

UNIVERSITE DE LIMOGES

ED n° 521 : Sciences et Ingénierie pour l'Information

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

XLIM – Département Ondes et Systèmes Associés

Année : 2010

Thèse : N°17-2010

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes "

présentée et soutenue par

Eric ARNAUD

Le 25 juin 2010

Contribution à la conception d'antennes B.I.E métalliques à polarisation circulaire alimentées par cornet.

Thèse dirigée par Monsieur Thierry MONEDIERE

JURY :

Président

Monsieur S. VERDEYME

Professeur, Université de Limoges

Rapporteur

Madame O. PICON

Professeure, Université de Paris-Est

Monsieur R. SAULEAU

Professeur, Université de Rennes 1

Examineur

Monsieur G. CAILLE

Ingénieur R&D, Thales Alenia Space, Toulouse

Monsieur B. PALACIN

Ingénieur Antennes, CNES, Toulouse

Monsieur T. MONEDIERE

Professeur, Université de Limoges

Monsieur M. THEVENOT

Chargé de Recherche, Université de Limoges

Invité

Monsieur H. DIEZ

Ingénieur R&D, CNES, Toulouse

Monsieur B. JECKO

Professeur, Université de Limoges

A Sandrine et à Tifaine

A ma famille

Remerciements

Ce travail a été effectué à la Faculté des Sciences de l'Université de Limoges, au sein du laboratoire XLIM, dirigé par Monsieur Dominique CROS.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur Serge VERDEYME, Professeur à l'Université de Limoges, de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je remercie, Madame Odile PICON, Professeure à l'Université Paris-Est, et Monsieur Ronan SAULEAU, Professeur à l'Université de Rennes 1, pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

Je tiens à associer à ces remerciements, Monsieur Gérard CAILLE, Ingénieur R&D au sein de l'entreprise Thales Alenia Space à Toulouse, Monsieur Baptiste PALACIN, Ingénieur Antennes au CNES à Toulouse, Monsieur Marc THEVENOT, Chargé de Recherche à l'Université de Limoges, Monsieur Hubert DIEZ, Ingénieur R&D au CNES à Toulouse, Monsieur Bernard JECKO, Professeur à l'Université de Limoges pour m'avoir fait l'honneur de participer au jury de ces travaux.

Je remercie tout particulièrement Monsieur Thierry MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges, pour m'avoir dirigé tout au long de cette thèse. Cependant, je regrette ses compétences rugbystiques médiocres. Sa lecture assidue du grand journal jaune depuis de nombreuses années ne lui a pas permis de progresser : ne me parlez pas de Jauzion. Petit regret de ne pas pouvoir me confronter à ce grand joueur de Pétanque.

Grand Merci à Régis, personnage incontournable de CISTEME, pour son aide indispensable sur les mystères de l'antenne B.I.E. Grand amateur de jardinage et de bricolage, spécialiste des binettes de toute forme, il a cependant un grand défaut : supporter un club dont je tairai le nom.

Petit remarque concernant mon partenaire de chambre pendant les conférences, Marc. J'ai pu apprécier sa grande tenue vestimentaire pour la nuit. Thierry Lhermitte peut remballer la sienne dans le Père Noël est une ordure.

Je remercie Patricia pour son énorme aide concernant les impressions de tous mes exemplaires de thèse et les autres démarches administratives. Je remercie notre copine commune qui nous permet de rire sur ses différentes réactions. Merci à Nadine qui avec Patricia font une paire très efficace de Secrétaires.

Remerciement à tous mes collègues qui ont défilé dans mon bureau, à savoir Monsieur Chiron, le roi du téléphone, Monsieur Serier, le roi de la magouille, Monsieur Akhdar, le roi des problèmes, Monsieur Menudier, le roi de l'info qui ont su me supporter. Ce dernier que je traumatise de nouveau, mais ses qualités d'écoute, sa sympathie, son calme et sa retenue lui confèrent le titre du meilleur collègue du monde.

J'ai une pensée particulière à mon autre collègue de bureau, Fatna. Bien que tout nous sépare et que certaines conversations soient tendues, je sais qu'elle possède d'énormes qualités. J'espère seulement que certaines œillères vont s'enlever pour qu'elle puisse profiter de la vie si courte.

Un grand regret concernant le départ de Michael. Seule personne à comprendre mon humour dont il partage les secrets avec moi. Salut ma poule et merci pour les trois années passées au sein du laboratoire.

Merci à Majed dit Papa, premier Libanais que j'ai connu dans l'équipe. Il m'a apporté une aide non quantifiable en particulier sur les mystères des AWPL. Heureusement qu'il était là pour canaliser tous les nouveaux en leur expliquant mon caractère.

Petit clin d'œil particulier au roi du basket et du jeu qui m'a évité de prendre le Populaire du Centre pour connaître les dernières nouvelles du CSP.

Autre dédicace à Nicolas qui est déprimé tous les lundis matin à la suite de la défaite de son équipe préférée. Il ne faut pas oublier ses grosses compétences pour comprendre les subtilités de Monsieur Krolik.

Je remercie aussi Emilien, Sébastien, Julien, Thomas, Cyril, David, Moctar pour leur aide et leur bonne humeur.

Un merci aux spécialistes de la langue de Shakespeare, Manu, Majed et Hassan, qui m'ont permis de produire des articles compréhensibles par tout le monde.

Je ne remercie pas Laure qui m'a fait perdre au moins six mois sur ma rédaction de ma thèse en raison de ses venues incessantes dans mon bureau. Mais comment faire pour renvoyer une si charmante demoiselle.

Merci à tous mes fournisseurs de gâteaux libanais, Majed, Momo, Alaa, les deux ahmad qui m'ont permis d'entretenir mon beau corps sculptural.

Un grand merci à tous les autres qui m'ont côtoyés dans le laboratoire. Sachez pour la plupart que je vous apprécie même si je vous taquine....

Un grand merci à tous les autres que je n'ai pas cités par oubli.

J'exprime ma chaleureuse reconnaissance à Cyrille, Julien, Laure et Manu pour leur temps passé à relire ce mémoire.

Merci à tous mes amis proches, Fabrice, Jean christophe, Magali, Patrick et Vincent pour ses années passées en leur compagnie me permettant d'oublier certaines contraintes d'une vie.

Enfin, que dire de Sandrine ma petite chérie, qui depuis de nombreuses années, me soutient. Je t'embrasse très fort ainsi que notre fille Tifaine qui est venue ensoleiller notre vie.

Finalement, merci à tous les membres de ma famille, et plus particulièrement à mes parents qui m'ont laissé faire ce que je voulais concernant mes études. Merci à Sylvie pour le pot, à ma soeur et mon frère pour leur soutien et leur encouragement.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	17
CHAPITRE I	25
Présentation de l'étude.....	25
I - ANTENNE A POLARISATION CIRCULAIRE.....	27
I.1 - Antenne résonante.....	28
<i>I.1.1 - L'antenne imprimée : Le patch</i>	29
<i>I.1.1.a - Patch avec une double sonde d'alimentation</i>	29
<i>I.1.1.b - Patch avec une seule sonde d'alimentation et des perturbations..</i>	30
<i>I.1.2 - L'antenne filaire</i>	32
<i>I.1.3 - La fente résonante.....</i>	32
<i>I.1.4 - L'antenne à résonateur diélectrique</i>	33
I.2 - Antenne à ouverture rayonnante	35
<i>I.2.1 - L'antenne à projecteur d'ondes et cornet.....</i>	36
<i>I.2.2 - L'ouverture en guide d'ondes.....</i>	39
I.3 - Antenne à ondes de surface et de fuite.....	40
<i>I.3.1 - Antenne hélicoïdale.....</i>	40
<i>I.3.2 - Antenne imprimée à ondes progressives.....</i>	41
<i>I.3.2.a - Antenne de forme courbée.....</i>	41
<i>I.3.2.b - Antenne de forme linéaire (réseau de motifs élémentaires).....</i>	41
I.4 - Bilan des antennes à polarisation circulaire	43
II - antenne a bande interditE electromagnetique	44
II.1 - Introduction	44
II.2 - Historique et principe	45
II.3 - Quelques réalisations d'antennes B.I.E en polarisation linéaire.....	50
III - ANTENNE B.I.E A POLARISATION CIRCULAIRE.....	51
III.1 - Antenne B.I.E à polarisation circulaire par la source d'excitation	51
<i>III.1.1 - Antenne B.I.E à polarisation circulaire par un patch à encoches</i>	51
<i>III.1.2 - Antenne B.I.E à polarisation circulaire par réseau de fentes.....</i>	52
<i>III.1.3 - Antenne B.I.E à polarisation circulaire par un patch circulaire...</i>	54
III.2 - Antenne B.I.E "autopolarisante"	55

CHAPITRE II	61
Antenne b.i.e à polarisation circulaire par la sonde d'excitation	61
I - INTRODUCTION.....	63
II - Antenne B.I.E de référence à polarisation linéaire	64
III - Antenne B.I.E à polarisation circulaire par la sonde d'excitation... 66	66
III.1 - Antenne B.I.E de référence avec un polariseur en guide d'ondes.....	66
<i>III.1.1 - Les différents types de polariseur en guide d'ondes</i>	<i>66</i>
<i>III.1.2 - Les caractéristiques simulées du polariseur de test seul</i>	<i>69</i>
<i>III.1.3 - Les caractéristiques simulées de l'association cornet polariseur</i>	<i>70</i>
<i>III.1.4 - Les caractéristiques simulées de l'association antenne B.I.E de référence polariseur</i>	<i>71</i>
<i>III.1.4.a - Antenne B.I.E non adaptée</i>	<i>71</i>
<i>III.1.4.b - Antenne B.I.E adaptée par une pastille</i>	<i>74</i>
III.2 - Antenne B.I.E de référence avec des sondes d'alimentation coaxiales	77
III.2.1 - Obtention d'un cornet en polarisation circulaire alimenté par des sondes coaxiales.	77
<i>III.2.1.a - Deux sondes déphasées spatialement et temporellement de 90° et séparées de λ_g</i>	<i>77</i>
<i>III.2.1.b - Quatre sondes déphasées spatialement et temporellement de 90°</i>	<i>79</i>
III.2.2 - Antenne B.I.E de référence avec le cornet alimenté par deux sondes d'alimentation coaxiales distantes de λ_g.....	81
<i>III.2.2.a - Antenne B.I.E non adaptée</i>	<i>81</i>
<i>III.2.2.b - Antenne B.I.E adaptée (ancienne pastille)</i>	<i>84</i>
<i>III.2.2.c - Antenne B.I.E adaptée (nouvelle pastille).....</i>	<i>87</i>
III.2.3 - Antenne B.I.E de référence avec 4 sondes d'alimentation coaxiales.....	89
<i>III.2.3.a - Antenne B.I.E non adaptée</i>	<i>89</i>
<i>III.2.3.b - Antenne B.I.E adaptée</i>	<i>92</i>
IV - Conclusion	95
CHAPITRE III	101

Antenne B.I.E + Polariseur à lignes à méandres.....	101
I - Polariseur à lignes à méandres	103
I.1 - Introduction	103
I.2 - Le polariseur à lignes à méandres.....	105
<i>I.2.1 - Principe</i>	<i>106</i>
<i>I.2.2 - Construction d'un polariseur à lignes à méandres.....</i>	<i>109</i>
<i>I.2.3 - Méthode de simulation.....</i>	<i>109</i>
II - Conception du polariseur à lignes à méandres isolé.....	109
II.1 - Polariseur à lignes à méandres d'origine (polariseur isolé).....	110
II.2 - Influence des différents paramètres.....	112
II.3 - Polariseur à lignes à méandres 30 GHz (polariseur isolé).....	113
<i>II.3.1 - Les premiers résultats</i>	<i>113</i>
<i>II.3.2 - Résultats après optimisation.....</i>	<i>114</i>
III - Antenne B.I.E de référence avec le polariseur isolé.....	115
III.1 - Simulation de l'antenne B.I.E de référence avec le polariseur isolé	116
<i>III.1.1 - Présentation de l'antenne simulée avec le polariseur isolé.....</i>	<i>116</i>
<i>III.1.2 - Résultats de simulation de l'antenne simulée avec le polariseur isolé.....</i>	<i>116</i>
<i>III.1.2.a - Taux d'ellipticité.....</i>	<i>116</i>
<i>III.1.2.b - Les composantes E_θ et E_ϕ</i>	<i>117</i>
IV - Conception du polariseur à lignes à méandres associé à l'antenne B.I.E	122
IV.1 - Polariseur à lignes à méandres non isolé	122
<i>IV.1.1 - Changement du motif élémentaire.....</i>	<i>122</i>
<i>IV.1.2 - Simulation du motif élémentaire</i>	<i>122</i>
<i>IV.1.2.a - Les nouvelles valeurs du polariseur à lignes à méandres.....</i>	<i>123</i>
<i>IV.1.2.b - Le taux d'ellipticité.....</i>	<i>123</i>
<i>IV.1.2.c - Le module et la phase du coefficient de réflexion</i>	<i>124</i>
<i>IV.1.2.d - Influence de la distance entre le polariseur et le demi-matériau B.I.E</i>	<i>126</i>
IV.1.3 - Simulation du polariseur isolé avec les valeurs du polariseur non isolé.....	126

IV.1.3.a - Comparaison des taux d'ellipticité du polariseur avec ou sans matériau B.I.E	126
IV.2 - Antenne B.I.E de référence avec le polariseur non isolé	127
IV.2.1 - Résultats de simulation de l'antenne avec le polariseur non isolé	127
IV.2.1.a - Taux d'ellipticité	127
IV.2.1.b - Directivité	128
IV.2.1.c - Diagramme de rayonnement.....	130
IV.2.1.d - Diagramme en taux d'ellipticité	132
IV.2.1.e - Adaptation.....	133
V - Réalisation.....	134
V.1 - Tolérances mécaniques souhaitables	134
V.2 - Résultats expérimentaux	135
V.2.1 - Présentation de l'antenne B.I.E réalisée.....	135
V.2.2 - Mesure des composantes E_θ et E_ϕ avec $EG = 3.5 \text{ mm}$ et $H_{pol} = 5.5 \text{ mm}$	137
V.2.3 - Résultat de mesure avec une pastille d'adaptation ($EG = 3.5 \text{ mm}$ et $H_{pol} = 5.5 \text{ mm}$)	139
V.2.4 - Résultat final avec une pastille d'adaptation ($EG = 2.9 \text{ mm}$ et $H_{pol} = 4.5 \text{ mm}$)	143
V.2.5 - Résultat final sans une pastille d'adaptation ($EG = 2.9 \text{ mm}$ et $H_{pol} = 4.5 \text{ mm}$)	147
VI - Conclusion	152
CHAPITRE IV	157
Antenne B.I.E "AUTO POLARISANTE"	157
I - Polariseur à lames	160
I.1 - Principe	160
I.2 - Historique	160
I.3 - Conception et résultat	161
II - Matériau B.I.E "autopolarisant"	163
II.1 - Introduction	163
II.2 - Matériau B.I.E "autopolarisant" (1 couche sur chaque polarisation)	165

II.2.1 - Demi-matériau B.I.E "autopolarisant" (1 couche par polarisation)	165
II.2.2 - Matériau B.I.E "autopolarisant" à défaut (1 couche par polarisation)	166
II.3 - Matériau B.I.E "autopolarisant" (2 couches suivant la polarisation (y) et 1 couche suivant (x))	168
II.3.1 - Demi matériau B.I.E "autopolarisant" (2 couches suivant (y) et 1 couche suivant (x))	168
II.3.2 - Matériau B.I.E "autopolarisant" à défaut (2 couches suivant (y) et 1 couche suivant (x))	170
II.3.3 - Influence de la distance (d_1)	171
II.4 - Méthode de conception de l'antenne B.I.E "autopolarisante"	171
II.5 - Influence des paramètres	173
III - Antenne B.I.E "autopolarisante" à 9 GHz	174
III.1 - Le nouveau cornet d'alimentation	174
III.2 - Le demi-matériau B.I.E "autopolarisant" à 9 GHz	176
III.3 - Antenne B.I.E "autopolarisante" non adaptée : Performances simulées	177
III.3.1 - L'adaptation	178
III.3.2 - Directivité	178
III.3.3 - Taux d'ellipticité	179
III.3.4 - Rayonnement	180
III.4 - Amélioration de l'antenne B.I.E "autopolarisante – antenne non adaptée : Conception d'un prototype réalisable	181
III.4.1 - La nouvelle conception	181
III.4.1.a - Maintien des grilles	181
III.4.1.b - Optimisation du taux d'ellipticité	181
III.4.1.c - Annulation de la distance d_1	183
III.4.1.d - Détermination des dimensions des languettes	184
III.4.2 - L'adaptation, la directivité et le taux d'ellipticité	185
III.4.3 - Rayonnement	186
III.4.4 - Tolérances mécaniques souhaitables	187
III.4.5 - Résultats expérimentaux	187
III.4.5.a - La description du prototype	187

<i>III.4.5.b - L'adaptation</i>	189
<i>III.4.5.c - Mesure des composantes E_θ et E_ϕ</i>	189
<i>III.4.5.d - Directivité</i>	190
<i>III.4.5.e - Le taux d'ellipticité</i>	191
<i>III.4.5.f - Le rayonnement</i>	191
III.5 - Antenne B.I.E "autopolarisante" – antenne prototype adaptée	194
<i>III.5.1 - La méthode d'adaptation</i>	194
<i>III.5.2 - Le fonctionnement initial</i>	195
<i>III.5.2.a - La directivité</i>	195
<i>III.5.2.b - L'adaptation</i>	195
<i>III.5.2.c - Le taux d'ellipticité</i>	195
<i>III.5.2.d - Schéma explicatif de la détérioration du taux d'ellipticité</i>	197
<i>III.5.3 - Modification de l'antenne</i>	197
<i>III.5.3.a - Solution pour améliorer les performances</i>	197
<i>III.5.3.b - La directivité</i>	198
<i>III.5.3.c - L'adaptation</i>	199
<i>III.5.3.d - Le taux d'ellipticité</i>	200
<i>III.5.3.e - Le rayonnement</i>	200
IV - Antenne B.I.E "autopolarisante" à 30 GHz	202
V - CONCLUSION	204
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	209
ANNEXES	217
ANNEXE I.1.....	219
ANNEXE I.2.....	229
ANNEXE I.3.....	237
ANNEXE I.4.....	241
ANNEXE I.5.....	247
ANNEXE I.6.....	251
ANNEXE II.1.....	257
ANNEXE II.2.....	265
ANNEXE II.3.....	271
ANNEXE II.4.....	279

ANNEXE II.5.....	283
ANNEXE II.6.....	285
ANNEXE II.7.....	287
ANNEXE III.1.....	291
ANNEXE III.2.....	299
ANNEXE III.3.....	303
ANNEXE IV.1	311
ANNEXE IV.2	315
ANNEXE IV.3	321
ANNEXE IV.4	329
LISTE DES TRAVAUX.....	333

INTRODUCTION GENERALE

Un dispositif permettant de transformer une onde électrique en une onde électromagnétique, et vice et versa, est appelé ANTENNE. En d'autres mots, l'antenne permet d'assurer la transmission d'énergie entre une source et l'espace libre dans lequel cette énergie va se propager. L'utilisation de deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception permet de transmettre des informations sans avoir besoin d'éléments porteurs comme des fils, des guides, etc... Cette communication sans fil est maintenant couramment employée, mais de nombreuses recherches ont été nécessaires pour faciliter son exploitation. Tout a presque commencé à la fin du XIX siècle. Le physicien Ecossais MAXWELL, inspiré par les travaux de Michael FARADAY, a élaboré un système d'équations du champ électromagnétique. HERTZ découvre les ondes électromagnétiques dans l'air en s'appuyant sur cette théorie. Edouard BRANLY compléta ces découvertes par un radioconducteur à limaille qui devient conducteur sous l'effet des ondes électromagnétiques. L'ingénieur Alexandre POPOV améliorera ce récepteur et inventa l'antenne. Pour finir, Guglielmo MARCONI, en associant de nombreux composants, dont l'antenne de POPOV et le détecteur de BRANLY, crée, pour la première fois, un système émetteur/récepteur complet. Depuis, de nombreuses recherches n'ont cessé d'améliorer ces transmissions dont une grande partie est consacrée à l'amélioration des antennes.

Les antennes peuvent être classées en 3 principales catégories [1] et [2].

- Les **antennes résonantes** telles que l'antenne imprimée (patch) et l'antenne filaire (dipôle)
- Les **antennes à ouverture rayonnante** comme les antennes à projecteurs d'ondes (le réflecteur parabolique et la lentille), les cornets et l'antenne à *Bandes Interdites Electromagnétique (B.I.E)* qui sera détaillée dans le chapitre suivant.
- Les **antennes à ondes de fuite et de surface** comme les guides à fentes, les spirales ou encore l'antenne à *Bandes Interdites Electromagnétique (B.I.E)*. En effet, au-delà d'une certaine fréquence (fréquence de coupure), cette antenne peut être classée dans cette catégorie.

