axes x et y, il n'est pas nécessaire d'étudier toutes les variations de  $\varphi$  de  $0^\circ$  à  $90^\circ$ , ces structures possèdent des symétries, il est donc possible de réduire l'étude.

#### II.5.2.2.1 Étude de motifs carrés

Dans l'exemple des motifs carrés, l'étude de l'influence de  $\varphi$  peut se limiter à l'intervalle entre  $0^\circ$  et  $45^\circ$ .

Nous allons étudier l'influence de  $\varphi$  en comparant l'effet de sa variation pour une structure à motifs carrés et une structure à motifs rectangulaires.

La structure à motifs carrés est la même que celle de la partie précédente. Nous regardons l'influence de  $\varphi$  pour des angles  $\theta$  de  $30^\circ$  et  $60^\circ$ . Nous sommes en polarisation TM (FIG. II.23).

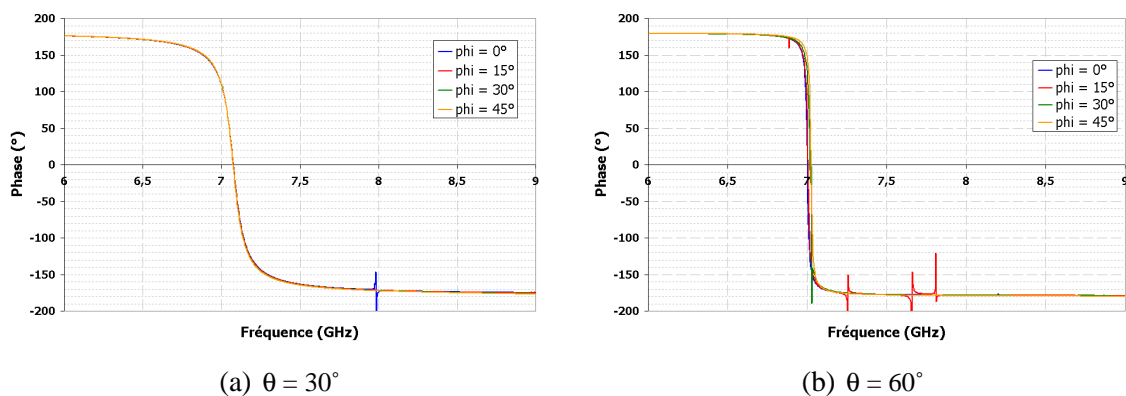


FIG. II.23 : Influence de  $\varphi$  sur la caractérisation en réflexion pour  $\theta$  à  $30^\circ$  et  $60^\circ$ . Polarisation TM

Dans ce cas-là, l'influence de  $\varphi$  est faible, les courbes ne sont pratiquement pas décalées en fréquence, les pentes à la résonance ne varient pas.



### II.5.2.2.2 Étude de motifs rectangulaires

Voyons maintenant l'influence de la variation de  $\varphi$  pour une structure à motifs rectangulaires dont les dimensions sont décrites dans FIG. II.24.

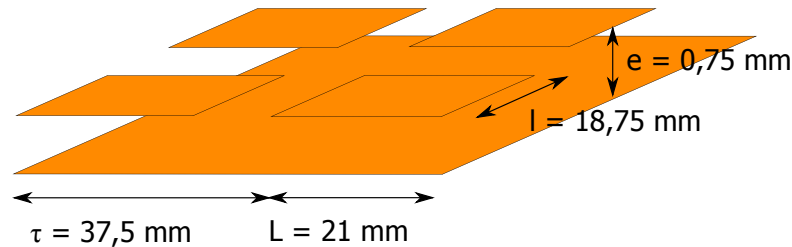


FIG. II.24 : Dimensions de la structure à motifs rectangulaires

Pour cette étude, il faut prendre en compte la variation de  $\varphi$  de  $0^\circ$  jusqu'à  $90^\circ$ , les dimensions latérales n'étant pas les mêmes suivant les axes x et y.

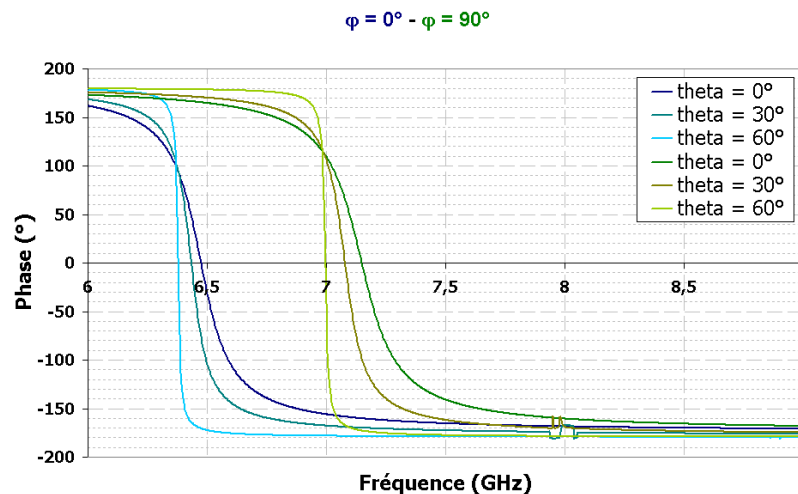


FIG. II.25 : Influence de la variation en  $\varphi$  sur la phase à la réflexion d'une structure à motifs rectangulaires

La différence entre les deux valeurs de  $\varphi$  est bien marquée (FIG. II.25). Le faisceau de courbe se déplace selon l'axe des fréquences. On retrouve ici l'influence de variation de l'arête étudiée en incidence normale.

### II.5.2.3 La polarisation TE/TM

La polarisation détermine la manière dont l'onde incidente arrive sur le plan réflecteur. Suivant la source employée, elle peut être totalement transverse électrique (TE) ou bien transverse magnétique (TM), mais aussi une combinaison linéaire de ces deux polarisations [51].

Pour cette étude, nous avons comparé l'influence de la polarisation sur deux structures : l'une possède des motifs carrés et l'autre des motifs cruciformes.

### II.5.2.3.1 Motifs carrés

Nous regardons tout d'abord l'influence de la polarisation sur la caractérisation en réflexion de la structure à motifs carrés utilisée précédemment. Les résultats montrés (FIG. II.26) sont pour  $\varphi = 0^\circ$ .

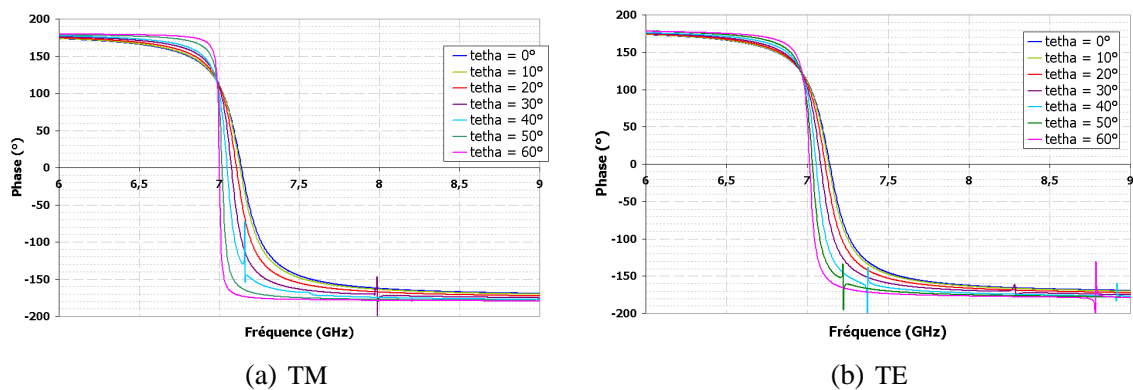


FIG. II.26 : Influence de la polarisation sur la caractérisation en réflexion pour  $\varphi = 0^\circ$

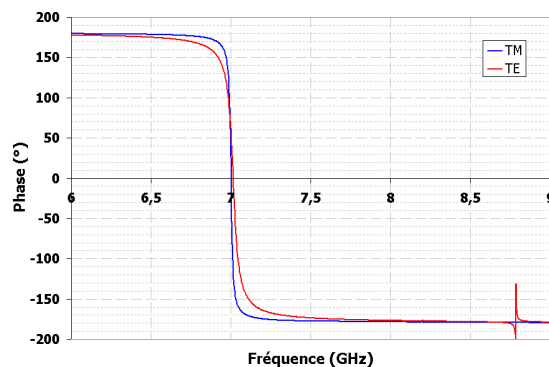


FIG. II.27 : Influence de la variation de polarisation sur la phase à la réflexion pour  $\theta = 60^\circ$  et  $\varphi = 0^\circ$

La pente à la résonance est plus forte en mode TM qu'en mode TE pour une valeur de  $\theta$  donnée surtout pour les grandes incidences ( $> 40^\circ$ ). La figure FIG. II.27 montre bien cette différence de pente pour  $\theta = 60^\circ$ .

## II.5.2.3.2 Motifs cruciformes

Voyons maintenant l'influence de la polarisation de l'onde incidente d'une structure à motifs en forme de croix. Les dimensions de la structure sont détaillées FIG. II.28.

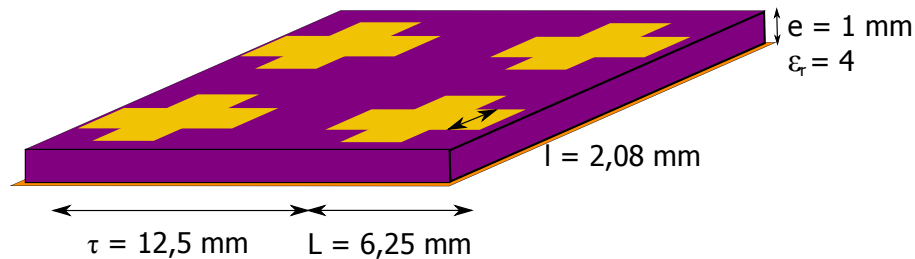


FIG. II.28 : Dimensions de la structure à motifs en forme de croix

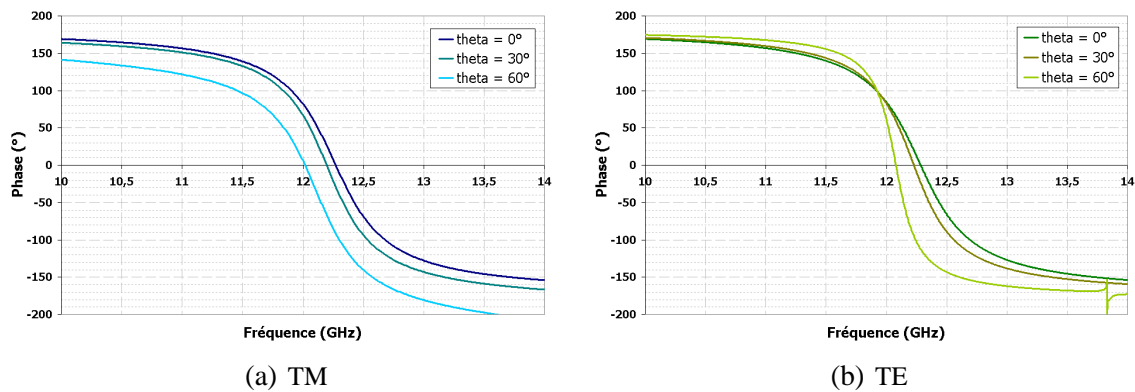


FIG. II.29 : Influence de la polarisation sur la caractérisation en réflexion d'une structure à motifs en croix pour  $\varphi = 0^\circ$

La caractérisation de motifs en croix (FIG. II.29) montre que la pente ne varie pas en fonction de  $\theta$  en mode TM. Pour la polarisation TE, le comportement suivant  $\theta$  n'est pas le même : la pente varie suivant la valeur de  $\theta$ . De plus en mode TE, on retrouve le point d'inflexion, ce qui n'est pas le cas en polarisation TM.

Ainsi, la variation de la phase en fonction des différents paramètres  $\theta$ ,  $\varphi$ ,  $f$  et la polarisation est propre à chaque motif.

## II.6 INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS OBTENUS ET VALIDATION DE L'OUTIL

Maintenant que nous avons caractérisé en phase un plan réflecteur structuré, nous pouvons le coupler avec un empilement de plaques diélectriques pour former une antenne B.I.E.. Afin de prévoir le comportement de l'antenne en dépointage au moyen de l'outil analytique, il faut intégrer les caractéristiques du plan réflecteur structuré dans le programme analytique sous la forme de matrice de trois dimensions avec les variations suivant  $f$ ,  $\theta$  et  $\varphi$  et ce pour les deux polarisations. Des exemples de graphiques obtenus avec le programme analytique sont présentés.

La dernière étape consiste en la validation du programme : s'assurer que les résultats qu'il proposent sont concordants avec ceux obtenus avec un logiciel d'électromagnétisme.

### II.6.1 Exemples de diagrammes obtenus

Les informations données par le programme analytique sont présentés sous forme de graphique donnant le dépointage en fonction de la fréquence. Nous avons choisi d'utiliser la structure présentée § II.5.2.1 : c'est celle à motifs carrés de dimensions  $a = 18,75$  mm et  $\tau = 37,5$  mm. Au travers de ces exemples nous allons quantifier l'influence de la polarisation, de  $\theta$  et de  $\varphi$ , mais également du dimensionnement en hauteur et du choix des matériaux pour l'empilement de diélectrique sur le pointage d'une antenne B.I.E. à plan réflecteur inférieur structuré.

#### II.6.1.1 Influence de la polarisation, de $\theta$ et de $\varphi$

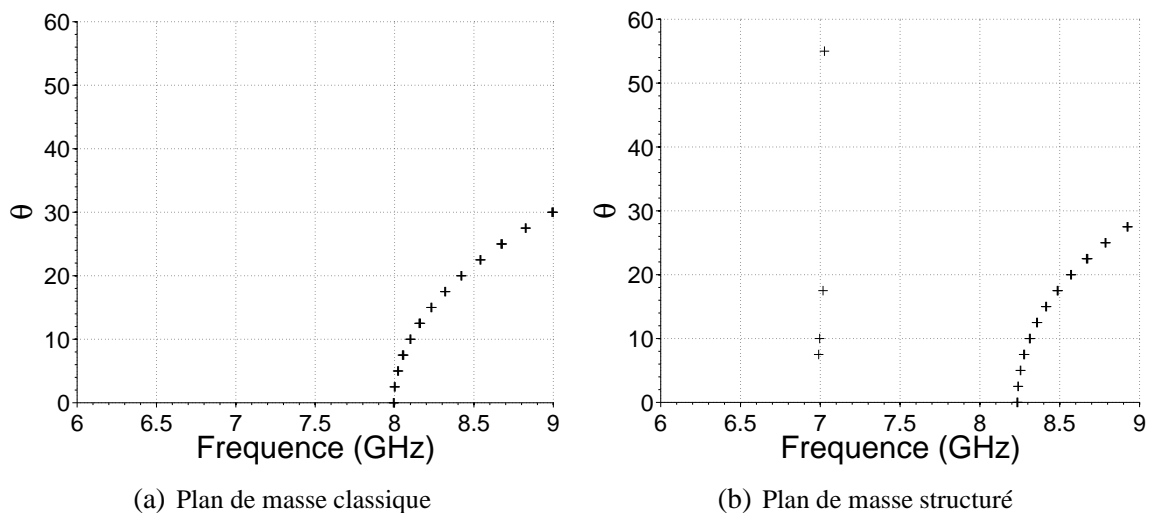
Lors de l'étude de plans réflecteurs structurés, nous avons observé les effets de la variation des angles d'incidence et de la polarisation sur leur caractéristique en phase. Nous allons maintenant regarder l'influence de ces paramètres sur le comportement d'une antenne B.I.E. complète.

Le premier graphique (a) de la figure FIG. II.30 est le résultat donné par l'outil analytique à la condition de résonance pour une antenne à plan de masse classique (sans motifs) dimensionnée pour fonctionner à 8 GHz : la hauteur de cavité est égale à  $\lambda_0/2$  à 8 GHz soit 18,75 mm,

l'épaisseur des lames de diélectrique est de  $\lambda_g/4$  ou  $\lambda_g = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$  à 8 GHz, soit 4,193 mm et la hauteur entre les lames est de  $\lambda_0/4$  à 8 GHz, soit 9,375 mm.

Le diagramme représente les couples  $(f, \theta)$  solutions de la condition de résonance dans la cavité de cette antenne pour  $\varphi = 0^\circ$  et pour une polarisation TM. On constate que l'antenne doit pointer dans l'axe à 8 GHz.

Le deuxième graphique (b) de la figure FIG. II.30 est le résultat de la condition de résonance pour une antenne à plan réflecteur structuré (avec motifs). Les dimensions de l'antenne : hauteur de cavité, épaisseur des lames et la hauteur entre les lames sont les mêmes que pour l'antenne précédente. On distingue deux modes de résonance : un vers 7 GHz et l'autre à partir de 8,2 GHz.



**FIG. II.30 :** Influence de la présence des motifs résonants périodiques au dessus du plan de masse

Le premier mode découle de la résonance propre du plan réflecteur structuré, sur les courbes de phase du coefficient de réflexion du plan réflecteur en fonction de la fréquence (FIG. II.19), la résonance se situe vers 7 GHz. Le deuxième mode rappelle la résonance dans une cavité d'antenne B.I.E. classique (FIG. II.30 (a)). La cavité étant dans ce cas dimensionnée pour un fonctionnement à 8 GHz, on en déduit que la présence des motifs au-dessus du plan de masse a un effet sur le fonctionnement de la cavité puisque le rayonnement est dans l'axe pour 8,2 GHz au lieu de 8 GHz.

Les diagrammes ne varient pas beaucoup en fonction de  $\varphi$  (FIG. II.31 (a)), mais cela avait déjà été observé sur les courbes issues de CST, notamment pour les motifs de forme carrée.

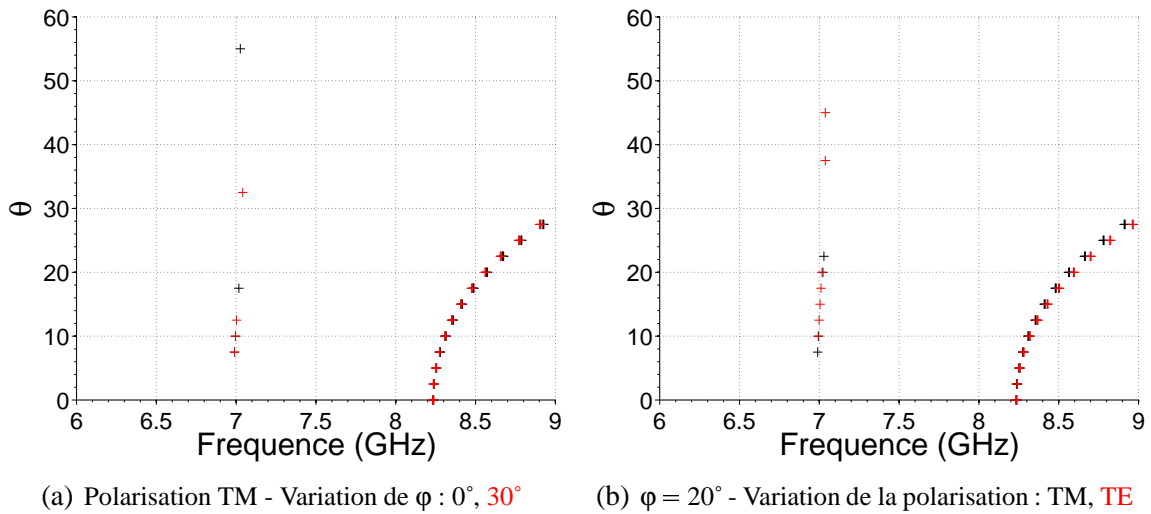


FIG. II.31 : Influence de la variation de  $\phi$  et de la polarisation sur le comportement de l'antenne B.I.E.

De même, il n'y a pas beaucoup de différence entre les courbes de la polarisation TM et de la polarisation TE (FIG. II.31 (b)) que nous avons calculées pour  $\phi = 20^\circ$ , arbitrairement puisque nous venons de voir que le paramètre  $\phi$  n'avait pas une grande influence dans ce cas.

Pour les plans réflecteurs structurés de motifs résonants périodiques carrés, le comportement de l'antenne B.I.E. ne varie pratiquement pas suivant  $\phi$  et la polarisation. La prise en compte de la variation en fonction de  $\theta$  permet de prévoir le comportement en dépointage de l'antenne.

### II.6.1.2 Influence des grandeurs de la cavité et du B.I.E.

Le comportement d'une antenne B.I.E. ne varie pas uniquement en fonction des caractéristiques de son plan réflecteur inférieur. Dans la condition de résonance, la hauteur de cavité ainsi que la phase du coefficient de réflexion du plan réflecteur supérieur ont également leur rôle à jouer.

La phase du coefficient de réflexion du plan réflecteur supérieur dépend de l'épaisseur des lames de diélectrique, du nombre de celles-ci et de leur permittivité.

#### II.6.1.2.1 Hauteur de cavité

Pour cette étude, la permittivité des lames de diélectrique et leur épaisseur sont constantes, le matériau B.I.E. est constitué de deux lames de  $\epsilon_r = 5$  et l'épaisseur est de  $\lambda_g/4$  à 8 GHz, soit 4,193 mm (FIG. II.32).

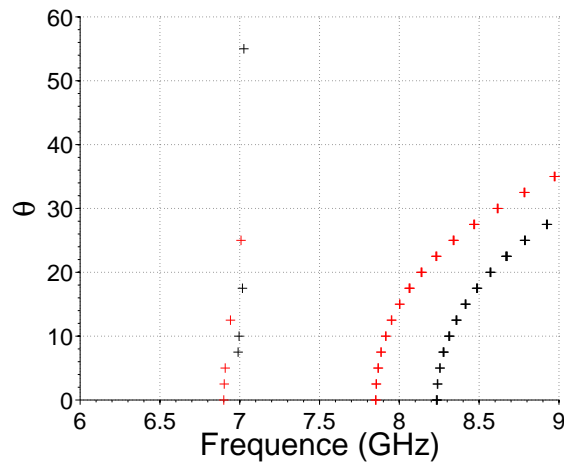


FIG. II.32 : Influence de la hauteur de cavité -  $h = 18,75 \text{ mm}$ ,  $h = 20,27 \text{ mm}$

Lorsque la hauteur de cavité augmente, le mode du B.I.E. se déplace vers les basses fréquences. Ce résultat est prévisible : en augmentant la hauteur de cavité, le terme  $\lambda_0/2$  augmente, ce qui entraîne une baisse de la fréquence. Le mode du plan réflecteur ne reste pas figé, il se déplace également vers les basses fréquences, mais peu car la fréquence de résonance du plan réflecteur structuré est indépendante de la hauteur de cavité de l'antenne.

#### II.6.1.2.2 Épaisseur des lames de diélectrique

La hauteur de la cavité et la permittivité relative des lames de diélectrique sont constantes. De plus, le matériau est toujours constitué de deux lames :  $\epsilon_r = 5$ , qui a pour épaisseur 4,193 mm dans un cas et 4,535 mm dans l'autre ;  $h = \lambda_0/2$  à 8 GHz soit 18,75 mm.

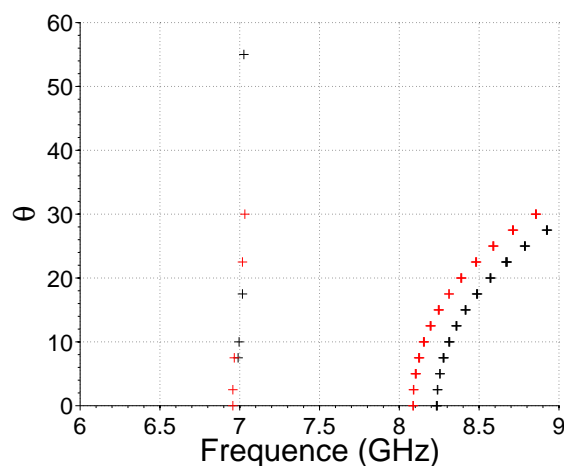
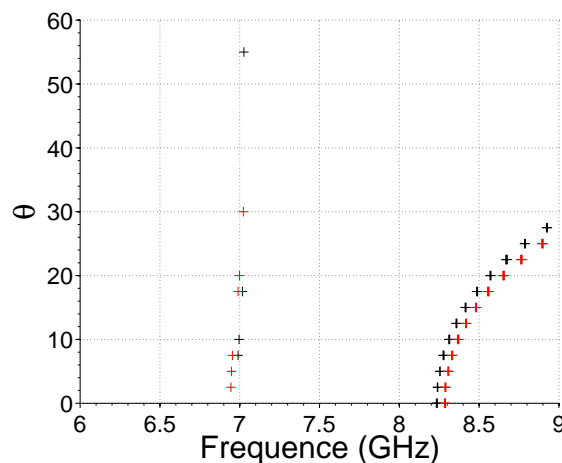


FIG. II.33 : Influence de l'épaisseur des lames -  $e = 4,193 \text{ mm}$ ,  $e = 4,535 \text{ mm}$

Lorsque l'épaisseur des lames diminue, les solutions se déplacent vers les plus hautes fréquences (FIG. II.33). Cependant, le shift en fréquence est moindre que lors d'un changement de hauteur de cavité mais c'est le même phénomène qui s'applique : l'augmentation de l'épaisseur des lames entraîne l'augmentation de la longueur d'onde guidée dans le matériau et donc la diminution de la fréquence.

### II.6.1.2.3 Permittivité relative des lames

La hauteur de cavité reste égale à 18,75 mm et l'épaisseur des lames à 4,193 mm, le B.I.E. est toujours constitué de deux lames de diélectrique dont la permittivité relative peut être de 5 ou 50.



**FIG. II.34 :** Influence de la permittivité relative des diélectriques -  $\epsilon_r = 5$ ,  $\epsilon_r = 50$

La variation de la permittivité relative des lames influe très peu sur le comportement de la cavité (FIG. II.34) car elle a peu d'influence sur la phase du coefficient de réflexion de l'ensemble de lames. Cependant, nous verrons plus tard que cette variation influe sur la directivité de l'antenne et sur la forme du diagramme de rayonnement.

### II.6.1.2.4 Le nombre de lames

La hauteur de cavité reste égale à 18,75 mm et l'épaisseur des lames à 4,193 mm, la permittivité des lames de diélectrique est de 5.

La variation du nombre de lames n'influence quasiment pas le comportement de la cavité (FIG. II.35), car comme pour la variation de permittivité elle n'a pas d'influence sur la phase



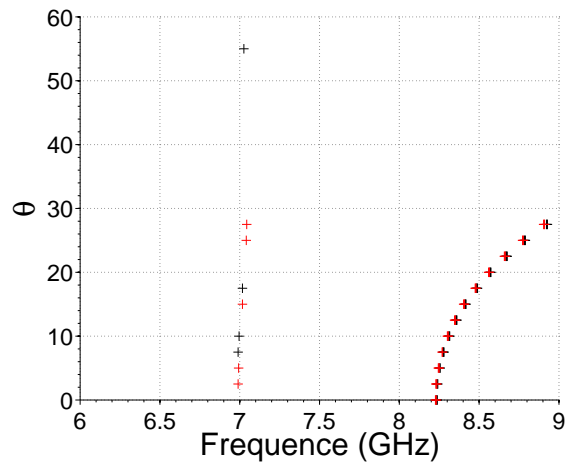


FIG. II.35 : Influence du nombre de lames de diélectrique - 2 lames, 4 lames

du coefficient de réflexion. Mais, cela influe sur la directivité de l'antenne et sur la forme du diagramme de rayonnement.

### II.6.1.3 Tableau récapitulatif des études paramétriques

Tout au long de ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux influences des différentes grandeurs et paramètres qui interviennent dans la condition de résonance et dans le fonctionnement d'une antenne B.I.E.. Nous avons tenté de présenter dans un tableau de synthèse (FIG. II.36) l'ensemble des études paramétriques décrites dans le chapitre.

		Variation de :		Influence sur :	
		Paramètre	Sens de variation	Fréquence	Pente
Plan réflecteur structuré	Incidence normale	Taille du motif	↗	↘ (++)	→
		Période	↗	→	↘
		Epaisseur	↗	↘ (-)	↘
		$\epsilon_r$ substrat	↗	↘	↗ (-)
		Facteur commun	↗		↗
	Forme et disposition	Il n'est pas possible de conclure sur l'influence de ces paramètres			
	Incidence oblique	$\theta$	↗	↘ (--)	↗
		$\varphi$	↗	→	→
		Polarisation	TM → TE	→	↘ pour les grandes incidences (--)
Cavité B.I.E.	Hauteur de cavité	↗	↘ (++)		
	Epaisseur lames diélectriques	↗	↘		
	$\epsilon_r$ lames	↗	↗ (--)		
	Nombre de lames	↗	→		

FIG. II.36 : Tableau récapitulatif des influences des différents paramètres

## II.6.2 Comparaison avec des simulations CST : validation

Dans cette partie, nous allons voir si les solutions issues de l'analyse décrite dans la partie précédente permettent de prévoir le diagramme de rayonnement de l'antenne complète, en particulier en ce qui concerne le dépointage. Nous allons comparer les prévisions de dépointage d'une antenne B.I.E. à plan réflecteur structuré données par l'outil analytique et les diagrammes de rayonnement de cette même antenne simulée avec *CST*.

Nous gardons la même structure que celle qui a servi à présenter les exemples des graphiques obtenus avec le programme analytique (§ II.6.1.1).

### II.6.2.1 Présentation des dimensions de l'antenne

L'antenne est constituée du plan réflecteur structuré et de deux lames de diélectrique. La cavité est délimitée au niveau de sa partie inférieure par le plan réflecteur structuré, et au niveau de sa partie supérieure par deux plaques de diélectrique de permittivité relative  $\epsilon_r = 5$ . La fréquence de travail se situe toujours autour de 8 GHz.

L'antenne est excitée par un dipôle placé horizontalement, suivant l'axe Ox au milieu de la cavité (FIG. II.37).

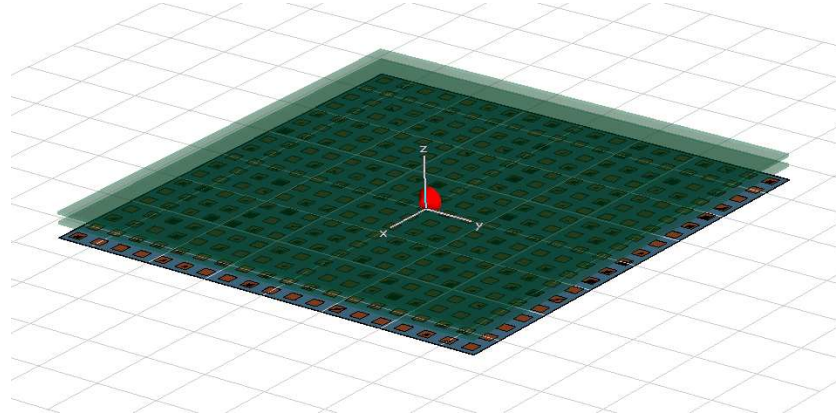


FIG. II.37 : Design de l'antenne simulée avec CST

Les dimensions de cette antenne sont données en fonction de la longueur d'onde dans le vide  $\lambda_0$  à 8 GHz sur FIG. II.38. La périodicité des motifs du plan de masse est  $\lambda_0$  à  $f_0 = 8$  GHz, soit  $\tau = 37,5$  mm. L'antenne est constituée de  $19 \times 19$  motifs carrés. Nous avons choisi des dimensions assez grandes car l'antenne doit effectuer du dépointage. Nous expliquons ce phénomène dans le chapitre III, § III.2.3.2.