Les principales caractéristiques d'une antenne sont les suivantes (**annexe I.1**) :

- **L'adaptation**
- **Le diagramme de rayonnement**
- **Le diagramme de polarisation**
- **La directivité**

- **La bande de fréquences**

Quel que soit le type d'antenne, le but de la majorité des recherches scientifiques est d'améliorer les performances de celles-ci dont une liste non exhaustive est donnée ci-dessous :

- Augmentation de la fréquence de fonctionnement
- Augmentation de la bande de fréquences en adaptation, en rayonnement et en polarisation
- Augmentation de la directivité
- Augmentation des possibilités de reconfiguration des spécifications de l'antenne (antenne re-configurable en fréquence, en diagramme de rayonnement)
- Réduction de l'encombrement
- Réduction du coût

Tous ces progrès intéressent le milieu industriel afin de répondre aux nouvelles exigences des communications sans fil.

Parmi les différentes recherches, celle consacrée à l'antenne B.I.E a retenu notre attention. En effet, cette dernière est une bonne candidate pour répondre au mieux à certains de ces critères et principalement, celui d'avoir une épaisseur réduite tout en ayant la possibilité d'avoir une directivité importante (> 30 dBi). C'est pourquoi le département O.S.A. du laboratoire XLIM mène depuis plus de dix ans de nombreuses études sur ce type d'aérien. Elles ont permis de concevoir, par exemple, des antennes B.I.E à dépointage [3], multi-bandes [4], omnidirectionnelles [5], multi-faisceaux [6], agiles [7] et sectorielles [8] en structure diélectrique ou métallique.

La plupart de ces antennes ont une polarisation linéaire. Cependant, l'intérêt d'avoir une polarisation circulaire est, dans certaines applications, primordial ou fortement intéressant.

En effet, les antennes fonctionnant en polarisation circulaire présentent plusieurs avantages :

Elles permettent d'avoir une meilleure polarisation croisée sur un système à réflecteurs paraboliques. Ceci permet d'augmenter le rapport C/I lors d'une couverture multi-faisceaux par satellite et réduire le coût du dispositif de réception. Le rapport C/I est l'isolation entre les différents faisceaux caractérisant l'influence des interférences sur le signal utile.

Elles réduisent les coûts d'installation du terminal "utilisateur" pour des communications multimédias par satellite en évitant une installation délicate de l'antenne du terminal.

Elles augmentent le débit sur une même bande de fréquences en utilisant le sens de rotation de la polarisation circulaire : Polarisation droite ou gauche ou en anglais RHCP et LHCP (Right and Left Hand Circular Polarization).

Elles ont des avantages évidents quand le signal reçu peut comporter un mélange de toutes sortes de polarisations dues à de multiples réflexions.

Elles sont souvent utilisées pour des systèmes satellitaires et sur les radars, là où le positionnement de l'antenne d'émission et de réception varie pendant le temps (véhicules, avions, etc...). Dans ce type de communications, l'antenne souvent recherchée est une antenne à polarisation circulaire associée à un fort gain. Actuellement, le réseau d'antennes élémentaires et le réflecteur associé à un cornet sont les seuls susceptibles de réaliser ces deux conditions. L'inconvénient du premier est la complexité de la réalisation par le fait de l'augmentation du nombre d'éléments mis en réseau. Il est très difficile d'avoir des lobes secondaires bas en raison des lobes de réseau. Le second a le désavantage d'avoir une dimension longitudinale importante. L'aérien est alors volumineux et donc difficilement intégrable au reste du système. L'antenne B.I.E peut résoudre en grande partie ces deux inconvénients.

De plus, un projet R&T avec le Centre National d'Études Spatiales a commencé depuis plusieurs années sur une antenne B.I.E métallique multi-faisceaux [6], les sources d'alimentation de l'antenne réflecteur étant l'antenne B.I.E alimentée par des cornets. Actuellement, cette étude s'est limitée à une antenne métallique à polarisation linéaire, mais il est fort probable que l'objectif final sera la réalisation d'une antenne multi-faisceaux en polarisation circulaire. Il est donc très intéressant d'anticiper en examinant et en comparant les différentes possibilités pour répondre aux futurs cahiers des charges. Pour l'instant, l'étude se limitera à une antenne mono source. En conséquence, ce travail de thèse présenté dans ce manuscrit est entièrement dédié à :

La conception d'antennes B.I.E métalliques à polarisation circulaire alimentées par un cornet dans l'optique d'avoir une antenne fonctionnant entre 29.5 et 30 GHz, avec une directivité supérieure à 20 dBi, un taux d'ellipticité inférieur à 1 dB, des lobes secondaires inférieurs à -25 dB.

Trois possibilités sont envisageables :

- L'antenne B.I.E à polarisation circulaire par la source
- L'antenne B.I.E à polarisation circulaire au moyen d'un polariseur placé devant celle-ci

- L'antenne B.I.E "autopolarisante" c'est-à-dire que le matériau B.I.E a un double effet (effet B.I.E et effet polariseur)

Ces trois configurations ont pour point commun la source d'alimentation, c'est-à-dire le cornet.

Ce manuscrit est divisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre propose une liste non exhaustive des antennes à polarisation circulaire parmi les trois grandes familles d'antennes citées précédemment. Elle compare les différentes techniques et conclut sur leurs avantages et inconvénients. Une présentation de l'antenne B.I.E est faite par la suite pour comprendre son fonctionnement et en montrer quelques exemples. Pour finir, une énumération d'antennes B.I.E à polarisation circulaire est réalisée. Elle montre l'état d'avancement de ce type d'aérien et permet d'apprécier la plus value des travaux faits durant cette thèse.

Le second chapitre propose un rappel sur l'antenne B.I.E à polarisation linéaire de **référence**. Elle a été étudiée par Monsieur Régis CHANTALAT durant un projet R & T confié par le CNES [9]. Les résultats théoriques et pratiques sont présentés. Elle sera utilisée dans les deux premières configurations citées précédemment. Des simulations ou et des mesures abordent tout d'abord son évolution en polarisation circulaire par la source en indiquant les principales caractéristiques. Deux cas seront traités, l'insertion des **sondes d'alimentation** ou la connexion d'un **polariseur en guide d'ondes** à son entrée.

Le troisième chapitre traite de l'antenne B.I.E à polarisation circulaire en utilisant un **polariseur à lignes à méandres**, noté par la suite PLM, devant l'antenne à polarisation linéaire de référence. Un rappel sur le principe de ce polariseur est fait. Une méthode de simulation est proposée pour la **conception globale** de ce polariseur en présence de l'antenne B.I.E. Un prototype a été réalisé en interne à 30 GHz et a consolidé l'étude théorique.

Pour finir, le quatrième chapitre traite de l'antenne "**autopolarisante**". Il complète et améliore l'étude faite par Monsieur Michael DIBLANC [10] durant sa thèse. Son principe est exposé. Pour obtenir les meilleures performances possible, un nouveau procédé a été introduit afin de faciliter la réalisation. Pour réduire les coûts de réalisation, un prototype a été réalisé à 9 GHz au lieu de 30 GHz comme prévu dans le cahier des charges. Il montre une très bonne concordance entre la théorie et la réalisation.

BIBLIOGRAPHIE INTRODUCTION GENERALE**[1] L. THOUREL**

"Les Antennes, Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques - tome 2", Editeur : CEPADUES

[2] P. F. COMBES

"Microndes, Circuits passifs, propagation, antennes- tome 2"
Editeur : DUNOD

[3] L. LEGER – Th. MONEDIERE – M. THEVENOT – B. JECKO

"Multifrequency and beam steered electromagnetic bandgap antennas"
APS – 20-26 June 2004- Monterey California-US

[4] E. Rodes, M. Diblanc, E. Arnaud, T. Monediere, B. Jecko

"Dual band EBG resonator antenna using a single layer FSS"
2007, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, in press.

[5] L. FREYTAG, E. POINTEREAU, B. JECKO

"Omnidirectional dielectric electromagnetic band gap antenna for base station of wireless network"
2004, IEEE AP-S International Symposium, Monterey (CA), Juin 2004

[6] R. CHANTALAT, C. MENUDIER, E. ARNAUD, T. MONEDIERE , M. THEVENOT, B. JECKO, P. DUMON

"Enhanced two level EBG Antenna for a high F/D Multibeam Reflector Antenna In KA Band : design and characterization" The Second European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)

[7] L. Mercier, E. Rodes, J. Drouet, L. Leger, E. Arnaud, M. Thevenot, T. Monediere, B. Jecko

"Steerable and tunable EBG resonator antennas using smart metamaterials"
2006, IEEE AP-S international symposium National Radio Science Meeting, Albuquerque, New Mexico.

[8] M. HAJJ, D. SERHAL, R. CHANTALAT, B. JECKO

"New Development Around M-PRS Antennas for Sectoral Coverage of Telecommunication Networks With Dual Polarization. Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, Volume 8, 2009 Page(s) : 670 – 673

[9] R. Chantalat, C. Menudier, M. Thevenot, T. Monediere, E. Arnaud, P. Dumon, B. Jecko.

"Enhanced ebg resonator antenna to feed a reflector antenna in Ka band", IEEE AWPL – Volume 7, 2008 pp 349-353

[10] M. DIBLANC

"Développement du concept de l'antenne à résonateur B.I.E pour la génération de la polarisation circulaire"
Thèse de doctorat – n°7-2006 – Université de Limoges – 20 mars 2006

CHAPITRE I

PRESENTATION DE L'ETUDE

- Antennes à polarisation circulaire
- Antenne B.I.E
- Antennes à B.I.E à polarisation circulaire

Nous avons vu dans l'introduction générale, l'intérêt d'une antenne à polarisation circulaire à savoir :

La suppression du réglage du positionnement entre l'antenne émettrice et réceptrice sur des systèmes de communication où ce positionnement varie dans le temps comme dans les dispositifs satellitaires et les radars

L'augmentation du rapport C/I sur une couverture multi-faisceaux par satellite, entraînant une diminution du coût du terminal de l'abonné et de son installation (pas de besoin de spécialiste).

La possibilité d'augmenter le débit en utilisant le sens de polarisation (droite ou gauche) sur un même canal de propagation.

L'augmentation des chances d'avoir une bonne liaison dans un système de communication perturbé par des réflexions multiples dues à des obstacles.

Nous avons aussi énoncé les performances des antennes B.I.E qui sont très intéressantes pour de nombreuses applications. Elles peuvent être par exemple directives, omnidirectionnelles, multi bandes, agiles en fréquence et en rayonnement. Actuellement, peu d'études sur la polarisation circulaire ont été faites sur ce type d'antenne et pourtant, cette caractéristique peut rendre cet aéroport très attrayant pour des industriels recherchant des performances conjuguant les intérêts de l'un et de l'autre.

Avant de présenter les travaux réalisés pendant cette thèse, le premier chapitre énumère différents types d'antennes pouvant produire la polarisation circulaire suivi des explications sur le principe des antennes B.I.E et de quelques conceptions. Pour finir, nous ferons un état de l'art des antennes B.I.E à polarisation circulaire. Mais pour commencer, examinons les différentes possibilités pour créer des antennes à polarisation circulaire.

I - ANTENNE A POLARISATION CIRCULAIRE

Tout d'abord, pour obtenir une polarisation circulaire, il faut, de manière générale, que les deux composantes orthogonales (E_θ et E_φ) du champ électrique aient la même amplitude et soient en quadrature de phase. Deux grandes catégories d'antenne à polarisation circulaire existent. La première est une antenne à polarisation linéaire dont la polarisation change par le biais d'un élément extérieur (polariseur). La seconde est une antenne qui crée elle-même sa polarisation circulaire. De nombreuses recherches ont été publiées sur ce type de polarisation en utilisant différentes technologies. Le paragraphe suivant en donne quelques exemples non exhaustifs ainsi que les principales caractéristiques comme le taux d'ellipticité (**Axial Ratio**

(AR) en anglais), la bande de fréquences en polarisation circulaire avec $AR < 3$ dB, notée dans tout qui suit par **3 dB AR**. Il faut savoir que cette valeur est la valeur standard, acceptable dans la majorité des applications. Dans d'autres domaines, ce paramètre peut être diminué, ou augmenté à 6 dB.

Le graphe suivant (**Figure I.1**) illustre l'influence d'une erreur d'amplitude ou de phase sur le taux d'ellipticité. Pour respecter le critère **3 dB AR**, il faut que la différence d'amplitude soit inférieure à -3 dB avec un déphasage parfait entre les deux composantes. Ou alors, il faut un écart de phase inférieur à 20° avec un équilibre d'amplitude parfait. Cela signifie qu'il est très facile de détériorer cette spécification surtout à des fréquences élevées.

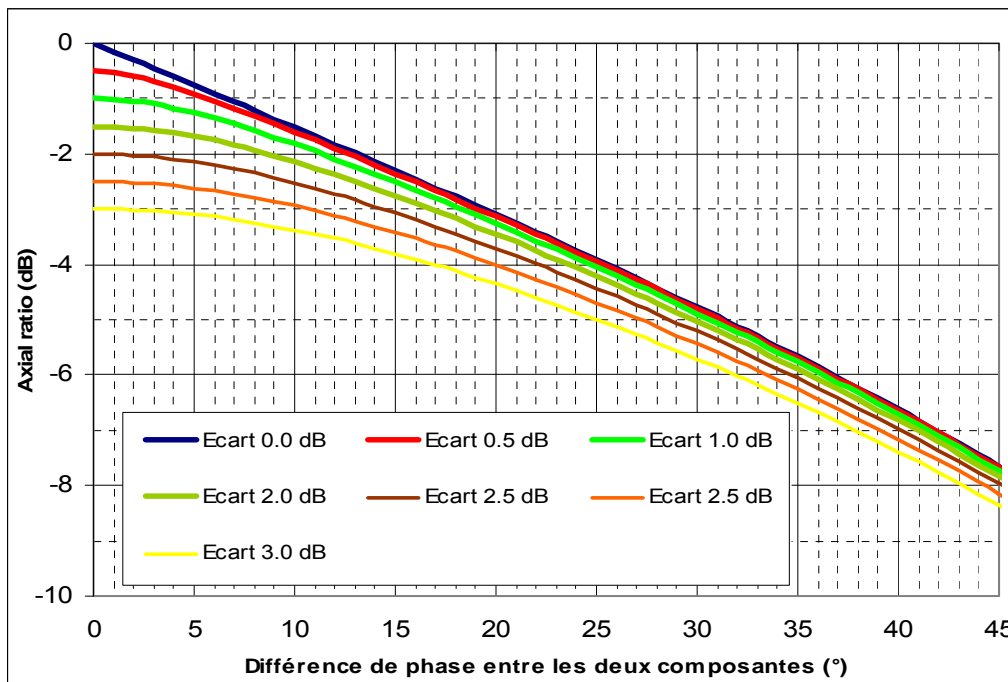


Figure I.1 : Evolution du taux d'ellipticité suivant l'écart d'amplitude et de phase

Les trois types d'antennes cités au paragraphe précédent sont susceptibles d'être employés en polarisation circulaire. Commençons par les antennes résonantes.

I.1 - Antenne résonante

L'antenne résonante se comporte comme un circuit résonant. Les dimensions de l'antenne déterminent sa fréquence de fonctionnement. Des conditions aux limites particulières dans certaines directions permettent d'emmagasiner l'énergie et d'être le siège d'ondes stationnaires donnant lieu à une multitude de modes. Bien souvent, seuls les modes fondamentaux sont intéressants.

I.1.1 - L'antenne imprimée : Le patch

Cette antenne est très intéressante pour le monde de l'industrie en raison de ses dimensions réduites, de son coût et de son poids faibles. La première personne ayant proposé l'idée d'utiliser une ligne micro ruban comme élément rayonnant est G.A. DESCHAMPS [I.1]. Mais il faudra attendre une vingtaine d'années pour voir l'intérêt pratique de ce type d'aérien [I.2] et [I.3]. Depuis, de nombreuses études sont faites sur ce type d'antennes et de nombreuses applications industrielles l'utilisent soit comme élément rayonnant principal soit comme source élémentaire (antenne réseau) ou comme sonde d'excitation (antenne B.I.E par exemple). L'intérêt de ce type d'antenne est sa facilité de réalisation, mais son principal inconvénient est son faible gain (< 8 dBi) et sa bande de fréquences en adaptation étroite ($< 10\%$).

Les méthodes permettant d'obtenir la polarisation circulaire avec ces antennes imprimées (ou encore appelées "antenne plaquée" ou "antenne patch") sont généralement divisées en deux catégories. La première utilise deux sources d'alimentation (sonde, fente, ...) séparées spatialement et temporellement de 90° . L'emploi d'un polariseur externe par exemple une jonction Y ou un coupleur hybride est nécessaire. Le second utilise une seule source d'alimentation avec des éléments perturbateurs comme des fentes, des tronçures, des pions dans le but de créer deux modes orthogonaux polarisés linéairement et excités en quadrature de phase.

Voici quelques exemples sur ces différentes méthodes. Tout d'abord, voyons le premier procédé.

I.1.1.a - Patch avec une double sonde d'alimentation

La méthode la plus simple est d'utiliser deux sondes positionnées orthogonalement sur le patch circulaire ou carré [I.4]. Il est alimenté par deux champs électriques de même amplitude et en quadrature de phase (**Figure I.2**). Mais ce type d'antenne est limité en bande de fonctionnement à cause de sa bande d'adaptation ($< 2\%$) alors que celle du taux d'ellipticité est encore performante.

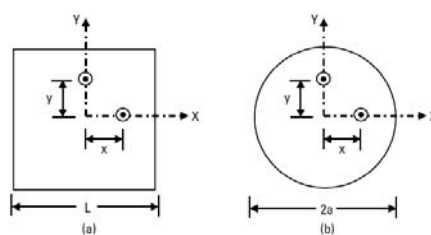


Figure I.2 – Différentes configurations de patches alimentés par deux sondes

Plusieurs techniques permettent d'améliorer les performances de ce type d'antenne. La première est d'ajouter des sondes supplémentaires [I.4]. La seconde est d'ajouter des patches supplémentaires positionnés à côté du patch principal [I.5]. La troisième est d'ajouter un "patch" parasite au dessus du "patch" principal [I.6]. De plus amples informations sur ces différentes techniques se trouvent en annexe I.2.

Les sondes peuvent être remplacées par des fentes permettant de réaliser l'alimentation par couplage, mais cette technique n'est pas très performante [I.7]. Des formes spéciales de fentes peuvent être utilisées pour améliorer les spécifications [I.8]. En annexe I.2, des informations supplémentaires ont été données.

Toutes ces antennes ont besoin d'un élément extérieur pour les alimenter correctement. Ce dispositif entraîne un coût supplémentaire et engendre des imperfections qui détériorent la polarisation circulaire. Il existe un autre procédé pour ce type d'aérien à savoir une seule alimentation avec des perturbateurs.

1.1.1.b - Patch avec une seule sonde d'alimentation et des perturbations

Comme cela a été rappelé au paragraphe précédent, il est possible d'obtenir une polarisation circulaire en excitant le patch par deux sondes d'alimentation. Une autre solution est d'utiliser une seule sonde d'excitation avec des éléments perturbateurs afin de créer deux modes orthogonaux polarisés linéairement [I.4]. Ces deux modes doivent être en quadrature de phase pour obtenir la polarisation circulaire. De nombreuses techniques ont été utilisées, de la plus simple à la plus exotique. Voici quelques exemples.

La méthode la plus simple est de créer un patch alimenté à 45° de forme presque carrée (a) ou alors de forme carrée, mais avec des stubs (b) ou des encoches (c). Il est possible, aussi, d'alimenter le patch au milieu d'un des côtés et de chanfreiner (d) ou d'introduire des encoches carrées (e) sur deux coins opposés (**Figure I.3**). Pour finir, une fente orientée à 45° par rapport à la sonde d'alimentation peut engendrer de la polarisation circulaire.

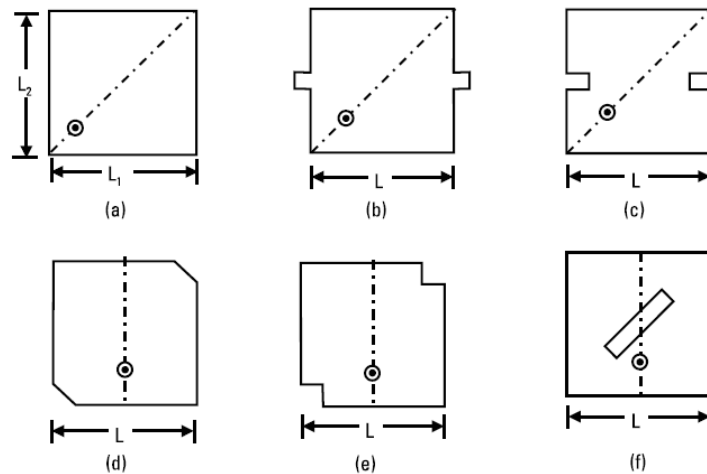


Figure I.3 – Différentes configurations de patch avec une seule sonde d'alimentation et des perturbations

Toutes ces techniques reposent sur le principe suivant : Les dimensions du patch ont été modifiées afin de produire deux modes orthogonaux ayant une fréquence de résonance proche (f_1 et f_2). La fréquence de fonctionnement de l'antenne f_0 est une fréquence comprise entre f_1 et f_2 . Elle est choisie pour avoir l'amplitude identique des deux modes. Il suffit ensuite de régler la position de la sonde afin d'obtenir le bon déphasage entre les deux modes (90°). Avec ce procédé, la bande d'adaptation est relativement grande ($> 10\%$) alors que celle du taux d'ellipticité est faible ($< 3\%$). En effet, il existe une seule fréquence où l'amplitude des deux modes est identique. A noter que la conclusion est la même si le patch a une forme circulaire ou triangulaire. Plusieurs recherches ont été faites pour rendre l'antenne encore plus compacte. En **annexe I.2** se trouve un exemple permettant de réaliser cette propriété [I.9].

Comme pour le premier procédé, des solutions ont été trouvées pour augmenter la bande de fréquences en polarisation circulaire. Un exemple est donné en **annexe I.2** sur un procédé conjuguant plusieurs techniques et permettant ainsi d'avoir une bande de fonctionnement de plus de 20% [I.10].

Certaines techniques d'augmentation de bande de taux d'ellipticité ont été utilisées pour concevoir des antennes bi-bandes [I.11] (voir **annexe I.2**).

Pour finir, une forme cylindrique de l'élément rayonnant permet aussi d'avoir une antenne à polarisation circulaire [I.12]. De plus amples explications se trouvent en **annexe I.2**.

En conclusion, les antennes imprimées sont relativement faciles à réaliser, faible coût et légères. Les bandes de fréquences en adaptation et en polarisation obtenues avec des procédés particuliers sont voisines de 20% . Par contre, avec ce type d'antenne, il n'est guère possible

d'avoir des directivités importantes. La valeur de 10 dBi est une valeur moyenne interdisant son utilisation dans certaines applications.

Passons à une autre antenne résonante : l'antenne filaire.

I.1.2 - L'antenne filaire

Ces antennes sont réalisées avec un fil ou groupement de fils. De nombreuses études ont été faites sur ce type d'antennes pour l'obtention de polarisation circulaire. L'un des procédés le plus simple est de former une boucle. L'antenne simple boucle de forme circulaire représentée en **Figure I.4** permet d'avoir une bande à **3 dB AR** de l'ordre de 10 % avec un gain de 8 dBi [I.13]. Le plan réflecteur permet d'augmenter le gain.

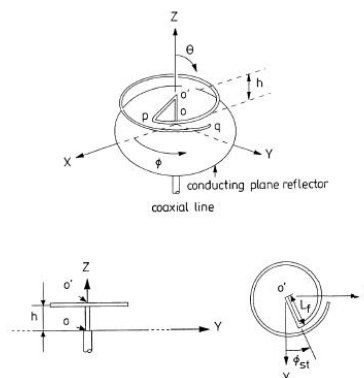


Figure I.4 – antenne boucle

En **annexe I.3** se trouvent deux autres exemples d'antennes filaires permettant d'augmenter la bande de fréquences en taux d'ellipticité :

- Antenne rhombique [I.14]
- Antenne à boucle rectangulaire sur substrat [I.15]

Un dernier exemple montre l'utilisation d'un polariseur, technique qui sera employée dans le chapitre **III** :

- Antenne monopole à jupe en présence d'un polariseur [I.16]

En conclusion, il est possible d'obtenir une bande à **3 dB AR** généralement plus importante avec les antennes filaires que celle obtenue avec les antennes imprimées, mais le gain reste toujours faible (< 10 dBi).

I.1.3 - La fente résonante

Ces antennes, dont la longueur de la fente est voisine de $\lambda_0/2$ et son périmètre proche λ_0 , ont le même comportement que le dipôle électrique avec des champs électromagnétiques inversés. Une fente de formes spéciales (U, L, H et en croix ou circulaire) permet de transmettre la polarisation circulaire. Il faut avant tout créer cette polarisation.

L'exemple suivant [I.17] décrit une antenne cavité en onde stationnaire (**Figure I.5**). Elle permet de réaliser une double polarisation circulaire (gauche et droite). A l'une de ses extrémités se trouve un réseau de fentes en forme de croix afin d'obtenir un gain de l'ordre de 14 dBi. La polarisation circulaire se fait en plaçant de manière adéquate six plots métalliques.

Deux sondes d'alimentation placées à 45° de ces derniers (probe 1 et 2) permettent de faire la polarisation circulaire droite ou gauche. Avec ce dispositif, il est possible d'obtenir une bande à 3 dB AR de plus de 6 %. L'angle d'ouverture où le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB est de ± 15°.

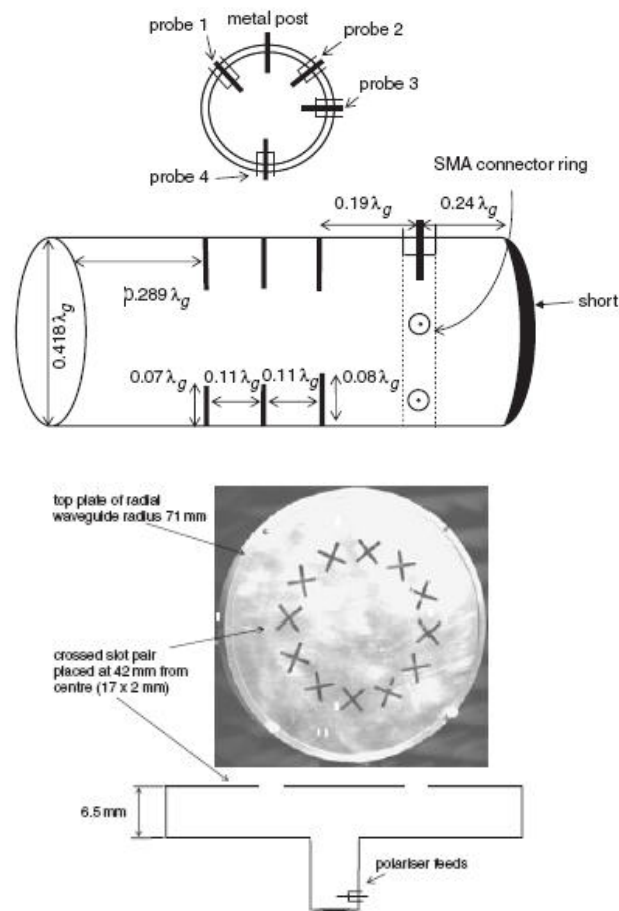


Figure I.5 – Antenne à fentes à polarisation circulaire

I.1.4 - L'antenne à résonateur diélectrique

L'antenne à résonateur diélectrique (Dielectric Resonator Antenna : DRA en anglais) est très intéressante pour les communications sans fil en raison de ses dimensions, de sa large bande passante, de son faible coût, de son rendement important et la possibilité de l'alimenter par la plupart des lignes de transmission. Le rayonnement de ce type d'antenne est un rayonnement dipolaire électrique ou magnétique suivant le mode excité.

Comme pour le patch, plusieurs possibilités sont offertes pour obtenir une antenne à polarisation circulaire. Par exemple, il est possible d'utiliser deux sondes accompagnées d'un coupleur hybride à 90° ou des rubans métalliques spécialement conçus (**Figure I.6**).

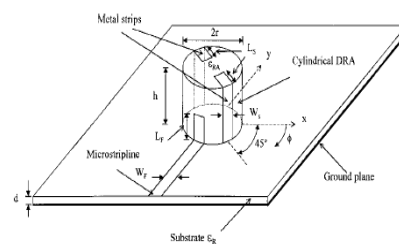


Figure I.6 – Antenne "DRA" à polarisation circulaire avec des bandes métalliques

Dans le premier cas [I.18], une bande à **3 dB AR** de 20 % peut être obtenue, mais le circuit d'alimentation est complexe et présente un encombrement non négligeable. Le deuxième procédé donne une bande plus faible ($< 5\%$). Le gain obtenu avec cette antenne est faible (< 6 dBi). Comme pour les patchs, il est possible d'augmenter le gain en faisant un réseau de DRA élémentaire. Pour conclure sur ce type d'antenne, il est possible d'obtenir une bande à **3 dB AR** relativement importante ($> 10\%$), mais sa réalisation devient rapidement compliquée et présente un inconvénient majeur à savoir un faible gain. Poursuivons notre liste en examinant les antennes à ouverture résonante.

I.2 - Antenne à ouverture rayonnante

En première approximation, une ouverture rayonnante est une ouverture de surface (S) découpée sur un plan (Σ) sur laquelle un champ électrique est créé par une onde arrivant sur cette surface (**Figure I.7**). Ce champ rayonne vers l'extérieur. Il est possible d'imaginer que ce champ peut être défini comme une distribution de sources secondaires (s) (source de d'Huygens) réparties sur cette ouverture. Ces dernières contribuent au rayonnement extérieur de l'ouverture par la superposition de leurs rayonnements secondaires.

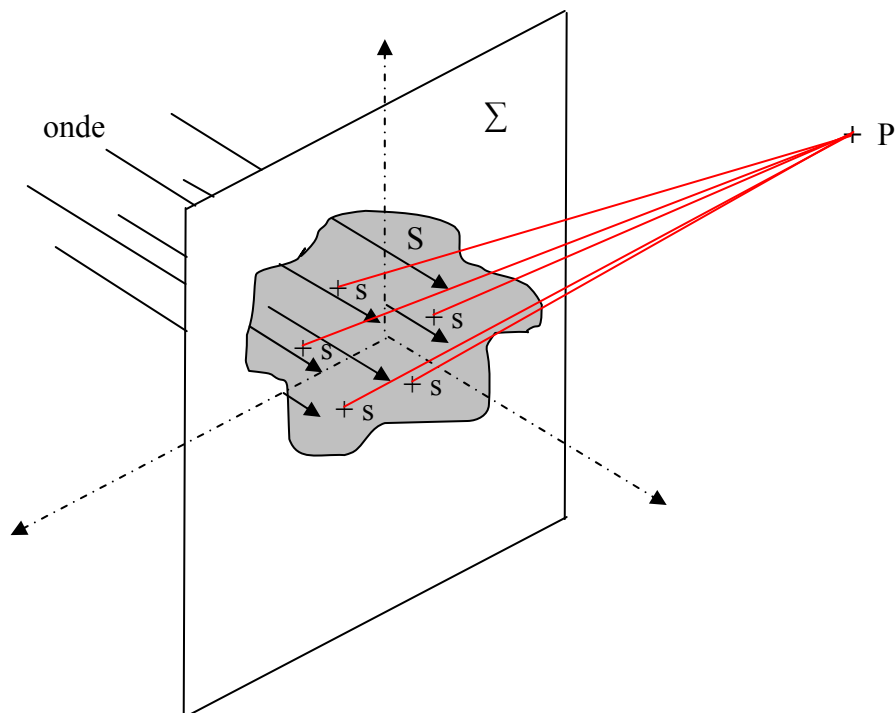


Figure I.7 – ouverture rayonnante

La répartition du champ peut être équiampplitude et équiphase comme les projecteurs d'ondes. Dans ce cas-là, le gain (G) de l'antenne peut être, directement, fonction de sa surface (S) et de sa longueur d'onde (λ) :

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (\text{Eq I.1})$$

Dans le cas contraire, ce gain est plus faible (le cornet et l'antenne B.I.E par exemple). En effet, un facteur de gain de l'ouverture ou rendement (η) est introduit. Au final, le gain de l'antenne s'écrit

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} * \eta \quad \text{soit } G(\text{dB}_i) = 10 * \log(G) \quad (\text{Eq I.2})$$

L'antenne à projecteur et le cornet sont les antennes à ouverture rayonnante les plus connues et les plus utilisées. Voyons leurs spécificités

I.2.1 - L'antenne à projecteur d'ondes et cornet

Les antennes à projecteur d'ondes peuvent être décomposées en deux grandes familles : les **réflecteurs d'ondes et les lentilles**. Tous les deux demandent une source d'éclairement dite source primaire. Le grand intérêt de ce type d'antennes est la possibilité d'obtenir de fort gain ($>$ à 40 dBi pour le réflecteur et $>$ 30 dBi pour la lentille). Leurs inconvénients majeurs sont leurs poids et leurs dimensions.

Si la structure mécanique du réflecteur ou de la lentille présente une symétrie de révolution autour de la direction maximum de rayonnement, la polarisation circulaire de ces deux éléments est obtenue par la source primaire. En d'autres termes, cette dernière doit rayonner en polarisation circulaire. La qualité de la polarisation de l'antenne à projecteur d'ondes dépend donc de la qualité de l'antenne source. Le cornet, autre antenne à ouverture rayonnante, est l'aérien le plus employé pour réaliser cette fonction. De nombreuses études ont été faites sur sa conception en polarisation circulaire. La technique la plus simple est d'alimenter le guide d'entrée du cornet de forme carrée ou circulaire par deux sondes d'alimentation. Ces deux sondes, positionnées spatialement et temporellement à 90° , sont alimentées avec la même amplitude. L'utilisation d'un coupleur hybride est donc nécessaire pour cette configuration. L'ouverture du cornet doit être, elle aussi, de forme carrée ou circulaire. La bande **3 dB AR** est en grande partie due à la qualité du dispositif d'alimentation.

A noter qu'il est possible d'obtenir une polarisation circulaire avec un cornet pyramidal en déphasant les deux ondes d'une valeur différente de 90° . Ainsi, il sera possible de compenser la différence de vitesse de phase entre les deux ondes qui est due à des dimensions différentes de l'ouverture. Cependant, il est indispensable d'avoir un diagramme de rayonnement identique des deux composantes au moment de l'utilisation de ce type de cornet comme source d'une antenne à projecteur d'ondes. Pour cela, il faut artificiellement réduire ou augmenter un des côtés du cornet en insérant des lames ou des tiges sur l'ouverture du cornet.

Comme pour les antennes imprimées, il est possible d'obtenir la polarisation circulaire avec une seule alimentation. Pour cela, il faut utiliser un polariseur mis en aval ou en amont du cornet. Ce polariseur peut être conçu de différentes façons. Deux exemples vont être montrés :

Le premier est l'utilisation d'une cloison ou lame dans le guide d'onde d'entrée.

Dans la publication [I.19], un cornet à piège (**Figure I.8**) accompagné d'un polariseur en guide d'ondes avec une cloison de forme spéciale dans le guide dit "septum-polariser" a été développé pour illuminer un réflecteur parabolique pour une application satellite. L'axial ratio de l'ensemble est inférieur à 0.4 dB sur une bande de fréquences de l'ordre de 12 % à 3.8 GHz. Cela signifie que la bande 3 dB AR peut atteindre une valeur importante.

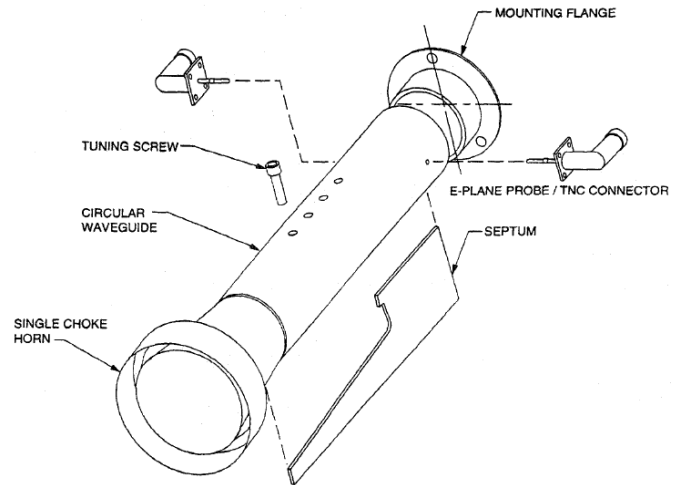


Figure I.8– antenne cornet à avec un "septum polariseur"

L'explication sur le "septum polarizer" est faite au chapitre II. A noter que sur la **Figure I.8**, deux connecteurs ont été installés. Cela permet d'avoir soit la polarisation gauche ou soit la polarisation droite suivant l'accès connecté, voire même avoir simultanément les deux.

L'autre exemple est un polariseur devant l'ouverture du cornet. Une des techniques (**Figure I.9**) est l'utilisation de polariseur à lames ou à lignes [I.20].

Le champ E ayant une polarisation rectiligne et orienté d'un angle de 45° par rapport à l'axe de propagation peut être décomposé en deux ondes $E_{//}$ et E_{\perp} . Le réseau de lames est transparent pour la composante E_{\perp} . Par contre, la première onde va être influencée. Suivant la largeur de la lame (l) et du pas (b), il est possible d'obtenir les conditions nécessaires pour obtenir une polarisation circulaire en sortie du polariseur, à

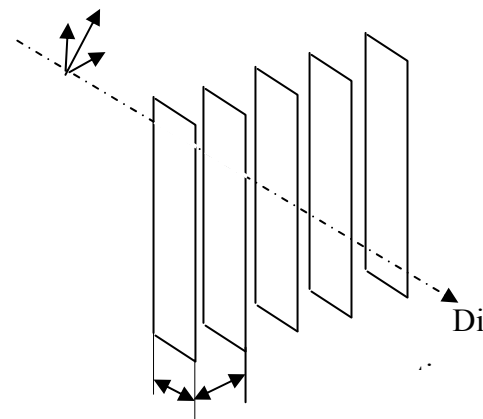


Figure I.9– Polariseur à lames

savoir $|E_{\perp}| = |E_{//}|$ et $\angle E_{\perp} = \angle E_{//} + \frac{\pi}{2}$. Il est

possible de faire une analogie avec un guide d'ondes, ce dernier étant créé par les lames.

Avec ce type de polariseur, il est assez facile d'obtenir une bande **3 dB AR** de 10 %. Il sera à l'origine d'une des études faites pendant cette thèse : l'antenne B.I.E "autopolarisante" détaillée dans le chapitre **IV**.

Il est possible de citer deux autres techniques pour réaliser un polariseur. La première est l'utilisation de lignes "micro ruban" sur un ou plusieurs substrats comme par exemple, les lignes à méandres (**Figure I.10**). Cette technique sera aussi l'origine d'une autre étude faite pendant cette thèse (voir chapitre **III**) ce qui permettra d'en développer le principe. Elle permet d'obtenir facilement une bande à **3 dB AR** de plus de 15 %. Plus le nombre de couches est important plus cette bande est grande.

La seconde est de créer artificiellement un milieu anisotrope (**Figure I.11**) par l'empilement de couches diélectriques de permittivités différentes. L'onde orientée à 45° par rapport à l'axe de propagation se décompose en deux ondes E_x et E_y . Comme le milieu est anisotrope, ces dernières traversent le polariseur de manière différente. Le but est de trouver une structure permettant d'avoir les conditions nécessaires à l'obtention d'une polarisation circulaire. Cependant, cette technologie est difficile à réaliser aux fréquences millimétriques en raison de la faible épaisseur des couches, ce qui limite son intérêt, même si des solutions ont été trouvées [I.21]

Les antennes à projecteur d'ondes sont, donc, très intéressantes pour la réalisation d'antennes en polarisation circulaire en raison d'un gain important et d'une bande **3 dB AR**

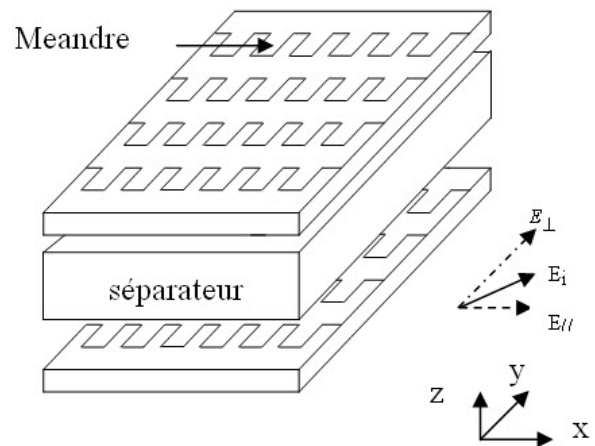


Figure I.10 – Polariseur à lignes à méandres

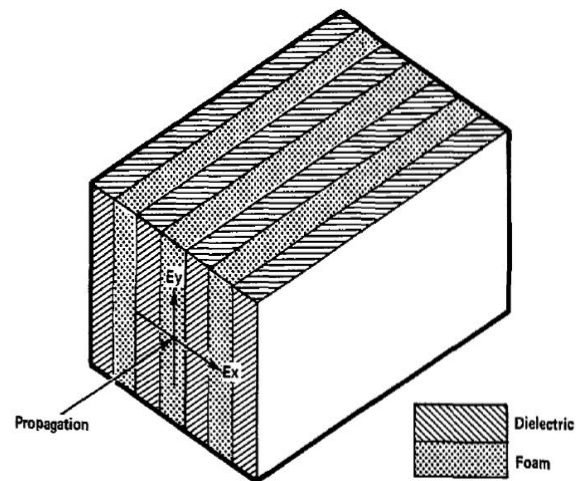


Figure I.11 – Polariseur à empilement de couches diélectriques

relativement importante. L'inconvénient majeur est leurs dimensions. Poursuivons par un nouveau procédé à savoir l'ouverture en guide d'ondes.

I.2.2 - L'ouverture en guide d'ondes

Une ouverture en guide d'ondes peut être une source de rayonnement. Les ouvertures suivantes alimentées par un guide d'ondes standard peuvent engendrer la polarisation circulaire.

La première technique est une ouverture avec une forme spécialement étudiée (carré, circulaire, hexagonale) accompagnée d'un guide étudié et placé pour convertir une onde de polarisation linéaire en polarisation circulaire. La seconde technique est l'ajout d'un élément (lame diélectrique et métallique, ergot, etc...) à l'intérieur de l'ouverture (**Figure I.12**). L'inconvénient de cette technologie est son faible gain (< 8 dBi). C'est pourquoi bien souvent, elle est suivie d'une structure permettant d'augmenter la surface effective de l'ouverture (cornet par exemple).