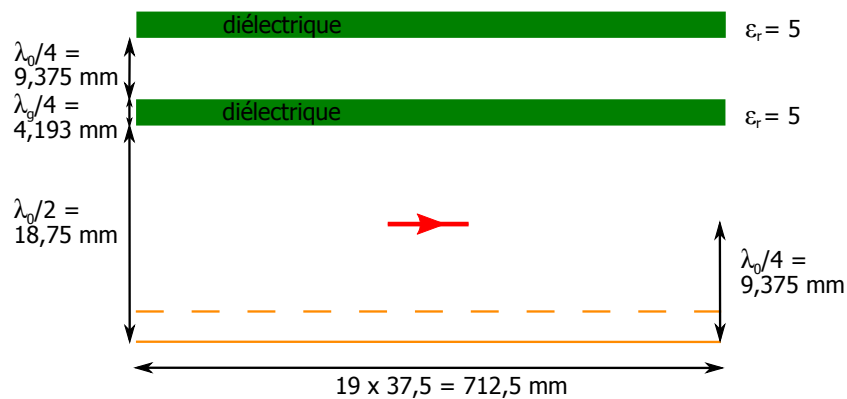


FIG. II.38 : Dimensions de l'antenne

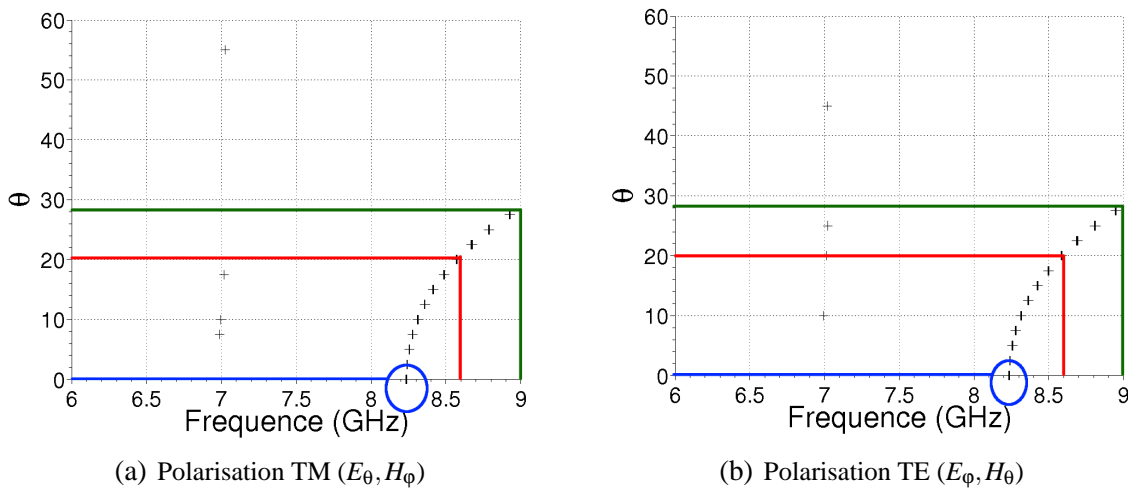
Les caractéristiques du plan réflecteur structuré restent les mêmes : motifs carrés de côté  $a = 18,75$  mm, périodicité  $\tau = 37,5$  mm et une épaisseur d'air entre le plan de masse et les motifs  $e = 0,75$  mm.

### II.6.2.2 Diagrammes de rayonnement

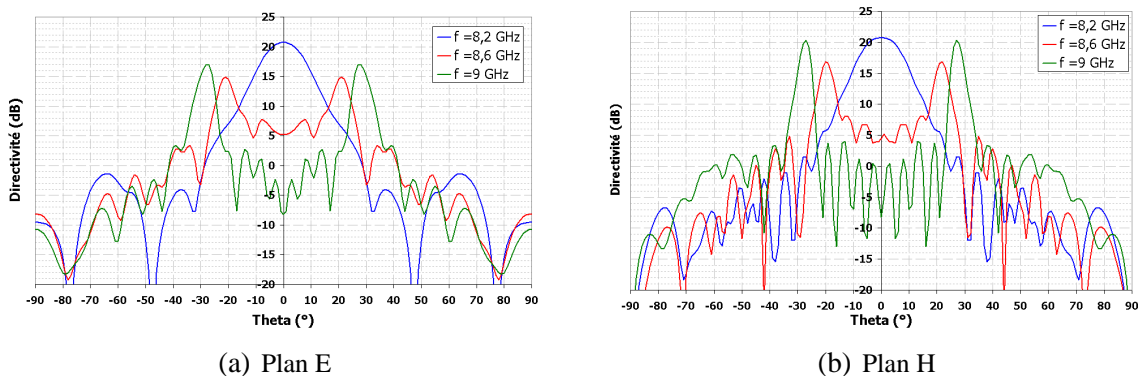
Nous allons ici comparer les résultats obtenus avec le programme analytique avec ceux obtenus avec *CST*.

Les deux figures FIG. II.39 (a) et (b) présentent les solutions  $(f, \theta)$  à la condition de résonance de la structure pour les polarisations TM et TE. D'après ces courbes, on s'attend à avoir un rayonnement dans l'axe à 8,2 GHz, un dépointage de 20° à 8,6 GHz et de 28° à 9 GHz, et ce dans les deux plans E et H.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne obtenus avec CST sont tracés dans les plans E et H sur respectivement FIG. II.40 (a) et (b), et ceci pour trois fréquences ( $f = 8,2$  GHz ;  $f = 8,6$  GHz ;  $f = 9$  GHz) afin de pouvoir faire une comparaison avec les prévisions du programme analytique. L'excitation de l'antenne n'étant pas directive, le dépointage s'effectue quasiment de la même manière pour tout angle  $\phi$ . Le diagramme de rayonnement a donc la forme d'une corolle.



**FIG. II.39 : Condition de résonance**



**FIG. II.40 : Diagrammes de rayonnement dans les deux plans**

On constate que les valeurs de dépointage correspondent bien avec les solutions prévues par l'analyse des conditions de résonance (comparaison de FIG. II.39 (a) et FIG. II.40 (a) pour le plan E et comparaison de FIG. II.39 (b) et FIG. II.40 (b) pour le plan H).

Même s'il y a très peu de différence de comportement de la cavité entre les polarisations TM et TE, les diagrammes de rayonnement diffèrent sensiblement dans les plans E et H. Le fait que le rayonnement du dipôle ne soit pas le même pour les plans E et H provoque des différences au niveau des diagrammes de rayonnement de l'antenne B.I.E..

Les oscillations sur les diagrammes de rayonnement sont dues à des dimensions latérales d'antenne trop petites. Ces calculs électromagnétiques ont été faits pour valider les solutions obtenues avec l'analyse, c'est pourquoi nous n'avons pas voulu simuler une structure trop grande, ce qui aurait augmenté le temps et le volume de calcul et n'aurait pas amené davantage de précision sur le dépointage de l'antenne. L'essentiel étant de montrer la concordance entre le programme analytique et la réalité.

### II.6.2.3 Conclusion

Au vu de cette comparaison, le programme analytique permet de prévoir de manière relativement fidèle le comportement en dépointage d'une antenne B.I.E. dotée d'un plan réflecteur inférieur structuré de motifs périodiques et d'un plan réflecteur supérieur formé de lames de diélectrique. L'outil analytique est donc validé et nous nous en servons tout au long de l'étude.

Il nous permettra dans la suite de dimensionner rapidement la hauteur de cavité, l'épaisseur et la permittivité des diélectriques pour un plan réflecteur donné afin d'obtenir le dépointage voulu à une fréquence définie.

## II.7 CONCLUSIONS

Ce chapitre a permis de présenter les outils (aussi bien commerciaux que développés en interne) en différences finies utilisés pour notre étude.

Cependant, ces outils sont très gourmands en volume et en temps de calcul. Afin de paramétrer de manière précise et rapide les dimensions des antennes B.I.E., nous avons développé un programme analytique que nous avons détaillé. Ce programme permet de prévoir de manière globale le comportement d'une antenne dotée d'une cavité résonante à fuites telle que les antennes B.I.E..

Le fonctionnement de l'outil analytique nécessite de connaître le comportement en réflexion de plans réflecteurs structurés de motifs périodiques. Nous avons donc mené une étude des différentes grandeurs qui influent sur la phase du coefficient de réflexion de ces structures. Les paramètres sont nombreux et il est difficile de les étudier tous de manière systématique. Certaines dépendances sont faciles à quantifier (période, taille des motifs) et d'autres nécessitent de reprendre l'étude à chaque fois (forme ou disposition des motifs les uns par rapport aux autres). De plus, les variations suivant un paramètre ne sont pas les mêmes suivant les valeurs des autres paramètres fixés.

Une fois l'étude en réflexion de différentes structures réalisée, nous pouvons intégrer ces résultats au programme analytique afin de connaître le comportement en dépointage d'une antenne B.I.E.. Nous avons regardé l'influence de différentes grandeurs propres aux antennes B.I.E. sur le pointage du diagramme de rayonnement. Et malgré le fonctionnement complexe de la cavité, où chaque paramètre a son importance, nous avons réussi à caractériser cette cavité. Cette étude ne pouvait être faite qu'en prenant en compte tous les paramètres.

Enfin, nous avons confronté les prévisions de l'outil analytique à des simulations effectuées avec *CST* et les résultats sont concordants. Nous avons donc réussi à prévoir l'angle de pointage de l'antenne grâce à l'étude complète de la condition de résonance.

Afin de valider totalement le concept de variation de dépointage d'une antenne B.I.E. par la variation des propriétés en réflexion de son plan réflecteur inférieur, nous allons réaliser une antenne avec deux plans réflecteurs sensiblement différents.

Il faudra ensuite intégrer la notion d'agilité à ces antennes pour pouvoir modifier la direction de pointage en gardant la même fréquence de travail et la même structure générale d'antenne.







# ÉTUDE D'UNE ANTENNE À 8 GHz - RÉALISATION - VALIDATION DES RÉSULTATS EN STATIQUE

---

## Sommaire

---

<b>III.1 INTRODUCTION</b> . . . . .	<b>99</b>
<b>III.2 ÉTUDES THÉORIQUES, SIMULATIONS</b> . . . . .	<b>100</b>
III.2.1 Choix des matériaux . . . . .	100
III.2.1.1 L'empilement de lames de diélectrique . . . . .	100
III.2.1.2 Plans réflecteurs structurés . . . . .	101
III.2.2 Dimensionnement des plans réflecteurs . . . . .	102
III.2.2.1 Utilisation du facteur commun . . . . .	102
III.2.2.2 Choix de la dimension des motifs et de l'épaisseur des lames de diélectrique . . . . .	103
III.2.3 Dimensionnement de l'antenne . . . . .	110
III.2.3.1 Choix de l'excitation . . . . .	110
III.2.3.2 Choix des dimensions latérales . . . . .	112
III.2.3.3 Adaptation de l'antenne . . . . .	116
III.2.3.4 Remplacement du B.I.E. . . . .	121
<b>III.3 RÉALISATION ET MESURES</b> . . . . .	<b>124</b>
III.3.1 Réalisation . . . . .	124

III.3.2 Mesures . . . . .	127
III.3.2.1 Mesure du $S_{11}$ . . . . .	128
III.3.2.2 Rayonnement des deux antennes . . . . .	129

**III.4 CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES . . . . . 132**

---

## III.1 INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, nous avons montré la possibilité de faire varier la phase du coefficient de réflexion d'un plan réflecteur structuré de motifs périodiques en jouant sur les dimensions des motifs ou des périodes. Nous avons également vu que l'ajout de motifs périodiques sur un plan de masse métallique dans une antenne B.I.E. modifie le comportement en dépointage de celle-ci. Nous en concluons qu'il est possible de changer l'angle de pointage d'une antenne B.I.E. en modifiant légèrement les caractéristiques en réflexion du plan réflecteur structuré de l'antenne. La modification de ces caractéristiques passe par la modification de la dimension des éléments du plan réflecteur, mais aussi par l'ajout d'éléments actifs au sein du plan réflecteur. Ce dernier point est l'objet du chapitre IV, pour l'instant nous voulons valider le concept en statique.

Nous avons donc décidé de réaliser deux antennes B.I.E. quasiment identiques dont seule la taille des motifs du plan réflecteur structuré (et donc la phase du coefficient de réflexion) varie légèrement. L'un des plans réflecteurs inférieurs permet un rayonnement dans l'axe et l'autre entraîne un dépointage. Les valeurs de dépointage que nous allons essayer d'obtenir avec ces réalisations sont respectivement de  $0^\circ$  et  $20^\circ$  pour l'antenne rayonnant dans l'axe et l'antenne à dépointage.

Nous avons d'abord fait une étude théorique afin de choisir les différents matériaux et les diverses dimensions les mieux adaptées pour les deux antennes. Pour cette étape, nous nous sommes servis du programme analytique décrit dans le chapitre II et nous avons également utilisé *CST* pour des simulations plus réalistes. Nous décrivons ensuite les étapes de la réalisation et enfin les mesures des deux prototypes réalisés.

## III.2 ÉTUDES THÉORIQUES, SIMULATIONS

L'antenne qui a servi à la validation du programme analytique dans le chapitre II n'est pas du tout réaliste. En effet, le substrat supportant les motifs élémentaires a une permittivité relative de 1. De plus, la permittivité relative et l'épaisseur de l'empilement de diélectriques avaient été choisies arbitrairement et ne correspondent à aucun matériau du commerce. Nous devons donc définir une nouvelle structure à base de matériaux réels qui permettra une réalisation. Nous allons donc étudier les différents constituants de l'antenne : matériaux, dimensionnement, positionnement...



FIG. III.1 : Les éléments de la structure étudiée : l'antenne B.I.E. à plan de masse structuré de motifs résonants périodiques

La figure FIG. III.1 rappelle les différents éléments composant l'antenne B.I.E. à plan réflecteur inférieur structuré.

### III.2.1 Choix des matériaux

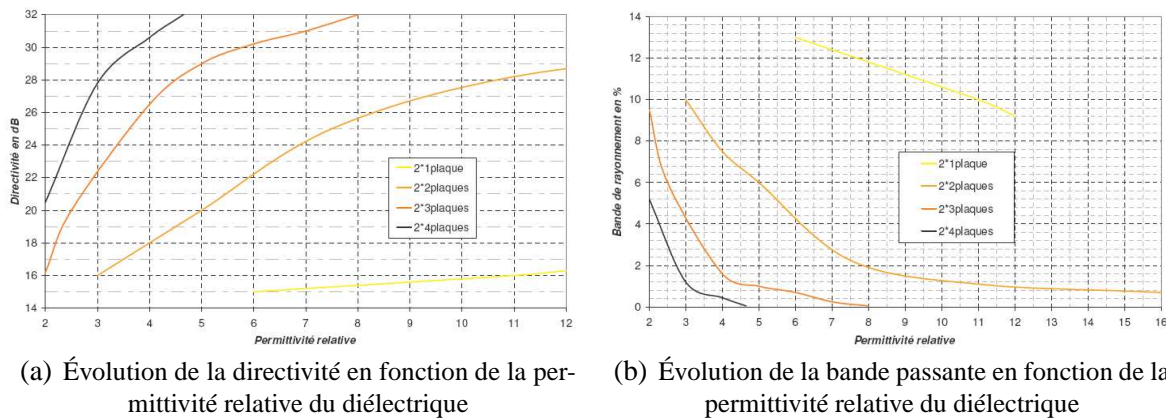
La première étude porte sur le choix des matériaux qui constituent l'antenne. Les deux principaux éléments sont l'empilement de diélectriques et le plan réflecteur inférieur. Ces deux matériaux influencent directement la condition de résonance dans la cavité.

#### III.2.1.1 L'empilement de lames de diélectrique

L'utilisation du programme analytique présenté dans le chapitre précédent demande de connaître au moins la permittivité relative et l'épaisseur des lames de diélectrique. Nous allons donc fixer ces valeurs afin de pouvoir ensuite dimensionner les deux plans réflecteurs structurés.

Dans les études précédentes (qui ont servi à la validation du programme analytique), nous avons fixé la permittivité relative des diélectriques à 5. Nous avons donc voulu garder une permittivité relative de même ordre de grandeur. Parmi les matériaux ayant une permittivité relative proche de 5, le ROGERS TMM4 a été retenu. Sa permittivité relative est de 4,5. En

se basant sur les abaques réalisés par L. LÉGER durant sa thèse [12], il est possible d'obtenir une directivité de 19 dB avec deux plaques de TMM4 au lieu de 20 dB avec deux plaques de permittivité relative de 5 (FIG. III.2). Ces abaques sont valables pour les structures B.I.E. à défaut, mais ils peuvent s'appliquer également au cas de l'antenne B.I.E. délimitée par un plan de masse et un empilement de diélectriques.



(a) Évolution de la directivité en fonction de la permittivité relative du diélectrique

(b) Évolution de la bande passante en fonction de la permittivité relative du diélectrique

**FIG. III.2 :** *Abaques construits par L. LÉGER pour le dimensionnement d'antenne B.I.E. [12]*

Pour le TMM4, le constructeur a défini des épaisseurs normalisées. Les deux épaisseurs qui se rapprochent le plus de  $\lambda_g/4$  à 8 GHz sont 0.20" (soit 5,08 mm ou  $\lambda_g/3,48$  à 8 GHz) et 0.15" (soit 3,81 mm ou  $\lambda_g/4,64$  à 8 GHz). Nous ferons l'étude avec ces deux épaisseurs afin de voir laquelle convient le mieux pour la réalisation une fois le diélectrique associé au plan réflecteur structuré.

Au moment de la réalisation, nous avons choisi de changer les plaques de TMM4 pour des plaques de Plexiglass afin de réduire les coûts (974 € pour une plaque de TMM4 et environ 30 € pour une plaque de Plexiglass). Les deux matériaux n'ont pas les mêmes valeurs de permittivité relative (4,5 pour le TMM4 et 2,7 pour le Plexiglass), mais la hauteur de cavité nécessaire peut être recalculée rapidement avec l'outil analytique. Ainsi, toute l'étude sur le plan réflecteur reste la même. Elle est peu influencée par le matériau utilisé pour l'empilement diélectrique. Donc toute l'étude théorique a été effectuée avec le TMM4.

### III.2.1.2 Plans réflecteurs structurés

Dans les simulations précédentes, les motifs étaient disposés au-dessus du plan de masse sur un matériau de permittivité relative égale à 1. Pour la réalisation, nous nous sommes intéressés

aux matériaux ayant une permittivité relative peu élevée. Notre choix s'est porté sur le matériau ROGERS RT5880 de permittivité relative 2,2.

Le constructeur propose plusieurs épaisseurs de 0.005" soit (0,127 mm) à 0.125" (soit 3,175 mm), il faudra choisir laquelle convient le mieux à l'application antenne B.I.E.. Pour cela, nous utiliserons le facteur commun décrit § II.5.1.5.

### **III.2.2 Dimensionnement des plans réflecteurs**

Une fois les matériaux choisis, il faut en déterminer les différentes grandeurs et épaisseurs. Nous allons utiliser le programme analytique qui permet de prévoir le comportement en dépointage de l'antenne pour un empilement de diélectriques, une hauteur de cavité et une configuration de plan réflecteur donnés. Les caractéristiques du matériau diélectrique utilisé pour l'empilement de lames de TMM4 sont fixées par le constructeur, nous avons très peu de variations possibles. Les caractéristiques du plan réflecteur inférieur vont dépendre des grandeurs étudiées dans le chapitre précédent. Certaines, concernant le matériau utilisé pour le substrat RT 5880 comme l'épaisseur ou la permittivité relative, sont déterminées par le fabricant et il faut donc jouer sur les autres paramètres pour obtenir le fonctionnement désiré de l'antenne. La variation de la hauteur de cavité permet d'ajuster la fréquence de fonctionnement.

#### **III.2.2.1 Utilisation du facteur commun**

Afin de dimensionner les motifs du plan réflecteur, nous allons utiliser le facteur commun défini dans le chapitre précédent § II.5.1.5 :  $\frac{\tau\sqrt{\epsilon_r}}{e}$  où  $\tau$  est la période des motifs,  $e$  l'épaisseur du substrat et  $\epsilon_r$  sa permittivité relative. Il va permettre de fixer la pente de la phase du coefficient de réflexion au niveau de la résonance. Le seul terme invariant est la permittivité du matériau :  $\epsilon_r = 2,2$ . Nous venons de voir que ROGERS, le fabricant du RT 5880 propose différentes épaisseurs pour ce matériau. Nous allons choisir celle qui correspond le mieux à notre application. En fonction du facteur commun, il faut déterminer un couple  $(\tau, e)$  qui correspond.

Dans le chapitre précédent au § II.6.2.1, la valeur du facteur commun de la structure utilisée est de  $\frac{37,5\sqrt{1}}{0,75} = 50$ . Nous choisissons donc de garder cette valeur pour la réalisation.  $\epsilon_r$  étant fixé et les épaisseurs normalisées, la période sera adaptée en fonction de l'épaisseur du substrat choisi. Dans TAB. III.1, sont présentées les valeurs que doit prendre la période en fonction de celle de l'épaisseur si le facteur commun est égal à 50.

Épaisseur (mm)	Période correspondante (mm)
0,127	4,28
0,254	8,56
0,381	12,84
0,508	17,12
0,787	26,53
1,575	53,09
3,175	107,03

TAB. III.1 : Valeurs de la période pour un facteur commun de 50

La méthode de simulation utilisée pour caractériser la phase du coefficient de réflexion de la structure périodique ne nous permet pas de prendre en compte des périodes supérieures à la longueur d'onde, à savoir 37,5 mm à 8 GHz. Nous ne nous intéresserons donc pas aux deux dernières épaisseurs puisqu'elles nécessitent des périodes trop grandes. Par ailleurs nous ne souhaitons pas travailler avec un substrat trop mince pour des raisons technologiques. Nous choisissons donc d'utiliser une épaisseur de 0,787 mm et par conséquent une période de 26,5 mm. Il faut donc choisir la dimension des motifs sachant que l'on a besoin de deux structures, une qui permet à l'antenne de pointer dans l'axe et l'autre de dépointer à 20°.

### III.2.2.2 Choix de la dimension des motifs et de l'épaisseur des lames de diélectrique

L'étude de la dimension des motifs a été menée de front avec celle de l'épaisseur des lames de diélectrique car le choix de l'un dépend du choix de l'autre.

#### III.2.2.2.1 Influence de la dimension des motifs

Nous devons choisir les dimensions de motifs qui permettent à l'antenne de fonctionner suivant nos attentes. La variation de la taille des motifs entre les deux antennes doit nous permettre de modifier l'angle de pointage de 0° à 20°.

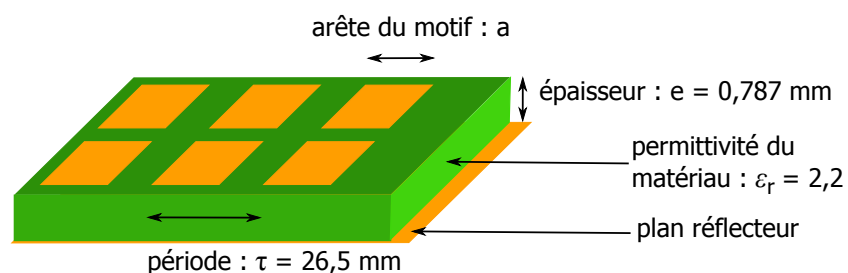


FIG. III.3 : Schéma et dimensions d'une période de la structure étudiée

Nous allons voir d'abord en incidence normale puis en incidence oblique le comportement en réflexion de la structure présentée FIG. III.3.

Nous avons étudié la structure pour  $a$  (arête du motif) variant de 9 mm à 14 mm. Les phases de coefficient de réflexion correspondantes sont présentées sur FIG. III.4.

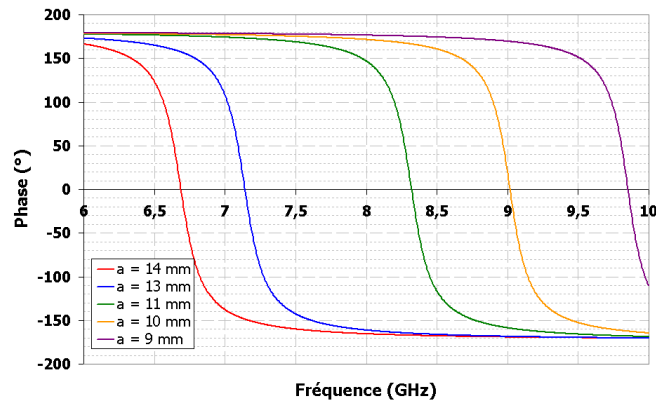


FIG. III.4 : Schéma et dimensions d'une période de la structure étudiée

On constate, conformément aux observations effectuées § II.5.1.1, que plus le motif est grand et plus sa fréquence de résonance est faible. Et pour une fréquence donnée, par exemple  $f = 8$  GHz, les valeurs de phase sont bien différentes les unes des autres.

Nous présentons ensuite le fonctionnement en incidence oblique pour  $\theta$  variant de  $0^\circ$  à  $60^\circ$ , pour  $\phi = 0^\circ$  en polarisation TE et TM (FIG. III.5) pour trois valeurs de  $a$  : 9 mm, 11 mm et 13 mm.

On constate que le comportement en réflexion du plan réflecteur structuré est quasiment le même malgré la variation de polarisation. À la fréquence de travail 8 GHz, les valeurs de phase sont bien différentes suivant les structures. Pour la structure dont les motifs mesurent 11 mm de côté, la résonance est située proche de la fréquence de travail. Nous verrons plus loin quelles peuvent en être les incidences.



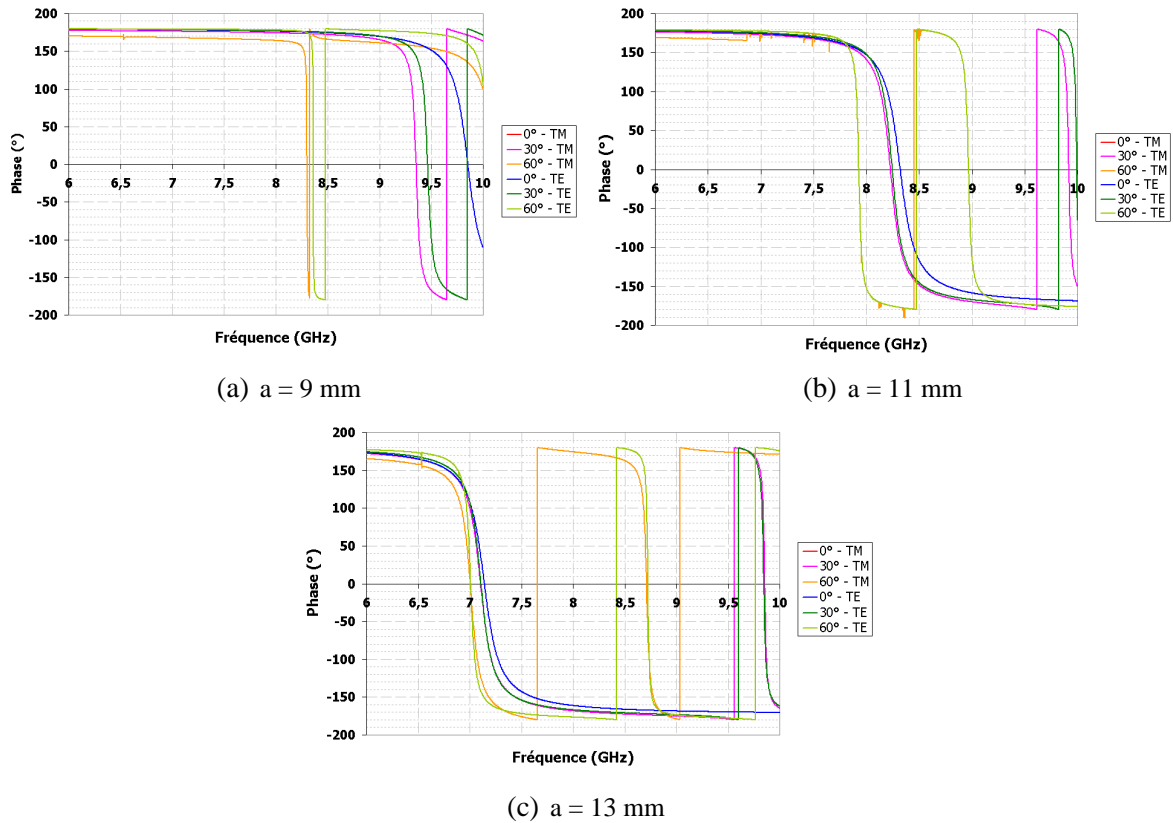


FIG. III.5 : Phase du coefficient de réflexion de plan réflecteur de taille de motifs élémentaires différente, en polarisation TM et TE

#### III.2.2.2.2 Prise en compte de l'épaisseur des lames de TMM4

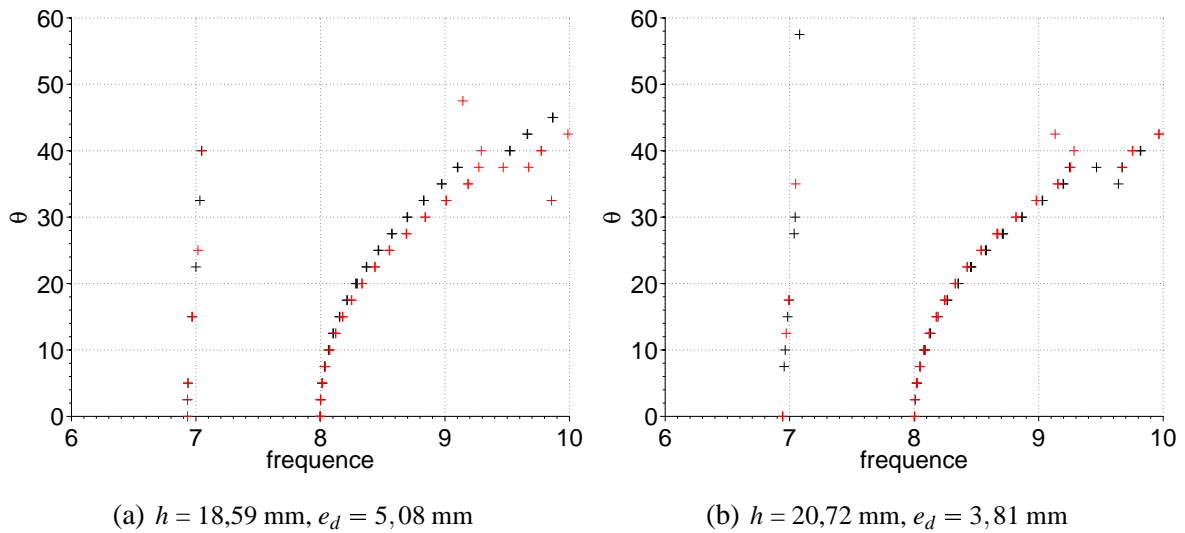
Dans ce paragraphe, nous allons utiliser l'outil analytique basé sur l'équation :

$$-2k_0h \cos \theta + \angle_{PRI} + \angle_{PRS} = 2n\pi \quad (\text{III.1})$$

où  $h$  est la hauteur de cavité,  $k$  est le vecteur d'onde,  $\theta$  est l'angle de pointage,  $\angle_{PRI}$  est la phase du coefficient de réflexion de l'interface inférieure de la cavité (le plan réflecteur) et  $\angle_{PRS}$  est la phase du coefficient de réflexion de l'interface supérieure (le B.I.E.).