Dans l'exemple suivant [I.22], l'auteur montre qu'il est possible d'augmenter ce gain (> 15 dBi) en chargeant l'ouverture par un diélectrique cylindrique (**Figure I.13**). Cependant, la bande à **3 dB AR** est relativement faible ($> 2\%$).

Cette bande passante augmente en mettant en réseau ce motif élémentaire. Au final, avec 64 éléments, le gain de l'antenne passe à 32 dBi avec une bande **3 dB AR** de 7 % environ.

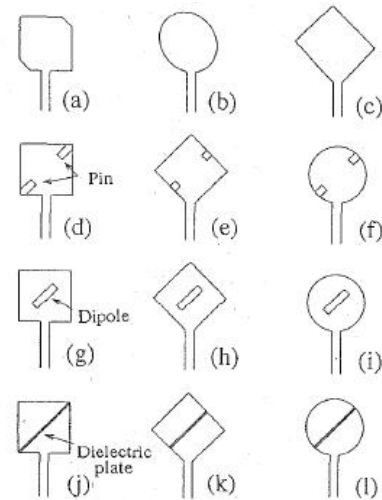


Figure I.12 – Différentes formes d'ouverture rayonnante en guide d'ondes

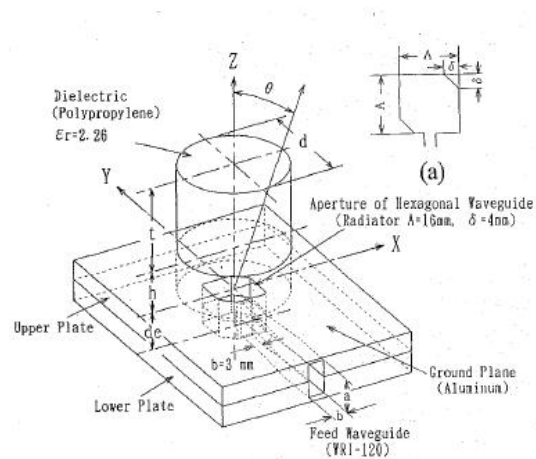


Figure I.13 – Antenne élémentaire à ouverture en guide d'ondes chargée par un diélectrique

Dans ce paragraphe, l'antenne B.I.E ne sera pas traitée, mais cette antenne peut être considérée comme une ouverture rayonnante. Son fonctionnement sera examiné dans le paragraphe II.

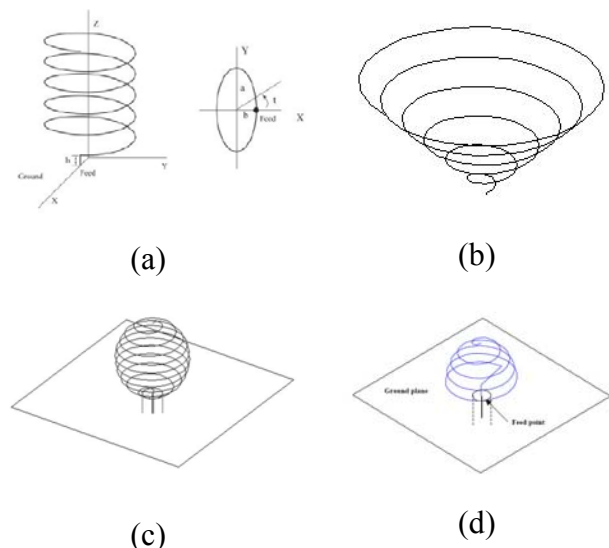
Pour conclure sur les antennes à ouverture rayonnante, il est possible d'obtenir un fort gain avec une bande à **3 dB AR** relativement importante ($> 10\%$) dans le cas d'une antenne à projecteur d'ondes. Il reste à voir le dernier type d'antenne : l'antenne à ondes de fuites.

I.3 - Antenne à ondes de surface et de fuite

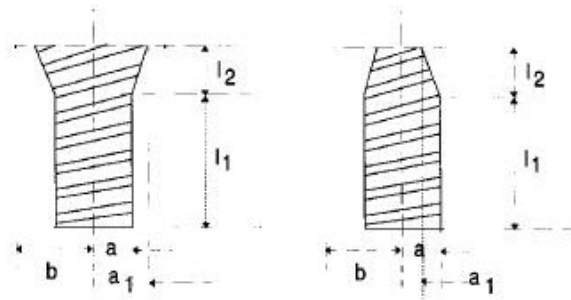
Ce sont des antennes à structure périodique parcourue par une onde progressive et chargées généralement par une charge adaptée. Il y a deux types de configuration. La première est une structure guidant des ondes de surface lentes (hélice, spirale, une tige diélectrique comprenant des indices ou des dimensions différentes, etc...). Sa vitesse de phase est inférieure à celle de la lumière. La seconde configuration est celle pour laquelle la vitesse de phase de l'onde progressive est supérieure à la vitesse de la lumière. Ce sont des antennes à ondes de fuites comme le guide à fentes. Cette antenne peut engendrer de la polarisation circulaire avec des dimensions longitudinales plus faibles. Ce système ne demande pas de dispositif d'alimentation particulier, ce qui simplifie sa réalisation. En voici quelques exemples.

I.3.1 - Antenne hélicoïdale

L'antenne hélicoïdale associée à un plan de masse peut avoir plusieurs formes afin d'augmenter son efficacité en rayonnement. La **Figure I.14** en donne quelques exemples (elliptique (a), conique (b), sphérique (c), hémisphérique (d), à section variable (e)). Cet aérien permet pour un coût dérisoire de réaliser de la polarisation circulaire sur une large bande à **3 dB AR** ($> 50\%$). Plus la longueur de l'antenne est grande, plus le gain sera important (> 15 dBi) au détriment de la bande passante



L'inconvénient majeur est sa dimension longitudinale lorsque le gain souhaité devient supérieur à 12 dBi.



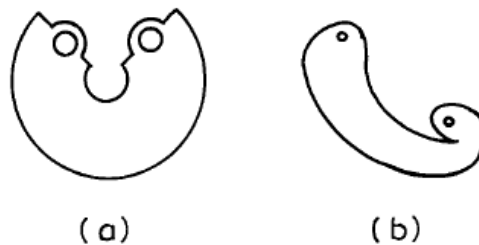
(e)

Figure I.14 – Différentes configurations d'antenne hélicoïdale

I.3.2 - Antenne imprimée à ondes progressives

I.3.2.a - Antenne de forme courbée

Les antennes suivantes permettent par leurs formes d'obtenir de la polarisation circulaire. Ces antennes dites "circular sector antenna" et "spiral antenna" (**Figure I.15** (a) et (b)) donne une bande à **3 dB AR** de l'ordre de 40 % avec une bande d'adaptation < -20 dB sur toute cette bande. Malheureusement, cette antenne engendre des rayonnements non symétriques, ce qui peut être gênant pour certaines applications.



(a)

(b)

Figure I.15 – Antenne imprimée à ondes progressives de forme courbée

I.3.2.b - Antenne de forme linéaire (réseau de motifs élémentaires)

Par rapport aux antennes citées ci-dessous, le motif élémentaire est périodisé ($P > 2\lambda$) pour former une ligne dont une des extrémités est alimentée et l'autre est chargée par une charge adaptée. La polarisation de l'onde totale rayonnée par un motif élémentaire tourne pour produire une polarisation circulaire dans certaines conditions. Pour cela, ses dimensions sont spécialement ajustées. Par contre, cette antenne a un rayonnement qui dépend de la fréquence. Quelques exemples de lignes sont représentés sur la **Figure I.16**. Il est possible de citer la

ligne à méandres dont nous verrons le fonctionnement en détail dans le chapitre **III**. Elle est quasi similaire à la ligne à remparts.

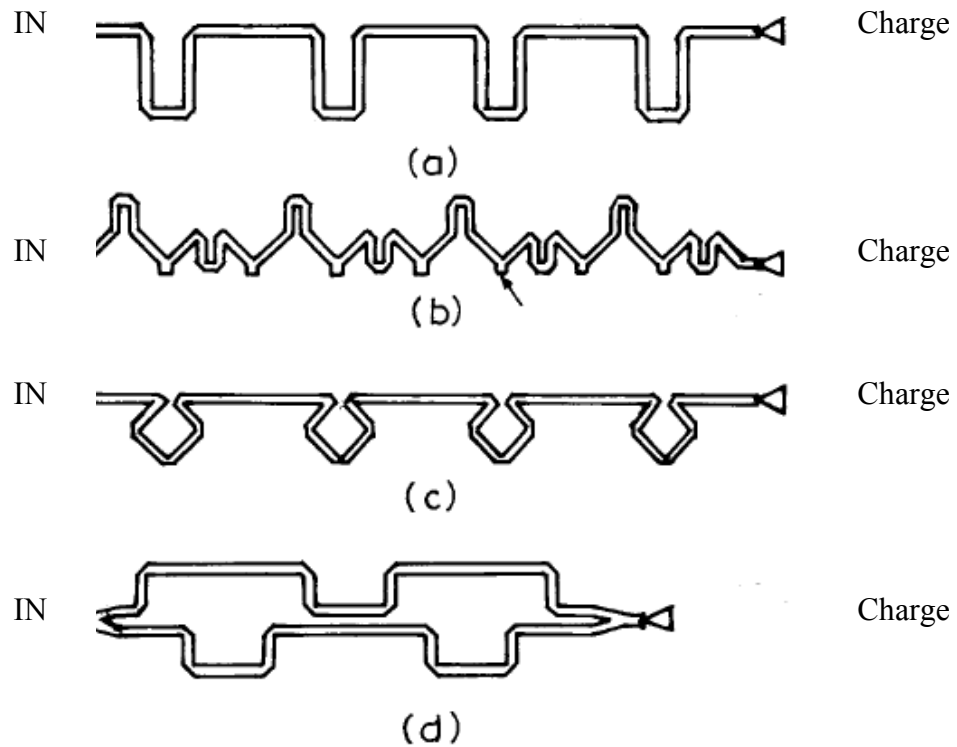


Figure I.16 – Exemple de lignes : (a) ligne à rempart, (b) ligne à chaîne, ligne à boucle carré, ligne à agrafe

Comme dans le paragraphe précédent, l'antenne B.I.E ne sera pas traitée, mais cette antenne peut être considérée comme une antenne à ondes de fuite au-delà de sa fréquence de coupure. Son fonctionnement sera examiné dans le paragraphe suivant.

En conclusion, ce type d'antennes offre une bande à **3 dB AR** > à 40 %, mais un rayonnement dissymétrique et dépendant de la fréquence peut limiter son utilisation.

I.4 - Bilan des antennes à polarisation circulaire

Le **Tableau I.1** résume les avantages et inconvénients des différents types d'antennes à polarisation circulaire

Antenne		Avantages	Inconvénient
Antenne résonante	Patch simple (double alimentation et perturbation)	Réalisation relativement simple Faible coût et poids	Bande à 3 dB AR faible (< 3%) Directivité faible (< 10 dBi)
	Patch avec élément parasite	Bande à 3 dB AR importante (> 15 %)	Réalisation complexe Directivité faible (< 10 dBi)
	Antenne filaire	Réalisation simple Faible coût et poids Bande à 3 dB AR faible (> 15 %)	Directivité faible (< 10 dBi)
	Les fentes	Réalisation simple Faible coût	Bande à 3 dB AR faible (< 3%) Directivité faible (< 10 dBi) sauf réseau
	DRA	Réalisation simple Faible coût et poids Bande à 3 dB AR (> 10 %)	Directivité faible (< 10 dBi) pour un seul élément
Antenne à ouverture rayonnante	Projecteur d'ondes et cornet	Directivité importante (> 20 dBi) Bande à 3 dB AR importante (> 15 %)	Encombrement et poids Coût
	Ouverture en guide d'ondes	Directivité importante (> 20 dBi) pour un réseau Bande à 3 dB AR importante (> 15 %)	Réalisation complexe dans le cas d'un réseau
Antenne à ondes de fuite et de surface	Antenne hélicoïdale	Réalisation simple Bande à 3 dB AR importante (> 15 %) Directivité moyenne (> 15 dBi) pour un réseau	Encombrement si la directivité est > 12 dBi
	Antenne imprimée à ondes progressives	Réalisation simple bande à 3 dB AR > à 40 %	Rayonnement dissymétrique Directivité faible

Tableau I.1 : Comparaison des performances des différents types d'antennes à polarisation circulaire

D'après ce tableau, l'antenne à projecteur d'ondes et le cornet sont les antennes ayant les meilleures performances. Il reste à voir l'antenne B.I.E.

II - ANTENNE A BANDE INTERDITE ELECTROMAGNETIQUE

II.1 - Introduction

Le principe de l'antenne à **Bande Interdite Electromagnétique** (Electromagnetic Band Gap en anglais) repose sur l'utilisation d'un matériau partiellement réfléchissant. Ce dernier est appelé "matériau B.I.E" ou plus précisément le "demi-matériau B.I.E" (voir explication ci-dessous). Il peut être constitué d'une ou de plusieurs couches de diélectrique ou métallique associées de manière périodique dans une ou plusieurs directions (1D, 2D et 3D). Ces couches peuvent être réalisées avec un ou plusieurs matériaux. Les **Figure I.17 a, b, c** montrent les différentes configurations.

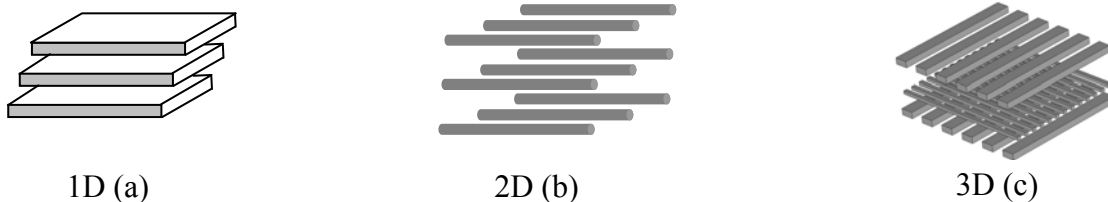


Figure I.17 – Différentes configurations de matériau B.I.E

En définitive, cette périodicité crée artificiellement un filtre spatial et un filtre fréquentiel qui peuvent être très intéressants pour la réalisation d'antenne. A l'origine, cette propriété est apparue dans le domaine de l'optique. Par exemple, la couleur de la pierre d'opale dépend de l'orientation de celle-ci en raison d'un empilement plus ou moins régulier de billes de silice suivant les directions. Une autre application est le miroir de BRAGG, ce dernier étant un empilement périodique de couches de diélectriques minces. La lumière arrivant sur cette structure est partiellement réfléchi sur chaque couche. Ces ondes réfléchies peuvent interférer entre elles de manière constructive ou destructive suivant la fréquence et l'angle d'incidence. Dans certaines conditions, cette structure peut réfléchir toute la lumière et ainsi se comportait comme un miroir. Ces structures sont appelées des structures à bande interdite photonique (B.I.P). Par analogie, ces propriétés peuvent être transposées pour d'autres longueurs d'onde et en particulier pour les ondes centimétriques ou millimétriques, on parlera alors de Bande Interdite Electromagnétique.

II.2 - Historique et principe

Un des premiers à avoir conçu une antenne reposant sur ce principe est G. V. TRENTINI en 1956 [I.23]. Il réalise une antenne avec un plan de masse dans lequel est découpé une ouverture de la taille d'un guide d'ondes. Au-dessus de ce plan de masse, il positionne une structure partiellement réfléchissante à une distance permettant d'obtenir le maximum de directivité (Figure I.18).

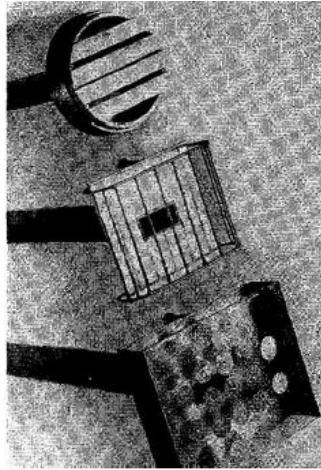


Figure I.18 – Les antennes TRENTINI

Il faudra attendre les années 1980 pour que l'équipe de **D. R. JACKSON** étudie de nouveau une antenne fonctionnant sensiblement sur ce même principe. De nouveau, sans le savoir, elle a montré qu'un radôme diélectrique permet d'augmenter l'efficacité d'une antenne imprimée [I.24]. A partir de là, elle a continué ses recherches afin de trouver des méthodes pour concevoir ces structures [I.25]. Mais c'est seulement en 1988 que le terme d'antenne à ondes de fuite (leaky wave antenna) est apparu [I.26]. C'est avec la théorie des antennes à ondes de fuite que cette équipe explique le fonctionnement de l'antenne B.I.E. Depuis, elle ne cesse de la faire évoluer.

Une autre approche est donnée par **Marc THEVENOT** en 1999 durant sa thèse au sein de laboratoire IRCOM. Il étudie le matériau **B.I.E à défaut** [I.27] et [I.28]. Pour cela, le matériau avec des dimensions transverses infinies est illuminé par une onde plane en incidence normale afin de déterminer le coefficient de transmission. Il montre, à partir d'un matériau B.I.E interdisant la propagation des ondes dans certaines bandes de fréquences (**Figure I.19** et **Figure I.20**), qu'il est possible de créer une bande de fréquences (bande permise) à l'intérieur de celle-ci permettant la propagation d'un seul mode. Pour cela, il faut créer artificiellement un matériau anisotrope en insérant un défaut dans la périodicité ou une variation locale de permittivité du matériau B.I.E. Dans l'exemple suivant, le défaut est

l'absence d'une plaque de la structure 1D. Ce principe reste valable pour les deux autres topologies (2D et 3D). Les caractéristiques (fréquence, bande passante) de cette bande permise dépendent du matériau B.I.E et du défaut engendré.

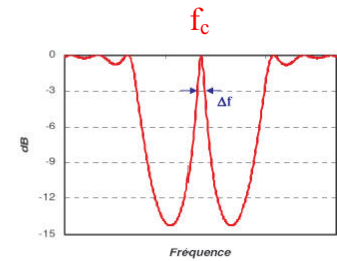
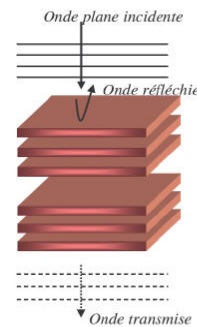
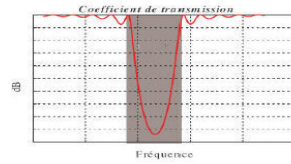
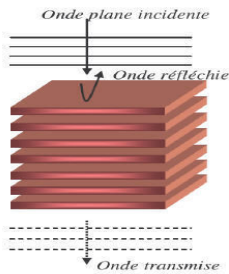


Figure I.19 – Matériau B.I.E sans défaut

Figure I.20 – Matériau B.I.E avec défaut

Une cavité résonante à fuite est ainsi créée avec une fréquence de résonance (fréquence de coupure : f_c) correspondant à la fréquence du pic de transmission. En excitant cette structure par une source placée en son milieu, il est possible de réaliser une antenne avec deux directions propagation (**Figure I.21**).

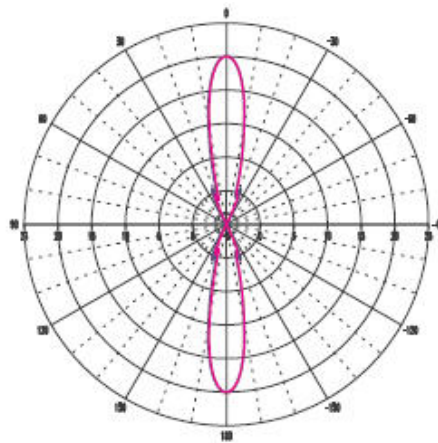


Figure I.21 – Diagramme d'une antenne à matériau B.I.E

Marc THEVENOT montre qu'il est possible de remplacer un matériau **B.I.E** par un **demi-matériau B.I.E** (terme qui sera repris ultérieurement), en insérant un plan de masse au milieu de cette structure. Pour pouvoir le faire, il faut que la structure ait un plan de symétrie et une distribution des champs électromagnétiques tangentiels nulle sur ce plan de symétrie (condition de court circuit électrique) avec une répartition antisymétrique de la partie réelle (théorie des images). En examinant le graphe **Figure I.22** représentant ce champ dans un matériau B.I.E à défaut, ces conditions sont obtenues.

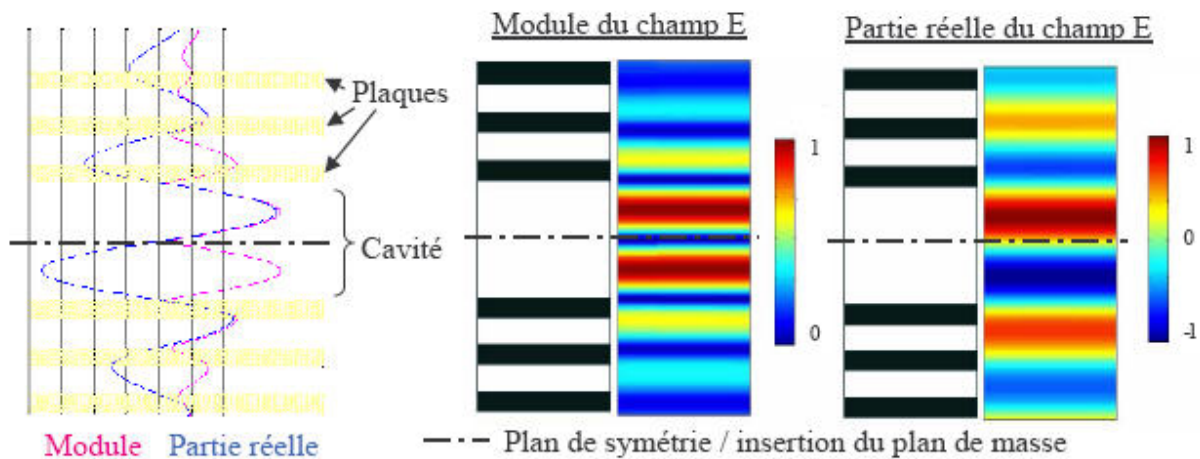


Figure I.22 – Distribution du champ électrique tangentiel

Le plan de masse n'aura pas d'effet sur cette structure et permettra ainsi de placer plus facilement une source d'excitation dans la cavité et donc, de concevoir plus facilement des antennes. Au final, le diagramme obtenu est dirigé vers une seule direction. (**Figure I.23**).

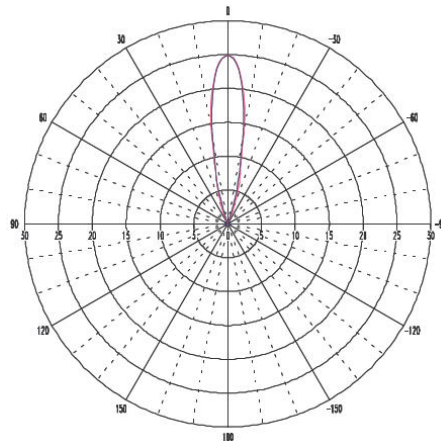


Figure I.23 – Diagramme d'une antenne à demi-matériau B.I.E (plan de masse)

Cette structure n'autorisant qu'un seul mode de propagation en étant à la fois un filtre spatial et fréquentiel emmagasine de l'énergie dans la cavité créant ainsi une distribution du champ parallèle au matériau B.I.E. La forme et le niveau de cette distribution dans la cavité sont sensiblement les mêmes qu'au-dessus du matériau. Cette distribution ainsi que la variation de phase permettent d'assimiler cette antenne à une ouverture rayonnante. La forme de cette ouverture est sensiblement la même que celle de l'antenne, à savoir une forme circulaire pour une antenne à section circulaire ou carrée (**Figure I.24**). Ceci entraîne un diagramme de rayonnement quasi symétrique (**Figure I.25**). En forçant la distribution d'énergie à avoir une forme rectangulaire (**Figure I.26**), il est possible d'obtenir une antenne sectorielle (**Figure I.27**) [I.29]. Pour cela, des murs métalliques ou parois latérales sont positionnés sur deux côtés opposés de l'antenne de forme rectangulaire.

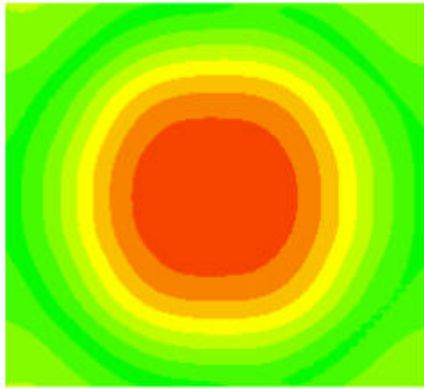


Figure I.24 – Distribution du champ dans une antenne B.I.E carrée ou circulaire sans paroi latérale

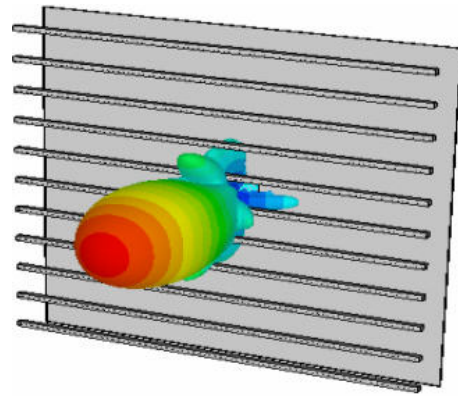


Figure I.25– Diagramme 3D d'une antenne B.I.E rectangulaire ou circulaire

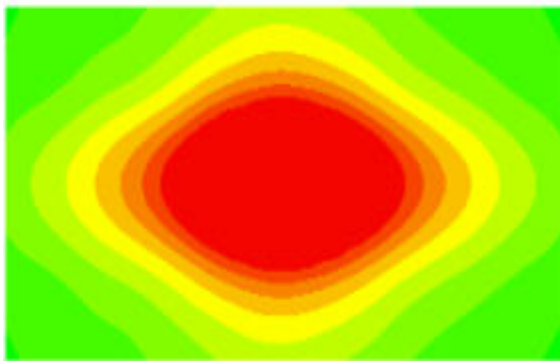


Figure I.26 – Distribution du champ dans une antenne B.I.E avec des parois latérales

L'antenne B.I.E étant une ouverture rayonnante, son gain est égal à :

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (\text{Eq I.1})$$

(S étant la surface de la tache rayonnante pour une variation d'amplitude inférieure à -15 dB).

Comme la distribution n'est pas parfaitement uniforme (équiamplitude et équiphase), le gain réel devient :

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} * \eta \quad (\text{Eq I.2})$$

avec η correspondant au rendement de la loi d'éclairage. Pour une antenne B.I.E, la valeur de ce paramètre varie entre 0.6 et 0.8 suivant le type de matériau.

Pour finir, d'autres équipes scientifiques utilisent la méthode du résonateur de "Fabry Perot" pour expliquer le principe de cette antenne. Par exemple, les travaux de l'IETR de

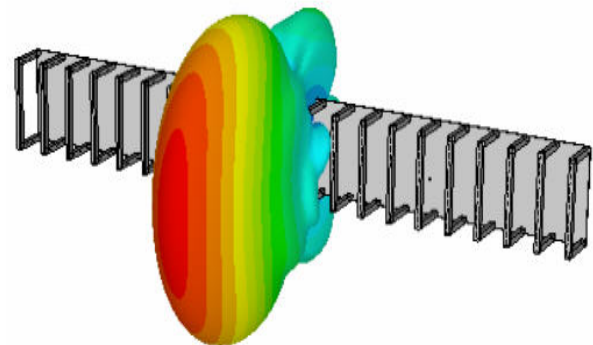


Figure I.27 – Diagramme 3D d'une antenne B.I.E rectangulaire ou circulaire

Rennes [I.30] et [I.31] montrent qu'il est possible d'utiliser son principe pour concevoir ce type d'antenne.

La définition de la hauteur de la cavité à fuite est donnée par l'expression (Eq I.3) suivante.

$$h_{\text{cav}} = \frac{c}{2.f_{\text{res}}} \cdot \left(\frac{\angle r_1 + \angle r_2}{2.\pi} \right) \quad (\text{Eq I.3})$$

avec c : célérité de la lumière f : fréquence fondamentale de résonance

$\angle r_1$ = phase du coefficient de réflexion du premier matériau réfléchissant

$\angle r_2$ = phase du coefficient de réflexion du deuxième matériau réfléchissant

Au sein de notre laboratoire, **Julien DROUET** a présenté entre autres une méthode d'analyse électromagnétique des antennes B.I.E diélectrique durant sa thèse [I.32]. En effet, elle a permis de montrer la complémentarité de ces trois approches. En les utilisant, une méthode analytique a été réalisée. Cette dernière permet de concevoir ces antennes sans être obligé de passer de nombreuses heures de simulations numériques avec des logiciels de type "Fullwave 3D". Bien sûr, les résultats obtenus ne prennent pas tout en compte, mais cette méthode donne un design d'antenne déjà performant permettant de répondre aux cahiers des charges en quelques minutes. En fonction du résultat souhaité, libre à l'utilisateur de passer sur un logiciel de type "Fullwave 3D" pour finaliser les caractéristiques de l'antenne, mais cette dernière étape sera considérablement réduite. Cette méthode d'analyse est décrite en annexe I.4

Tout ce qui a été dit durant les paragraphes précédents concerne des motifs périodiques non résonants. Il est possible d'obtenir un matériau B.I.E avec des motifs périodiques résonants. Ce sont les Surfaces Sélectives en Fréquence (Frequency Selective Surface en anglais). De plus amples explications se trouvent en **annexe I.5**. Des structures "duales" peuvent être réalisées. Un comportement inversé est obtenu [I.33] ce qui offre la possibilité d'avoir des antennes agiles.

Ces structures ont l'avantage de transformer artificiellement un plan métallique en un plan magnétique autour de sa fréquence de résonance (bande interdite). A l'intérieur de celle-ci, l'onde réfléchie a la même phase que l'onde incidente ce qui permet de réduire la hauteur de la cavité de l'antenne B.I.E. Elle passe d'une dimension proche de $\lambda/2$ à une dimension voisine de $\lambda/4$ [I.34].

Il est, donc, possible d'obtenir une antenne B.I.E avec ce type de matériau. Il est très intéressant, car il peut être réalisé facilement sur des circuits imprimés.

Le paragraphe suivant montre quelques exemples d'antenne B.I.E en polarisation linéaire.

II.3 - Quelques réalisations d'antennes B.I.E en polarisation linéaire

Depuis l'année 2000, la communauté scientifique s'intéresse de plus en plus à l'antenne B.I.E à polarisation linéaire. De nombreuses études sont réalisées pour augmenter la directivité [I.35] et la bande passante. Des antennes B.I.E omnidirectionnelles en rayonnement ont été conçues [I.36]. D'autres études cherchent des solutions sur l'agilité du diagramme ou de la fréquence [I.37]. Certaines permettent d'optimiser le fonctionnement en multi-sources [I.38]. Sur ce type d'antenne, la propriété d'entrelacement des antennes B.I.E est utilisée (**Figure I.28**). Cette dernière permet, par exemple, de réduire le nombre d'antennes nécessaires pour un système multimédia multi-faisceaux couvrant l'Europe élargie [I.39] par rapport à des sources de type cornet (**Figure I.29**). Actuellement, ce projet s'est limité à la polarisation linéaire, mais le passage en polarisation circulaire est inévitable. Les travaux de cette thèse seront un point de départ important pour cette modification de polarisation.

En **annexe I.6** se trouvent quelques exemples d'antennes réalisées au sein de notre laboratoire.

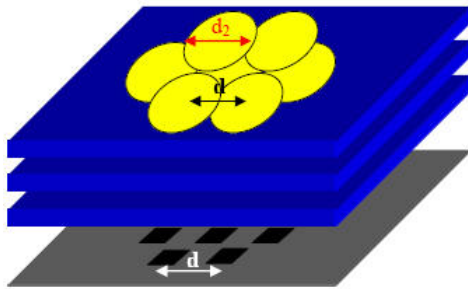


Figure I.28 – Entrelacement possible avec une antenne B.I.E multi sources

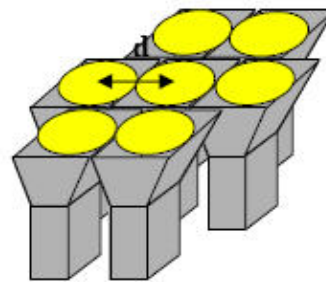


Figure I.29 – Entrelacement impossible avec un jeu de cornets

III - ANTENNE B.I.E A POLARISATION CIRCULAIRE

Après avoir vu les différentes antennes susceptibles de fonctionner en polarisation circulaire et le principe de l'antenne B.I.E en polarisation linéaire, ce paragraphe présente des antennes B.I.E à polarisation circulaire qui ont déjà été conçues.

Etant donnée la configuration de cette antenne, il est possible de remplacer sa polarisation linéaire en polarisation circulaire par trois principaux moyens :

- par la source de l'antenne B.I.E avec un matériau B.I.E susceptible de transmettre cette polarisation.
- par le matériau B.I.E lui-même (Antenne "auto-polarisante")
- par l'ajout d'un élément extérieur (polariseur) positionné au-dessus d'une antenne B.I.E en polarisation linéaire

Aujourd'hui, la solution la plus utilisée est la première. C'est la plus simple à mettre en œuvre. La deuxième a été étudiée dans notre laboratoire pendant la thèse de M. DIBLANC [I.40]. La dernière n'a pas encore été explorée au début de ces travaux.

Voyons tout d'abord l'antenne B.I.E à polarisation circulaire par la source d'excitation.

III.1 - Antenne B.I.E à polarisation circulaire par la source d'excitation

III.1.1 - Antenne B.I.E à polarisation circulaire par un patch à encoches

La majorité des antennes décrites dans le chapitre I peuvent être utilisées comme source d'une antenne B.I.E à polarisation circulaire. Il suffit que le demi-matériau B.I.E accepte cette polarisation, c'est-à-dire qu'il soit composé d'un milieu isotrope en polarisation. Un matériau 1D répond parfaitement à cette contrainte.

Une des premières équipes à étudier cette caractéristique est le département "O.S.A" du laboratoire XLIM par le biais de la thèse de M. DIBLANC [I.40]. Elle a permis de connaître les performances d'une antenne B.I.E à 15 GHz. Sa source d'alimentation est réalisée par un patch à encoches (**Figure I.30**). Le demi-matériau est fait par trois plaques de plexiglas d'épaisseur standard de 3 mm. La **Figure I.31** donne les dimensions du patch à encoches ainsi que le positionnement de la sonde d'excitation.

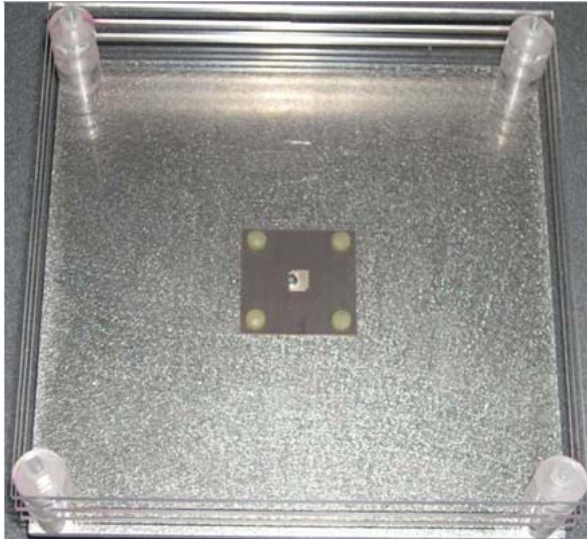


Figure I.30 – Antenne B.I.E à polarisation circulaire par patch à encoches

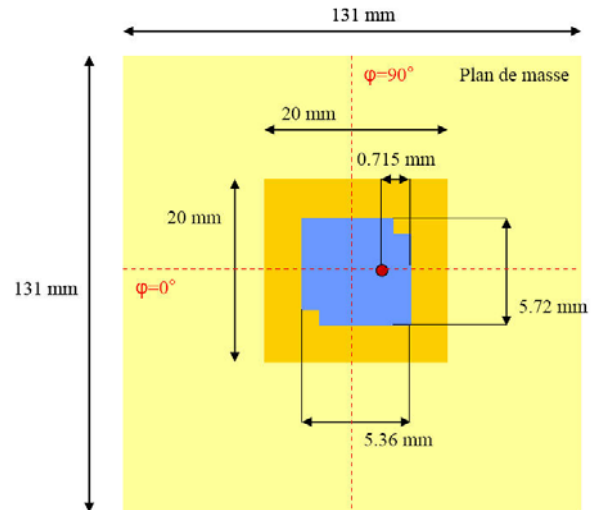


Figure I.31 – Dimensions du patch à encoches

Le gain mesuré est de l'ordre de 18 dBi et la bande à 3 dB AR est 1.1 % (**Figure I.32**)

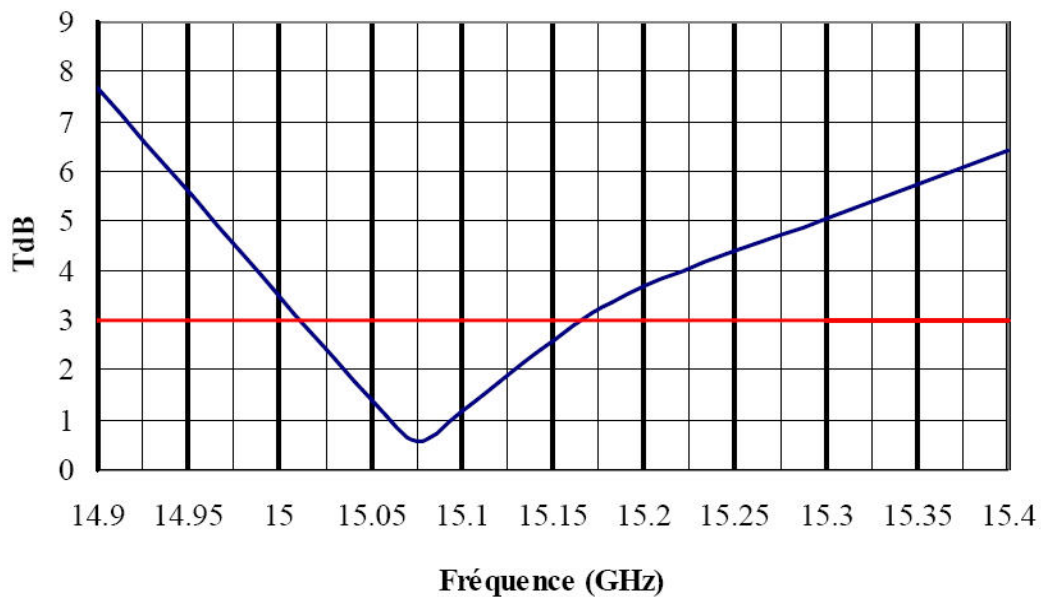


Figure I.32 – Evolution fréquentielle du taux d'ellipticité mesuré

Cette étude a permis de conclure sur le fait qu'il est indispensable de concevoir le patch à encoches en présence du demi-matériau B.I.E. En effet, ce dernier a un effet non négligeable sur le fonctionnement du patch. Ainsi, les dimensions de celui-ci et des encoches dépendent du coefficient de réflexion du matériau B.I.E.

III.1.2 - Antenne B.I.E à polarisation circulaire par réseau de fentes

L'équipe de A.R. WEILY a conçu une antenne B.I.E à 12 GHz avec un réseau de quatre fentes positionnées sur le plan de masse et déphasées séquentiellement l'une par rapport à l'autre de 90° par l'intermédiaire d'un système d'alimentation externe [I.41]. Cette méthode

permet de générer une polarisation circulaire à partir d'éléments en polarisation linéaire. Il place ce dispositif sous un demi-matériau B.I.E composé de trois plaques TMM4 de la société Rogers (**Figure I.33**).

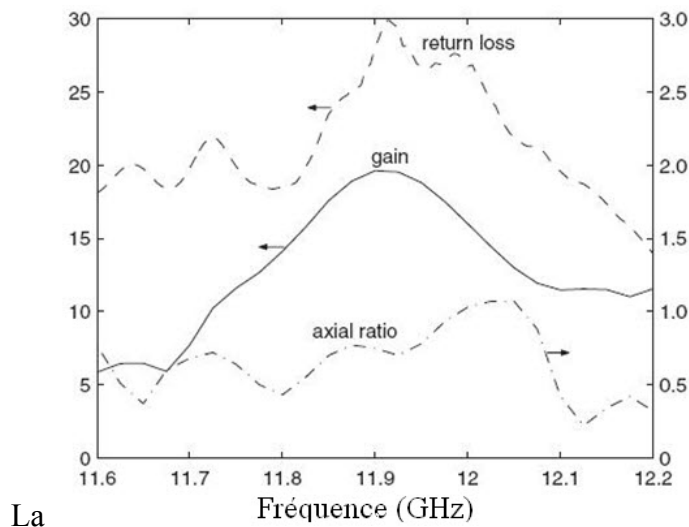


Figure I.34 donne les résultats de l'adaptation, du gain et du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence. Elle permet de conclure que le gain obtenu est de l'ordre de 20 dBi avec une bande passante de 1.3 %. L'antenne est adaptée à l'entrée du système d'alimentation sur la même bande. Pour finir, le taux d'ellipticité est inférieur à 1 dB sur cette bande alors que la bande à **3 dB AR** est supérieure à 5 %. La bande de fréquences de l'antenne est limitée par celle du gain.