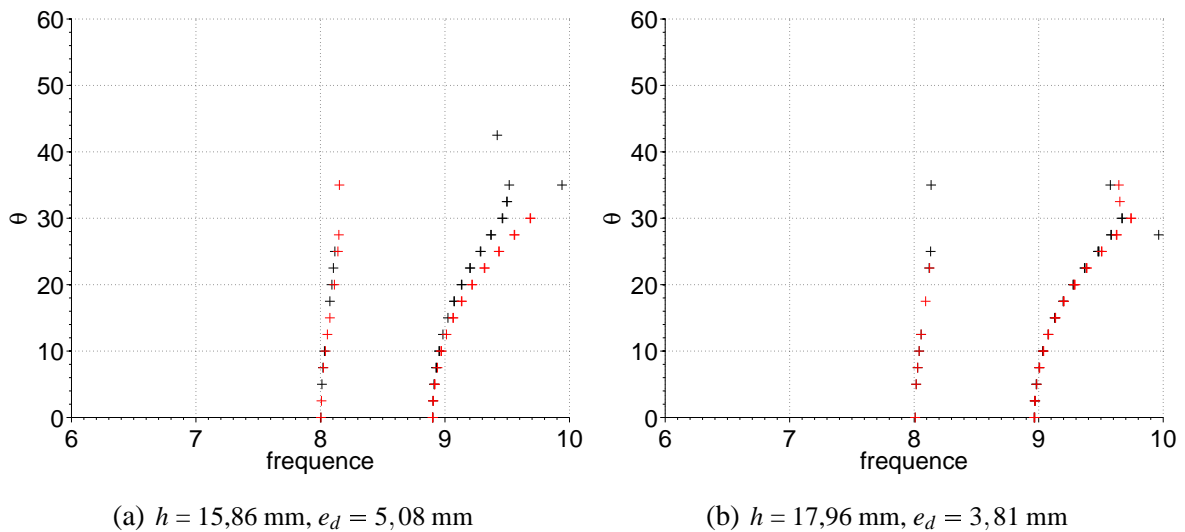
Grâce à cet outil, nous allons pouvoir comparer le comportement en dépointage d'antennes théoriques. Leur plan réflecteur inférieur peut être l'une des trois structures étudiées précédemment. L'épaisseur  $e_d$  des lames de diélectrique du plan réflecteur supérieur peut prendre les deux valeurs 3,81 mm ou 5,08 mm. De plus, nous pouvons retrouver la hauteur de cavité  $h$  permettant d'obtenir un dépointage nul, quelle que soit l'épaisseur  $e_d$  des lames de diélectrique (variation de  $\angle_{PRS}$ ) et ce pour les trois structures précédemment caractérisées en réflexion.

Les courbes de direction de pointage en fonction de la fréquence sont calculées (avec l'outil analytique) pour les deux épaisseurs de TMM4 retenues : 5,08 mm (a) et 3,81 mm (b). Pour chaque diagramme, la hauteur de cavité qui permet un pointage dans l'axe à 8 GHz est spécifiée (FIG. III.6 à III.8).



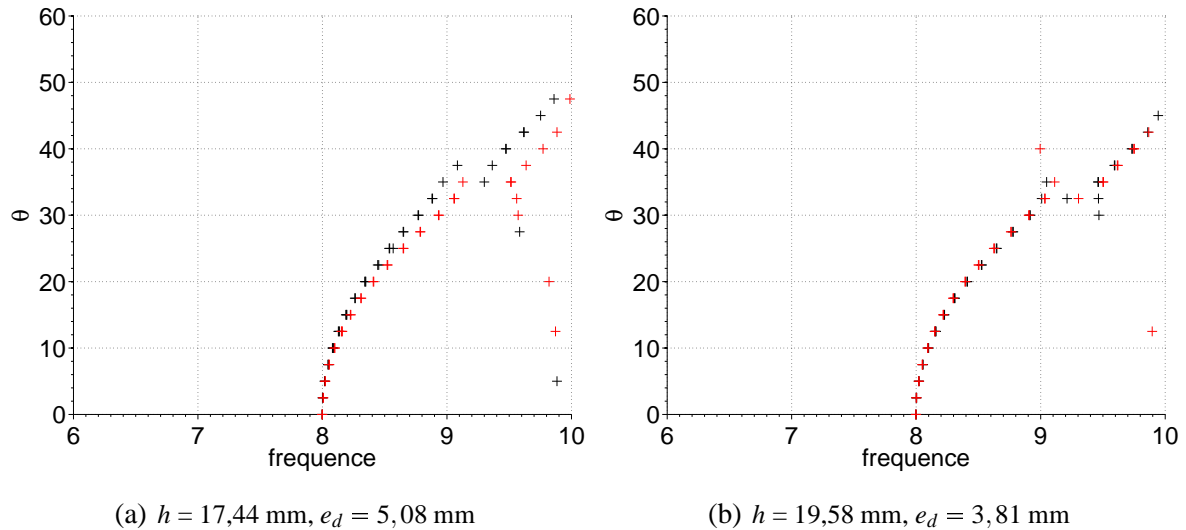
**FIG. III.6 :** Prédiction de dépointage avec le code analytique pour deux valeurs d'épaisseur des lames de TMM4 -  $a = 13 \text{ mm}$  - TM, TE

Sur FIG. III.6 à III.8, on constate que la polarisation (TM ou TE) a plus d'influence sur le dépointage en fonction de la fréquence pour une épaisseur de lames de diélectrique de 5,08 mm (a) que lorsque  $e_d = 3,81 \text{ mm}$  (b).



**FIG. III.7 :** Prédiction de dépointage avec le code analytique pour deux valeurs d'épaisseur des lames de TMM4 -  $a = 11 \text{ mm}$  - TM, TE

Sur FIG. III.7 on remarque une inflexion dans la variation du dépointage en fonction de la fréquence autour de 9,5 GHz. Ceci est dû à la proximité de la fréquence de résonance de cette structure et de la fréquence de travail 8 GHz.



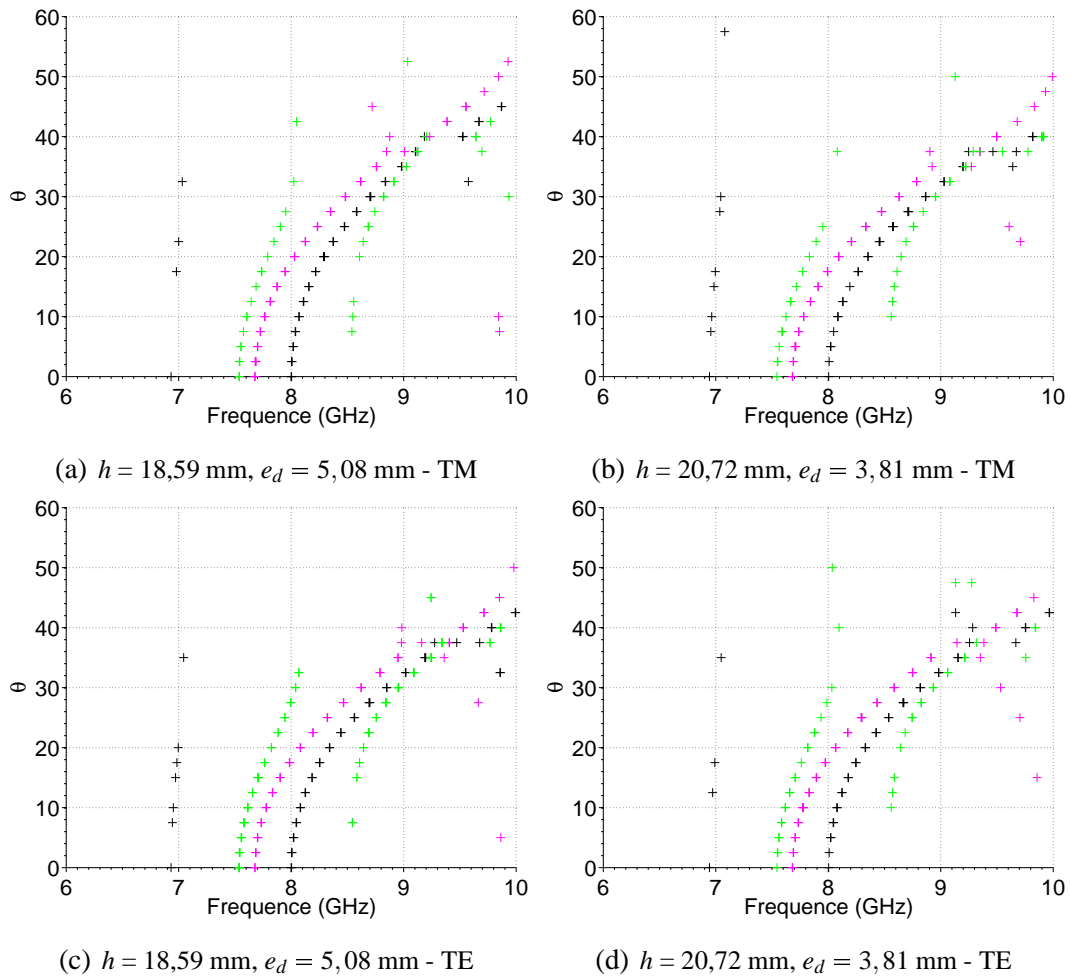
**FIG. III.8 :** Prédiction de dépointage avec le code analytique pour deux valeurs d'épaisseur des lames de TMM4 -  $a = 9$  mm - TM, TE

Il est donc possible, quelle que soit la taille des motifs d'obtenir un pointage dans l'axe à 8 GHz en ajustant la hauteur de la cavité.

### III.2.2.2.3 Choix d'une hauteur de cavité et d'une épaisseur de lames

Nous allons voir maintenant en gardant  $h$  (la hauteur de cavité) constante quelles sont les possibilités de dépointage pour les deux épaisseurs  $e_d$  de lames de diélectrique. Prenons  $h = 18,59$  mm quand  $e_d = 5,08$  mm et  $h = 20,72$  mm quand  $e_d = 3,81$  mm, soit un rayonnement à  $0^\circ$  pour l'antenne dont l'arête des motifs est  $a = 13$  mm et voyons le comportement de l'antenne avec les autres plans réflecteurs. La figure FIG. III.9 montre les prévisions données par le programme analytique avec chaque structure.

On constate qu'à 8 GHz, quand la taille des motifs varie, la valeur du dépointage varie également. On constate également sur ces courbes que lorsque l'épaisseur des lames de diélectrique est égale à 3,81 mm (et que la hauteur de la cavité est de 20,72 mm), les valeurs de dépointage sont moins élevées que lorsque l'épaisseur des lames est de 5,08 mm à taille de motifs constante. Par exemple, en polarisation TM, le dépointage qu'il est possible d'obtenir avec la



**FIG. III.9 :** Comportement en dépointage de l'antenne pour une hauteur fixée avec changement de plan réflecteur structuré -  $a = 13 \text{ mm}$ ,  $a = 11 \text{ mm}$ ,  $a = 9 \text{ mm}$

structure dont les motifs font 9 mm de côté est de  $20^\circ$  pour  $e_d = 5,08 \text{ mm}$  et de  $17^\circ$  pour  $e_d = 3,81 \text{ mm}$ . Nous choisissons de continuer l'étude avec cette première épaisseur.

#### III.2.2.2.4 Choix des dimensions des motifs

Une fois la valeur de l'épaisseur des lames de diélectrique TMM4 fixée, il faut maintenant choisir deux dimensions de motifs qui permettront d'obtenir un rayonnement dans l'axe d'une part et un rayonnement dépointé d'autre part.

Nous regardons les diagrammes de rayonnement pour les trois valeurs de taille de motifs et pour une hauteur de cavité  $h = 18,59 \text{ mm}$  constante et une épaisseur de lames de diélectrique  $e_d = 5,08 \text{ mm}$ . Afin d'effectuer les calculs rapidement, les dimensions latérales de l'antenne

sont d'environ  $10.\lambda$  à 8 GHz, soit 371 mm ( $\lambda$  est la longueur d'onde). On s'attend à trouver des lobes secondaires importants surtout pour les rayonnements dépointés.

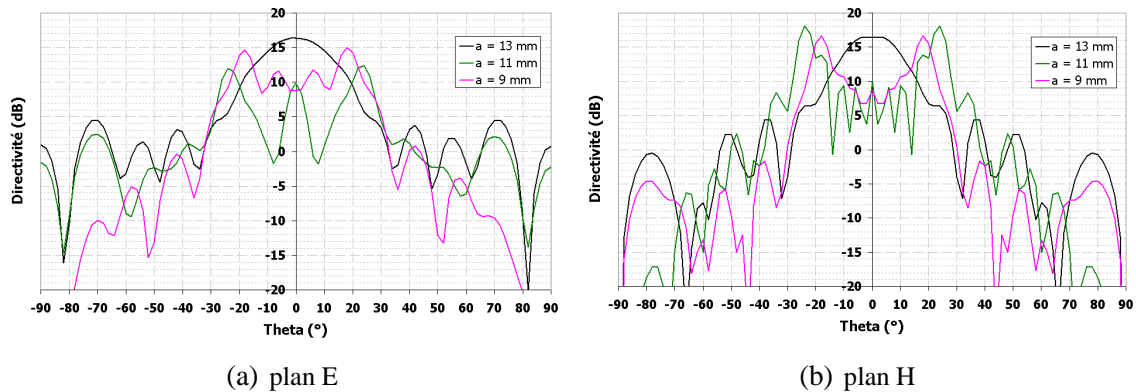


FIG. III.10 : Diagrammes de rayonnement pour différentes dimensions de motifs

Les diagrammes de rayonnement à 8 GHz des antennes ayant des plans réflecteurs structurés différents (FIG. III.10) montrent bien qu'il est possible d'obtenir un dépointage uniquement en jouant sur la phase de leur coefficient de réflexion.

Le rayonnement étant dans l'axe pour la structure dont l'arête des motifs est  $a = 13$  mm, nous choisissons pour le dépointage de  $18^\circ$  la structure dont l'arête des motifs est  $a = 9$  mm. En effet, nous voyons pour la structure dont les arêtes sont de  $a = 11$  mm (FIG. III.7) que la résonance est proche de 8 GHz et cela pourrait perturber le fonctionnement de la cavité et de l'antenne B.I.E.. De plus, même si le diagramme de rayonnement de l'antenne avec les motifs de 11 mm de côté dans le plan E est meilleur que les autres, ce n'est pas le cas dans le plan H. Nous préférons le diagramme de rayonnement de l'antenne avec les motifs de 9 mm de côté car il est plus homogène entre le plan E et le plan H.

C'est pourquoi le choix se porte sur la structure dont l'arête des motifs est  $a = 9$  mm pour réaliser du dépointage. De plus, la valeur du dépointage pour cette structure est légèrement inférieure au prévision du programme analytique. Nous verrons dans un prochain paragraphe (§ III.3.3.2) que ceci est dû aux dimensions latérales trop petites.

Les dimensions de motifs retenues pour les plans réflecteurs inférieurs des deux antennes sont :

- $a = 13$  mm pour l'antenne à rayonnement axial.
- $a = 9$  mm pour l'antenne à rayonnement dépointé de  $20^\circ$ .

Dans la suite du manuscrit, l'antenne à rayonnement axial peut être désignée comme « antenne  $a = 13$  » et l'antenne à dépointage comme « antenne  $a = 9$  ».

Nous avons également constaté un petit décalage en fréquence entre les prévisions du programme analytique et les simulations *CST* dû à un maillage trop grossier, cependant les deux types de diagrammes (analytique et *CST*) concordent. De même, on observe des lobes secondaires assez élevés qui sont dus à des dimensions latérales d'antenne trop petites, surtout pour le dépointage. Cependant, l'objectif est surtout de montrer la possibilité de faire varier l'angle de pointage en modifiant les caractéristiques du plan réflecteur inférieur.

### **III.2.3 Dimensionnement de l'antenne**

Nous allons voir ici comment dimensionner au mieux l'antenne. Jusqu'ici, nous avons utilisé une maille assez grossière pour éviter des temps de calcul trop longs, de même les dimensions latérales des antennes n'étaient pas optimisées entraînant des remontées de lobes secondaires importantes surtout en dépointage. Nous allons passer progressivement d'une antenne purement théorique (matériaux sans perte, source parfaite, ...) à un dispositif plus réaliste.

#### **III.2.3.1 Choix de l'excitation**

Jusqu'ici, toutes les antennes simulées sont excitées par un dipôle parfait placé au milieu de la cavité. C'est un simple fil alimenté par une tension. Afin d'être plus réaliste et en vue de la réalisation, ce dipôle qui « flotte » dans la cavité est remplacé par un patch posé sur le substrat, alimenté par une sonde passant à travers le plan de masse. Pour l'instant, la sonde d'alimentation du patch n'est pas dimensionnée, il s'agit d'un fil alimenté par une tension. Cette sonde est placée en décalage par rapport au centre afin d'induire la circulation de courant sur le patch et permettre ainsi le rayonnement de celui-ci. Le patch est placé au centre de la structure (suivant  $x$  et  $y$ ) et pour éviter la superposition du patch avec les motifs les plus au centre, nous utilisons (suivant  $x$  et  $y$ ) un nombre impair de motifs et le patch vient prendre la place de celui qui est placé au centre (FIG. III.11).

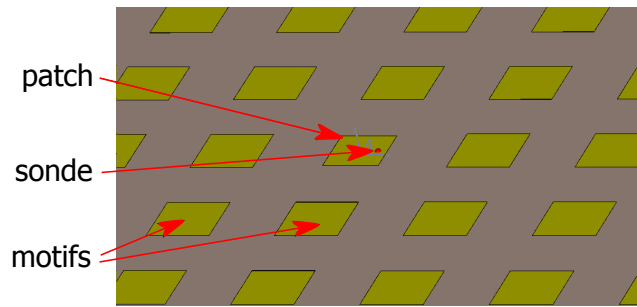


FIG. III.11 : Schéma du patch d'excitation remplaçant le motif central de la structure

Nous dimensionnons le patch pour qu'il fonctionne autour de 8 GHz, soit :  $\lambda_g/2 = 12,6$  mm, cette dimension reste fixe et ne dépend pas de la taille des motifs (qui est de 13 mm et 9 mm). Nous comparons les diagrammes de rayonnement des antennes excitées par un patch à celles excitées par un dipôle (FIG. III.13 et III.12)

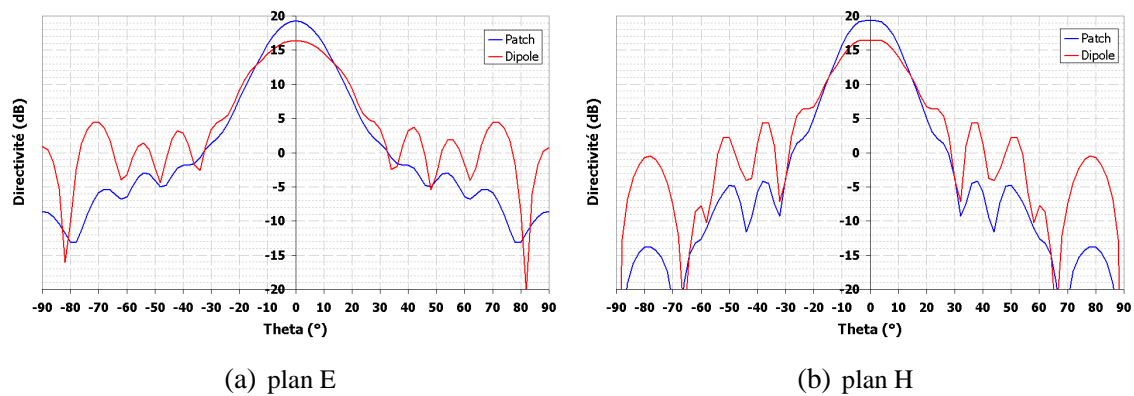


FIG. III.12 : Comparaison de diagramme de rayonnement suivant l'excitation utilisée - Structure  $a = 13$  mm

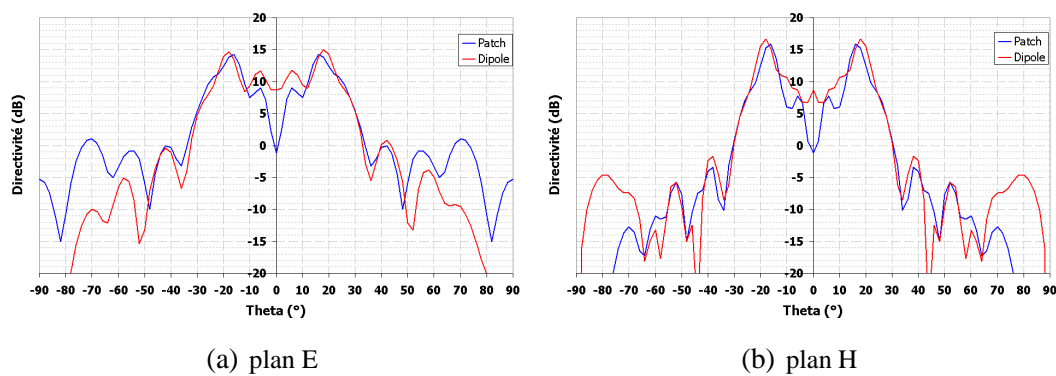


FIG. III.13 : Comparaison de diagramme de rayonnement suivant l'excitation utilisée - Structure  $a = 9$  mm

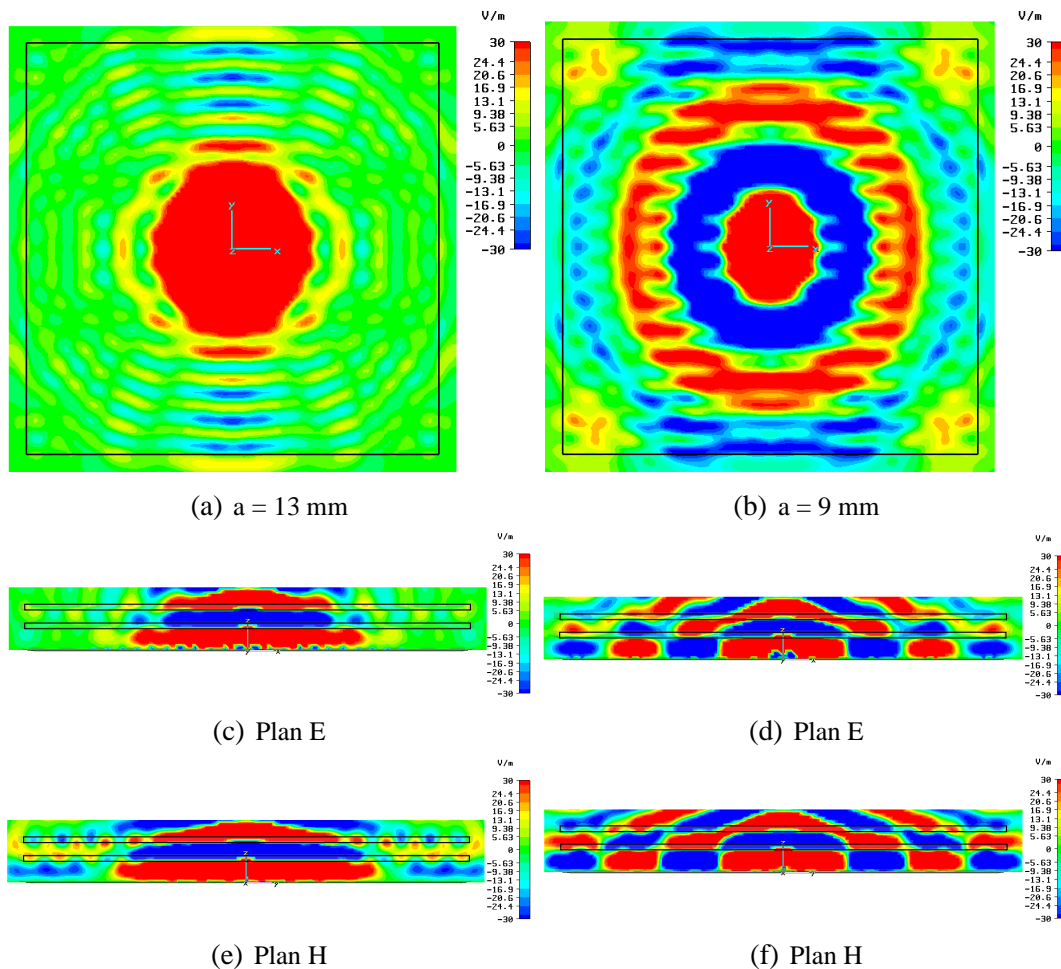
Nous voyons que l'utilisation du patch ou du dipôle n'a que peu d'incidence sur les diagrammes de rayonnement, on note même une augmentation de la directivité pour l'antenne avec patch. Les valeurs de dépointage sont quasiment les mêmes dans les deux plans. Par la suite, nous n'utiliserons plus qu'un patch pour alimenter les deux antennes.

### III.2.3.2 Choix des dimensions latérales

Un des principaux inconvénients des antennes B.I.E. est leur encombrement latéral. Dans le cas d'une antenne pointant dans l'axe, les champs électromagnétiques restent confinés au centre de l'antenne, par contre pour des antennes réalisant du dépointage, les champs se propagent parallèlement à la structure B.I.E. (telles des leaky waves [37]) jusqu'aux bords de l'antenne et sont très peu atténués entraînant la formation de lobes secondaires importants (FIG. III.14 (b)(d)(f)). Sur FIG. III.14 (a) et (b), le champ  $E_x$  d'une antenne de dimensions latérales d'environ  $10.\lambda$  à 8 GHz (soit 397 mm) est visualisé au-dessus des lames de diélectrique, c'est la tache de rayonnement. On constate qu'elle est plus étendue dans le cas du dépointage que dans celui de rayonnement dans l'axe. Sur FIG. III.14 (c)(d)(e)(f) est représenté  $E_x$  dans les deux plans de coupe verticaux des deux antennes. Dans le cas de l'antenne rayonnant dans l'axe, le champ s'atténue en s'éloignant du centre de l'antenne. Ce n'est pas le cas pour l'autre antenne : en bordure de structure le champ est toujours aussi intense et « s'échappe » par les côtés de l'antenne pouvant former des lobes secondaires importants dans le diagramme de rayonnement.

Pour bien visualiser ce phénomène, nous avons simulé deux autres antennes dont les côtés sont égaux à  $5.\lambda$  à 8 GHz (soit 187,5 mm) (FIG. III.15) et  $17.\lambda$  à 8 GHz (soit 637,5 mm) (FIG. III.16). Nous regardons la cartographie du champ  $E_x$  dans deux plans pour les deux antennes, ainsi que les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H (FIG. III.17).





**FIG. III.14 :** Cartographie du champ  $E_x$  dans les trois plans pour les deux structures ( $a = 13$  mm et  $a = 9$  mm) de dimensions latérales d'environ  $10.\lambda$  à 8 GHz (soit 397 mm)

Dans le cas d'une structure de dimension  $5.\lambda$  (FIG. III.15), on constate que pour  $a = 13$  (pointage dans l'axe), la tache de rayonnement au-dessus des diélectriques est contenue dans la totalité de la surface supérieure et de même sur la représentation dans le plan E, le champ s'étend dans toute la cavité. Cette dimension de  $5.\lambda$  est proche de la dimension optimale dans le cas d'un pointage dans l'axe. D'ailleurs sur les diagrammes de rayonnement correspondants (FIG. III.17 (a)(b)), on constate que la directivité est supérieure aux deux autres exemples. Dans le cas du dépointage, la tache de rayonnement « déborde » des limites latérales de l'antenne, et le champ rayonne non seulement par le dessus de l'antenne, mais aussi par les côtés. Sur les diagrammes de rayonnement (FIG. III.17 (c)(d)), on constate un lobe important à  $\theta = 0^\circ$ , ainsi qu'un décalage important de l'angle de pointage par rapport à celui prévu théoriquement ( $20^\circ$ ). Donc les dimensions latérales de  $5.\lambda$  ne sont pas suffisantes pour réaliser du dépointage.

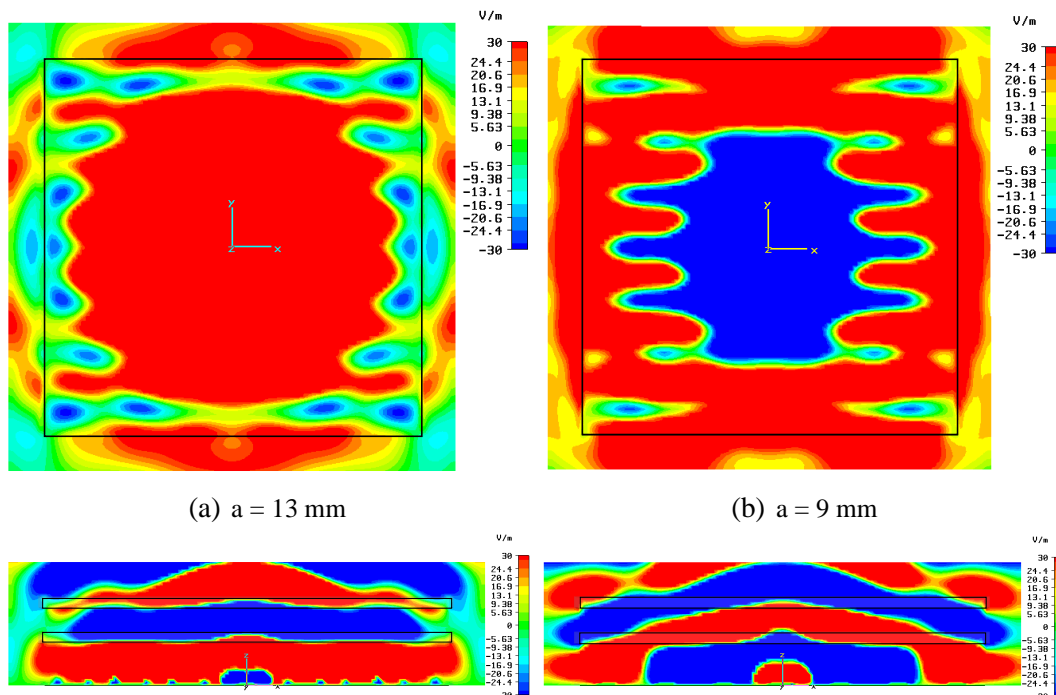


FIG. III.15 : Cartographie du champ  $E_x$  dans deux plans pour les deux structures ( $a = 13 \text{ mm}$  et  $a = 9 \text{ mm}$ ) de dimensions latérales d'environ  $5.\lambda$  à 8 GHz (soit 185,5 mm)

Voyons maintenant le comportement d'une antenne de dimensions latérales supérieures ( $17.\lambda$  à 8 GHz).

Dans le cas d'une antenne B.I.E. de dimensions latérales d'environ  $17.\lambda$  à 8 GHz (FIG. III.16), la tache de rayonnement du champ  $E_x$  n'occupe qu'une partie de la surface de rayonnement. De même, sur la représentation de ce champ dans le plan E on voit que le champ est bien atténué au niveau des bords de l'antenne. Dans le cas d'un pointage dans l'axe, cette antenne est sur-dimensionnée et donc la directivité n'est pas optimale, d'où la perte de quelques dB par rapport à la structure de dimension  $5.\lambda$  (FIG. III.17 (a)(b)). Dans le cas du dépointage, on constate également une bonne atténuation du champ au bord de l'antenne. La conséquence est visible sur les diagrammes de rayonnement (FIG. III.17 (c)(d)) : pas de lobe important à  $\theta = 0^\circ$  et la valeur de dépointage est celle prévue théoriquement ( $20^\circ$ ).

Les dimensions latérales de l'antenne influencent le comportement des antennes quelles que soient leurs propriétés en dépointage. Dans le cas d'un rayonnement dans l'axe, l'optimisation des dimensions permet d'obtenir une bonne directivité et dans le cas de dépointage, leur augmentation permet d'éviter les lobes parasites et permet également d'avoir un angle de pointage le plus proche de la théorie. Cependant, on ne peut pas augmenter les dimensions infiniment,

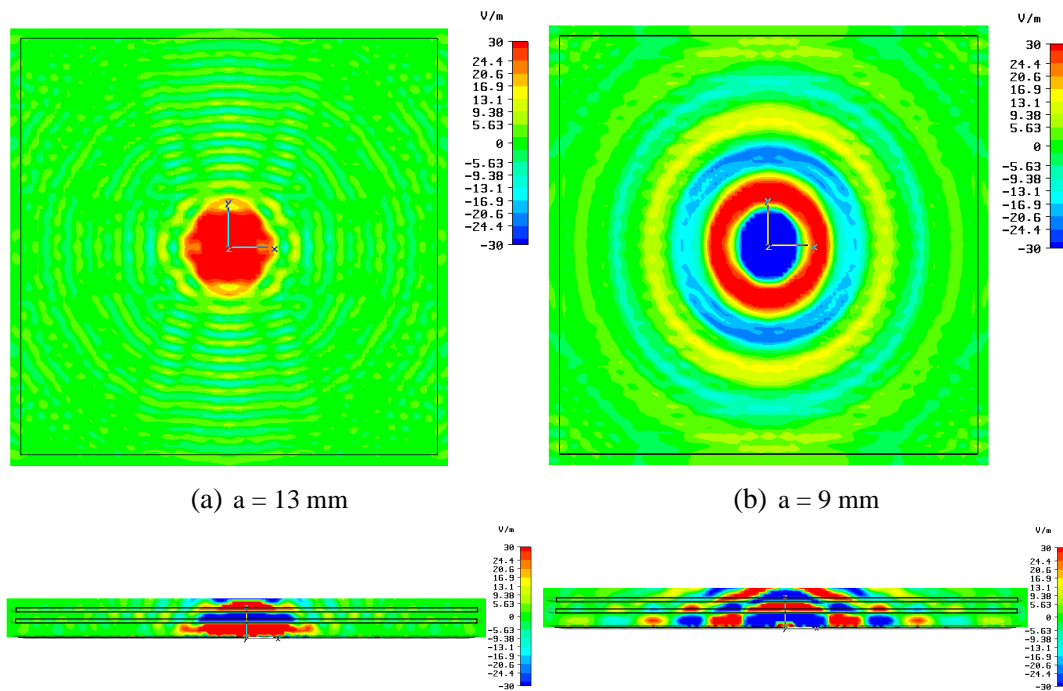


FIG. III.16 : Cartographie du champ  $E_x$  dans deux plans pour les deux structures ( $a = 13$  mm et  $a = 9$  mm) de dimensions latérales d'environ  $17.\lambda$  à 8 GHz(soit 662,5 mm)

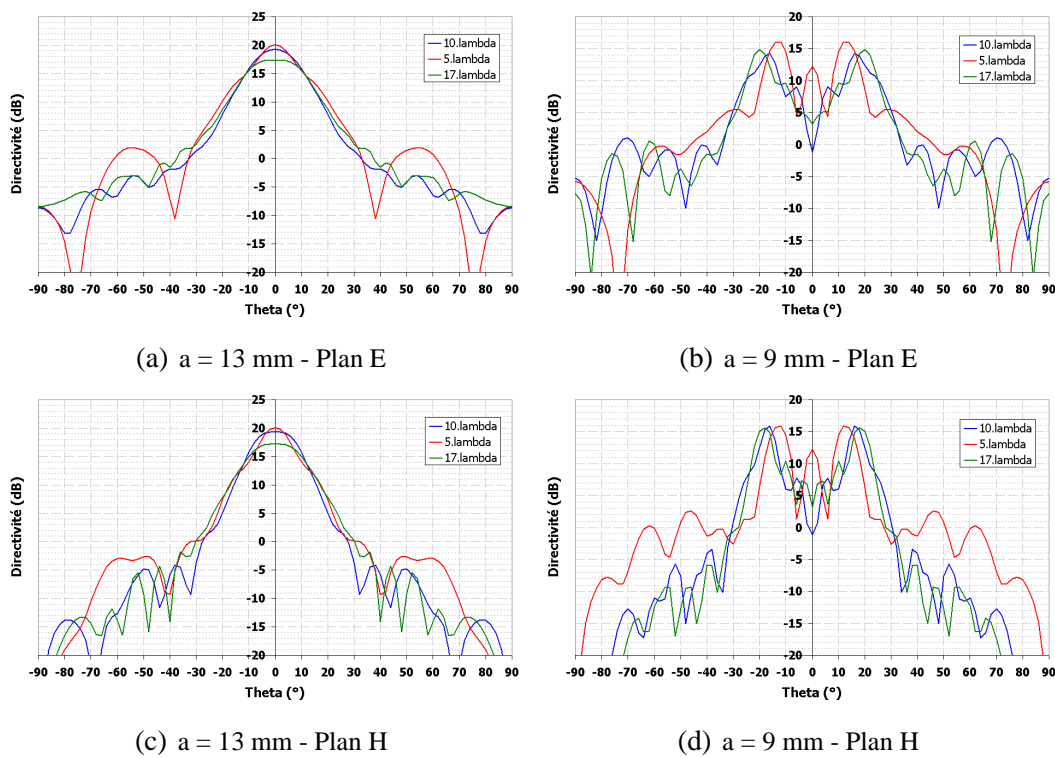


FIG. III.17 : Diagrammes de rayonnement dans les deux plans (E et H) pour les deux structures ( $a = 13$  mm et  $a = 9$  mm) de dimensions latérales différentes

les contraintes de réalisation demandent de faire des compromis entre qualité de rayonnement et encombrement.

Nous choisissons donc de garder une antenne carrée de dimensions latérales d'environ  $10.\lambda$  à 8 GHz : le côté de l'antenne devant être un multiple de la période des motifs, nous prenons  $15.\tau = 397,5$  mm (ou  $\tau$  est la période des motifs).

### III.2.3.3 Adaptation de l'antenne

Pour le moment, nous ne nous sommes pas occupés de l'adaptation des deux antennes. Une antenne est adaptée quand l'énergie fournie à l'antenne est acceptée par celle-ci. Dans la pratique, il y a toujours une partie de l'onde qui est réfléchie, mais elle doit être la plus petite possible : on regarde alors la valeur du paramètre  $S_{11}$  qui quantifie la proportion d'onde réfléchie. Il faut que la valeur du  $S_{11}$  soit la plus faible possible. Cette valeur est directement liée à l'impédance  $Z$  de l'antenne : pour avoir une antenne bien adaptée sur une source classique délivrant la puissance sous  $50 \Omega$ , l'impédance de l'antenne doit se rapprocher de  $50 \Omega$  à la fréquence de travail. Il faut faire en sorte que la partie réelle de l'impédance,  $\Re(Z) = 50 \Omega$  et que la partie imaginaire de l'impédance,  $\Im(Z) = 0 \Omega$ , à la fréquence de travail.

La figure FIG. III.18 présente les valeurs du paramètre  $S_{11}$  et de  $\Re(Z)$  et  $\Im(Z)$  pour les deux antennes avec un patch d'excitation identique. A la fréquence de travail 8 GHz, on constate tout d'abord que les deux antennes n'ont pas la même valeur pour le paramètre  $S_{11}$  (FIG. III.18 (a)). De plus les valeurs autour de 8 GHz sont trop élevées : -5 dB pour  $a = 13$  et -3,3 dB pour  $a = 9$ . Cela se confirme lorsqu'on observe la courbe de  $\Re(Z)$  (FIG. III.18 (b)), les valeurs sont trop basses dans les deux cas : autour de  $20 \Omega$  à 8 GHz au lieu de  $50 \Omega$ .  $\Im(Z)$  est environ égale à -25 dB à 8 GHz (FIG. III.18 (c)), il faut essayer de réduire encore pour atteindre une valeur proche de 0 dB.

L'adaptation d'une antenne B.I.E. est difficile car la cavité résonante est très sensible. De plus, il n'est pas possible d'adapter la source séparément : tout l'environnement (plaques de diélectrique, plan réflecteur structuré) joue un rôle sur l'adaptation. Il faut donc s'occuper de l'antenne dans son ensemble.

Le fait qu'on veuille deux antennes qui diffèrent uniquement par le plan réflecteur inférieur entraîne une difficulté supplémentaire : une source adaptée avec l'antenne pointant dans l'axe ne

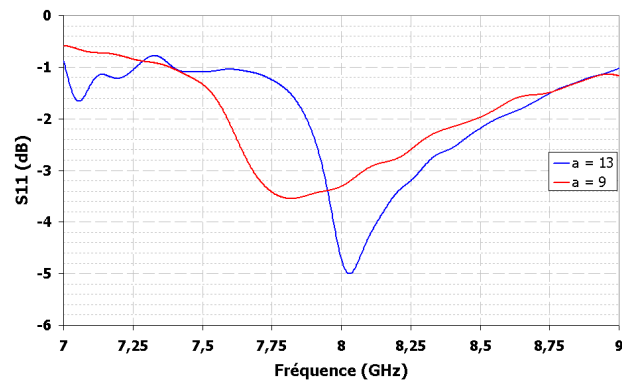
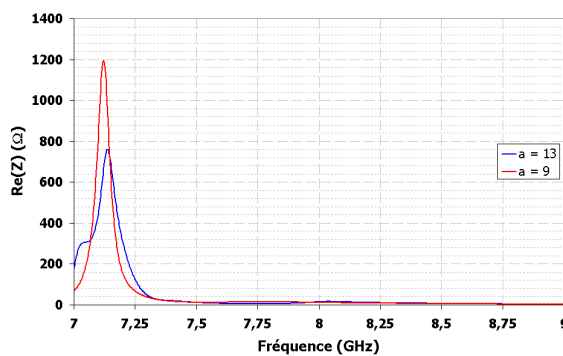
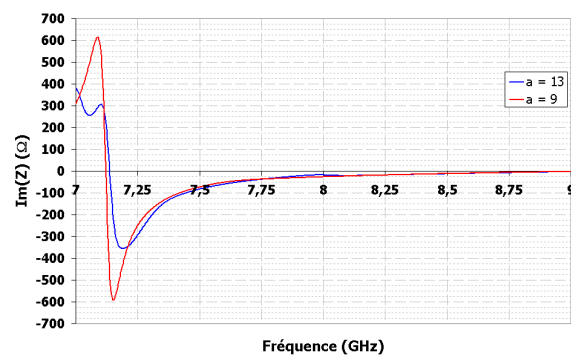
(a)  $S_{11}$ (b)  $\Re(Z)$ (c)  $\Im(Z)$ 

FIG. III.18 : Visualisation de l'adaptation des deux antennes

le sera pas forcément avec l'antenne dépointant à  $20^\circ$ . Il va sûrement falloir faire un compromis pour avoir une adaptation correcte pour les deux antennes.

Les éléments qui nous permettent de jouer sur le paramètre  $S_{11}$  et donc sur l'impédance de l'antenne sont le choix et les dimensions du connecteur, la longueur de la sonde coaxiale, l'emplacement de la connection entre la sonde et le patch.

### III.2.3.3.1 Choix du connecteur

Classiquement, nous utilisons une sonde coaxiale traversant le plan de masse pour exciter le patch d'une antenne B.I.E. (FIG. III.19 (c)). Cela évite d'introduire un circuit planaire à l'intérieur de la cavité ce qui pourrait perturber son fonctionnement.

Nous avons le choix entre deux connecteurs de dimensions différentes (FIG. III.19), le premier est un connecteur SMA classique  $50 \Omega$  (connecteur 1) et le second (connecteur 2) est plus petit et pourrait améliorer l'adaptation dans notre cas. Les dimensions des connecteurs sont pré-

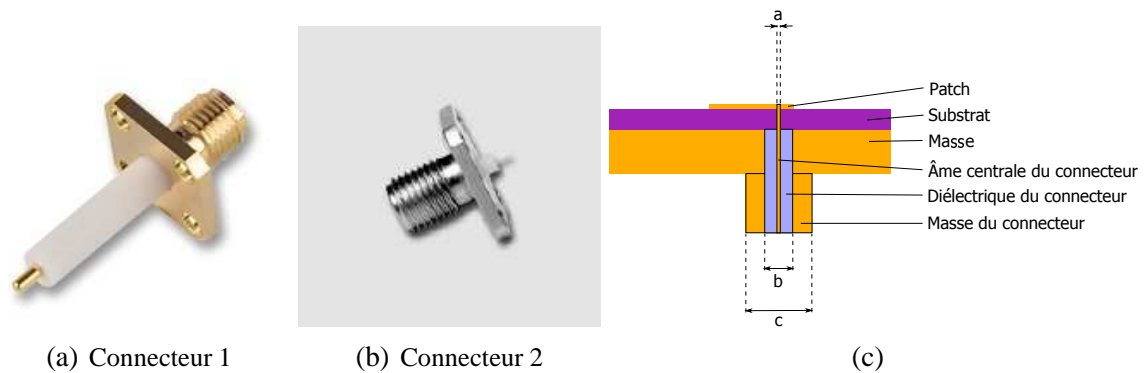


FIG. III.19 : Photos des deux connecteurs, schéma du connecteur modélisé pour la simulation avec CST

sentées dans le tableau TAB III.2. Le diélectrique est du téflon PTFE de permittivité relative 2,08.

Dimension	Connecteur 1	Connecteur 2
a (mm)	1,27	0,25
b (mm)	4,2	2,16
c (mm)	6	6

TAB. III.2 : Valeurs des dimensions des deux connecteurs

Les dimensions  $a$  et  $b$  sont fixées par le constructeur et la dimension  $c$  est définie arbitrairement pour la simulation, l'épaisseur de la masse n'a pas d'incidence sur l'excitation du patch. La longueur de l'âme centrale et du diélectrique sont adaptables en fonction de l'épaisseur du plan de masse, du substrat et du patch.

Nous comparons à présent l'influence de ces deux connecteurs sur l'adaptation des deux antennes (FIG. III.20).

Sur les courbes du paramètre  $S_{11}$ , on constate qu'il n'y a pas beaucoup de différence entre les deux connecteurs, mais le connecteur 1 semble donner une meilleure adaptation. Les courbes d'impédance ne varient pas quand le même connecteur est utilisé. Nous préférons garder pour la suite le connecteur classique 50  $\Omega$ . De plus la longueur de son âme centrale et du diélectrique est plus élevée que pour le connecteur 2. En effet, nous allons voir dans le prochain paragraphe qu'il est possible d'améliorer l'adaptation en surélevant le patch.

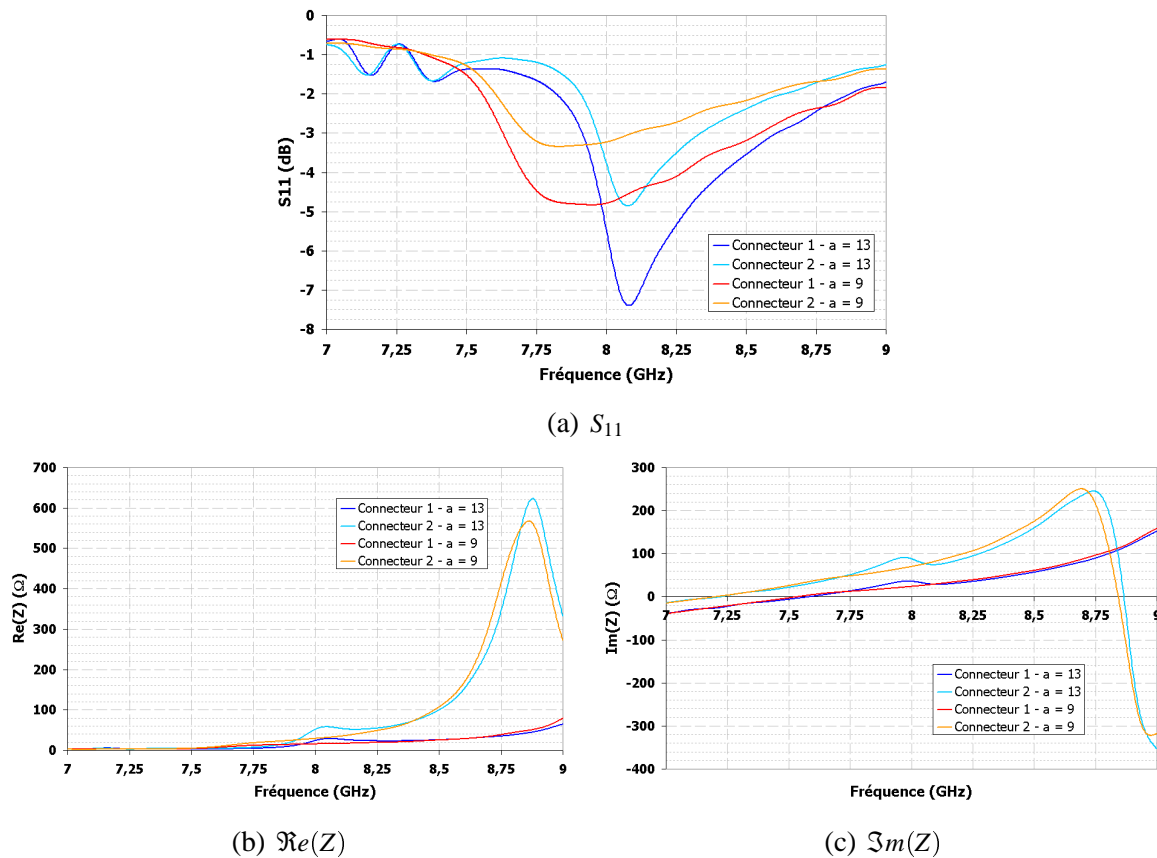
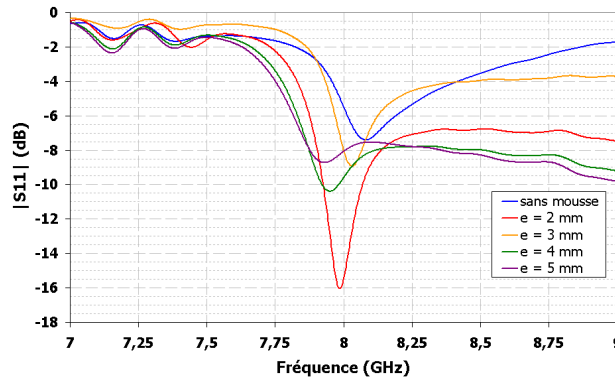


FIG. III.20 : Variation d'adaptation en fonction du connecteur utilisé

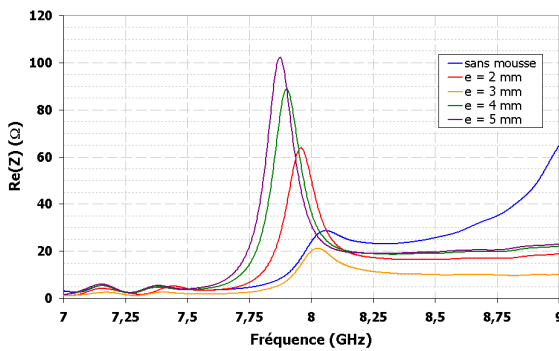
### III.2.3.3.2 Élévation et dimensions du patch

Le choix du connecteur n'est qu'une première étape dans l'adaptation de l'antenne. Nous voyons sur les figures FIG. III.20 que la valeur de la partie imaginaire de l'impédance est éloignée de 0. Pour la ramener proche de cette valeur, une technique est d'augmenter la longueur de la sonde excitant le patch. Pour cela, il faut surélever le patch. Cependant pour que le patch continue de reposer sur un matériau, nous choisissons d'utiliser une mousse métallisée pour réaliser le patch et en même temps le surélever par rapport au plan de masse. Sa permittivité relative est de 1,45. Les épaisseurs disponibles pour cette mousse vont de 2 à 5 mm.

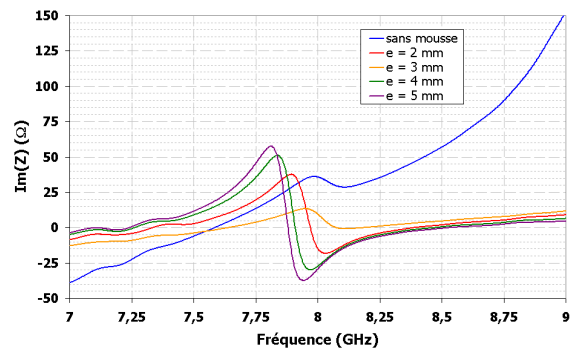
On constate sur les courbes du paramètre  $S_{11}$  (FIG. III.21 (a)) une amélioration de l'adaptation pour certaines valeurs d'épaisseur, notamment pour  $e = 2$  mm :  $S_{11} = -15$  dB à 8 GHz. Dans tous les cas, l'adaptation est meilleure que pour la structure où le patch n'est pas surélevé, à 8 GHz. La bonne performance de la structure  $e = 2$  mm s'explique par le fait que  $\Re(Z) \approx 50 \Omega$  (FIG. III.21 (b)).



(a)  $S_{11}$



(b)  $\Re(Z)$



(c)  $\Im(Z)$

FIG. III.21 : Variation d'adaptation en fonction de l'épaisseur de mousse sous le patch

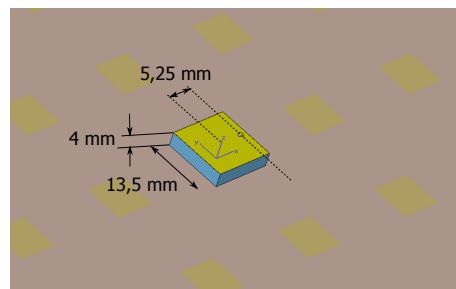


FIG. III.22 : Modélisation du patch surélevé avec ses dimensions

Les deux autres grandeurs que l'on peut modifier pour améliorer l'adaptation de l'antenne sont la dimension du patch ainsi que l'emplacement de la sonde d'excitation par rapport au centre du patch. Dans notre cas, une adaptation satisfaisante serait un paramètre  $S_{11}$  proche de -10 dB autour de 8 GHz.

Après de nombreux calculs de paramétrage, nous avons choisi les dimensions présentées FIG. III.22, qui permettent d'obtenir les paramètres  $S_{11}$  montrés FIG. III.23 (a). Ces dimensions donne une adaptation satisfaisante pour les deux antennes. Les diagrammes de rayonnement



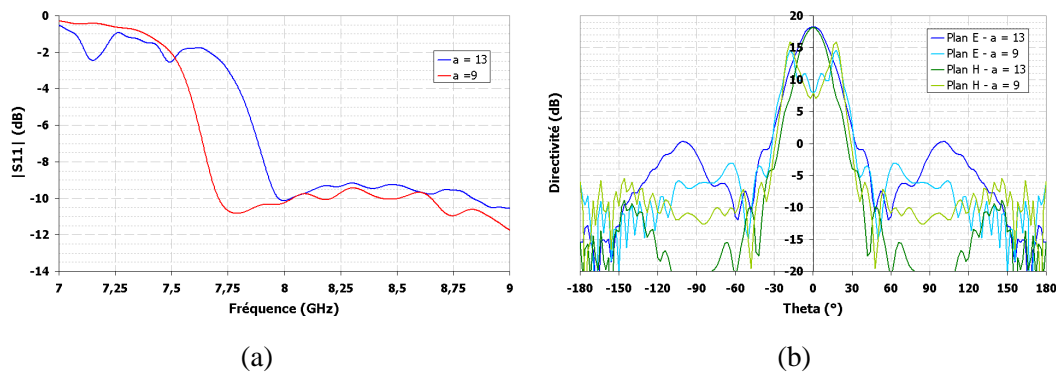


FIG. III.23 : Paramètre  $S_{11}$  et diagrammes de rayonnement pour les deux antennes

(FIG. III.23 (b)) montrent bien un rayonnement dans l'axe pour l'antenne  $a = 13$  et un dépointage de  $18^\circ$  pour l'antenne  $a = 9$ .

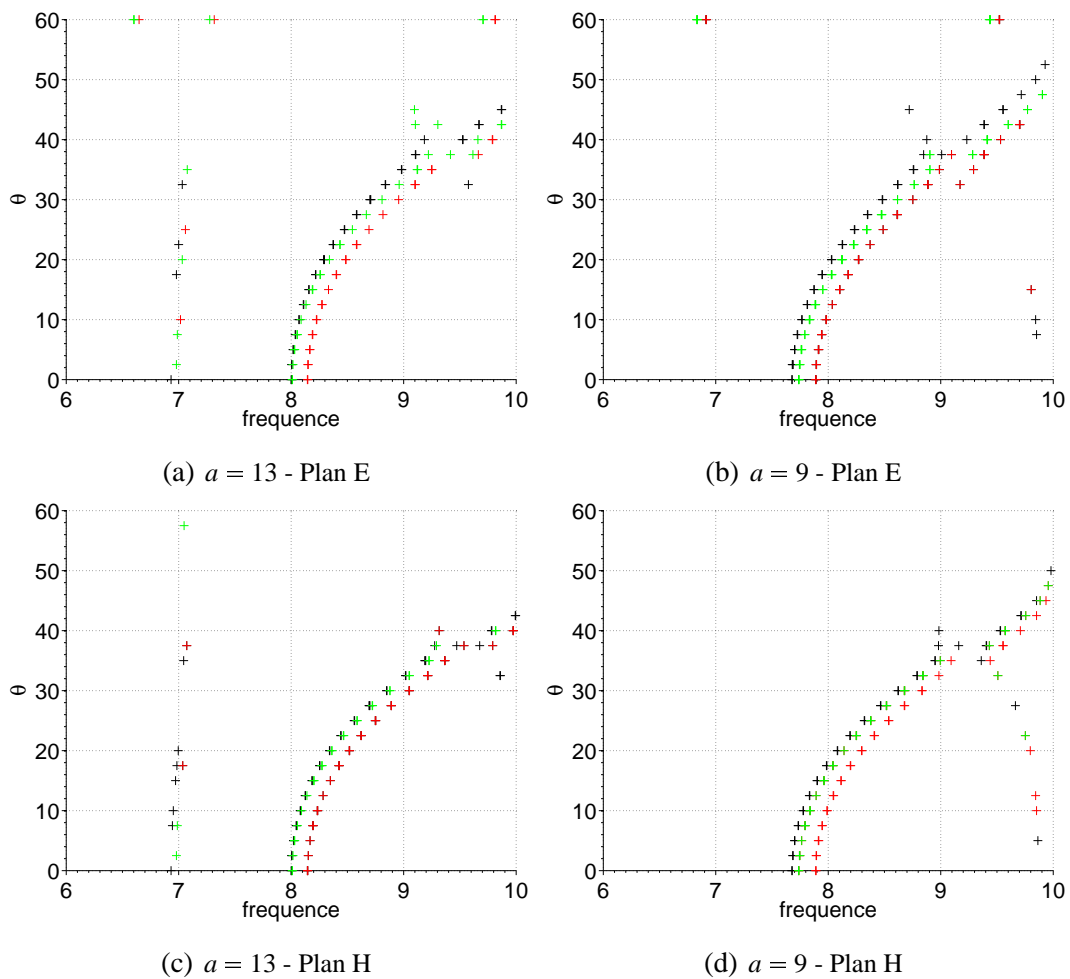
#### III.2.3.4 Remplacement du B.I.E.

Lors de la demande de devis, nous nous sommes aperçus que le matériau TMM4 était beaucoup trop cher pour notre application et nous avons dû réfléchir à un matériau de remplacement. Nous n'avons pas trouvé d'autres matériaux ayant une permittivité relative proche de 5 qui soit bon marché.

Nous avons donc pensé au Plexiglass, c'est un matériau peu cher. Cependant, sa permittivité relative est plus faible que le TMM4, elle est de 2,7. Afin de garder une directivité équivalente, nous utiliserons 3 lames empilées au lieu de deux. D'après les abaques de L. LÉGER (FIG. III.2) [12], 3 lames de permittivité relative 2,7 permettent d'espérer une directivité de 20-21 dB. L'épaisseur de ce matériau est fixé à 6 mm.

Le fait de changer de permittivité relative et d'augmenter le nombre de lames perturbe très légèrement le fonctionnement de l'antenne B.I.E. § II.6.1.2 donc il faut très légèrement modifier la hauteur de la cavité afin de retrouver un pointage dans l'axe pour l'antenne  $a = 13$  (FIG. III.24).

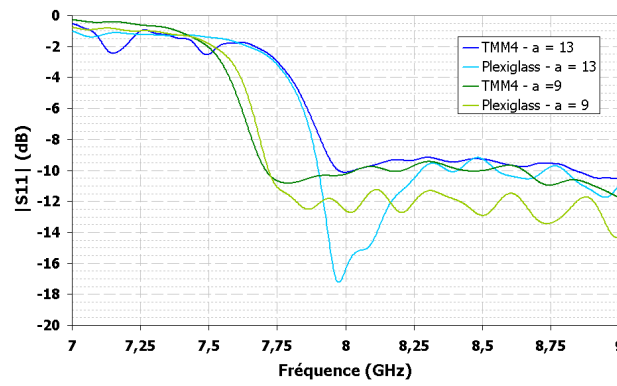
Nous voyons que le changement de matériau a peu d'influence sur le pointage dans l'axe après correction de la hauteur de cavité (FIG. III.24 (a) et (b)). Cependant, en ce qui concerne le dépointage à  $20^\circ$ , le remplacement de diélectrique entraîne une baisse de la valeur de dépointage (FIG. III.24 (c) et (d)). L'antenne ne dépointe plus qu'à  $16^\circ$ .