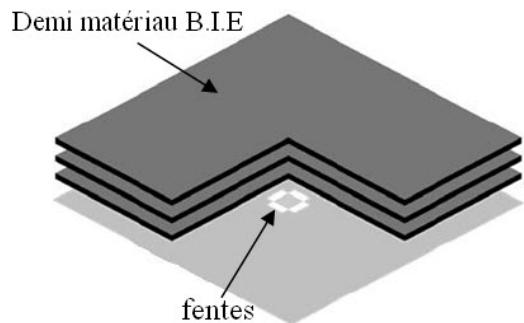


Figure I.33 – Antenne B.I.E à polarisation circulaire par réseau de fente

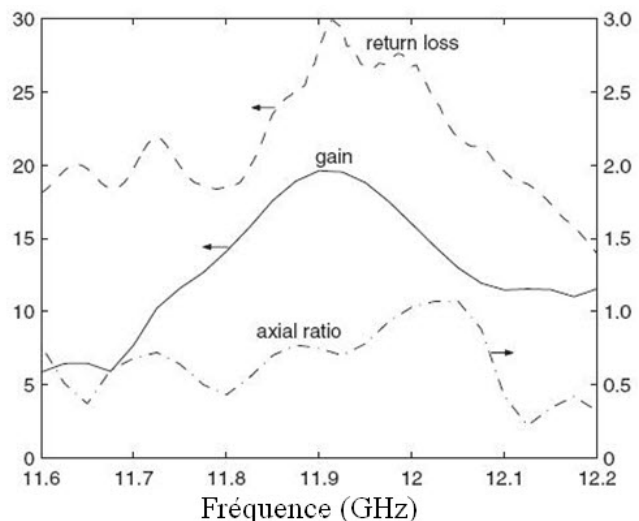


Figure I.34 – Résultats de l'adaptation (--), du gain (—) et du taux d'ellipticité (---)

III.1.3 - Antenne B.I.E à polarisation circulaire par un patch circulaire

Un moyen similaire de concevoir une antenne B.I.E à polarisation circulaire est présenté par J.C. IRIARTE [I.42]. Cette étude montre qu'il est possible d'obtenir une antenne B.I.E possédant des caractéristiques intéressantes pour des systèmes de navigation par satellites géostationnaires à 1.575 GHz à savoir un gain voisin de 17 dBi, un taux d'ellipticité inférieur à 1.5 dB et une variation de la position de centre de phase faible. Par commodité, un prototype à 4 GHz est réalisé. La source est un réseau de quatre patchs circulaires alimentés par deux sondes (**Figure I.35**) et déphasés entre eux de valeurs adéquates. Le matériau B.I.E est une grille métallique carrée réalisée sur un substrat (**Figure I.36**). L'antenne obtenue respecte les spécifications recherchées sur une bande supérieure à 2.5 %. A noter qu'il est primordial pour la stabilité du centre de phase de concevoir un réseau de patchs avec un demi-matériau B.I.E de faible réflectivité au lieu d'une simple source avec un matériau à plus forte réflectivité assurant le même gain.

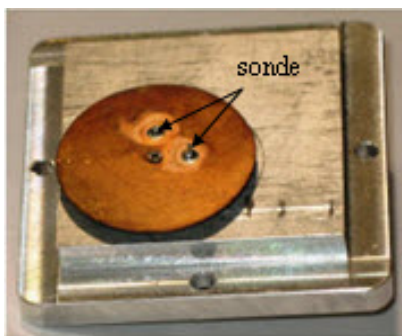


Figure I.35 – Source d'alimentation de l'antenne B.I.E

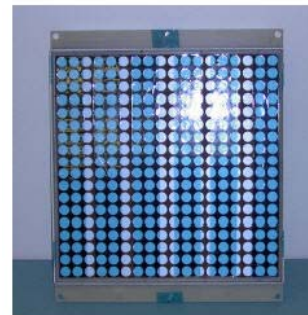


Figure I.36 – Demi matériau de l'antenne B.I.E

Les trois exemples précédents montrent qu'il est relativement facile de concevoir des antennes B.I.E à polarisation circulaire en excitant le matériau B.I.E par une source, déjà, en polarisation circulaire. La qualité de la polarisation de l'ensemble sera en grande partie faite par celle de la source. La limitation de ce type d'antenne ne sera pas une limitation de bande à **3 dB AR**, mais plutôt celle de la bande passante en rayonnement et en adaptation. En effet, il est aisé de réaliser des sources à polarisation circulaire avec une bande à **3 dB AR** supérieure à la bande passante d'une antenne B.I.E qui est généralement inférieure à 10 %.

Cette méthode va être examinée dans le chapitre II lorsque la source est un cornet.

De toute façon, l'inconvénient majeur de cette technique est la complexité de l'alimentation qui nécessite souvent un dispositif externe comme un diviseur. C'est pourquoi notre équipe a étudié une autre possibilité à savoir une antenne B.I.E "autopolarisante".

III.2 - Antenne B.I.E "autopolarisante"

Une autre technique a été étudiée dans notre laboratoire par M. DIBLANC. Pour cela, un demi-matériau B.I.E "autopolarisant" alimenté par une source en polarisation linéaire a été conçu. Cela signifie que le matériau a une anisotropie en polarisation et qu'il est capable d'avoir un coefficient de transmission identique en module quelle que soit la polarisation, mais déphasé temporellement de 90° [I.43].

Le principe est le suivant : il faut repartir du paragraphe § 1.2.1 qui donne un des moyens pour obtenir une antenne à polarisation circulaire, à savoir un polariseur mis au-dessus d'un cornet à polarisation linéaire. Le principe est d'envoyer une onde E orientée à 45° sur des lames ou des fils métalliques (Figure I.37). Cette onde se décompose en deux composantes orthogonales, l'une parallèle aux lames ($E_{//}$) et l'autre perpendiculaire (E_{\perp}). La première va être influencée et la seconde ne le sera pas. L'objectif est de trouver des dimensions de lames permettant d'avoir les conditions nécessaires à une polarisation circulaire.

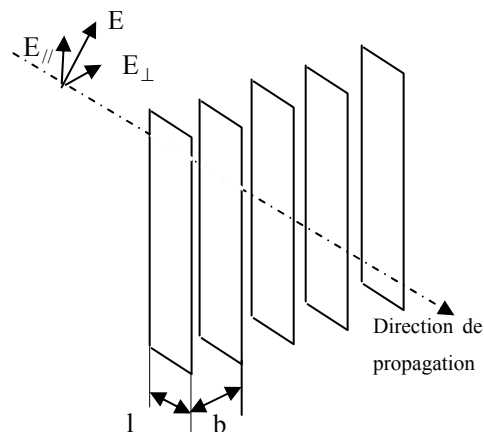


Figure I.37 – Principe du polariseur

Pour l'antenne, le principe reste identique, mais il faut créer l'effet B.I.E sur les deux polarisations par l'intermédiaire du demi-matériau B.I.E (Figure I.38).

Au final, un prototype a été réalisé à 5 GHz (Figure I.39) alimenté par un patch carré. Ce dernier est excité par une sonde placée sur la diagonale du patch. Le gain obtenu a été de 16 dBi avec une bande à **3 dB AR** inférieure à 1% au lieu de 20 dBi et de 2 % en raison des imperfections mécaniques. Mais ce dernier a tout de même validé le principe de l'antenne B.I.E "autopolarisante".

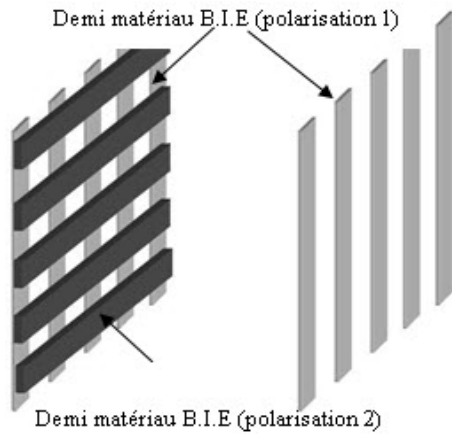


Figure I.38 – Demi matériau autopolarisant

Il reste à améliorer sa bande à **3 dB AR** et à trouver un nouveau design qui facilitera sa réalisation. Ceci nous a donc poussés à faire d'autres investigations sur cette antenne. Elles seront traitées dans le chapitre **IV**, mais bien sûr l'alimentation sera une antenne cornet.

Au début de cette thèse, la troisième solution à savoir un polariseur devant l'ouverture d'une antenne B.I.E à polarisation linéaire n'avait pas été étudiée. Il n'est donc pas possible de montrer des résultats. Par contre, elle sera traitée dans le chapitre **III**.

Après ce chapitre résumant les différentes possibilités d'obtenir des antennes B.I.E ou non à polarisation circulaire, les trois chapitres suivants vont permettre de connaître les performances de l'antenne B.I.E en polarisation circulaire alimentée par une source de type cornet. Une comparaison sera faite à la suite de ces travaux et permettra de choisir la meilleure configuration pour répondre au mieux au projet d'une antenne B.I.E multi sources à polarisation circulaire.

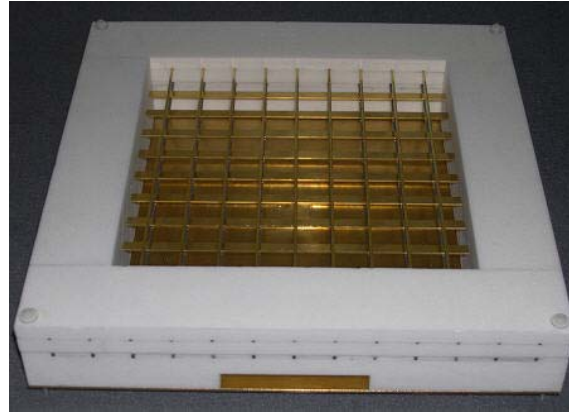


Figure I.39 – Antenne B.I.E autopolarisante

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE I**[I.1] G.A. DESCHAMPS**

"Microstrip microwave antennas," 3rd USAF Symp. on Antennas, 1953

[I.2] J.Q. HOWELL

"Microstrip antennas" Dig. IEEE Int. Symp. Antennas Propagat., pp.177-180, Dec. 1972.

[I.3] R.E. MUNSON

"Conformal microstrip antennas and microstrip phased array," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 22, pp. 74-78, 1974.

[I.4] G. KUMAR – K.P. RAY

"Broadband Microstrip Antennas" Editeur Artech House, Broadband Circularly Polarized MSAs, pp 309-356

[I.5] K. T. V. REDDY - G. KUMAR

"Dual-feed gap-coupled square microstrip antennas for broadband circular polarization," Journal of Microwave and Optical Letters, Vol. 26, Issue 6, Pages 399 – 402

[I.6] S. ASSAILLY – C. TERRET – JP. DANIEL – K. MAHDJOUBI

"Low cost stacked circular polarized microstrip antenna"

Symposium Antennas and Propagation Society Internationala 1989. AP-S. Digest, 26-30 June 1989 Page(s) :628 - 631 Vol.2

[I.7] M. KOSSEL – H BENEDICKTER – W. BAECHTOLD

"Circular polarized aperture coupled patch antennas for an RFIDsystem in the 2.4 GHz ISM band", IEEE Radio and Wireless Conference, 1999. RAWCON 99. Page(s) :235 – 238

[I.8] J. W. ZHANG – S. S. ZHONG – S. Q. XU

"Compact broadband circularly polarized microstrip antenna", Microwave and Optical Technology Letters Vol. 48, Issue 9, Pages 1730 – 1732

[I.9] J. H. LU - H. C. YU - K. L. WONG

"Compact circular polarisation design for equilateral-triangular microstrip antenna with spur lines", Electronics Letters, Vol. 34, Issue 21, 15 Oct 1998 Page(s) :1989 – 1990

[I.10] H. C. LIEN - Y. C. LEE – H. C. TSAI

"Couple-fed Circular Polarization Bow Tie Microstrip Antenna", PIERS Online ♦Vol. 3 ♦No. 2 ♦2007 ♦pp : 220-224

[I.11] Y. J. SUNG - Y. S. KIM

"Circular polarised microstrip patch antennas for broadband and dual-band operation", Electronics Letters Publication Date : 29 April 2004, Vol. 40, Issue : 9 On page(s) : 520-522

[I.12] K. L. WONG – S. Y. KE

"Cylindrical-rectangular microstrip patch antenna for circular polarization", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 41, Issue 2, Feb. 1993 Page(s) :246 – 249

[I.13] H. NAKANO – H. MIMAKI

"Axial ratio of a curl antenna", Antennas and Propagation, IEE Proceedings Microwaves, Vol. 144, Issue 6, Dec 1997 Page(s) :488 – 490

[I.14] H. MORISHITA -T. LIZUKA - K. HIRASAWA – T. NAGAO

"A dual rhombic loop antenna for circular polarisation", Ninth International Conference on Antennas and Propagation (Conf. Publ. No. 407) 4-7 Apr 1995 Page(s) : 500-503 vol.1

[I.15] R. LI – J. LASKAR – M. M. TENTZERIS

"Broadband circularly polarized rectangular loop antenna with impedance matching", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 16, Issue 1, Jan. 2006 Page(s) :52 – 54

[I.16] J. M. FERNANDEZ – J. L. MASA – M.SIERRA-PEREZ

"Circularly polarized omnidirectional millimeter wave monopole with parasitic strip elements", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, Issue 3 , Page (s) : 664 - 668

[I.17] B. SUBBARAO – V.F. FUSCO

"Compact polarisation selectable radial cavity antenna", Electronics Letters, Vol. 41, Issue 12, June 2005, Page(s) : 671 – 672

[I.18] M. T. LEE – M. LUK - -E. K. N. YUNG – K. W. LEUNG

"Microstrip – line feed circularly polarized cylindrical dielectric", Microwave and optical technology letters, Vol. 24, n° 3, february 2000

[I.19] G. H. SCHENNUM – T.M. SKIVER.

"Antenna feed element for low circular cross-polarization", Aerospace conference proceeding IEEE, Vol. 3, Feb 1997, Page(s) : 135-150

[I.20] J. L. VOKALIS. *"Antenna engineering handbook"* Chapter 26 – Methods of polarization synthesis- 26-22

[I.21] L. GOLDSTONE.

"MM wave transmission polarizer", Antennas and Propagation Society International Symposium", Vol. : 17, Jun 1979, Page(s) : 606- 609

[I.22] T. TSUGANA – Y. SUGIO – Y. YAMADA.

"Circularly polarized dielectric-loaded planar antenna excited bythe parallel feeding waveguide network", IEEE Transactions on Broadcasting, : Vol. : 43, Issue : 2 Jun 1997, Page(s) : 205-212

[I.23] G.V. TRENTINI.

"Partially reflecting sheet arrays", IRE Transactions on antennas and propagation, Vol. 4, Issue 4, Oct 1956, Page (s) 666 – 671.

[I.24] N. G. ALEXOPOULOS – D. R. JACKSON.

"Fundamental superstrate (cover) effets on printed circuits antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP 32 n°8, August 1984, Page (s) : 807–816

[I.25] H.Y. YANG - N. G. ALEXOPOULOS

"Gain enhancement methods for printed circuit antennas through multiple superstartes" IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol AP-35 n°7, July 1987, Page (s) : 860–863

[I.26] D. R. JACKSON – A. A. OLINER

"A leaky-wave analysis of the high gain printed antenna configuration"

IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 36 n°7, July 1988, Page (s) : 905–910

[I.27] M. THEVENOT – C. CHEYPE – A. REINEIX – B. JECKO

"Directive photonic bandgap antennas", IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques, Vol 47 n°11, November 1999, Page(s) : 2115–2121

[I.28] M. THEVENOT

"Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à bande interdite photonique. Application à l'étude et à la conception d'un nouveau type d'antenne"

Université de Limoges thèse n°34-1999, octobre 1999.

[I.29] M. HAJJ – E. RODES – D. SERHAL – M. THEVENOT – T. MONIEDIERE – B. JECKO

"Metallic EBG sectoral antenna for a base station with horizontal polarization", EUCAP 2007- Edinburgh – Tu PA.049, November 2007, Page (s) : 223-224

[I.30] R. SAULEAU - P. COQUET – D. THOUROUDE – J.P. DANIEL – T. MATSUI

"Radiation characteristics and performance of millimeter-wave horn-fed gaussian beam antennas radiation characteristics and performance of millimeter-wave horn-fed gaussian beam antennas", IEEE, Transactions on Antennas and Propagation, Vol 51 n°3, March 2003, Page(s) : 378-387.

[I.31] R. SAULEAU - P. COQUET – T. MATSUI

"Low profile directive quasi planar antennas based on millimetre wave fabry perot cavities", IEE Proceeding Microwave on Antennas and Propagation, Vol 150 n°4, August 2003, Page(s) : 274–278

[I.32] J. DROUET

"Méthodes d'analyse électromagnétique spécifiques à la conception des antennes à résonateur B.I.E multi sources", Université de Limoges thèse n°38-2007, Novembre 2007.

[I.33] E. RODES

"Nouveaux concepts d'antenne à base de matériaux B.I.E métallique. Application aux réseaux de télécommunications"

Université de Limoges thèse n°67-2006, Novembre 2006.

[I.34] A. P. FERESIDIS - G. GOUSSETIS - S. WANG – J.C. VARDAXOGLU

"Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low profile high gain planar antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53 n°1, January 2005, Page(s) : 209–215

[I.35] C. SERIER

"Conception, réalisation et caractérisation d'antennes à bande interdite photonique : Application au fort gain"

Université de Limoges thèse n°57-2002, Décembre 2005.

[I.36] H. CHREIM – E. POINTEREAU – F. JECKO – P. DUFRANE

"Omnidirectional electromagnetic band gap antenna for base station applications", IEEE antennas and wireless propagation letters, vol6, 2007

[I.37] L. MERCIER – E. RODES – J. DROUET – L. LEGER – E. ARNAUD – M. THEVENOT – T. MONEDIERE – B. JECKO

"Steerable and tunable EBG resonator antennas using smart metamaterials", IEEE AP-S international symposium National Radio Science Meeting - USNC/URSI, July 2006

[I.38] R. CHANTALAT – T. MONEDIERE – B. JECKO – P. DUMON

"Interlaced feeds design for a multibeam reflector antenna using an 1-D dielectric PBG resonator", IEEE A.P.S. Columbus, June 2003.

[I.39] C. MENUDIER; R. CHANTALAT; E. ARNAUD; M. THEVENOT; T. MONEDIERE, P. DUMON

"EBG Focal Feed Improvements for Ka-Band Multibeam Space Applications", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Volume 8, 2009 Page(s) :611 - 615

[I.40] M. DIBLANC

"Développement du concept de l'antenne à résonateur B.I.E pour la génération de la polarisation circulaire"

Thèse de doctorat – n°7-2006 – Université de Limoges – 20 mars 2006

[I.41] A.R. WEILEY, K.P. ESSELLE, T.S. BIRD, B.C. SANDERS

"High gain circularly polarized 1-D EBG resonator antenna"

Electronics Letters, Vol. 42, Issue 18, Aug. 31 2006 Page(s) :1012 – 1013

[I.42] J.C IRIARTE, I. EDERRA, R. GONZALO, J.D. LACASSE, J.J. LAURIN, A. FOURMAULT, Y. DEMERS, P. DE MAAGT

"EBG navigation antenna for geosynchronous satellite applications", The Second European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007), Edinburgh, November 2007

[I.43] M. Diblanc, E Rodes, E. Arnaud, M. THEVENOT, T. Monediere, B. Jecko

"Circularly polarized metallic EBG antenna", IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, Vol. 15, N° 10, OCTOBER 2005

CHAPITRE II

ANTENNE B.I.E A POLARISATION CIRCULAIRE PAR LA SONDE D'EXCITATION

- Antenne de référence
- Antenne de référence en polarisation circulaire par l'intermédiaire de la sonde d'excitation
 - Polariseur en guide d'ondes
 - 2 ou 4 sondes SMA

I - INTRODUCTION

Les différentes possibilités d'obtenir une antenne à polarisation circulaire, le principe de l'antenne B.I.E et les caractéristiques d'antenne B.I.E à polarisation circulaire conçues par la communauté scientifique ont été examinés au cours du premier chapitre. Les trois prochains vont développer les différentes configurations pour concevoir une antenne B.I.E métallique à polarisation circulaire alimentée par un cornet. Tout d'abord, ce chapitre traite de l'antenne B.I.E en polarisation circulaire par la transformation de la sonde d'excitation en polarisation linéaire en polarisation circulaire. En effet, la communauté scientifique a déjà étudié des sondes comme des patches, des fentes en polarisation circulaire, mais le cas du cornet n'a pas été fait.

Les principales caractéristiques demandées sont les suivantes :

- Bande de fréquences 29.5-30 GHz
- Directivité > 20 dBi
- Taux d'ellipticité (**TE**) < 1 dB ou XPD < 25 dB

(XPD étant la discrimination de la polarisation croisée, à savoir la différence entre la polarisation circulaire principale et la polarisation circulaire croisée)

$$XPD = 20 * \log((TE + 1)/(TE - 1)) \text{ dB}$$

- Lobes secondaires < 25 dB
- Return loss < 10 dB

Deux possibilités permettent de concevoir ce type d'aérien :

- Un polariseur en guide d'ondes en amont du cornet
- Un cornet avec plusieurs sondes d'excitation dans le guide d'entrée et un système de distribution approprié

Pour réaliser cette étude, l'antenne en polarisation linéaire conçue par notre équipe, en particulier par R. CHANTALAT, au moment d'un projet **R & T** avec le Centre National Etudes Spatiales [II.1] a été prise comme point de départ. Elle sera notre **Antenne de Référence**. Cette antenne convient très bien pour cette application. En effet, son demi-matériau B.I.E, c'est-à-dire la grille est un matériau isotrope en polarisation. Le fait de modifier la source entraînera automatiquement une modification de l'ensemble. Pour cela, des rappels théorique et pratique sont donnés afin de connaître ses performances. Il est suivi par une étude théorique de celle-ci alimentée par un cornet en polarisation circulaire. Ce dernier est alimenté soit par un polariseur en guide d'ondes soit par des sondes SMA avec une

répartition d'énergie spécialement prévue en amplitude et en phase. Dans le premier cas, un essai a été fait en mesure confirmant les résultats trouvés en théorie.

II - ANTENNE B.I.E DE REFERENCE A POLARISATION LINEAIRE

Comme cela a été dit précédemment, l'antenne B.I.E de référence à polarisation linéaire a été conçue pendant un projet **R & T** confié par le CNES. En **annexe II.1** se trouve un plan des différents éléments de cette antenne. La **Figure II.1** en montre un schéma.