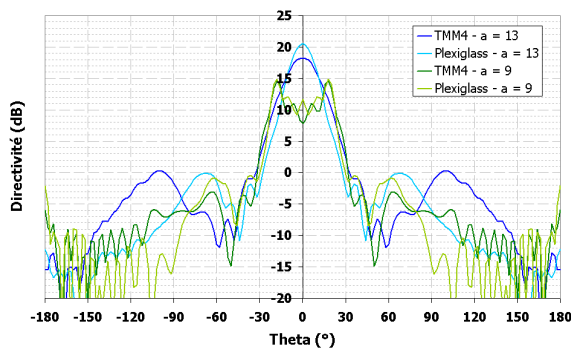
**FIG. III.24 :** Influence du changement de diélectrique pour l'interface supérieure de la cavité - TMM4 - Plexiglass sans correction de hauteur de cavité - Plexiglass avec correction -  $h = 19,23$  mm -  $e_d = 6$  mm -  $e_i = 9,68$  mm

Regardons maintenant l'influence de ce changement de matériau sur les diagrammes de rayonnement ainsi que sur l'adaptation des deux antennes (FIG. III.25).

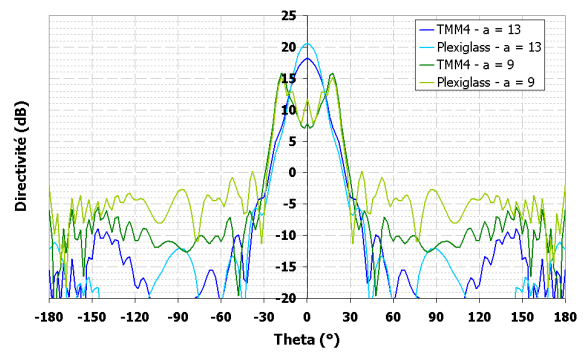
Le changement de matériau n'affecte quasiment pas le fonctionnement des antennes et les diagrammes de rayonnement ainsi que l'adaptation restent très satisfaisants pour notre application. Nous pouvons passer à la réalisation et la mesure de ces deux antennes.



(a)  $S_{11}$



(b) Plan E



(c) Plan H

FIG. III.25 : Influence du changement de matériau pour l'empilement de diélectriques

## III.3 RÉALISATION ET MESURES

### III.3.1 Réalisation

Nous abordons ici la réalisation proprement dite. Nous avons dû prendre en compte certaines contraintes telles que les dimensions latérales de l'antenne assez importantes : les gravures des motifs sur une plaque de  $457 \times 457 \text{ mm}^2$  ne peuvent pas être faites n'importe où. Il fallait également trouver un moyen de plaquer le substrat des motifs sur un plan de masse permettant de rigidifier l'ensemble, en effet le RT5880 étant très fin (0,787 mm), le matériau est assez souple. De plus, nous avons dû réfléchir au moyen de solidariser les lames de Plexiglass au reste de l'antenne tout en gardant à l'esprit que la partie inférieure de l'antenne doit pouvoir être facilement permutable entre les deux structures de motifs différents. Cette réalisation a fait intervenir plusieurs sociétés.

Nous allons tout d'abord aborder les différentes phases de réalisation et l'influence de celles-ci sur le fonctionnement de l'antenne. Il ne faut pas que les choix technologiques effectués soient trop préjudiciables aux performances des deux antennes. Ensuite nous analyserons les mesures obtenues.

Les deux plans réflecteurs structurés ont été gravés dans deux plaques de RT5880 de dimensions  $457 \times 457 \text{ mm}^2$ . Nous voulons garder une marge afin de pouvoir fixer les entretoises servant à tenir les lames de diélectriques sans empiéter sur les motifs. Nous avons fait faire la gravure des motifs par la société *Lithos* basée à Rennes. A cause d'une erreur de centrage de la machine de gravage, les bords de chaque structure ont dû être découpés afin de garder un alignement entre les motifs et les bords de la plaque. Les dimensions du substrat supportant les motifs ne font plus que  $400 \times 400 \text{ mm}^2$ .

Afin de rigidifier l'ensemble de la structure et pour avoir de l'épaisseur pour visser le connecteur de l'excitation, il faut coller la plaque de substrat sur un plan métallique. C'est l'entreprise *Prototig* qui s'est chargée de cette partie (ainsi que du reste de la réalisation).

En raison des dimensions du substrat de RT5880, il a été décidé que le plan métallique serait plus large que le substrat (FIG. III.26). En effet, les plaques de Plexiglass doivent également être solidarisées du reste de l'antenne. Des entretoises métalliques ont été utilisées afin de faire tenir les lames de diélectriques au-dessus du plan de masse (FIG. III.27).

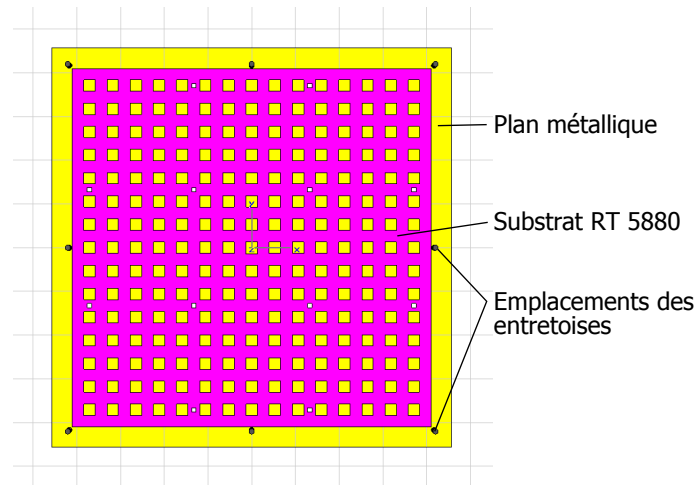


FIG. III.26 : Modélisation de l'antenne avec le plan métallique, le RT5880 et les entretoises

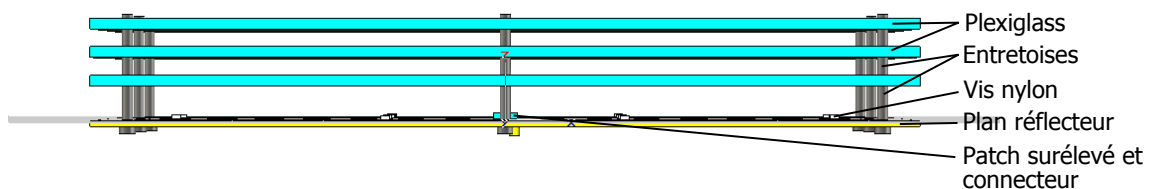


FIG. III.27 : Modélisation de l'antenne en prenant en compte les entretoises et les vis en nylon

Ces entretoises permettent également l'échange de plans réflecteurs. Ainsi, nous n'avons besoin que d'un jeu d'empilement de diélectriques et les plans réflecteurs ( $a = 9$  et  $a = 13$ ) sont interchangeable. Nous avons regardé l'influence de l'ajout de la plaque métallique et des entretoises sur le comportement des deux antennes (FIG. III.28, les courbes bleues représentent l'antenne simple et les courbes rouges prennent en compte la présence du plan de masse et des entretoises).

Nous constatons que ces choix technologiques ont peu d'effet sur le comportement en rayonnement des deux antennes à part une légère variation du dépointage. Cependant, on note une amélioration de l'adaptation en particulier pour la structure pointant dans l'axe ( $a = 13$  mm). Pour l'antenne  $a = 9$  l'adaptation est moins bonne mais le paramètre  $S_{11}$  reste proche de -10 dB.

A cause de contraintes technologiques de réalisation, il n'est pas possible de coller la plaque sur le plan de masse, il a donc été décidé de la fixer avec de petites vis en nylon solidarissant ainsi l'ensemble. La figure FIG. III.26 présente la modélisation des deux antennes en tenant compte des contraintes de réalisation (entretoises et vis en nylon).

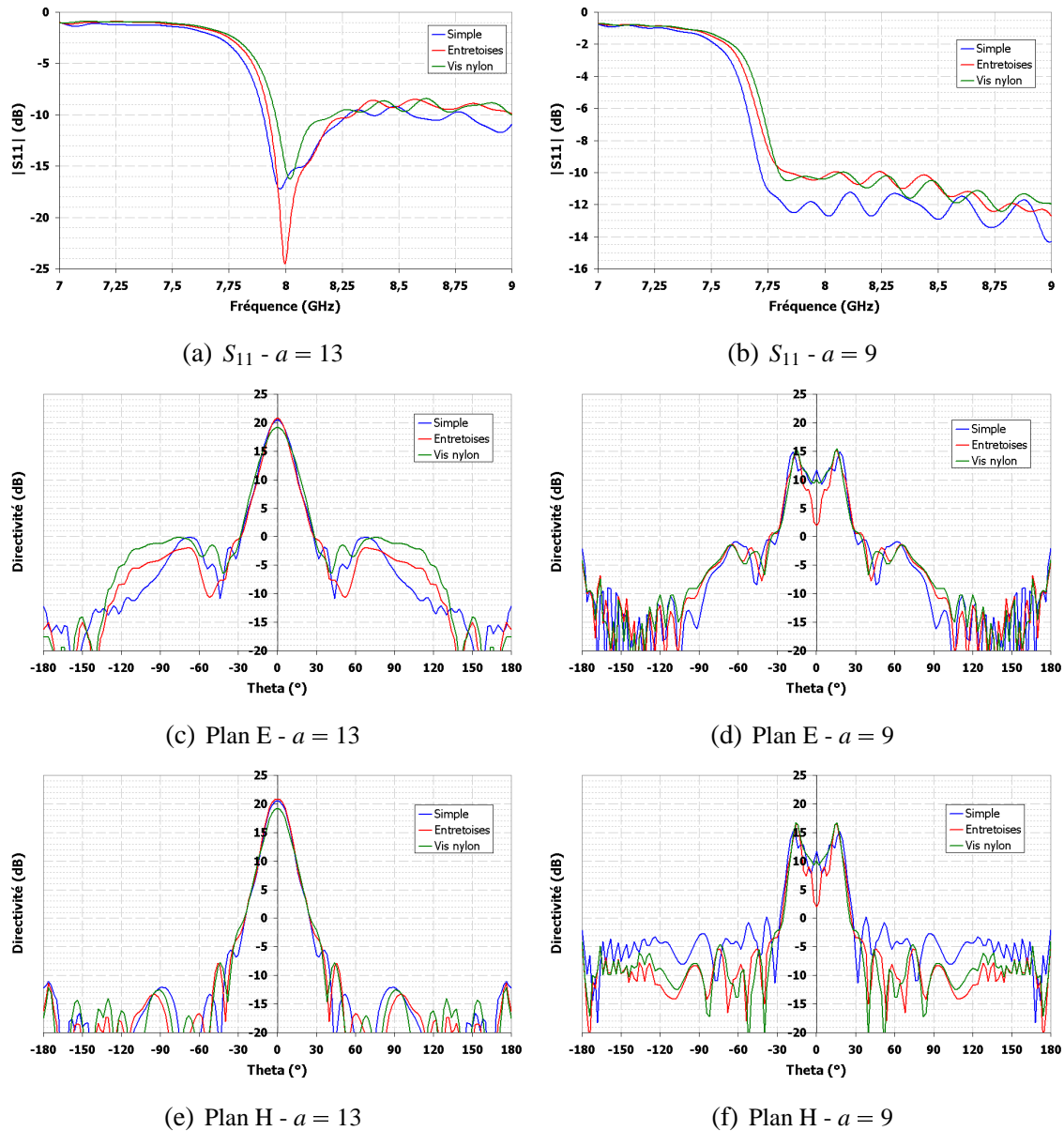
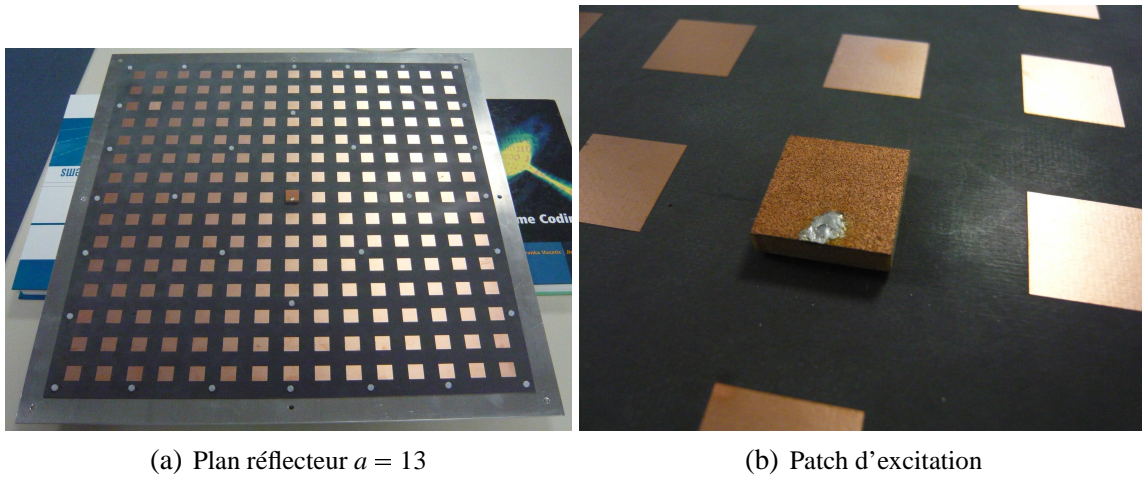


FIG. III.28 : Simulations de l'influence sur le paramètre  $S_{11}$  et les diagrammes de rayonnement de l'ajout d'entretoises puis de vis en nylon aux deux antennes

Nous avons simulé l'influence éventuelle de ces petites vis sur les diagrammes de rayonnement des deux antennes, ainsi que sur l'adaptation (FIG. III.28, courbes vertes). Les diagrammes de rayonnement ne varient pas beaucoup. L'adaptation est un peu moins bonne pour l'antenne  $a = 13$  mais reste satisfaisante. Pour l'antenne à dépointage, l'ajout des vis en nylon ne change pas l'adaptation.

La figure FIG. III.29 présente des photos du plan réflecteur  $a = 13$  avec un gros plan sur le patch d'excitation surélevé.

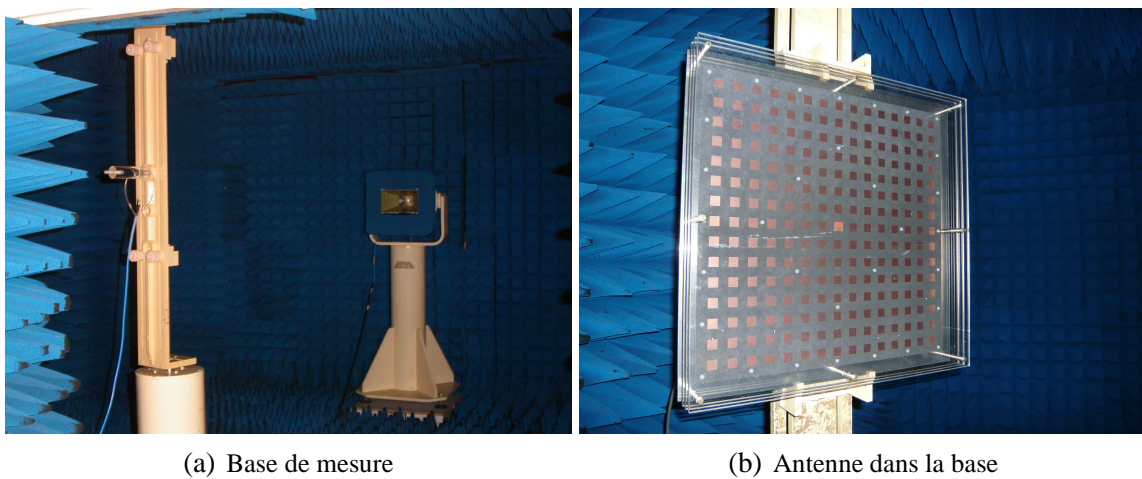
(a) Plan réflecteur  $a = 13$ 

(b) Patch d'excitation

**FIG. III.29 :** *Plan réflecteur de l'antenne pointant dans l'axe et gros plan sur le patch d'excitation*

### III.3.2 Mesures

Les mesures qui suivent ont été faites à XLIM dans la chambre anéchoïde. Elle permet de simuler un rayonnement en espace libre.



(a) Base de mesure

(b) Antenne dans la base

**FIG. III.30 :** *Vue de la chambre anéchoïde avec le cornet d'excitation et antenne réalisée fixée au support de mesures*

Nous avons pu ainsi mesurer le paramètre  $S_{11}$  et les diagrammes de rayonnement des deux antennes dans les plans E et H.

### III.3.2.1 Mesure du $S_{11}$

La première mesure a consisté à mesurer le paramètre  $S_{11}$  des deux antennes afin de le comparer aux résultats obtenus en simulation. Cela permet en effet de se faire une première opinion sur le fonctionnement de l'antenne. La figure FIG. III.31 présente les comparaisons entre simulations et mesures du paramètre  $S_{11}$  des deux antennes.

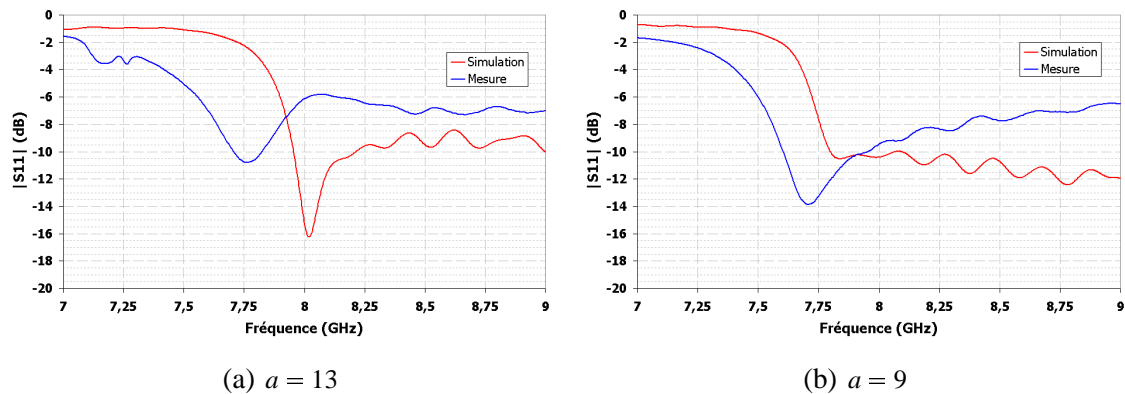


FIG. III.31 : Comparaison du paramètre  $S_{11}$  mesuré et simulé pour les deux antennes

On constate que les résultats de mesures du paramètre  $S_{11}$  sont décalés en fréquence par rapport aux simulations, entraînant un niveau de paramètre  $S_{11}$  assez élevé à 8 GHz, surtout pour l'antenne pointant dans l'axe (-6 dB). Ce décalage de 300 MHz est beaucoup trop important pour pouvoir être imputable à des erreurs de réalisation ou de mesures.

Après recherche de l'erreur, il s'avère que les simulations CST ont été faites avec des symétries dans les deux plans  $yOz$  et  $xOz$  de l'antenne créant ainsi deux excitations pour le patch au lieu d'une seule.

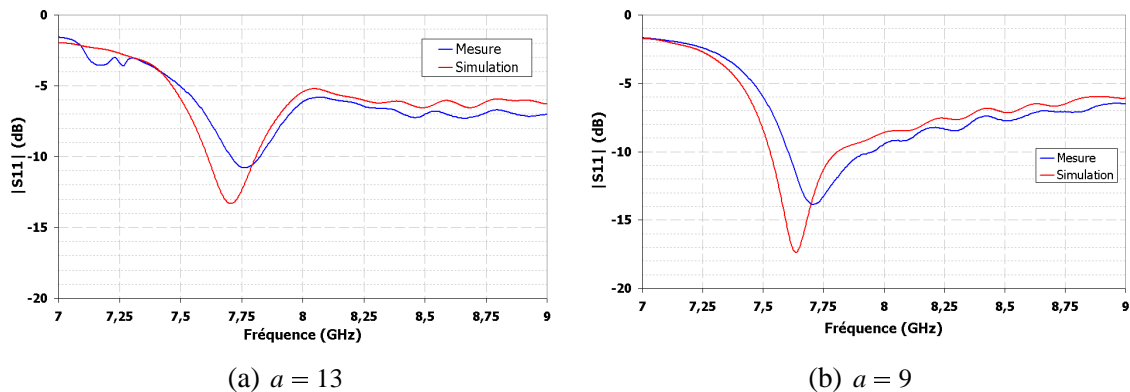


FIG. III.32 : Comparaison entre mesures et simulations sans symétrie du paramètre  $S_{11}$



La simulation sans symétrie confirme l'origine de l'erreur car les valeurs de  $S_{11}$  pour les deux antennes sont maintenant très proches des valeurs mesurées (FIG. III.32). On observe toujours un léger décalage en fréquence (environ 60 MHz). Dans ce cas, ce shift en fréquence peut être dû à des imprécisions sur la réalisation ou la mesure. Nous voyons ensuite si les diagrammes de rayonnement sont également concordants.

### III.3.2.2 Rayonnement des deux antennes

Les deux antennes ont été mesurées dans les deux plans (E et H) pour des angles d'incidence compris entre  $-90^\circ$  et  $90^\circ$  par pas de  $1^\circ$ . Nous comparons ces mesures aux résultats issus des simulations. Nous regardons d'abord le gain fréquentiel des deux antennes, puis les diagrammes de rayonnement.

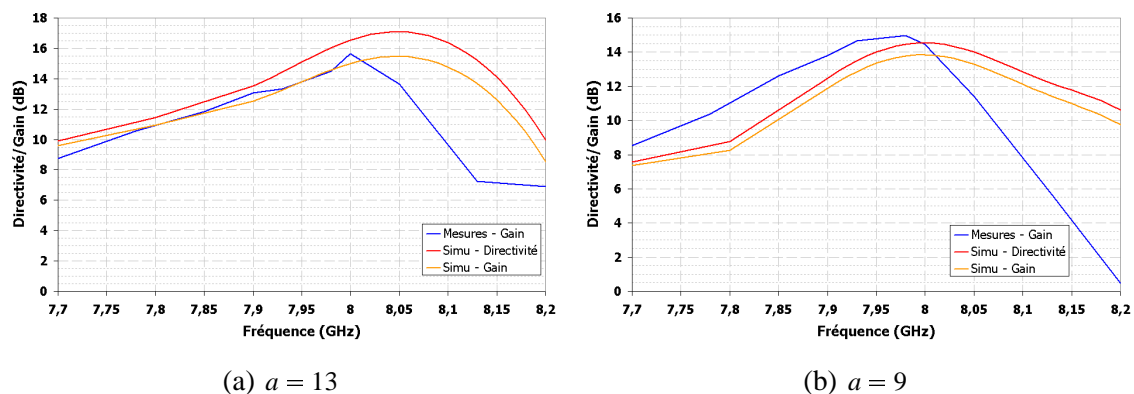


FIG. III.33 : Comparaison entre mesures et simulations du gain fréquentiel

La figure FIG. III.33 présente le gain fréquentiel mesuré et obtenu par simulation, ainsi que la directivité simulée pour les deux antennes. Pour l'antenne pointant dans l'axe, il existe un léger décalage fréquentiel entre la simulation et la mesure (environ 50 MHz). Ce décalage entraîne un maximum de rayonnement (15,5 dB) dans l'axe à 8 GHz. De plus, le niveau de gain est sensiblement le même pour la simulation et la mesure. La différence entre gain et directivité simulés est de 1,5 dB. On constate également que la bande passante à  $-3$  dB est moins élevée en mesures qu'en simulation : 185 MHz (2,31%) au lieu de 250 MHz (3,12%).

En ce qui concerne la deuxième antenne (FIG. III.33 (b)), les gains et directivité sont présentés pour l'angle  $\theta = 16^\circ$ . On constate une bonne concordance entre les valeurs simulées et mesurées pour le gain. De plus le maximum de rayonnement ne se trouve pas à 8 GHz, mais à 7,98 GHz. Cependant le gain de 14,5 dB à 8 GHz reste satisfaisant. Comme pour l'an-

tenne à rayonnement axial, la bande passante est moindre pour l'antenne à dépointage mesurée : 212 MHz (2,65%) au lieu de 275 MHz (3,44%). On constate cependant une différence de gain entre la simulation et la mesure. Le gain en mesure est plus important que celui en simulation. Le dépointage de l'antenne simulée et celui de l'antenne réalisée ne sont peut-être pas tout à fait identiques et le maximum de gain pour l'antenne simulée ne se trouve pas à exactement  $\theta = 16^\circ$ . En revanche, nous n'avons pas d'explication pour la chute brutale de gain pour la mesure au-delà de  $f = 8$  GHz.

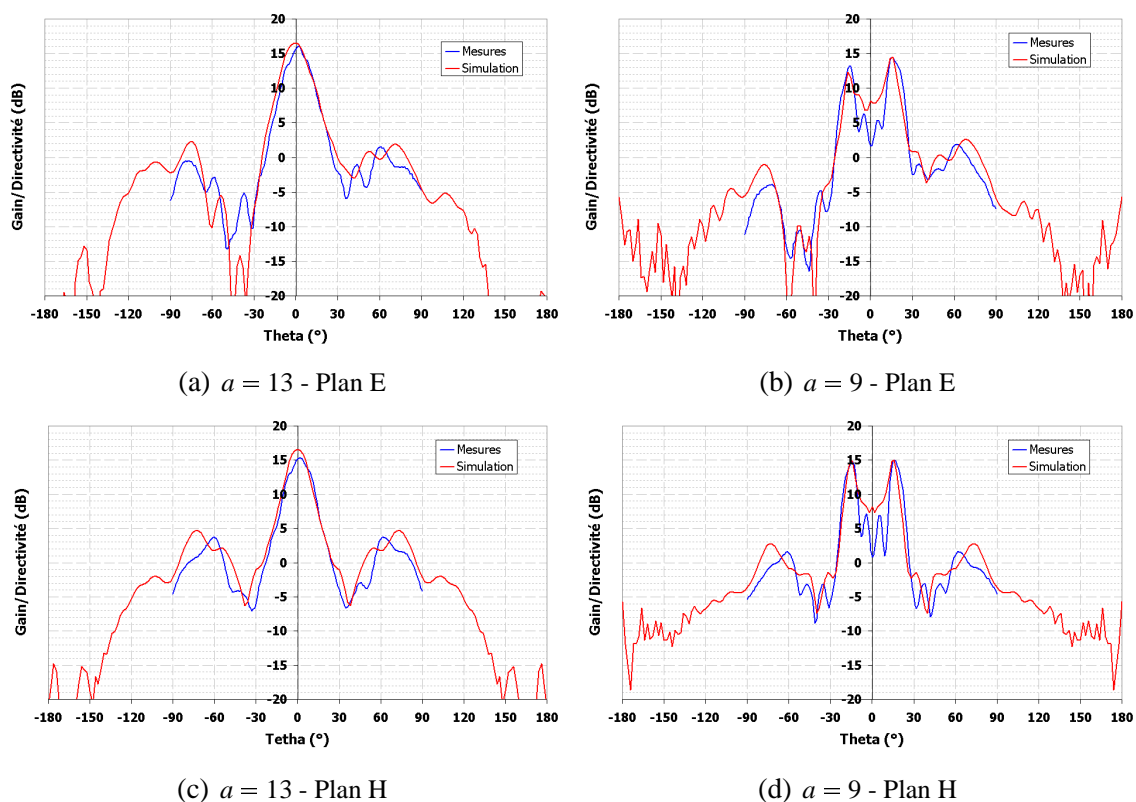


FIG. III.34 : Comparaison entre mesures et simulations des diagrammes de rayonnement des deux antennes dans les deux plans à 8 GHz

La figure FIG. III.34 présente les diagrammes de rayonnement des deux antennes dans les deux plans. Pour les antennes simulées, c'est la directivité qui est représentée pour la fréquence 8 GHz et pour les antennes mesurées, c'est le gain à  $f = 8$  GHz. On constate tout d'abord un décalage angulaire : le diagramme de rayonnement n'est pas centré autour de  $0^\circ$ . Cela est dû au positionnement de l'antenne dans la base, il se peut que le mât ne soit pas exactement à la bonne place. On constate cependant une bonne concordance entre les diagrammes simulés et mesurés.

Au travers de ces deux antennes, nous avons validé le concept d'antennes B.I.E. dépointables par variation des propriétés du plan réflecteur inférieur.

## III.4 CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Dans ce chapitre, nous avons présenté le cheminement qui nous a amené à la réalisation de deux antennes. Le but était de montrer la possibilité de faire varier l'angle de pointage d'une antenne B.I.E. par variation du coefficient de réflexion du plan réflecteur inférieur. Pour cela, nous avons développé deux antennes identiques avec une légère variation de dimensions des motifs du plan réflecteur inférieur.

Les différentes étapes de la conception montrent les nombreux paramètres qu'il faut étudier pour concevoir une antenne B.I.E.. Nous avons d'abord choisi les matériaux qui serviront à la réalisation et un de ces matériaux a dû être remplacé par un autre pour des raisons de coût. Nous avons étudié l'influence des dimensions latérales de l'antenne sur les diagrammes de rayonnement, l'influence des dimensions du patch, de la hauteur de celui-ci ainsi que la position de sa sonde d'excitation sur l'adaptation de l'antenne.

La réalisation et les mesures ont montré la faisabilité du concept en statique. Il faut maintenant trouver un moyen de faire varier les caractéristiques du plan réflecteur en ne gardant qu'une seule antenne. Dans le chapitre suivant, nous introduirons des éléments capacitifs au niveau du plan réflecteur et nous étudierons la variation du coefficient de réflexion de ce plan grâce à la modification de la valeur de capacité des éléments.





# APPORT DE L'AGILITÉ AU MOYEN D'ÉLÉMENTS CAPACITIFS

---

### Sommaire

---

<b>IV.1 INTRODUCTION</b> . . . . .	<b>137</b>
<b>IV.2 ÉLÉMENTS CAPACITIFS DANS LA CAVITÉ DE L'ANTENNE B.I.E.</b> . . . . .	<b>138</b>
IV.2.1 Présentation de la structure . . . . .	138
IV.2.2 Etude de la phase du coefficient de réflexion pour deux valeurs de capacité . . . . .	140
IV.2.3 Dimensionnement de l'antenne . . . . .	140
IV.2.4 Possibilité d'effectuer du dépointage . . . . .	142
IV.2.5 Réduction du nombre de diodes : suppression de deux rangées . . . . .	144
IV.2.6 Conclusions sur l'utilisation d'éléments capacitifs à l'intérieur de la cavité . . . . .	147
<b>IV.3 INTÉGRATION DES ÉLÉMENTS CAPACITIFS DERRIÈRE LE PLAN DE MASSE</b> . . . . .	<b>149</b>
IV.3.1 Dimensionnement des différentes parties d'un motif élémentaire . . . . .	150
IV.3.1.1 Influence du premier via . . . . .	150
IV.3.1.2 Influence du deuxième via . . . . .	151
IV.3.2 Influence de la valeur des éléments capacitifs . . . . .	152
IV.3.3 Réduction du nombre de diodes présentes derrière l'antenne . . . . .	157
IV.3.4 Conclusions sur la suppression d'éléments capacitifs placés derrière le plan de masse . . . . .	159

IV.4 CONCLUSIONS - PERSPECTIVES . . . . . 161

---



## IV.1 INTRODUCTION

Nous avons démontré dans le chapitre précédent, au moyen d'une réalisation, qu'il est possible de modifier l'angle de pointage d'une antenne B.I.E. en faisant varier les propriétés en réflexion de son plan réflecteur inférieur. Cependant, cette réalisation a nécessité deux plans réflecteurs différents et interchangeables pour le montage final. Dans le but d'avancer dans l'étude, nous voulons connaître l'influence de l'intégration d'éléments actifs au sein du plan réflecteur inférieur de l'antenne B.I.E.. Ainsi la variation de propriétés du plan réflecteur se fera par l'intermédiaire de la variation de la valeur de capacité de diodes varactors.

Lors de l'étude de l'intégration d'éléments capacitifs à l'antenne, la première interrogation portait sur le positionnement de ces éléments. Nous avons d'abord étudié une antenne avec les éléments placés au même niveau que les motifs élémentaires, car cette configuration est en continuité avec l'étude précédente de variation de couplage entre les motifs. Ensuite, nous avons déplacé ces éléments derrière le plan de masse pour s'affranchir de l'éventuelle influence de la présence d'éléments intégrés au sein de la cavité sur le fonctionnement de celle-ci.

Ensuite, le nombre d'éléments capacitifs nécessaire pour chaque antenne étant beaucoup trop élevé pour être compatible avec une éventuelle réalisation à moindre coût, nous avons étudié l'influence de la suppression d'éléments dans les deux cas (capacités dans la cavité et capacités derrière le plan de masse).

L'étude qui va suivre a été réalisée en parallèle de celle effectuée dans le Chapitre III (réalisation) et les matériaux utilisés pour les simulations ne sont pas ceux ayant servi à la réalisation. Les différentes grandeurs et dimensions seront détaillées dans chaque partie. Cependant, la fréquence de fonctionnement de l'antenne ne varie pas et reste égale à 8 GHz.

## IV.2 ÉLÉMENTS CAPACITIFS DANS LA CAVITÉ DE L'ANTENNE B.I.E.

La première étude a porté sur l'intégration d'éléments capacitifs au sein de la cavité, toujours dans le but de faire varier la phase du coefficient de réflexion pour amener de l'agilité en dépointage à l'antenne. Nous reprenons le concept précédent de variation de couplage entre motifs, mais plutôt que de modifier les dimensions de ceux-ci, nous plaçons des éléments capacitifs entre les motifs et nous faisons varier la valeur de la capacité. Les éléments ne sont disposés que suivant une dimension afin d'éviter un trop grand nombre de capacités (FIG. IV.1). En effet, cette structure présente  $37 \times 37$  soit 1369 motifs et presque autant d'éléments capacitifs.

### IV.2.1 Présentation de la structure

Nous avons d'abord étudié le comportement de la phase du coefficient de réflexion du plan réflecteur lorsque les diodes sont ajoutées entre les motifs. Les valeurs de capacité sont fixées à chaque fois. Pour le moment, il ne s'agit pas de composants réels mais d'éléments localisés capacitifs utilisés pour simuler des diodes varactors et intégrés à la simulation.

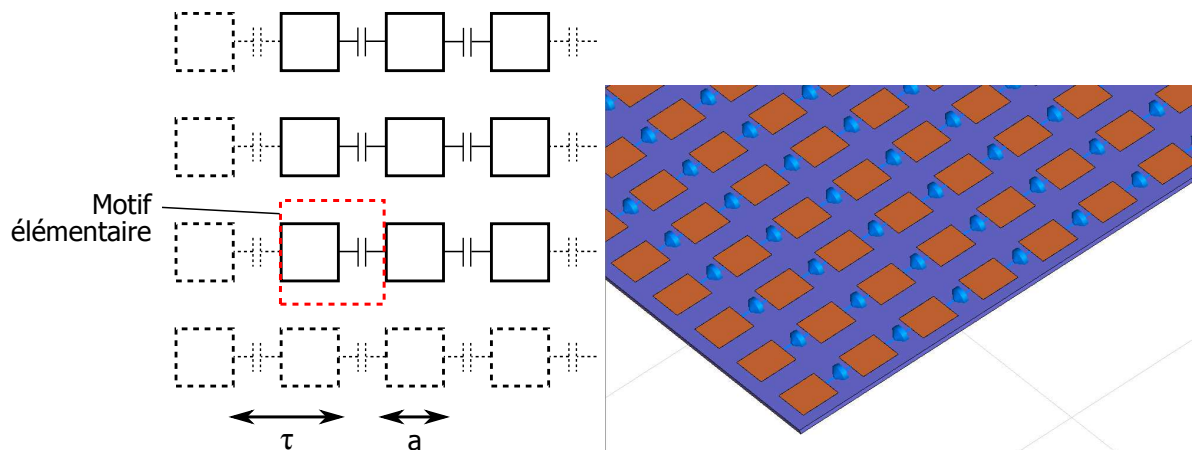


FIG. IV.1 : Schéma et vue de la structure avec les éléments capacitifs entre les motifs

Les dimensions d'un motif élémentaire sont :  $\tau$ , la période égale à 19 mm et  $a$ , la dimension d'un motif carré égale à 11 mm. La permittivité relative du substrat est de 1,4 et son épaisseur de 1,28 mm.

Nous nous intéressons aux courbes de la phase du coefficient de réflexion en incidence normale du plan réflecteur pour plusieurs valeurs de capacité.

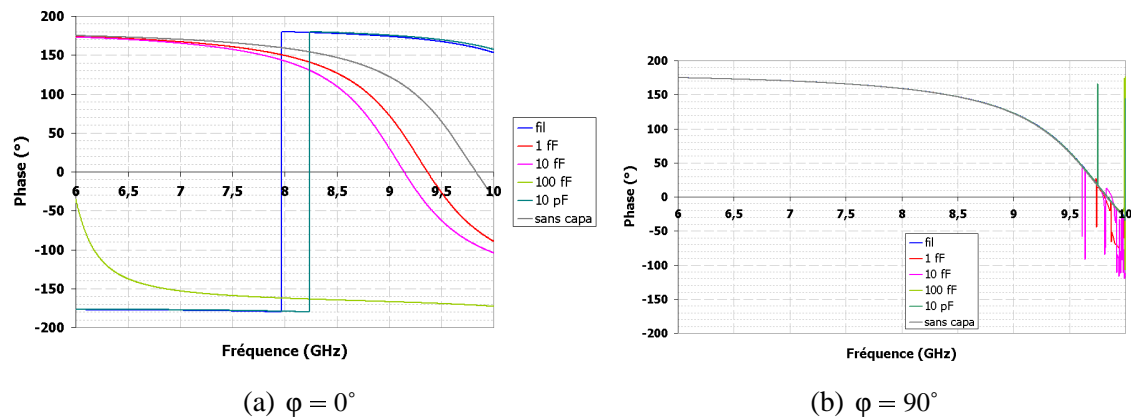


FIG. IV.2 : Phase du coefficient de réflexion du plan réflecteur inférieur pour plusieurs valeurs de diodes dans les deux plans

La figure FIG. IV.2 montre qu'il est possible de faire varier la phase du coefficient de réflexion du plan réflecteur en modifiant la valeur des capacités placées entre les motifs. Les capacités sont orientées dans le plan  $\phi = 0^\circ$  (a) et c'est dans ce plan que l'on observe la plus forte influence. Dans l'autre plan ( $\phi = 90^\circ$ ) (b), la valeur de la phase reste relativement constante et proche de la valeur constatée sans les éléments capacitifs.

On remarque également que pour une valeur de capacité inférieure à 1 fF, la variation de celle-ci n'a plus d'influence et la phase se rapproche de celle d'une structure sans capacité. La valeur de capacité devient trop faible par rapport à la capacité induite entre les motifs. De même, il y a une limite supérieure de la capacité. À partir de 10 pF, les courbes ne varient plus, elles tendent à se confondre et se rapprocher de la courbe de la structure dont les capacités ont été remplacées par des fils. La variation de capacité est donc significative pour des valeurs comprises entre 1 fF et 10 pF.

Nous choisissons arbitrairement deux valeurs de capacité dans la plage de variation :  $C_{min} = 25$  fF et  $C_{max} = 50$  fF afin de caractériser en incidence oblique le plan réflecteur avec ces deux valeurs et ainsi prévoir, grâce au programme analytique, le comportement en dépointage de l'antenne B.I.E. complète. En pratique, les valeurs de capacité de diodes varactors sont plutôt de l'ordre de 1 à 10 pF. Les valeurs de 25 fF et 50 fF sont très faibles par rapport aux valeurs de capacité de diodes réelles. Mais la structure ne nous permet pas d'utiliser des valeurs plus élevées. Il s'agit ici de montrer la possibilité de dépointage en ne faisant varier que la valeur de capacité. Nous verrons ensuite une autre structure pour laquelle les valeurs de capacités nécessaires sont plus proches de la réalité.

## IV.2.2 Etude de la phase du coefficient de réflexion pour deux valeurs de capacité

Les deux valeurs de capacité ont été choisies à  $C_{min} = 25$  fF et  $C_{max} = 50$  fF. Nous observons l'effet de ce changement de valeur de capacité sur les courbes de phase en incidence oblique pour le plan  $\varphi = 0^\circ$  pour les deux polarisations TM et TE (FIG. IV.3). La variation de capacité n'ayant pas d'influence sur la phase quand le champ  $E$  est orienté suivant  $\varphi = 90^\circ$  nous ne détaillerons pas ce cas.

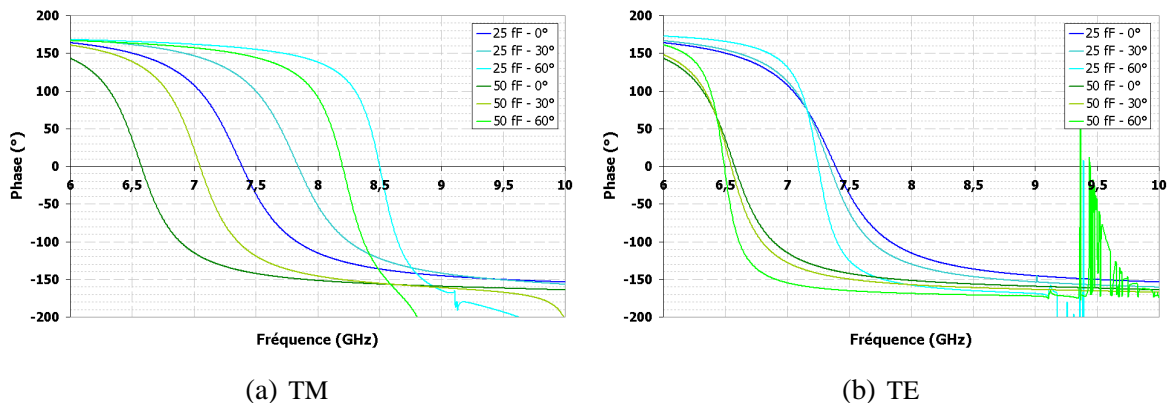


FIG. IV.3 : Influence de l'angle d'incidence sur la phase du coefficient de réflexion du plan réflecteur pour deux valeurs de capacité et pour les deux polarisations TM et TE

La phase varie bien en fonction de l'incidence ( $\theta$ ) et de la valeur de la capacité. On remarque aussi une légère différence entre les polarisations TE et TM. En polarisation TM, le décalage en fréquence entre les courbes de différentes incidences est beaucoup plus élevé que pour la polarisation TE. Ceci devrait entraîner une légère différence de dépointage entre les deux plans E et H.

Nous utilisons ensuite le programme analytique pour définir les hauteurs de cavité et les épaisseurs de matériaux.

## IV.2.3 Dimensionnement de l'antenne

Une fois la phase du coefficient de réflexion du plan réflecteur connue, nous pouvons l'intégrer dans le programme analytique et utiliser celui-ci pour dimensionner la hauteur de cavité et l'épaisseur des lames de diélectrique.

Lors d'une première simulation avec le programme analytique en prenant des dimensions (hauteur de cavité et épaisseur de lames) arbitrairement, identiques pour les deux valeurs de capacité, nous constatons que l'angle de dépointage lorsque  $C = 25$  fF est inférieur à l'angle de dépointage obtenu lorsque  $C = 50$  fF :  $\theta_{C=25 \text{ fF}} < \theta_{C=50 \text{ fF}}$ . La valeur de capacité qui doit permettre le rayonnement axial après ajustement des dimensions est 25 fF.

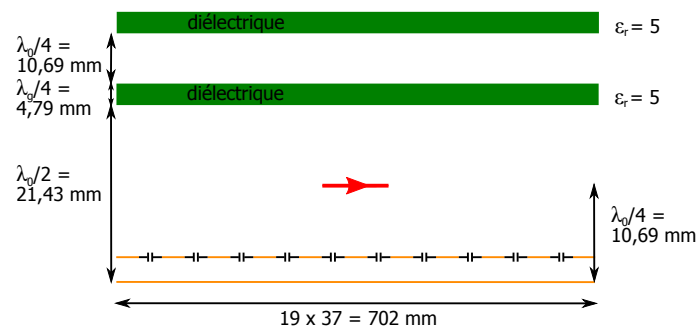


FIG. IV.4 : Schéma de la structure simulée avec ses dimensions

Après de nombreux ajustements, les dimensions retenues (FIG. IV.4) sont : une hauteur de 21,43 mm et une épaisseur de lames de diélectrique de 4,79 mm. La permittivité relative de ce diélectrique est de 5 (comme utilisé à la fin du chapitre II pour la validation du programme) et nous utilisons deux lames espacées de 10,72 mm.

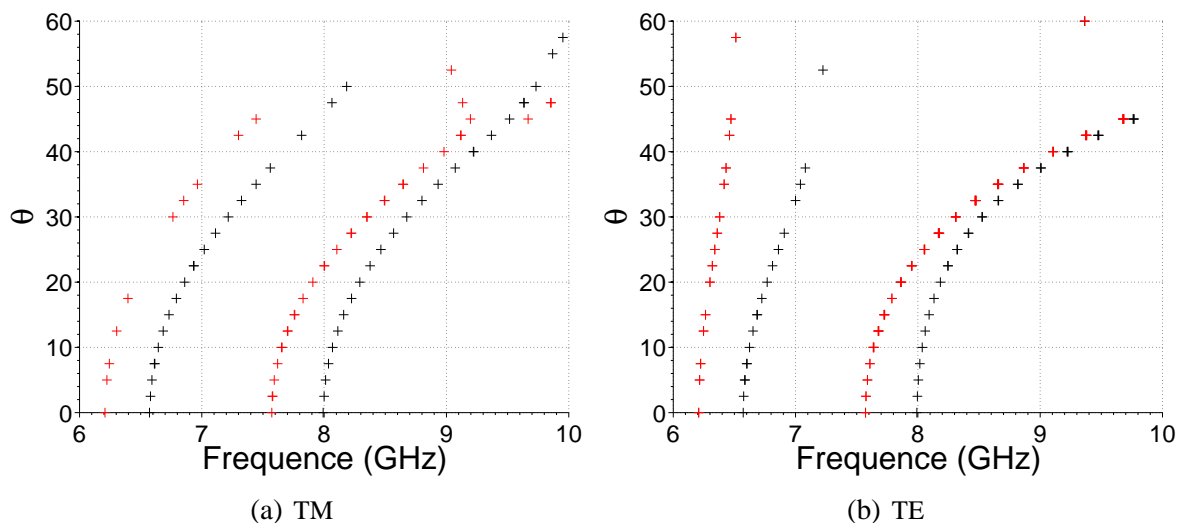


FIG. IV.5 : Prévisions données par le programme analytique pour les deux valeurs de capacité : 25 fF et 50 fF - À 8 GHz,  $\theta = 0^\circ$  et  $\theta = 23^\circ$

Les courbes analytiques (FIG. IV.5) nous permettent de visualiser les valeurs de dépointage qu'il est possible d'obtenir avec ces deux valeurs de capacité. À la fréquence de travail

$f = 8$  GHz, elles laissent prévoir un dépointage de  $23^\circ$  dans le plan E et de  $24^\circ$  dans le plan H pour  $C = 50$  fF. Plus les angles sont importants, plus le comportement en dépointage de la structure diffère suivant la polarisation. Ceci s'explique par le fait que les courbes de phase n'ont pas la même évolution suivant la fréquence en TM et en TE (FIG. IV.3).

L'antenne est excitée avec un dipôle placé au centre de la cavité suivant le plan  $\varphi = 0^\circ$  (plan E), puisque c'est dans ce plan que sont disposés les éléments capacitifs. Dans l'autre plan, la variation de la valeur de capacité n'a pas d'influence.

#### IV.2.4 Possibilité d'effectuer du dépointage

Afin de confirmer les prédictions données par le programme analytique nous simulons avec CST l'antenne avec les deux valeurs de capacité. Les dimensions latérales de cette antenne sont de  $702 \times 702$  mm<sup>2</sup>. Ces dimensions permettent de bien visualiser les lobes de dépointage sur les diagrammes de rayonnement sans qu'ils soient confondus avec des lobes secondaires parasites. Elles correspondent à une dimension d'environ  $19.\lambda$  à 8 GHz. Le nombre de motifs est de  $37 \times 37$  soit 1369 motifs et le nombre d'éléments localisés est de  $37 \times 36$  soit 1332 éléments.

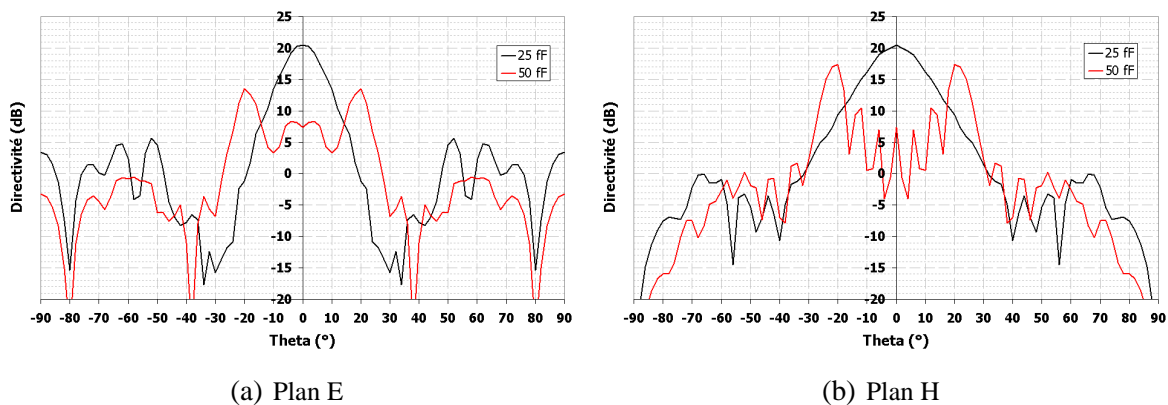


FIG. IV.6 : Diagrammes de rayonnement dans les deux plans pour les deux valeurs de capacité 25 fF et 50 fF à 8 GHz

Les valeurs de dépointage à 8 GHz sont relativement proches des prédictions obtenues avec le programme analytique. Lorsque la valeur de capacité est de 25 fF, le rayonnement de l'antenne se fait bien dans l'axe dans les deux plans. Quand l'élément capacitif prend la valeur 50 fF le dépointage est de  $20^\circ$  dans le plan E et de  $21^\circ$  dans le plan H (FIG. IV.6). La différence de pointage entre la simulation et les prévisions du programme analytique peut s'expliquer par le fait que lors des simulations de phase de coefficient de réflexion, le nombre de mailles utilisées

pour un motif élémentaire est bien supérieur au nombre de mailles utilisées pour ce même motif dans la simulation complète de l'antenne. Nous sommes obligés d'utiliser un maillage plus grossier afin de ne pas allonger considérablement les temps de calcul. De plus, on retrouve un écart de  $1^\circ$  entre les deux plans. Cet écart est dû à la dispersion du matériau qui n'est pas la même dans les deux plans. On constate aussi une différence d'environ 4 dB entre le dépointage dans le plan E et celui dans le plan H.

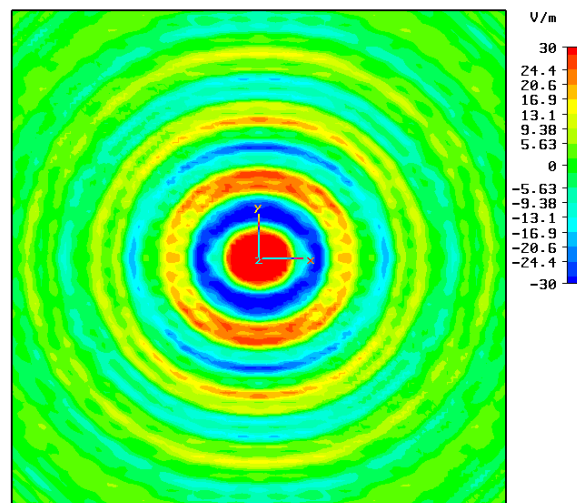


FIG. IV.7 : Cartographie du champ  $E_x$  vue de dessus pour l'antenne effectuant du dépointage

Sur la cartographie de champ  $E_x$  vue de dessus (FIG. IV.7), on constate que suivant l'axe  $Ox$  (plan E) le niveau est moindre que suivant l'axe  $Oy$  (plan H). Cette différence de niveau est sûrement due à la disposition des diodes suivant une dimension et donc à la structure même du plan réflecteur. Au niveau de la tenue en fréquence (FIG. IV.8), la bande passante à -3 dB est très faible : pour le rayonnement dans l'axe, elle est de 1,4%. Pour le rayonnement dépointé de  $20^\circ$ , elle est de 1,75% dans le plan E et de 1,88% dans le plan H.

Les antennes B.I.E. classiques ont pour inconvénient principal leur bande passante très faible. Le fait d'ajouter des capacités au plan réflecteur structuré ne modifie pas ce comportement.

Le fonctionnement de l'antenne B.I.E. en présence d'éléments capacitifs disposés au niveau des motifs est conforme à nos prévisions et à nos attentes. Les deux valeurs de capacité choisies dans cet exemple sont relativement proches l'une de l'autre. En choisissant des valeurs plus élevées de 75 fF ou 100 fF, il est possible que l'angle de pointage soit plus élevé.

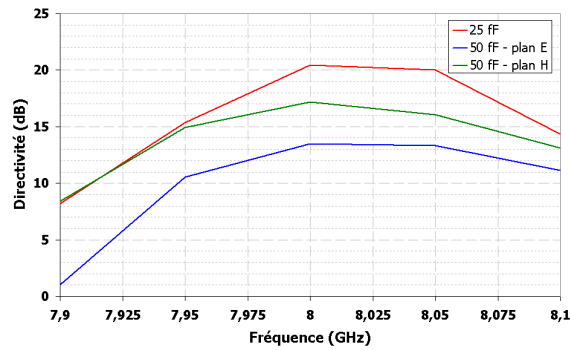


FIG. IV.8 : Directivité fréquentielle à  $\theta = 0^\circ$  pour  $C = 25 \text{ fF}$  et à  $\theta = 20^\circ$  dans les deux plans pour  $C = 50 \text{ fF}$

Nous avons ainsi franchi une nouvelle étape par rapport à l'étude et la réalisation du chapitre III : il est possible de réaliser du dépointage au moyen de capacités variables intégrées directement au niveau des motifs élémentaires. Cependant, dans une structure comme celle-ci, le nombre nécessaire de capacités est beaucoup trop important. Nous avons étudié l'effet de la suppression de deux rangées de capacités sur trois.

## IV.2.5 Réduction du nombre de diodes : suppression de deux rangées

Dans l'antenne étudiée précédemment, le nombre d'éléments capacitifs était beaucoup trop élevé ( $37 \times 36$  soit 1332 éléments). Dans le but de réduire ce nombre, nous n'avons conservé qu'une rangée de capacités sur trois (FIG. IV.9) et ainsi, le nombre d'éléments est divisé par trois :  $36 \times 13$  soit 468. Ce nombre reste élevé, mais nous voulons surtout savoir si le retrait de rangées de capacités entraîne un comportement différent ou si on peut toujours obtenir du dépointage en changeant la valeur des éléments capacitifs.

La période  $\tau$  est toujours égale à 19 mm et la dimension latérale des motifs carrés  $a$  est de 11 mm.

Nous gardons les valeurs de capacité de la partie précédente :  $C_{min} = 25 \text{ fF}$  et  $C_{max} = 50 \text{ fF}$ . Nous nous intéressons d'abord à l'influence sur la phase du coefficient de réflexion du plan réflecteur pour ces deux valeurs de capacité d'abord en incidence normale puis en incidence oblique.

Nous constatons tout d'abord que la suppression de deux rangées d'éléments capacitifs entraîne des modifications dans le comportement en réflexion du plan réflecteur (FIG. IV.10). Les phases pour  $C_{min}$  et  $C_{max}$  n'ont pas la même variation. De plus, à 8 GHz, les deux courbes sont



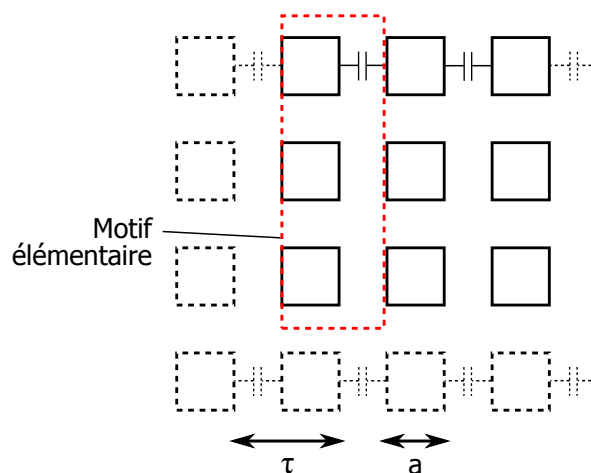


FIG. IV.9 : Schéma d'un motif élémentaire après suppression de deux rangées d'éléments capacitifs

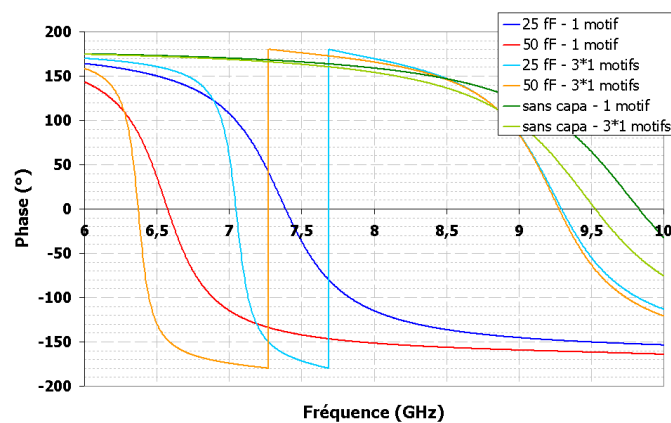


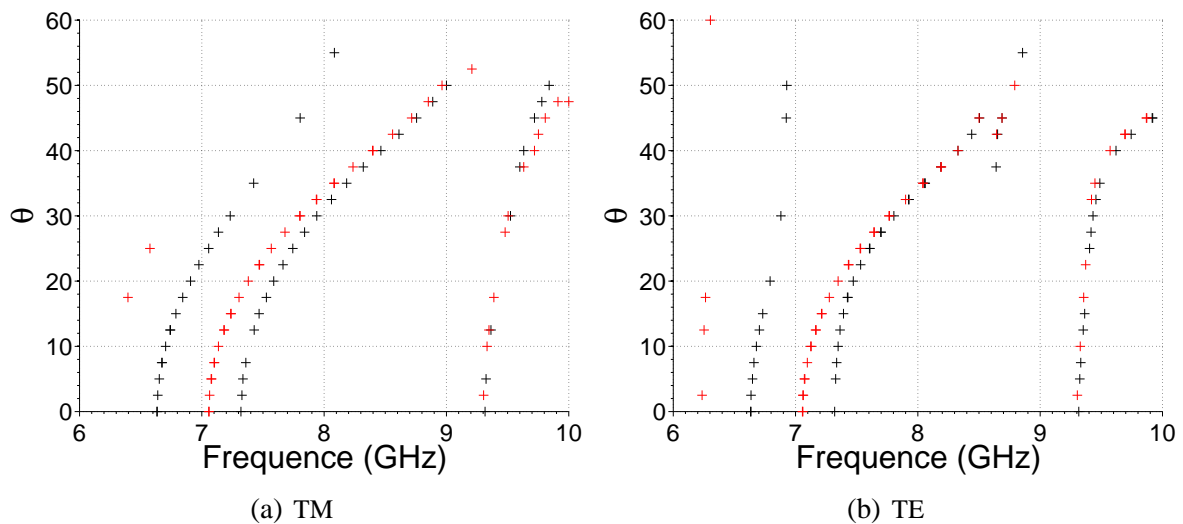
FIG. IV.10 : Influence de la suppression de deux rangées d'éléments capacitifs sur la phase du coefficient de réflexion

très proches l'une de l'autre ce qui devrait entraîner une amplitude de dépointage beaucoup moins grande que pour la structure avec diodes sur toutes les rangées de motifs. Les courbes sont également très proches de celle de la structure sans diodes. Pour la structure avec deux rangées de moins, la pente à la résonance est plus abrupte et on observe deux résonances pour les deux valeurs de capacité : une résonance (la première en fréquence) semble correspondre plus ou moins à la résonance de la structure avec des diodes à chaque rangée, la deuxième se rapproche de la résonance de la structure sans diodes.

Il se peut que ces différences soient dues au fait que l'un des cotés du motif élémentaire est égal à trois périodes, soit 57 mm. Or, nous avons déjà vu que l'utilisation du logiciel avec des conditions aux limites périodiques ne peut se faire que lorsque la période du motif élémentaire

est inférieure à la longueur d'onde  $\lambda$ . À 8 GHz,  $\lambda = 37,5$  mm. La dimension du motif périodique est donc bien supérieure à la longueur d'onde. Pour confirmer cette hypothèse, la figure FIG. IV.10 présente également la phase du coefficient de réflexion pour une structure sans capacité (les deux courbes vertes). Le résultat diffère légèrement en fonction du nombre de carrés présents dans le motif élémentaire alors qu'au final la structure est la même. Ainsi, les courbes de phase ne sont peut-être pas très rigoureuses et exactes.