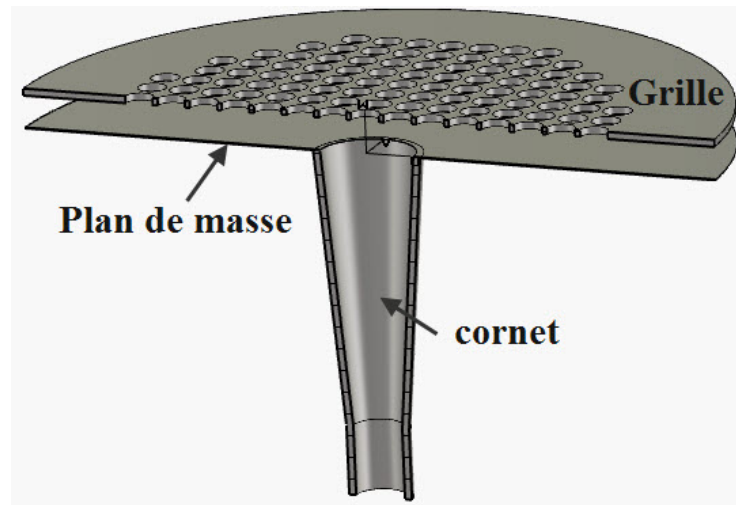
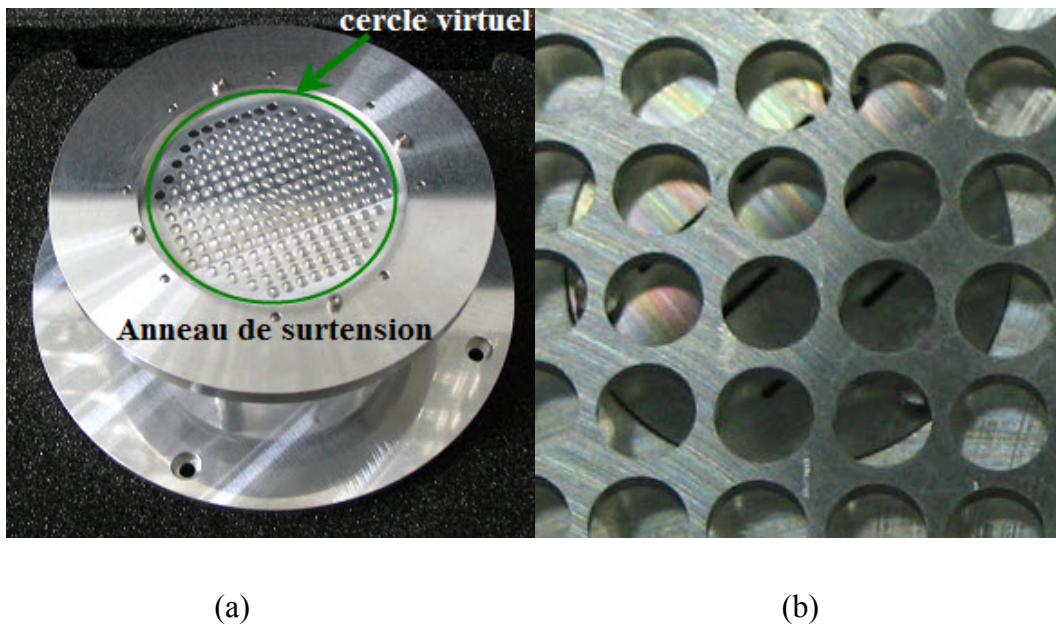


Figure II.1– Schéma d'ensemble de l'antenne de référence

Elle est composée d'un cornet conique. Le guide d'ondes d'entrée est un guide standard de diamètre 0.281 "inch" avec une bride standard UG-381. Il a une longueur de 36 mm pour faciliter le montage. La partie conique a une grandeur de 39 mm et le diamètre de l'ouverture est de 13.5 mm. La directivité simulée pour cet élément est de l'ordre de 13 dBi et l'adaptation est inférieure à -20 dB. En **annexe II.2** se trouve la description des moyens de simulation.

Celui-ci est positionné sur le plan de masse sur lequel la grille métallique est installée à une hauteur h_{cav} . Cette grille de 1 mm d'épaisseur est faite en aluminium 2024 T3. La **Photographie 1** montre l'antenne réalisée par la société SAP (Za du pont 81500 AMBRES). Cette grille forme **un demi-matériau B.I.E à isotropie de polarisation**. Un anneau de surtension assure le maintien de la grille.



Photographie 1 : Antenne de référence (a) et grille de l'antenne (b)

Comparaison simulation-mesure

La première étape est la conception de l'antenne. Pour cela, il faut déterminer les paramètres de la grille permettant d'avoir la bonne directivité à 30 GHz, la hauteur de cavité et les différentes caractéristiques électromagnétiques de l'antenne de référence en utilisant les moyens de simulation disponibles au sein de notre laboratoire (**annexe II.2**). Les différentes explications de cette conception et les principaux résultats se trouvent en **annexe II.3**.

L'antenne a été mesurée dans la base compacte du laboratoire. En **annexe II.2** se trouve la description de ce moyen de mesures. La comparaison entre la simulation et la mesure des différents résultats électromagnétiques a été indiquée en **annexe II.3**. Elle montre une bonne concordance entre les deux. La directivité de l'antenne est supérieure à 20 dBi. Comme attendu, l'adaptation est par contre très mauvaise (> -2 dB). En effet, le cornet sert à adapter l'impédance d'onde du guide à l'impédance d'onde en espace libre, ou plus précisément, à l'impédance de l'air. En le chargeant d'une grille B.I.E, cette impédance change, ce qui entraîne une désadaptation de l'antenne globale, c'est dire de l'antenne B.I.E. Une pastille d'adaptation au niveau de l'ouverture du cornet a été étudiée et a permis d'adapter l'antenne sur 100 MHz. Le rayonnement est conforme à celui recherché à savoir des lobes secondaires inférieurs à -25 dB. La polarisation croisée est inférieure de 30 dB par rapport à la polarisation principale. Le taux d'ellipticité est donc, lui aussi, au minimum inférieur à 30 dB. L'objectif de cette thèse est de changer cette polarisation linéaire en polarisation circulaire ($TE < 1$ dB) en commençant par la modification de la polarisation du cornet.

Finalement, l'antenne de référence respecte le cahier des charges sauf pour le paramètre d'adaptation. Il sera un des éléments clés de tous ces travaux. Le paragraphe suivant examine la première des solutions pour l'obtention de la polarisation circulaire à savoir le polariseur en guide d'ondes en amont du cornet.

III - ANTENNE B.I.E A POLARISATION CIRCULAIRE PAR LA SONDE D'EXCITATION.

Comme le demi-matériau B.I.E de l'antenne de référence laisse passer la polarisation circulaire sans modification, il suffit de changer la polarisation du cornet pour transformer l'antenne de référence en une antenne à polarisation circulaire.

Pour concevoir une sonde d'excitation de type cornet en polarisation circulaire, deux grandes techniques sont possibles : un polariseur en guide d'ondes en amont du cornet ou des sondes d'excitation dans le guide d'entrée du cornet.

III.1 - Antenne B.I.E de référence avec un polariseur en guide d'ondes

III.1.1 - Les différents types de polariseur en guide d'ondes

Tout d'abord, il faut que le cornet présente une symétrie de révolution comme le cornet conique ou une symétrie par rapport aux plans principaux E et H comme le cornet pyramidal à base carrée [II.2]. Cependant, le rayonnement d'un cornet est la combinaison du rayonnement par l'ouverture et des effets de bords. Quel que soit le type de cornet, les deux présentent dans le plan E un champ électrique non nul à ses bords. La conséquence est que les diagrammes de rayonnement ne sont pas à symétrie de révolution. L'angle d'ouverture en taux d'ellipticité est alors réduit. L'idéal est de supprimer ces effets de bords en utilisant des corrugations (cornet rainuré). Une autre solution est d'utiliser un cornet à base elliptique. Dans notre cas, le cornet est de forme conique. Il faudra, donc, s'attendre à un angle d'ouverture en taux d'ellipticité restreint.

Dans tous les cas, il suffit d'alimenter le cornet en polarisation circulaire pour qu'il rayonne de la même manière. La première solution est l'ajout d'un polariseur en guide d'ondes en amont de celui-ci. Plusieurs techniques sont possibles pour le concevoir, mais elles utilisent toujours le même principe, à savoir créer deux ondes et en déphaser une par rapport à l'autre de 90° . En d'autres termes, il faut que la vitesse de phase de ces deux ondes ne soit pas

identique. Un des premiers à l'employer est **A. GARDNER FOX [II.3]** en 1947. Tout d'abord, il installe une ailette métallique au milieu d'un guide circulaire (**Figure II.2**). L'onde perpendiculaire à cet élément n'est pas influencée par celui-ci à condition que son épaisseur soit faible. Par contre, l'onde parallèle a une vitesse de phase plus faible. Une autre solution est de placer une plaque à forte constante diélectrique (**Figure II.3**). L'épaisseur de cette dernière est réduite permettant ainsi de réduire son effet sur la composante perpendiculaire. Elle sera tout de même retardée, mais la composante parallèle à cette plaque le sera encore plus.

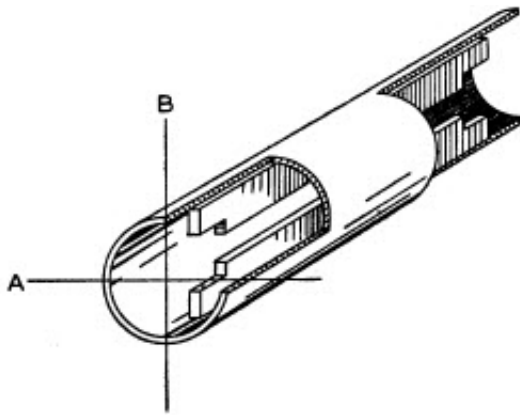


Figure II.2 : Guide d'ondes chargé par une ailette métallique

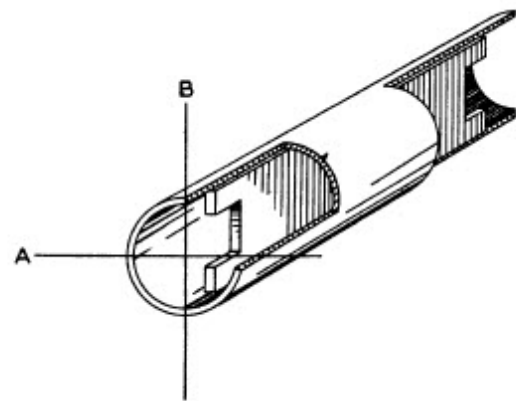


Figure II.3 : Guide d'ondes chargé par une ailette diélectrique

La troisième solution est l'utilisation de tubes métalliques (**Figure II.4**) qui représentent des self-inductances pour la composante parallèle dont la valeur dépend du diamètre de ceux-ci, tandis que la composante perpendiculaire passe à travers de cette structure sans modification

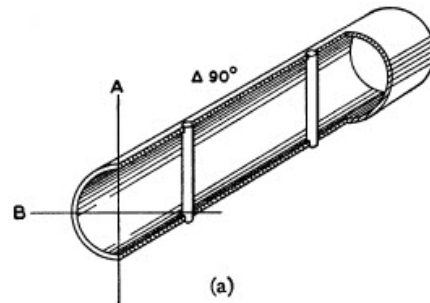


Figure II.4. Guide d'ondes chargé par des éléments perturbateurs

L'augmentation de la fréquence accroît l'effet capacitif de l'un tout en diminuant l'effet inductif de l'autre. Il est donc possible d'avoir les bonnes conditions sur une large bande de fréquences. A cette époque, ce type de polariseur est conçu de manière empirique. Il faudra attendre la fin des années 50 pour voir **W. P. AYRES** donner une méthode de calcul permettant d'avoir une bande en taux d'ellipticité de plus de 50 % **[II.4]**.

A. J. SIMMONS [II.5] a poursuivi cette technique en insérant dans un guide d'ondes des iris (**Figure II.5**). Quand ces derniers sont introduits dans un guide d'ondes carré, ils agissent comme une capacité, par exemple, pour le mode $TE_{0,1}$ et en tant que self-inductance pour l'autre mode $TE_{1,0}$. Ainsi, le premier mode est retardé et le second est avancé. Le but est alors de créer un déphasage de 90° .

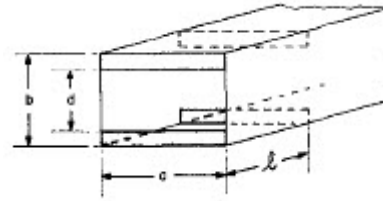
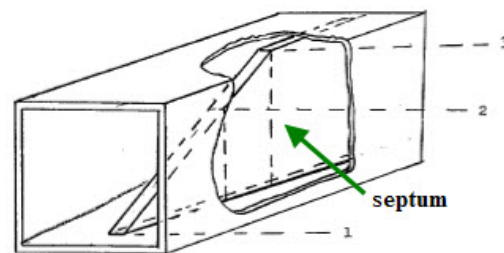


Figure II.5 : Guide d'ondes carré chargé par des iris

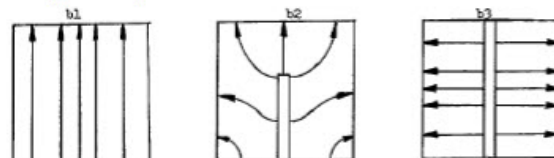
Une autre méthode est d'utiliser une cloison métallique de forme triangulaire ("septum polarizer"). La première équipe à avoir pensé à cette technique est celle de **D. DAVIS [II.6]**. L'explication de cette technique peut être résumée par la **Figure II.6**.

L'onde à polarisation circulaire peut être décomposée en deux composantes déphasées de 90° , l'une parallèle à la lame l'autre perpendiculaire. Le champ de cette dernière se divise uniformément et en phase dans les deux demi-guides d'ondes.

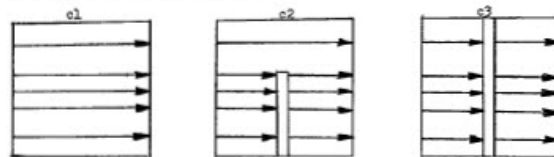
Le champ de la composante parallèle se divise lui aussi uniformément, mais en opposition de phase. La superposition des deux champs donne suivant le sens de la polarisation circulaire, une onde dans un demi-guide et rien dans l'autre. La bande de taux d'ellipticité est de l'ordre de 15 %.



Composante parallèle



Composante perpendiculaire



Composante totale

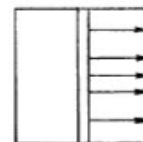


Figure II.6 : "polariseur à cloison"

Ming Hui CHEN [II.7] montre que les performances sont améliorées lorsque le polariseur à cloison a une forme en escalier ("stepped septum").

Au final, il faut se souvenir qu'il faut trouver une structure pouvant donner une vitesse de phase différente à chaque composante. Le polariseur simulé et associé à l'antenne B.I.E de référence ne déroge pas à la règle. Il a été conçu par **Marc THEVENOT** pour faire un test, mais pour une question de simplicité, la méthode utilisée n'est pas une de celles citées précédemment. En effet, théoriquement, le plus simple, ce qui n'est pas vrai en réalisation, est de déformer le guide d'ondes circulaire. Dans notre cas, un guide rectangulaire est emprisonné entre deux jonctions permettant de passer d'un guide circulaire à un guide rectangulaire (**Figure II. 7**). L'onde à polarisation linéaire polarisée à 45° à l'entrée du guide circulaire est décomposée en deux composantes dans la jonction circulaire/rectangulaire. Le fait d'avoir la dimension A différente de la dimension B entraîne une différence de vitesse de phase de ces deux composantes. Elles sont ensuite recombinaées pour former une seule onde circulaire susceptible d'être propagée dans le guide d'ondes circulaire de sortie et vice et versa. Le réglage du déphasage est possible en modifiant la longueur du guide rectangulaire (L). Plus il sera grand, plus le déphasage sera important.

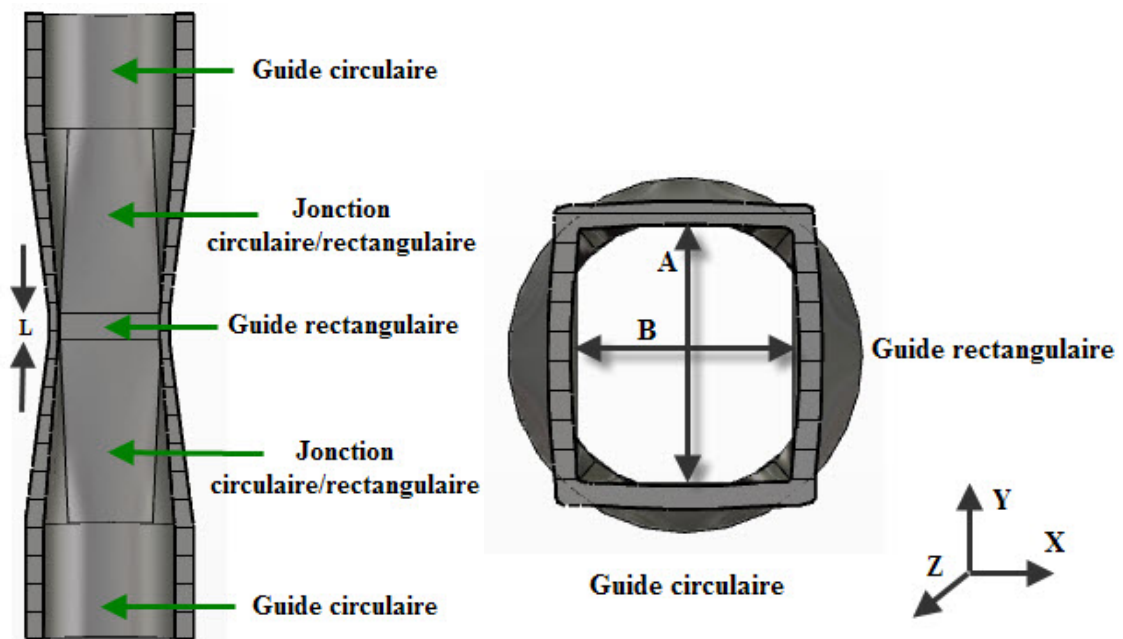


Figure II. 7 : Polariseur en guide d'ondes (coupe longitudinale et transversale)

III.1.2 - Les caractéristiques simulées du polariseur de test seul

La **Figure II.8** donne l'adaptation du polariseur simulé (< -30 dB). La **Figure II.9** représente le module du coefficient de transmission pour les deux composantes E_x et E_y . Les deux ne se coupent pas exactement au milieu de la bande de fonctionnement (29.5-30 GHz), mais restent tout de même semblables.

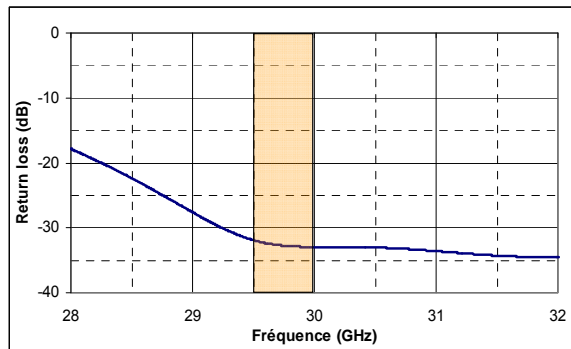


Figure II.8 : Return loss du polariseur seul

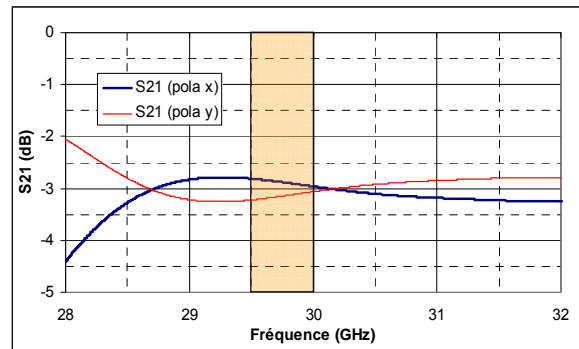


Figure II.9 : coefficient de transmission du polariseur seul

Au final, le taux d'ellipticité obtenu avec ce type de polariseur est visualisé sur la **Figure II.10**. Il est inférieur à 1 dB entre 29.5 et 30 GHz, caractéristique recherchée. Il était possible de l'améliorer, mais ce n'était pas notre principale préoccupation. L'objectif est de voir son association avec l'antenne B.I.E de référence. Mais, tout d'abord, voyons le résultat avec le cornet seul.