Cependant, nous visualisons les courbes obtenues avec le programme analytique pour les deux capacités en polarisation TM et TE afin de les comparer ensuite avec les diagrammes de rayonnement calculés avec *CST* et voir si l'éventuelle erreur due à la simulation de motif élémentaire trop grand est importante (FIG. IV.11).



**FIG. IV.11 :** Dépointage prévu par le programme analytique lorsque deux rangées de capacités sur trois sont enlevées -  $C = 25$  fF,  $C = 50$  fF

La hauteur n'a pas été modifiée, elle reste la même que pour l'antenne avec des capacités sur toutes les rangées afin de constater l'influence de la suppression d'une partie des éléments capacitifs. Le programme analytique prévoit un dépointage de plus de 30° degrés pour les deux structures intégrant des capacités de 25 fF et 50 fF. L'amplitude de dépointage possible s'est réduite à quelques degrés. Voyons si les diagrammes de rayonnement de l'antenne correspondent (FIG. IV.12).

Les diagrammes de rayonnement semblent en adéquation avec les prévisions du programme analytique pour le plan H (polarisation TE). On observe une légère variation du dépointage à 8 GHz : 29° pour  $C = 25$  fF et 31° pour  $C = 50$  fF, mais c'est très peu par rapport aux 20°

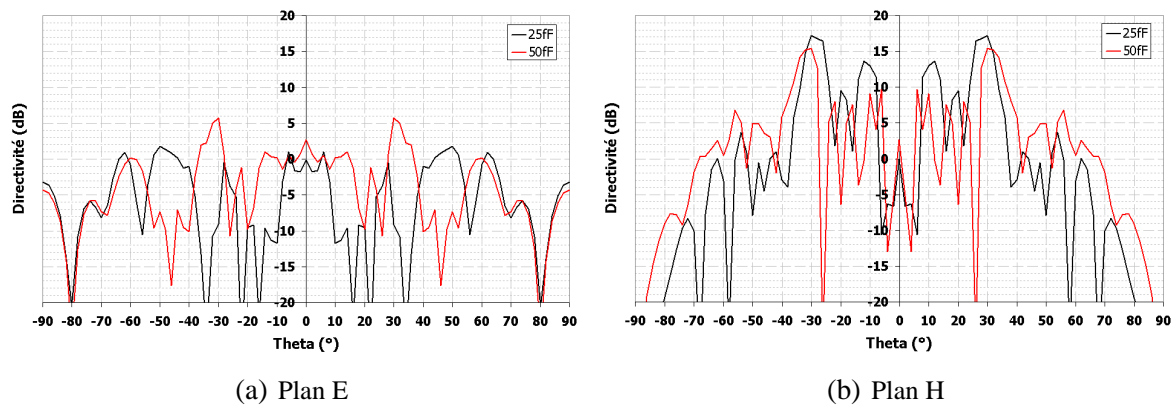


FIG. IV.12 : Diagrammes de rayonnement dans les deux plans pour les deux valeurs de capacité à 8 GHz

d'écart qu'il était possible d'obtenir avec la structure précédente. Toutefois, cela correspond avec le programme analytique. En ce qui concerne l'autre plan, il semble qu'il n'y ait aucun rayonnement. Les variations par rapport à la première structure sont beaucoup trop importantes et imprévisibles. Dans ce cas, il se peut que les courbes de phase du coefficient de réflexion soient erronées.

La suppression des éléments capacitifs dans cette configuration est un échec : les diagrammes de rayonnement sont mauvais, l'amplitude de dépointage est très faible et il est difficile de prévoir le comportement de ces antennes à cause des limitations du logiciel de simulation.

#### IV.2.6 Conclusions sur l'utilisation d'éléments capacitifs à l'intérieur de la cavité

Les simulations ont été faites en statique au moyen d'éléments capacitifs localisés. A terme, il faut pouvoir utiliser des diodes varactors à la place de ces éléments. Se pose alors la question de la source de polarisation de ces diodes : amener le courant continu variable nécessaire à chaque diode, implique un circuit supplémentaire à l'intérieur même de la cavité. Or nous avons vu que cette cavité est très sensible aux modifications qui peuvent y être faites. Dans cette configuration, les éléments sont montés en série : sur une rangée se trouvent 36 capacités. Pour pouvoir polariser correctement toutes les diodes, il faudrait amener sur chaque rangée une tension de  $36.V_{pola}$  où  $V_{pola}$  est la tension de polarisation nécessaire à la variation de capacité d'une diode varactor.

De plus, les valeurs de capacité utilisées dans cette simulation sont très faibles et très peu de diodes existantes sur le marché sont capables de fournir des valeurs aussi faibles de capacité.

Le dernier problème est le fait que l'étude de la réduction du nombre de diodes est très difficile à cause des limites des logiciels et outils utilisés. À ce jour, nous n'avons pas trouvé le moyen de contourner ces limites permettant ainsi la caractérisation de motifs élémentaires de dimensions supérieures à la longueur d'onde.

Pour toutes ces raisons, il faut repenser la disposition de ces diodes. Ainsi, nous avons étudié une autre manière d'intégrer les diodes à l'antenne.

### IV.3 INTÉGRATION DES ÉLÉMENTS CAPACITIFS DERRIÈRE LE PLAN DE MASSE

Nous étudions une autre configuration qui consiste à placer les éléments capacitifs derrière le plan de masse. Nous ne modifions plus l'effet capacitif qui peut exister entre les motifs, mais le même effet présent entre un motif et le plan de masse.

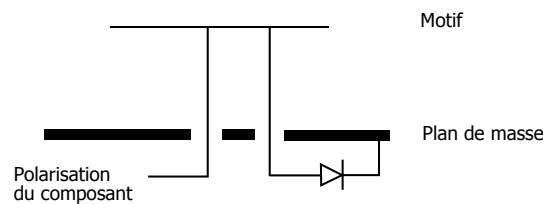


FIG. IV.13 : Schéma de principe de l'intégration d'un élément capacitif derrière le plan réflecteur inférieur

Sur ce schéma (FIG. IV.13), nous avons pris en compte l'éventuel circuit de polarisation de la diode. Le positionnement et les dimensions de chaque élément ont été étudiés. Un premier via permet d'amener la polarisation et un deuxième connecte l'élément entre le motif et le plan de masse. Comme pour la structure précédente, celle-ci demande un nombre assez conséquent de diodes puisqu'il y en a une par motif. Nous prenons donc des dimensions latérales plus petites :  $292,5 \times 292,5 \text{ mm}^2$  ce qui correspond à environ  $8.\lambda$  à 8 GHz. Nous choisissons dans ce cas d'utiliser des motifs fortement couplés entre eux, c'est à dire très proches les uns des autres. En effet, dans cette configuration, les échanges d'énergie entre les motifs résonants sont plus importants. La dernière partie de ce chapitre traite de la suppression de diodes et du fait que les motifs soient fortement couplés pourrait diminuer les effets de cette réduction du nombre de diodes.

Les dimensions des motifs sont présentées dans le tableau TAB. IV.1,  $a$  est l'arête d'un motif,  $e$  est l'épaisseur du substrat,  $\tau$  est la période des motifs et la permittivité relative du substrat est fixée à 1,4. Dans ce cas la valeur du facteur commun  $\frac{\tau\sqrt{\epsilon_r}}{e}$  est de 6,65.

Grandeur	Dimension (mm)
$a$	10,25
$e$	2
$\tau$	11,25

TAB. IV.1 : Dimensions d'un motif élémentaire

### IV.3.1 Dimensionnement des différentes parties d'un motif élémentaire

Nous nous assurons en premier lieu que les deux vias ne viennent pas perturber le fonctionnement du plan réflecteur.

#### IV.3.1.1 Influence du premier via

Nous analysons d'abord l'influence du via qui amène la tension de polarisation à la diode. Ce via est d'abord placé au milieu du patch. La tension de polarisation étant continue, elle ne devrait pas interférer avec le fonctionnement des motifs résonants. Nous étudions l'influence du diamètre du via ainsi que de l'épargne dans le plan de masse afin que le via ne soit pas relié au plan de masse. Nous présentons uniquement l'étude faite en incidence normale (FIG. IV.14).

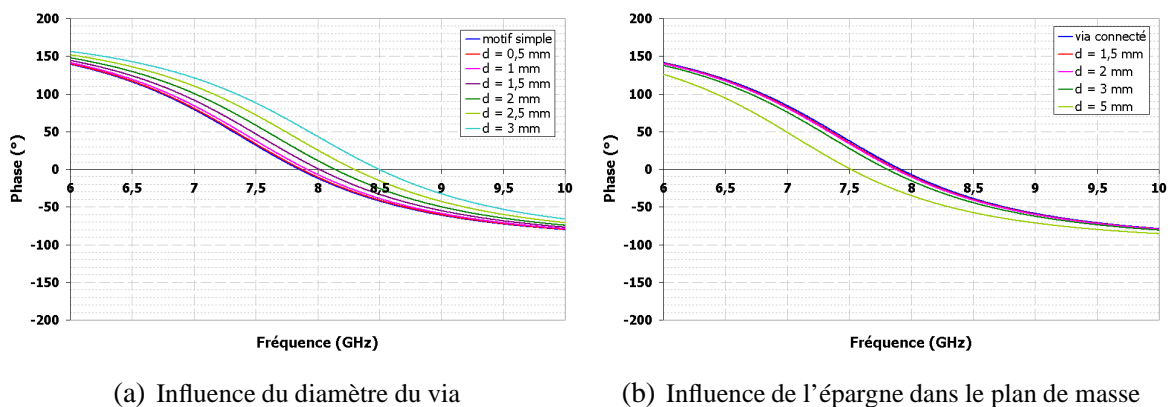


FIG. IV.14 : Influence sur la phase du coefficient de réflexion du diamètre  $d$  d'un via (a) et d'une épargne dans le plan de masse quand le diamètre du via est 1 mm (b)

Nous ne représentons pas le cas  $\varphi = 90^\circ$  (axe Oy) car toutes les courbes sont parfaitement confondues. Nous constatons la très faible influence de ce via ainsi que de l'épargne dans le plan de masse. En effet, les courbes sont toutes très voisines de celle qui caractérise la structure sans via. Cependant, plus le diamètre du via et de l'épargne augmentent, plus le comportement de la structure tend à s'éloigner de celui de la structure sans via. Nous fixons arbitrairement le diamètre du via à 1 mm et celui de l'épargne dans le plan de masse à 2 mm. Nous regardons ensuite l'influence de la position de ce via par rapport au centre du motif (FIG. IV.15).

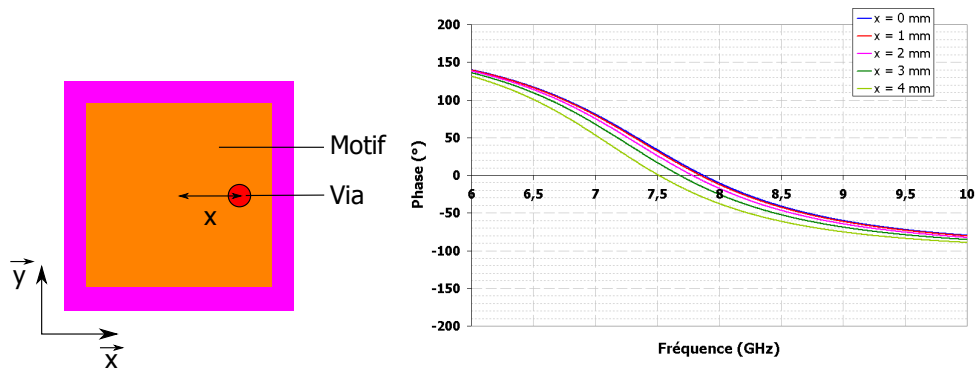


FIG. IV.15 : Influence de la position  $x$  du premier via par rapport au centre du motif dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  (axe  $Ox$ )

La position du via a une légère influence sur la phase du coefficient de réflexion. Ce via d'alimentation doit être le plus discret possible donc dans la suite de l'étude il sera positionné au centre du motif.

#### IV.3.1.2 Influence du deuxième via

Voyons maintenant l'influence du deuxième via, qui doit permettre d'amener la tension de polarisation jusqu'à la diode, elle-même connectée au plan de masse. Nous choisissons de garder pour ce deuxième via et pour l'épargne dans le plan de masse les mêmes dimensions que pour le premier. Nous regardons l'influence de la position du via sur le comportement de la structure (FIG. IV.16).

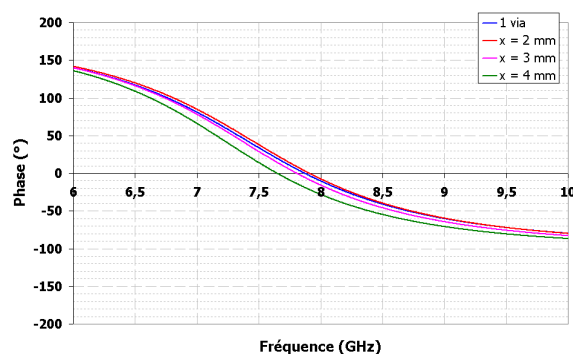


FIG. IV.16 : Influence de la position  $x$  du via par rapport au centre du motif dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  (axe  $Ox$ )

La position de ce deuxième via n'a pas beaucoup d'influence sur le comportement en réflexion de la structure, nous choisissons donc de positionner le via à 4 mm du centre du motif

afin que les deux vias ne soient pas trop proches l'un de l'autre. Les dimensions d'un motif élémentaire sont rappelées sur la figure FIG. IV.17. Nous regardons maintenant plus en détail l'influence de la variation des valeurs des capacités.

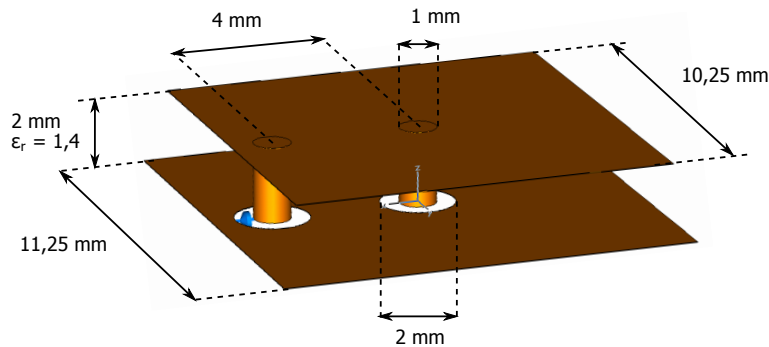


FIG. IV.17 : Récapitulatif de la structure d'un motif élémentaire et ses différentes dimensions

### IV.3.2 Influence de la valeur des éléments capacitifs

Nous savons qu'il est possible de faire varier le comportement d'un plan réflecteur structuré en modifiant la valeur d'éléments capacitifs intégrés. La structure qui nous intéresse est très différente de celle étudiée précédemment, il faut donc reprendre l'étude au début afin de connaître l'influence du changement de valeur de capacité sur la phase du coefficient de réflexion.

Nous présentons les résultats obtenus en incidence normale pour plusieurs valeurs de capacité ainsi que pour une structure sans capacité et une autre avec des fils à la place des capacités (FIG. IV.18).

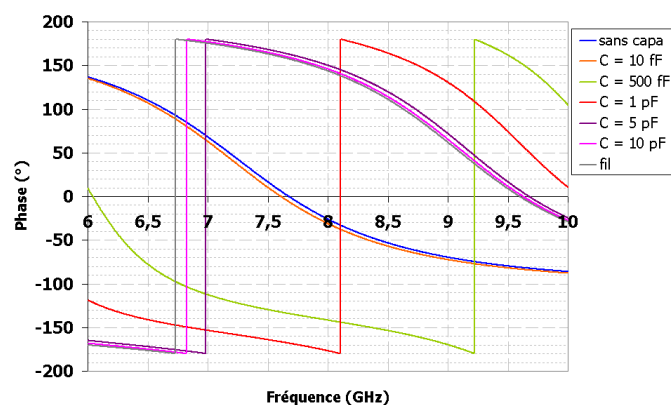


FIG. IV.18 : Influence de la valeur de capacité sur la phase du coefficient de réflexion en incidence normale



Nous constatons comme pour la structure intégrant les éléments dans la cavité que la variation de capacité entraîne une modification de la phase du coefficient de réflexion. Cette modification se traduit par un décalage en fréquence plus ou moins grand en fonction de la capacité. Cependant, ce décalage en fréquence semblait plus important pour la structure précédente à variation de capacité égale que pour celle-ci. Nous supposons alors que pour une même variation de capacité, la variation en dépointage sera moindre. Comme pour la structure précédente, nous retrouvons deux valeurs de capacité limites qui entraînent pour l'une un comportement analogue à celui d'une structure sans élément localisé et pour l'autre un comportement proche de celui d'une structure où l'élément est remplacé par un fil. Les valeurs limites de capacité sont : 10 fF et 10 pF.

Nous prenons trois valeurs de capacité ( $C_{min}$ ,  $C_{mid}$  et  $C_{max}$ ) afin de connaître le comportement en dépointage de l'antenne complète. Afin de nous placer dans des conditions réalistes, nous choisissons de nous fixer la limite suivante :  $\frac{C_{max}}{C_{min}} = 10$  puisque qu'il existe très peu de diodes varactors présentant un tel rapport supérieur à 10. De plus, nous ne voulons pas utiliser de capacités trop faibles qui ne seraient pas réalistes. Les valeurs des capacités retenues sont :  $C_{min} = 500$  fF,  $C_{mid} = 1$  pF et  $C_{max} = 5$  pF.

Les courbes des phases de coefficient de réflexion correspondantes sont montrées FIG. IV.19 pour plusieurs valeurs d'angle d'incidence et pour les polarisations TE et TM. On constate une variation assez importante de la phase pour les trois valeurs de capacité. La variation n'est pas la même pour les polarisations TM et TE. Il semble que l'amplitude de variation en fréquence en polarisation TE soit plus importante qu'en polarisation TM, mais elle va dans le même sens : quand  $\theta$  augmente, le décalage se fait vers les hautes fréquences.

Le programme analytique permet ensuite de prévoir l'amplitude de dépointage qu'il est possible d'obtenir avec cette série de capacités (FIG. IV.20).

La hauteur de cavité a été ajustée afin que l'antenne dont la capacité des éléments localisés est égale à  $C_{min}$  fournisse un rayonnement dans l'axe, soit  $h = 20,27$  mm. L'épaisseur des lames de diélectrique de permittivité relative 5 est de 4,53 mm. Le schéma de la structure ainsi que les dimensions sont rappelés sur la figure FIG. IV.21. L'amplitude de dépointage possible avec un ratio de 10 entre  $C_{min}$  et  $C_{max}$  est de  $27^\circ$  à la fréquence de travail 8 GHz.

La simulation avec *CST* permet de vérifier les prévisions du programme analytique et de visualiser les diagrammes de rayonnement dans les deux plans (FIG. IV.22). L'antenne a des

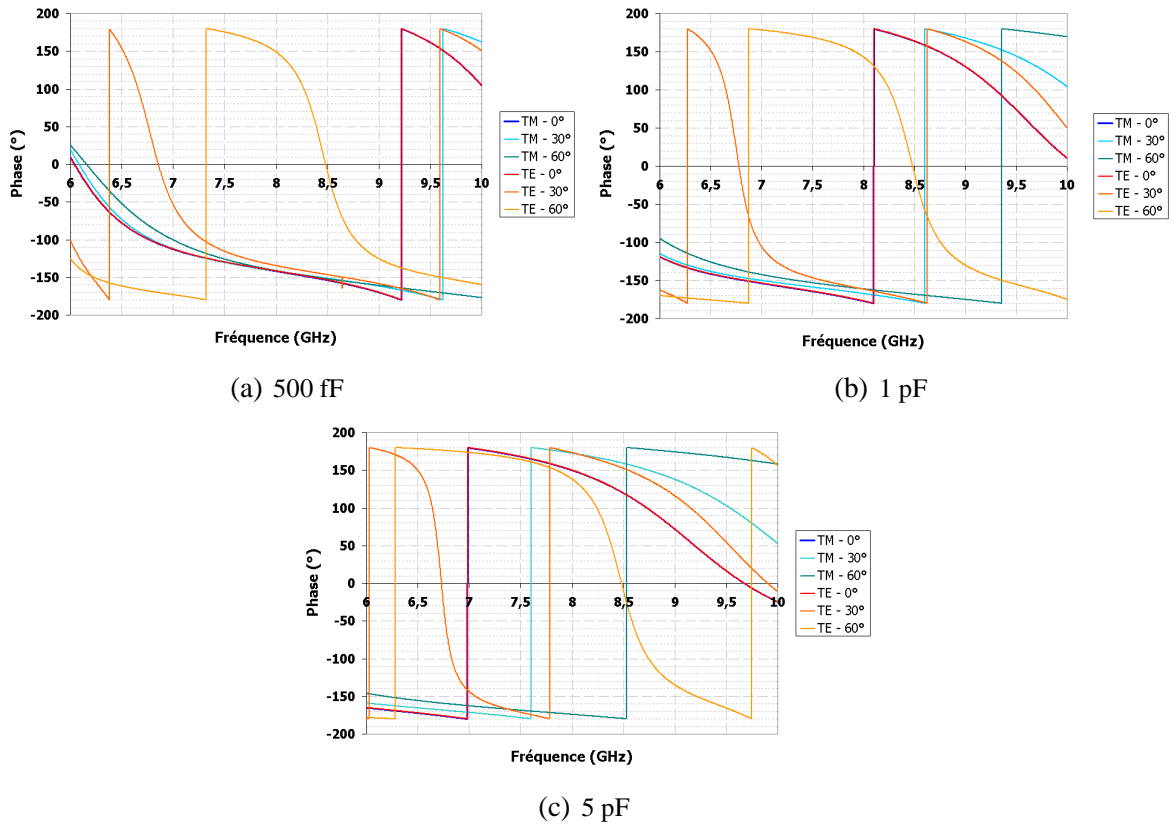


FIG. IV.19 : Phase du coefficient de réflexion pour les trois valeurs de capacité dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  (axe  $0x$ )

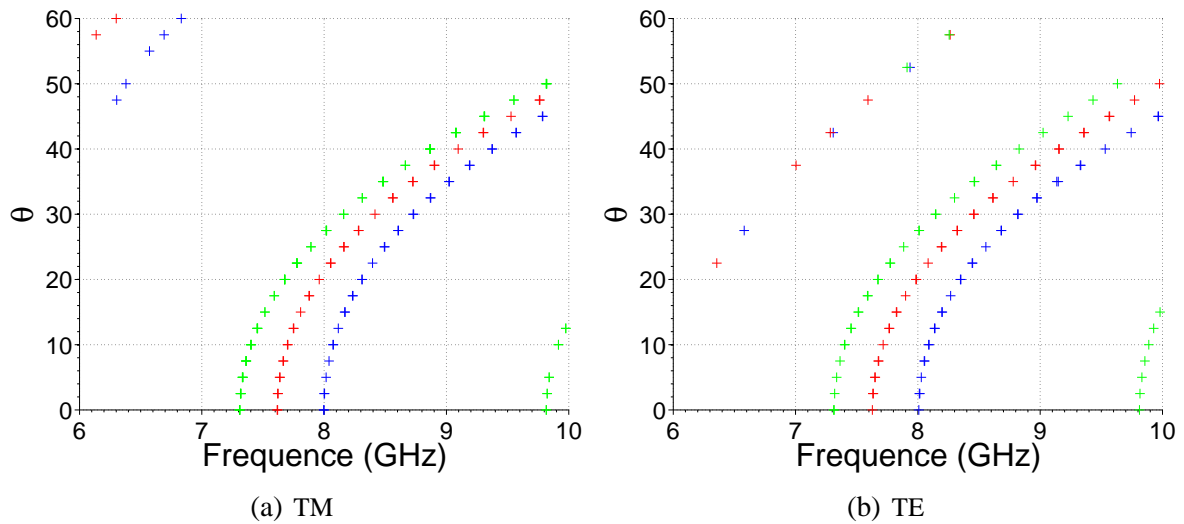


FIG. IV.20 : Prévisions de dépointage en fonction de la fréquence pour trois valeurs de capacité : 500 fF, 1 pF et 5 pF

dimensions latérales de  $292,5 \times 292,5 \text{ mm}^2$  ce qui correspond à  $26 \times 26$  motifs, soit 676 motifs et capacités.

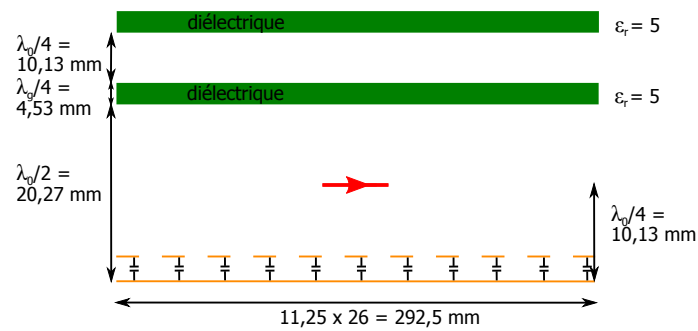


FIG. IV.21 : Schéma et dimensions de l'antenne étudiée

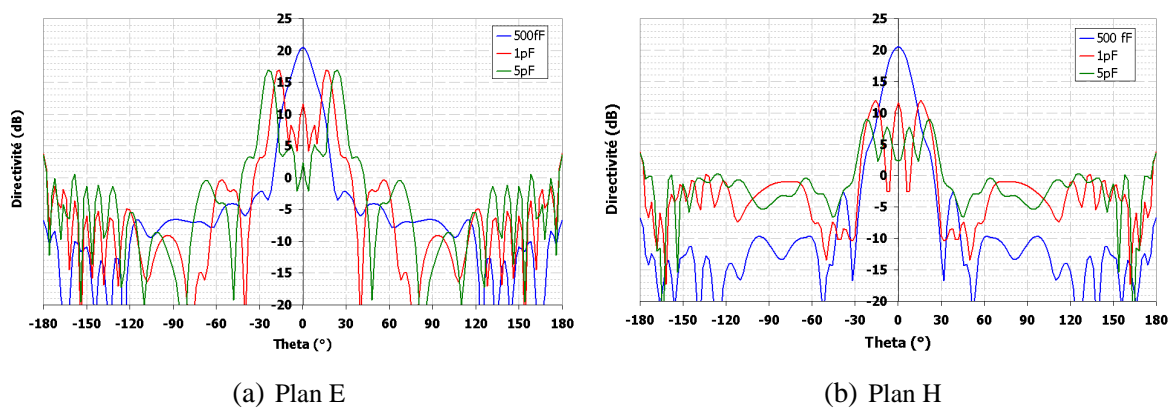


FIG. IV.22 : Diagrammes de rayonnement en fonction de la valeur de capacité dans les deux plans

On constate bien la variation du dépointage en fonction de la capacité pour une fréquence constante à 8 GHz, conformément au programme analytique : quand  $C = 500$  fF, l'antenne pointe dans l'axe, pour  $C = 1$  pF, le dépointage est de  $20^\circ$  et quand  $C = 5$  pF, l'antenne dépointe à  $25^\circ$ . La simulation CST donne un dépointage légèrement en dessous de celui donné par le programme analytique. Nous retrouvons ici, la différence de maillage entre la simulation en réflexion du plan réflecteur et la simulation de l'antenne B.I.E. complète. De plus, nous observons le phénomène inverse à celui remarqué pour la structure précédente : un écart de 5 dB entre le plan E et le plan H pour  $C = 1$  pF et de 8 dB pour  $C = 5$  pF. Ici, c'est le plan H qui a un niveau plus faible que le plan E.

Sur la cartographie du champ  $E_x$  (FIG. IV.23), il semble que le niveau de la composante  $E_x$  du champ  $E$  soit moindre dans le plan H que dans le plan E. On constate également que le champ est encore très important au niveau des bords de l'antenne : ceci entraîne des lobes secondaires importants, notamment dans l'axe, ainsi qu'une valeur de dépointage moindre que pour une

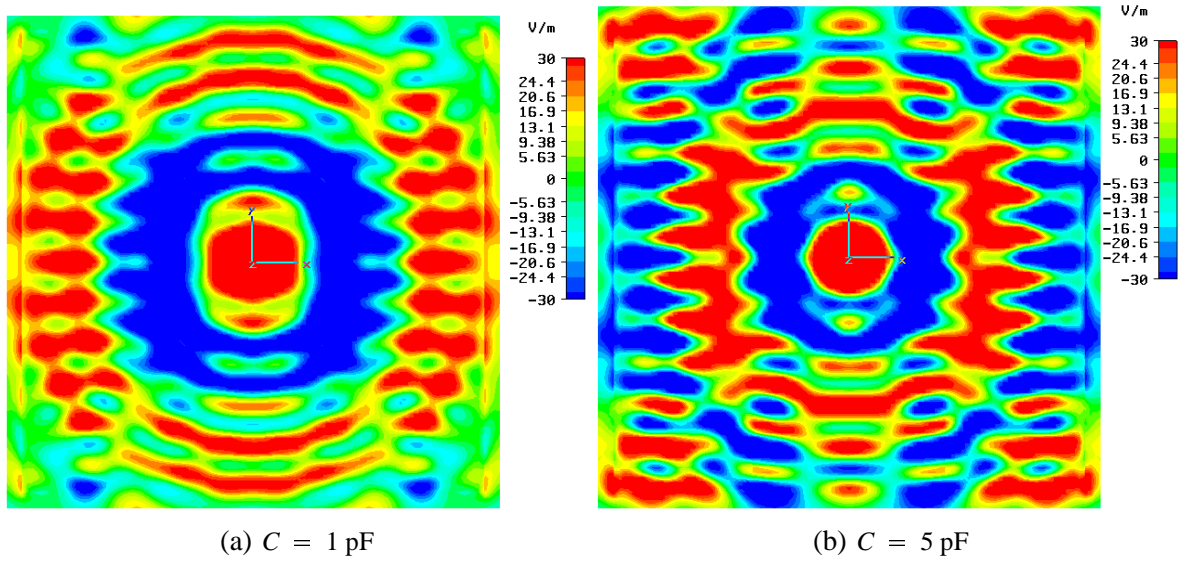


FIG. IV.23 : Cartographie du champ  $E_x$  vue de dessus pour les deux structures réalisant du dépointage

antenne aux dimensions latérales plus grandes. On remarque aussi de nombreuses variations du champ avec des taches de forme rectangulaire, il s'agit sûrement de l'influence des motifs périodiques du plan réflecteur. Le comportement en rayonnement de l'antenne est très lié à la disposition des éléments capacitifs puisqu'il varie entre les deux configurations.

Comme pour l'antenne avec les éléments capacitifs à l'intérieur de la capacité, la tenue en fréquence est mauvaise (FIG. IV.24).

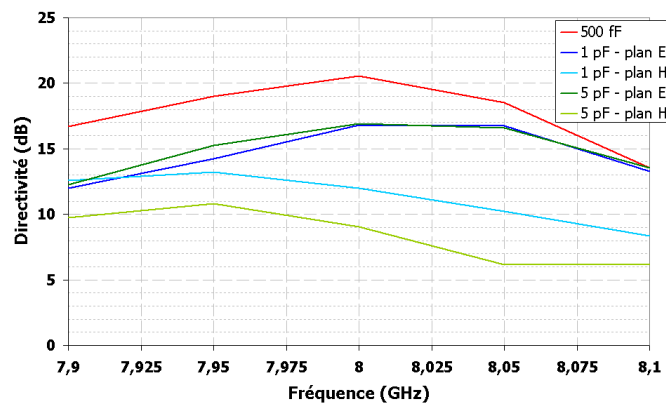


FIG. IV.24 : Directivité fréquentielle pour  $\theta = 0^\circ$  (500 fF),  $\theta = 20^\circ$  (1 pF) dans les deux plans et  $\theta = 25^\circ$  (5 pF) dans les deux plans

Dans le plan H, on constate que le maximum de rayonnement à  $25^\circ$  n'est pas situé à 8 GHz, mais à 7,95 GHz. Pour le rayonnement dans l'axe, la bande passante à -3 dB est de 1,69%, pour  $C = 1$  pF dans le plan E, elle est de 2,13% et pour  $C = 5$  pF dans le plan E, elle est de 1,72%.

Ainsi, l'insertion de ces éléments localisés permet de faire varier le comportement en réflexion du plan réflecteur inférieur et donc entraîne une modification de l'angle de pointage. Toutefois, le nombre d'éléments nécessaires (676) dans l'antenne est trop élevé et la réalisation d'une telle structure coûterait beaucoup trop cher. Nous avons donc réfléchi à un moyen de diminuer le nombre de diodes dans cette structure.

### IV.3.3 Réduction du nombre de diodes présentes derrière l'antenne

Dans le but de réduire les éventuels coûts de réalisation et aussi dans un souci de simplification, il semble incontournable de réduire le nombre de diodes présentes derrière l'antenne. La réduction des dimensions latérales n'est pas possible à cause du rayonnement dépointé. L'autre solution consiste à retirer de manière périodique certaines diodes. Désormais, des éléments capacitifs ne seront connectés que tous les trois motifs dans les deux dimensions (FIG. IV.25).

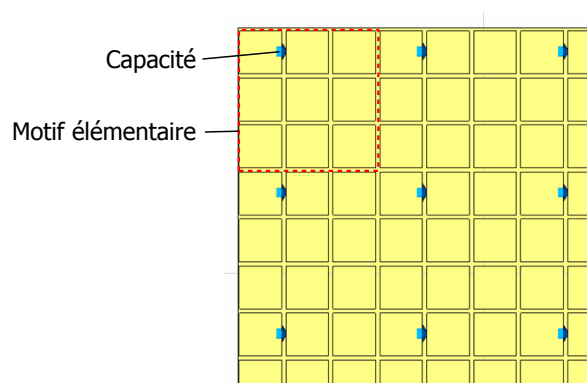


FIG. IV.25 : Schéma des motifs élémentaires après suppression d'éléments capacitifs

Nous analysons le comportement en réflexion de ce plan réflecteur pour  $C = 1$  pF (FIG. IV.26) en incidence oblique et en polarisation TM.

Le plan réflecteur n'a absolument pas le même comportement que celui muni de capacités pour chaque motif. Ici, les courbes présentent des sauts de phase et de brusques changements de valeur. D'une manière générale, l'antenne B.I.E. semble bien fonctionner aux fréquences assez éloignées de la fréquence de résonance du plan réflecteur, lorsque la variation des courbes de

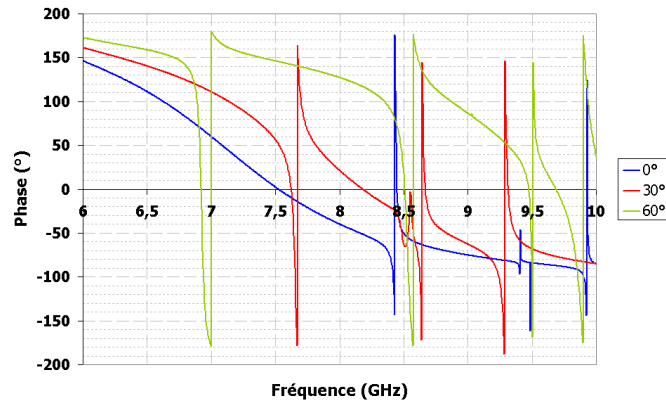


FIG. IV.26 : Phase du coefficient de réflexion pour  $C = 1 \text{ pF}$

phase est faible en fonction de la fréquence. La phase à la réflexion de cette structure n'est pas du tout dans ce cas, elle est beaucoup trop chaotée.

Nous choisissons de simuler quand même les antennes complètes pour deux valeurs de capacité :  $C_{min} = 500 \text{ fF}$  et  $C_{mid} = 1 \text{ pF}$ . Il se peut en effet que les courbes de phase soient erronées en raison d'une trop grande dimension latérale du motif élémentaire ( $3 \times 3$  éléments carrés et une capacité). En effet la dimension latérale d'un motif élémentaire est de  $3 \cdot \tau = 33,75 \text{ mm}$  où  $\tau$  est la période d'un motif carré égale à  $11,25 \text{ mm}$ . Cette dimension est proche de la valeur de la longueur d'onde  $\lambda$  à  $8 \text{ GHz}$ , égale à  $37,5 \text{ mm}$ .

Pour cette simulation, nous gardons les mêmes dimensions que pour l'antenne précédente. Elles sont présentées sur FIG. IV.27.

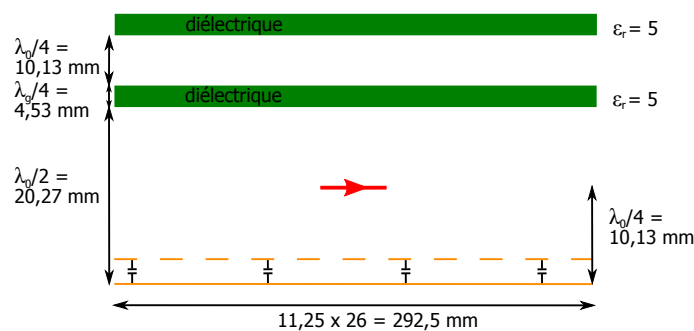


FIG. IV.27 : Schéma et dimensions de l'antenne étudiée

Les diagrammes de rayonnement sont montrés pour une fréquence de  $9 \text{ GHz}$ . En effet, à la fréquence de travail  $8 \text{ GHz}$ , les diagrammes sont inexploitable et l'antenne ne rayonne pas (FIG. IV.28).

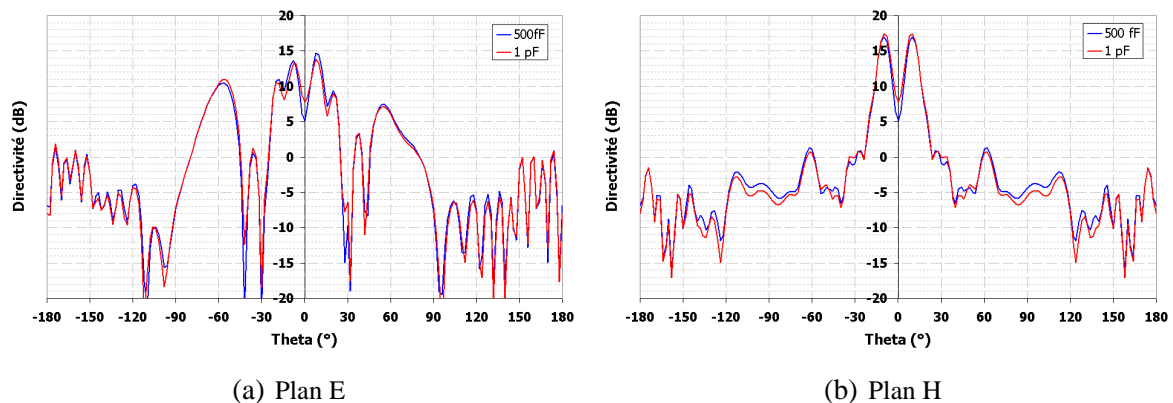


FIG. IV.28 : Diagrammes de rayonnement en fonction de la valeur de capacité dans les deux plans à 9 GHz

Les performances sont très dégradées par rapport à l'antenne dont tous les motifs sont dotés de capacité, et il n'y a pas de variation de dépointage. Il semble même que le comportement de l'antenne ne varie pas en fonction des valeurs de capacité, le dépointage reste proche de  $10^\circ$ . Dans le plan E, on observe une remontée importante de lobes secondaires à  $\pm 55^\circ$ . Ils peuvent être dus à une deuxième solution de l'équation de résonance de la cavité de l'antenne B.I.E.. Toutefois, dans le plan H, le diagramme est très propre et les lobes principaux bien définis.

#### IV.3.4 Conclusions sur la suppression d'éléments capacitifs placés derrière le plan de masse

En dépit des bonnes performances de l'antenne précédente (où tous les motifs sont connectés au plan de masse par l'intermédiaire d'une capacité), la suppression d'une partie des éléments capacitifs n'a pas eu les effets attendus. Il semble que l'influence des motifs présentant un élément localisé soit trop diluée au milieu des motifs sans capacité. Il faudrait recommencer l'étude avec une densité plus forte de capacités.

De plus, les courbes de phase en fonction de la fréquence sont très perturbées : nous sommes limités par les conditions de périodisation du logiciel. En effet, la périodisation des motifs est possible tant que les dimensions latérales du motif élémentaire restent inférieures à la longueur d'onde. À 8 GHz, la longueur d'onde est de 37,5 mm. La dimension latérale d'un motif est de 33,75 mm. Les deux valeurs sont très proches, ce qui peut expliquer le décalage entre les deux simulations. Pour illustrer ces conclusions, nous avons simulé un motif élémentaire constitué

de  $3 \times 3$  motifs simples (sans capacité, ni via) et nous comparons la phase avec celle d'un motif élémentaire constitué d'un motif en prenant garde d'utiliser le même maillage (FIG. IV.29). Alors que les courbes devraient être confondues, elles ne le sont pas. Les deux fréquences de résonance sont proches, mais la pente de la courbe varie. Pour cette structure la différence n'est pas très importante, mais il est difficile de prévoir le comportement une fois les éléments capacitifs rajoutés.

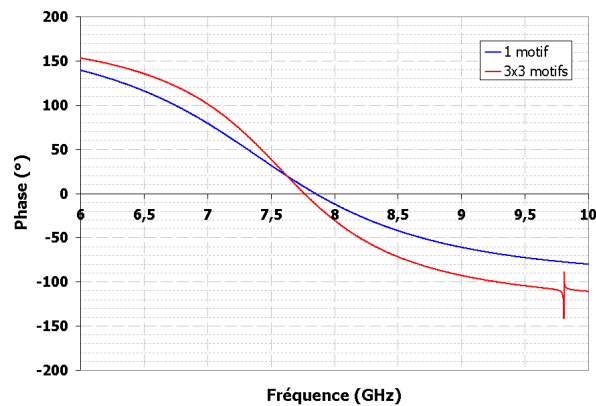


FIG. IV.29 : Comparaison de phase pour la même structure simulée différemment

Dans cette configuration, le nombre de diodes nécessaires à l'antenne est réduit par neuf. Alors que la première antenne nécessitait 676 diodes, celle-ci n'en a besoin que de 81. Ceci pourrait permettre de réaliser une économie sur le coût de la réalisation. De plus, même si la conception du circuit de polarisation n'a pas encore été étudiée, il est certain qu'un nombre réduit de diodes facilite le câblage. Même si le comportement de l'antenne ne peut pas être prévu au moyen du programme analytique, nous avons vu que la variation de capacité n'entraîne pas de variation du dépointage. Il est donc décevant de voir que cette réduction du nombre d'éléments capacitifs se fait au détriment du fonctionnement de l'antenne B.I.E.. Mais il est probable que cette configuration fonctionne pour d'autres valeurs de capacité. Il faudrait reprendre l'étude au début et sans pouvoir utiliser le programme analytique rendant l'étude très longue et fastidieuse.

Malgré quelques problèmes de simulations, nous avons cependant montré qu'il est possible de réaliser du dépointage avec une antenne B.I.E. en faisant varier la phase du coefficient de réflexion du plan réflecteur inférieur au moyen de capacités variables, lorsque tous les motifs sont accompagnés d'un élément capacitif.



## IV.4 CONCLUSIONS - PERSPECTIVES

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'influence de l'intégration d'éléments capacitifs au sein d'une antenne B.I.E. dans le but de faire varier le comportement en réflexion de son plan réflecteur inférieur. Cette variation a pour effet de modifier l'angle de pointage du rayonnement de l'antenne.

Les deux configurations étudiées - éléments capacitifs intégrés au même niveau que les motifs résonants et éléments capacitifs connectés derrière le plan de masse - donnent satisfaction puisque dans les deux cas, la variation de la valeur de capacité entraîne une modification de l'angle de pointage.

La deuxième configuration semble plus intéressante car elle évite l'introduction d'éléments capacitifs à l'intérieur même d'une cavité résonante sensible à la moindre variation de dimensions. De plus, les valeurs des capacités utilisées dans la deuxième configuration sont plus proches de la réalité, même si pour la première configuration une moindre variation de la capacité entraîne un dépointage plus important.

Toujours dans un souci de réalisme et de réduction des coûts, nous avons voulu diminuer le nombre d'éléments capacitifs présents dans l'antenne. Cette tentative s'est soldée par un échec pour les deux configurations. Il est difficile de connaître exactement le comportement du plan réflecteur inférieur car les dimensions d'un motif élémentaire dépassent la limite imposée par le logiciel de simulation.

Au vu de ces conclusions, il serait intéressant de s'orienter vers d'autres technologies pour piloter la phase du plan réflecteur inférieur. On pourrait imaginer, par exemple, l'utilisation d'un matériau à permittivité relative variable en remplacement du substrat classique utilisé jusqu'ici. En effet, l'étude présentée § II.5.1.4 sur l'influence de la variation de la permittivité relative sur la phase du coefficient de réflexion d'un plan réflecteur structuré montre que ce concept peut être une possibilité.



---

---

**CONCLUSION GÉNÉRALE ET  
PERSPECTIVES**

---

Les travaux présentés dans ce mémoire traitent de l'étude des potentialités des antennes B.I.E. pour effectuer du dépointage agile.

Après avoir constaté et évalué les difficultés d'étudier dans leur ensemble et de manière systématique les antennes B.I.E. à plan réflecteur structuré avec les outils que nous avons à notre disposition, nous avons développé un outil analytique en partant de l'équation de résonance qui décrit le fonctionnement de ce type d'antenne. L'outil permet de prévoir le comportement en dépointage d'une antenne à matériau B.I.E. diélectrique à plan réflecteur inférieur structuré et nous avons pu valider son fonctionnement.

Les études de la phase du coefficient de réflexion d'un plan réflecteur structuré de motifs périodiques mettent en évidence les nombreux paramètres dont dépend le rayonnement de l'antenne intégrant ce type de plan réflecteur. Au travers de l'outil analytique, ces études ont permis de mieux comprendre le comportement global de l'antenne. De même, l'outil analytique a permis un gain de temps considérable en ce qui concerne le dimensionnement et les choix des matériaux de l'antenne lors de la réalisation.

La réalisation de l'antenne B.I.E. avec deux plans réflecteurs quasi-identiques a montré qu'il était possible de réaliser du dépointage avec ce type d'antenne en faisant varier la phase du coefficient de réflexion de son plan réflecteur inférieur. Les mesures sont concordantes avec les simulations. Ces résultats sont donc encourageants pour la suite de l'étude qui a consisté en l'ajout d'éléments localisés capacitifs au niveau du plan réflecteur. Ces éléments capacitifs « permettent » de simuler des diodes varactors.

Nous avons étudié deux manières d'introduire ces éléments capacitifs au sein de l'antenne B.I.E.. Dans une première étude, les capacités ont été insérées entre les éléments périodiques du plan réflecteur inférieur. Les simulations ont montré qu'il est possible d'obtenir un rayonnement dont le dépointage varie en fonction de la valeur de la capacité. Dans la deuxième étude, les éléments capacitifs ont été placés derrière le plan réflecteur et relient les motifs au plan de masse. Cette configuration nécessite une diode pour chaque motif. Les simulations ont également montré la possibilité de variation d'angle de pointage en fonction de la valeur de capacité.

Les deux configurations citées précédemment demandent un nombre important de diodes qui entraînerait un coût élevé de réalisation. Ainsi, nous avons tenté de réduire le nombre d'éléments nécessaires. Nous avons été confrontés à des problèmes de simulation. En effet, la caractérisation en réflexion des plans réflecteurs dotés des éléments capacitifs s'est heurtée à une

limitation du logiciel de simulation. Ainsi, il était impossible d'utiliser le programme analytique pour prévoir correctement le dépointage de l'antenne en fonction de la valeur de capacité des éléments localisés.

La simulation des antennes, dont le nombre d'éléments capacitifs a été réduit, a tout de même été faite. Il est apparu que la réduction du nombre d'éléments modifie le comportement en dépointage de l'antenne. Dans notre exemple, il était impossible de faire varier le dépointage de manière significative en modifiant la valeur de capacité.

Les deux configurations étudiées ne permettent pas une réduction du nombre de diodes dans l'antenne. Il faudrait donc réfléchir à d'autres dispositifs qui permettraient d'intégrer un nombre raisonnable d'éléments capacitifs en vue d'une réalisation. De plus, le travail de thèse n'a pas abordé de manière concrète la conception et l'intégration du circuit de polarisation des diodes. C'est aussi dans l'optique de simplifier ce circuit qu'il est nécessaire d'avoir un nombre réduit d'éléments actifs. Lors d'études ultérieures de l'intégration des éléments actifs au sein de l'antenne, il sera nécessaire d'avoir toujours à l'esprit la manière dont la polarisation va être amenée à l'élément actif.

En plus du circuit de polarisation des éléments actifs, il faut aussi prendre en compte le fait que durant toute l'étude, nous n'utilisons qu'une source simple pour l'excitation de l'antenne (dipôle ou patch) entraînant un diagramme de rayonnement en forme de corolle. Pour sélectionner une direction azimutale, il est nécessaire d'exciter l'antenne avec une source telle qu'un réseau de patch. Ce type de dispositif nécessite un circuit d'alimentation constitué de dispositifs à retard de phase et l'éléments actifs ce qui ajoute encore à la complexité du système.

Cependant, l'introduction de diodes varactors au sein du plan réflecteur n'est pas le seul moyen possible pour faire varier la phase du coefficient de réflexion du plan réflecteur inférieur. La variation de la permittivité relative du substrat des motifs périodiques est également une solution. En effet, si l'on reprend l'antenne à rayonnement axial utilisée pour la réalisation au chapitre III, la valeur de la permittivité relative du substrat est de 2,2. Pour un substrat ayant une permittivité relative de 1,5, nous obtenons un rayonnement dépointé de  $27^\circ$  avec la même antenne. Ainsi, il serait probablement intéressant d'étudier les matériaux à variations d'indice pour connaître leur influence sur le comportement d'une antenne B.I.E. à plan réflecteur structuré.



---

---

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [1] Marie-Sandrine DENIS. *Contribution à l'Etude des Matériaux à Bande Interdite Photonique. Application Dans le Domaine des Antennes Imprimées*. PhD thesis, Université de Limoges, 1998.
- [2] Marc THEVENOT, Cyril CHEYPE, Alain REINEIX, and Bernard JECKO. Directive photonic-bandgap antennas. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(11) :2115–2122, November 1999.
- [3] C. SERIER. *Conception, Réalisation et Caractérisation d'Antennes à Bande Interdite Photonique. Application au Fort Gain*. PhD thesis, Université de Limoges, 2002.
- [4] L. LEGER, R. GRANGER, M. THEVENOT, T. MONEDIERE, and B. JECKO. Multifrequency dielectric ebg antenna. *Microwave and Optical Technology Letters*, 40(5) :420–423, March 2004.
- [5] Julien DROUET. *Méthodes d'Analyse Electromagnétique Spécifiques à la Conception des Antennes à Résonateur BIE Multi Sources*. PhD thesis, Université de Limoges, 2007.
- [6] David R. JACKSON, Arthur A. OLINER, and Antonio IP. Leaky-wave propagation and radiation for a narrow-beam multiple-layer dielectric structure. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 41(3) :344–348, March 1993.
- [7] H. BOUTAYEB, K. MAHDJOUBI, and A. C. TAROT. Directivité d'une structure antenne-matériau à bip/cavité fabry-pérot. In *13ème Journées Nationales Microondes*, page 3A3, Lille, Mai 2003.

- [8] H. TALLEB, D. LAUTRU, and V. FOUAD HANNA. Analysis of adaptive antenna using electromagnetic band gap structure. *Microwave and Optical Technology Letters*, 48(2) :226–229, February 2006.
- [9] [www.cnes.fr](http://www.cnes.fr).
- [10] P. DUMON, C. APERT, D. BELOT, T. DOUSSET, and C. RENARD. A novel reflectarray for smart x-band satellite antenna. In *IEEE AP-S 2007 Symposium*, Honolulu, USA, June 2007.
- [11] Cécile CHEYMOL, Thierry DOUSSET, Patrick DUMON, Michèle LABEYRIE, and Christian RENARD. A x-band electronically scanned reflectarray antenna for space telemetry. In *EuCAP 2009*, Berlin, Allemagne, March 2009.
- [12] Ludovic LEGER. *Nouveaux Développements Autour des Potentialités de l'Antenne BIE Planaire*. PhD thesis, Université de Limoges, 2004.
- [13] Marc THEVENOT. *Analyse Comportementale et Conception de Matériaux Diélectriques à Bande Interdite Photonique. Application à l'Etude et à la Conception de Nouveaux Types d'Antennes*. PhD thesis, Université de Limoges, 1999.
- [14] D. G. BERRY, R. G. MALECH, and W. A. KENNEDY. The reflectarray antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 11(6) :645–651, November 1963.
- [15] John HUANG. Microstrip reflectarray. In *Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 2, pages 612–615, June 1991.
- [16] Ronald D. JAVOR, Xiao-Dong WU, and Kai CHANG. Beam steering of a microstrip flat reflectarray antenna. 1994.
- [17] D. M. POZAR and T. A. METZLER. Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size. *Electronics Letters*, 29(8) :657–658, April 1993.
- [18] K. Y. SZE and L. SHAFAI. Analysis of phase variation due to varying patch length in a microstrip reflectarray. 1998.
- [19] S. D. TANGONSKI and D. M. POZAR. Analysis and design of a microstrip reflectarray using patches of variable size. In *APS*, June 1994.
- [20] M. E. COOLEY, J. F. WALKER, D. G. GONZALEZ, and G. E. POLLON. Novel reflectarray element with variable phase characteristics. *IEE Proceedings Microwave, Antennas Propagation*, 144(2) :149–151, April 1997.



- [21] Wayne W. LAM, Christina F. JOU, Howard Z. CHEN, Kjell S. STOLT, Neville C. LUHMANN, and David B. RUTLEDGE. Millimeter-wave diode-grid phase shifters. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 36(5) :902–907, May 1988.
- [22] Andrew R. WEILY, Levente HORVATH, Karu P. ESSELLE, Barry C. SANDERS, and Trevor S. BIRD. A planar resonator antenna based on a woodpile ebg material. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(1) :216–223, January 2005.
- [23] Giswalt von TRENTINI. Partially reflecting sheet. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, pages 666–671, 1956.
- [24] Eli YABLONOVITCH. Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics. *Physical Review Letters*, 58(20) :2059–2062, May 1987.
- [25] Nicolaos G. ALEXOPOULOS and David R. JACKSON. Fundamental superstrate (cover) effect on printed circuit antennas. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, AP-32(8) :807–816, August 1984.
- [26] David R. JACKSON and Nicolaos G. ALEXOPOULOS. Gain enhancement methods for printed circuit antennas. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, AP-33(9) :976–987, September 1985.
- [27] David R. JACKSON and Arthur A. OLINER. A leaky-wave analysis of the high-gain printed antenna configuration. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 36(7) :905–910, July 1988.
- [28] H.Y. YANG and Nicolaos G. ALEXOPOULOS. Gain enhancement methods for printed circuit antennas through multiple superstrates. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, AP-35(7) :860–863, July 1987.
- [29] Andrew R. WEILY, Karu P. ESSELLE, Barry C. SANDERS, and Trevor S. BIRD. High-gain 1d ebg resonator antenna. *Microwave and Optical Technology Letters*, 47(2) :107–114, October 2005.
- [30] Nicolas GUERIN, Stefan ENOCH, Gérard TAYED, Pierre SABOUROUX, Patrick VINCENT, and Hervé LEGAY. A metallic fabry-perot directive antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(1) :220–224, January 2006.

- [31] Emmanuel RODES. *Nouveau Concept d'Antenne à Base de Matériaux BIE Métalliques. Application aux Réseaux de Télécommunications*. PhD thesis, Université de Limoges, 2006.
- [32] L. LEGER, T. MONEDIERE, M. THEVENOT, and B. JECKO. Multifrequency and beam steered electromagnetic bandgap antennas. In *PIERS 2004*, Pise, March 2004.
- [33] Laure FREYTAG. *Conception, Réalisation et Caractérisation d'Antennes pour Stations de Base des Réseaux de Télécommunications Sans Fil*. PhD thesis, Université de Limoges, 2004.
- [34] Elisa POINTEREAU. *Etude d'Antenne à Bande Interdite Electromagnetique Omnidirectionnelle en Azimut*. PhD thesis, Université de Limoges, 2007.
- [35] H. BOUTAYEB. *Etude des structures périodiques planaires et conformées associées aux antennes. Applications aux communications mobiles*. PhD thesis, Université de Rennes 1, décembre 2003.
- [36] L. BERNARD. *Techniques d'amélioration du gain par empilements diélectriques. Applicabilité à la réduction de la taille des antennes pour station de base UMTS*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, décembre 2003.
- [37] Antonio IP, David R. JACKSON, and Arthur A. OLINER. An improved calculation procedure for the radiation pattern of a cylindrical leaky-wave antenna of finite size. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 40(1) :19–24, January 1992.
- [38] H. BOUTAYEB, K. MAHDJOUBI, and A. C. TAROT. Frequency beam scanning and gain enhancement properties of pbg-antennas. In *APS/URSI Symposium*, June 2003.
- [39] Dan SIEVENPIPER. *High Impedance Surface*. PhD thesis, 1999.
- [40] Dan SIEVENPIPER, Lijun ZHANG, Romulo F. Jimenez BROAS, Nicholas G. ALEXOPOLOUS, and Eli YABLONOVITCH. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 47(11) :2059–2074, November 1999.
- [41] D. SIEVENPIPER and J. SCHAFFNER. Beam steering microwave reflector based on electrically tunable impedance surface. *Electronics Letters*, 38(21), October 2002.
- [42] Daniel F. SIEVENPIPER, James H. SCHAFFNER, H. Jae SONG, Robert Y. LOO, and Gregory TANGONAN. Two-dimensional beam steering using an electrically tunable im-

- pedance surface. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 51(10) :2713–2721, October 2003.
- [43] T. K. CHANG, R. J. LANGLEY, and E. A. PARKER. An active square loop frequency selective surface. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 3(10) :387–388, October 1993.
- [44] T. K. CHANG, R. J. LANGLEY, and E. A. PARKER. Active frequency-selective surface. *IEE Proceedings Microwave, Antennas Propagation*, 143(1) :62–66, February 1996.
- [45] Laure MERCIER. *Synthèse de Propriétés d'Agilité Electromagnétique par des Matériaux Artificiels Périodiques Intégrant des Microcomposants. Application à la Conception d'Antennes à Résonateur BIE Configurables*. PhD thesis, Université de Limoges, 2005.
- [46] L. MERCIER, E. RODES, J. DROUET, L. LEGER, M. THEVENOT, T. MONEDIERE, and B. JECKO. Steerable and tunable "ebg resonator antennas" using smart metamaterials. In *2006 IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation and UNSC/URSI National Radio Science Meeting*, pages 406–409, Albuquerque, New Mexico, July 2006.
- [47] K. Y. SZE and L. SHAFAI. Substrate thickness in a microstrip reflectarray. 1999.
- [48] Philippe LEVEQUE. *Diffraction des ondes électromagnétiques transitoires par des obstacles en présence de milieux diélectriques à pertes*. PhD thesis, Université de Limoges, 1994.
- [49] T. WEILAND. A discretization method for the solution of maxwell's equations for six-component fields. *Electronics and Communications AEÜ*, 31(3) :116–120, 1977.
- [50] [www.cst.com](http://www.cst.com).
- [51] Ismo V. LINDELL. Te/tm decomposition of electromagnetic sources. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 36(10) :1382–1388, October 1988.









## NOUVEAU CONCEPT D'ANTENNE B.I.E. AGILE DÉVELOPPÉE POUR UNE APPLICATION SPATIALE DE « TÉLÉMESURE IMAGE »

**Résumé :** Cette thèse, menée en collaboration avec le C.N.E.S., aborde l'étude d'antennes B.I.E. (Bande Interdite Electromagnétique) agiles en dépointage pour une application spatiale. Les antennes B.I.E. offrent des propriétés intéressantes de filtrage spatial et fréquentiel. L'agilité est amenée grâce à la variation de propriétés d'un plan de masse structuré de motifs périodiques pouvant accueillir à terme des éléments actifs. Les différentes antennes directives existantes, et plus particulièrement les antennes B.I.E., ainsi que les F.S.S. (Surfaces Sélectives en Fréquence) sont tout d'abord présentés. Puis le fonctionnement d'un outil analytique permettant de simuler le comportement en dépointage d'antennes B.I.E. à plan de masse structuré est validé. La réalisation et les mesures ont montré la possibilité de dépointage de ce concept d'antenne. Enfin, nous avons étudié l'influence de l'introduction d'éléments actifs à l'antenne.

---

## NEW CONCEPT OF TUNABLE E.B.G. ANTENNA DEVELOPED FOR A SPATIAL APPLICATION OF IMAGE TELEMETRY

**Abstract :** This thesis, managed with the C.N.E.S., studies beam-scanning E.B.G. antennas (Electromagnetic Band Gap) for spatial application. E.B.G. antennas offer interesting properties that allow realizing space and frequency filter. Agility is brought thanks to the variation of the properties of a ground plane structured with periodic patterns which can receives active elements. Different directive antennas, especially E.B.G. antennas, and F.S.S. (Frequency Selective Surfaces) are first presented. Then the operation of an analytic program is validated. This program simulates the radiation direction of E.B.G. antennas with structured ground plane. The implementation and measurements show the possibility to have different radiation directions with this kind of antenna. Finally, we studied the influence of insertion of active elements to the antenna.

---

**Discipline :** « Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique »

---

<b>Mots clés :</b>	Bande Interdite Electromagnétique (B.I.E.)	Antenne agile
	Surfaces sélectives en fréquence (F.S.S.)	Pointage variable
	Outil analytique	Capacité variable

---

**Adresse du laboratoire :** XLIM, Département O.S.A., U.M.R. C.N.R.S. n°6172 - Faculté des Sciences et Techniques - Université de Limoges - 123 avenue Albert Thomas - 87060 LIMOGES CEDEX