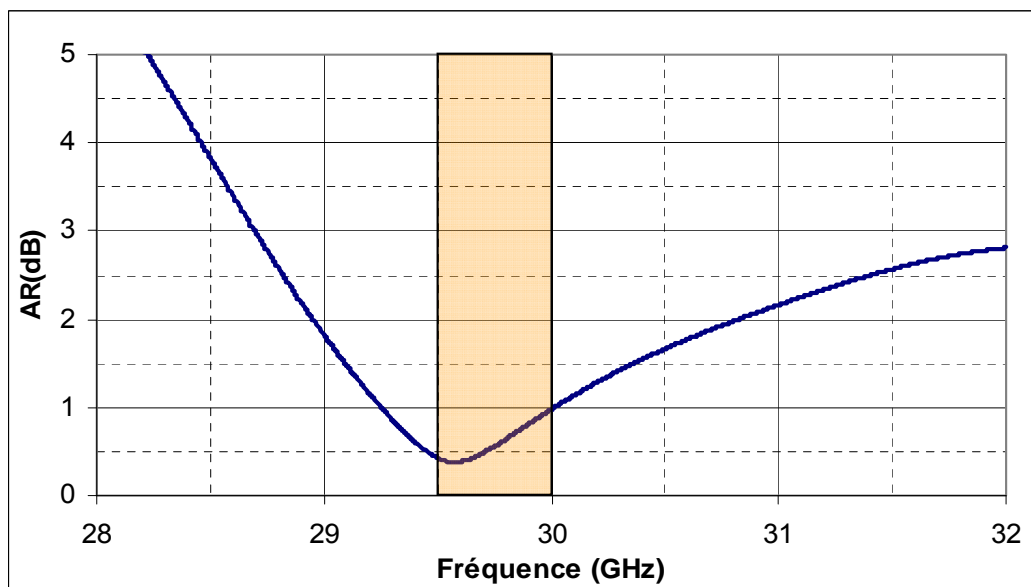


Figure II.10 : Taux d'ellipticité simulé du polariseur seul

III.1.3 - Les caractéristiques simulées de l'association cornet polariseur

La première simulation est celle de l'association cornet polariseur, le cornet étant celui utilisé dans l'antenne de référence. La **Figure II.11** donne le taux d'ellipticité simulé. Il est sensiblement identique à celui du polariseur seul, même si quelques différences apparaissent dues à, par exemple, un maillage différent entre les deux études et un autre phénomène qui sera étudié ultérieurement. Passons maintenant à l'antenne B.I.E.

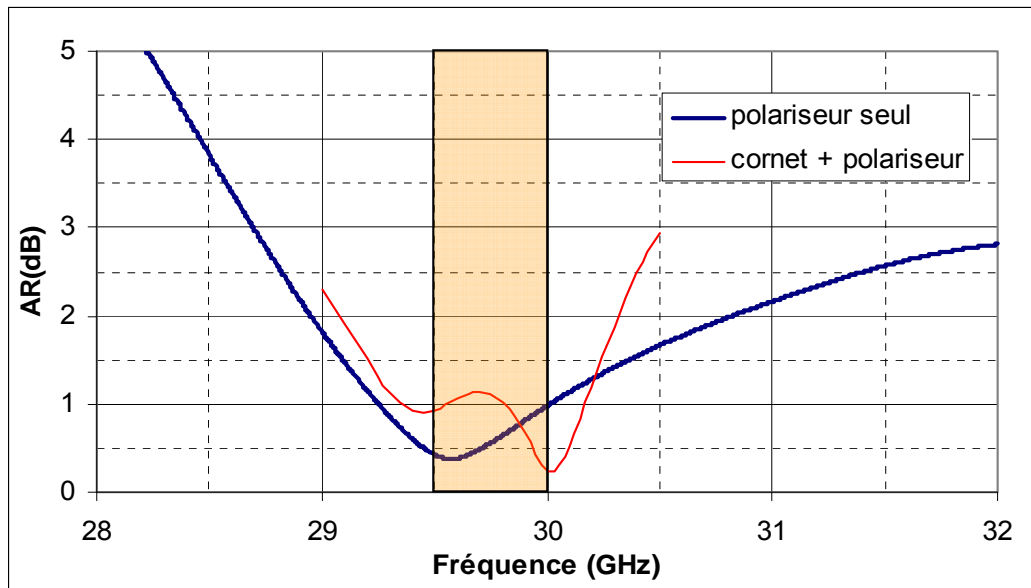


Figure II.11 : Taux d'ellipticité simulé de l'association cornet polariseur

III.1.4 - Les caractéristiques simulées de l'association antenne B.I.E de référence polariseur

Pour connaître les spécifications de l'association antenne B.I.E polariseur, deux configurations ont été étudiées : l'antenne non adaptée et adaptée. En effet, les résultats ne sont pas similaires entre les deux cas. Une explication sera donnée pour comprendre cette différence.

III.1.4.a - Antenne B.I.E non adaptée

Lorsque ce polariseur est connecté à l'antenne B.I.E de référence, le fonctionnement en polarisation circulaire n'est pas celui attendu. En effet, le taux d'ellipticité est supérieur à 20 dB (**Figure II.12**). La polarisation de l'antenne peut être considérée comme une polarisation linéaire.

La raison est la mauvaise adaptation de l'antenne B.I.E de référence. En effet, le fonctionnement, ou plutôt le dysfonctionnement de la nouvelle antenne, peut être représenté par le schéma en **annexe II.5**. Avec l'hypothèse que le polariseur soit parfait, l'onde polarisée linéairement à 45° à l'entrée du polariseur se transforme, par exemple, en polarisation circulaire droite. Etant donné la mauvaise adaptation de l'antenne (le module du coefficient de réflexion (ρ) est voisin de 0.9), une petite partie de cette onde est transmise à l'antenne et une grande partie est réfléchi. Cette dernière redevient une onde en polarisation linéaire au passage du polariseur. Mais cette fois-ci, elle est orientée à 135°. En mesure, une transition

guide rectangulaire/circulaire est introduite pour pouvoir connecter correctement l'antenne au dispositif de mesures. Cela signifie que cette onde est complètement réfléchiée par l'accès. A nouveau, elle traverse le polariseur et crée une polarisation circulaire gauche. Une petite partie de cette onde est transmise à l'antenne et une grande partie est réfléchiée. Cette dernière se dépolarise pour finir en polarisation linéaire orientée à 45° au passage du polariseur. Arrivée à l'accès, elle est en grande partie absorbée par celui-ci ou en pratique par l'appareil de mesures. Au final, et pour simplifier, l'onde au niveau de l'antenne est la superposition d'une onde en polarisation circulaire droite avec une puissance égale à $(1-\rho^2) P_i$, P_i étant la puissance incidente, et d'une onde en polarisation circulaire gauche avec une puissance égale à $(1-\rho^2) \rho^2 P_i$. Cette superposition crée une onde en polarisation linéaire dont l'orientation dépend de la phase des deux polarisations circulaires. Ce calcul est juste si le taux d'ellipticité du polariseur est égal à 0 dB. Dans le cas contraire, il faudrait prendre en compte l'effet de la polarisation elliptique.

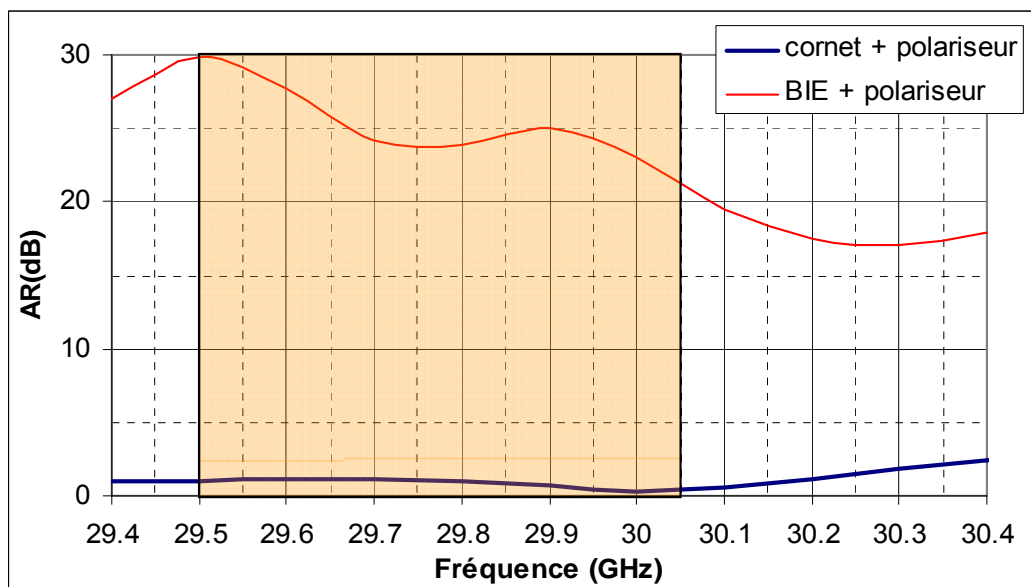


Figure II.12 : Taux d'ellipticité simulé de l'antenne B.I.E de référence avec un polariseur en amont

En mettant en équation cette association polariseur + antenne B.I.E, il est possible de calculer en fonction de l'adaptation de l'antenne B.I.E le taux d'ellipticité en sortie de cette antenne. Deux cas ont été traités (**Figure II.13**), le premier correspond à un polariseur avec un taux d'ellipticité de 0 dB (parfait) alors que pour le second, ce taux est de 0.5 dB. A noter que le résultat obtenu pour ce dernier cas est un résultat simplifié. En effet, le calcul ne prend pas en compte l'effet de la polarisation croisée en sortie du polariseur. Malgré tout, la **Figure II.13** montre qu'il faut un niveau de module du coefficient de réflexion inférieur de 0.25, soit

un "return loss" de l'ordre de 13 dB pour avoir un taux d'ellipticité inférieur à 1 dB dans le meilleur des cas. Cette valeur passe à 20 dB lorsque le polariseur n'est pas parfait.

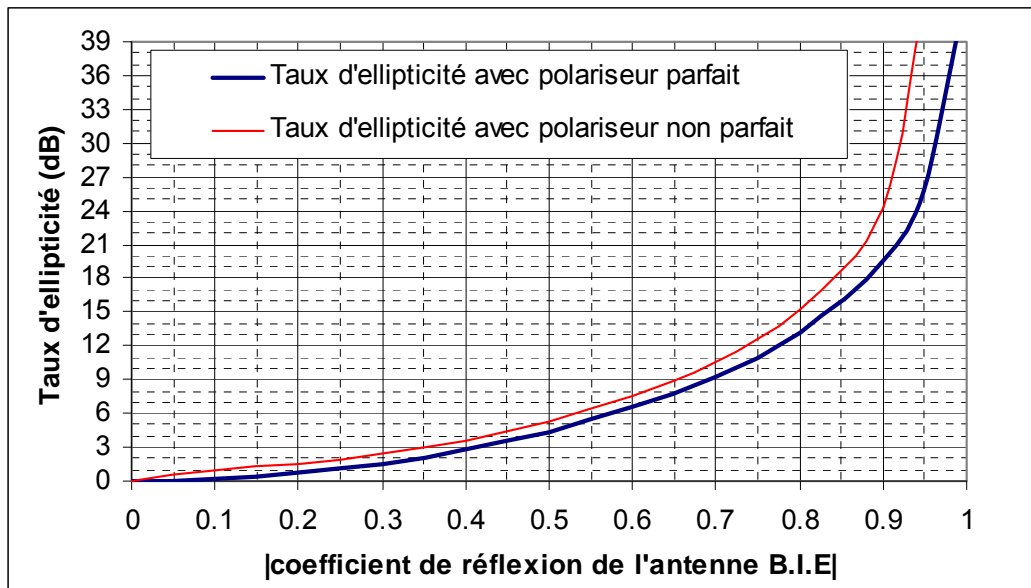


Figure II.13 : Taux d'ellipticité de l'association polariseur antenne B.I.E en fonction du module du coefficient de réflexion de cette dernière

Des mesures ont été faites sur l'antenne de référence avec un polariseur en guide d'ondes du commerce (ELVA-1 FP-28/30) dont les caractéristiques se trouvent en **annexe II.6**. Le taux d'ellipticité de cet élément est inférieur à 1 dB.

La **Figure II.14** compare le taux d'ellipticité mesuré de l'antenne B.I.E et du cornet seul, tous deux alimentés par le polariseur. La polarisation est parfaite (< 1 dB) dans le cas du cornet et elle est complètement dégradée dans l'autre cas (> 15 dB). Cela confirme bien cette théorie.

Il reste à connaître les performances lorsque l'antenne B.I.E est adaptée.

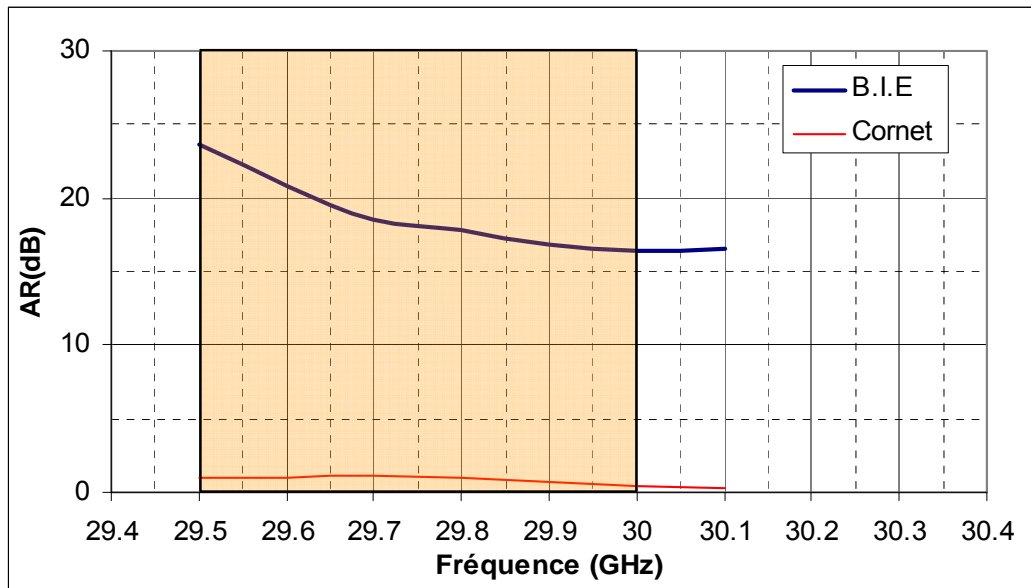


Figure II.14 : Comparaison des taux d'ellipticité mesurés de l'antenne B.I.E non adaptée et du cornet seul adapté.

III.1.4.b - Antenne B.I.E adaptée par une pastille

La pastille précédemment utilisée pour l'adaptation de l'antenne de référence (pastille 6 fentes) ne peut pas être employée (**annexe II.1 et II.3**). En effet, elle n'est pas capable de laisser passer la polarisation circulaire. Il faut donc trouver un nouvel élément. Au moment de l'étude de l'antenne B.I.E multi-faisceaux à 30 GHz [**II.8**], Régis CHANTALAT avait conçu une nouvelle pastille. La **Figure II.15** en donne une représentation. Son épaisseur était de 0.5 mm. Elle était placée au niveau de l'ouverture du cornet, sa partie supérieure étant tangente au plan de masse. A noter qu'elle n'a pas exactement le même comportement suivant les différents plans φ . Elle ne présente pas une parfaite symétrie de révolution.

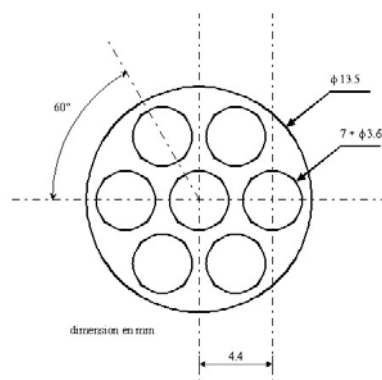


Figure II.15 : Pastille d'adaptation pour la polarisation circulaire

Avec la nouvelle pastille d'adaptation, l'antenne B.I.E à polarisation linéaire est maintenant adaptée sur 200 MHz (**Figure II.16**).

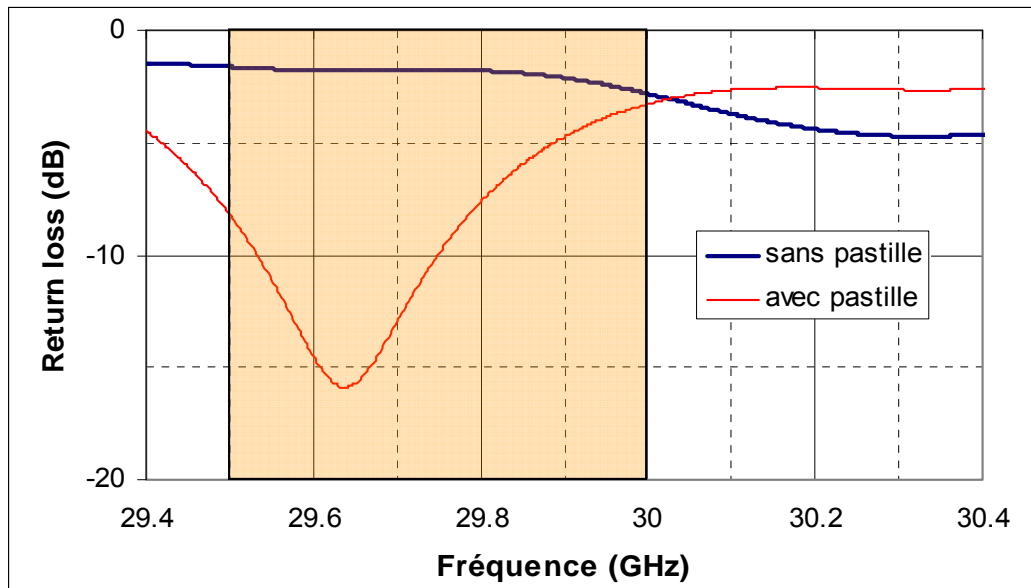


Figure II.16 : Comparaison des "Return loss" simulés avec ou sans pastille de l'antenne B.I.E à polarisation linéaire

- **Taux d'ellipticité de l'association polariseur antenne B.I.E**

La **Figure II.17** compare le taux d'ellipticité de l'association polariseur antenne B.I.E lorsque celle-ci est adaptée ou non. Elle montre qu'il y a bien un effet de l'adaptation de l'antenne B.I.E sur ce taux d'ellipticité.

Le taux d'ellipticité a été considérablement diminué, mais reste tout de même supérieur à 2 dB. Le calcul précédent permet donc de comprendre le phénomène, mais il ne prend pas en compte tous les phénomènes mis en jeu comme les multi réflexions et la présence physique de la pastille qui doit dépolariiser l'onde.

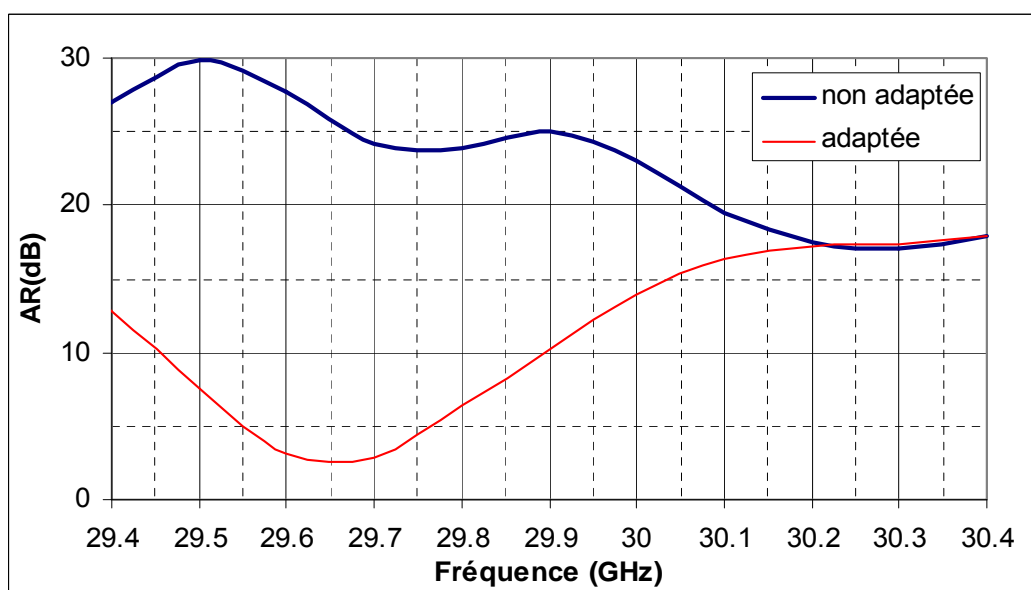


Figure II.17 : Comparaison des taux d'ellipticité simulés avec ou sans pastille

- **Directivité de l'association polariseur antenne B.I.E**

La **Figure II.18** compare la directivité en champ total obtenue en polarisation linéaire et circulaire, en présence ou non de la pastille d'adaptation. A noter que cette composante n'est pas complètement significative. En effet, en pratique, seule la composante gauche ou droite peut être captée par une antenne de réception. Cette représentation a été choisie pour faciliter la comparaison des différents cas. Elle ne tient pas compte du taux d'ellipticité évitant ainsi d'avoir des pertes dues à une mauvaise polarisation circulaire. Par contre, elle est significative si le taux d'ellipticité obtenu est proche de 0 dB.

La présence de la pastille modifie le comportement de l'antenne. Un décalage de 100 MHz est apparu avec une perte de directivité. Pour le premier, il faudrait réajuster la hauteur de cavité pour revenir à la bande de fréquences de fonctionnement. Le second est dû, en grande partie, à une directivité du cornet + pastille plus faible que celle du cornet seul. Par contre, entre la polarisation linéaire et circulaire en présence de la pastille, les deux résultats sont semblables démontrant que le passage de la polarisation linéaire à une polarisation circulaire n'a pas d'effet. A noter que l'adaptation ne correspond pas à la bande de fréquences où la directivité est maximale. Avec ce type de pastille, il n'est pas possible d'adapter l'antenne sur toute la bande, mais un réglage différent aurait permis de l'adapter au maximum de directivité.

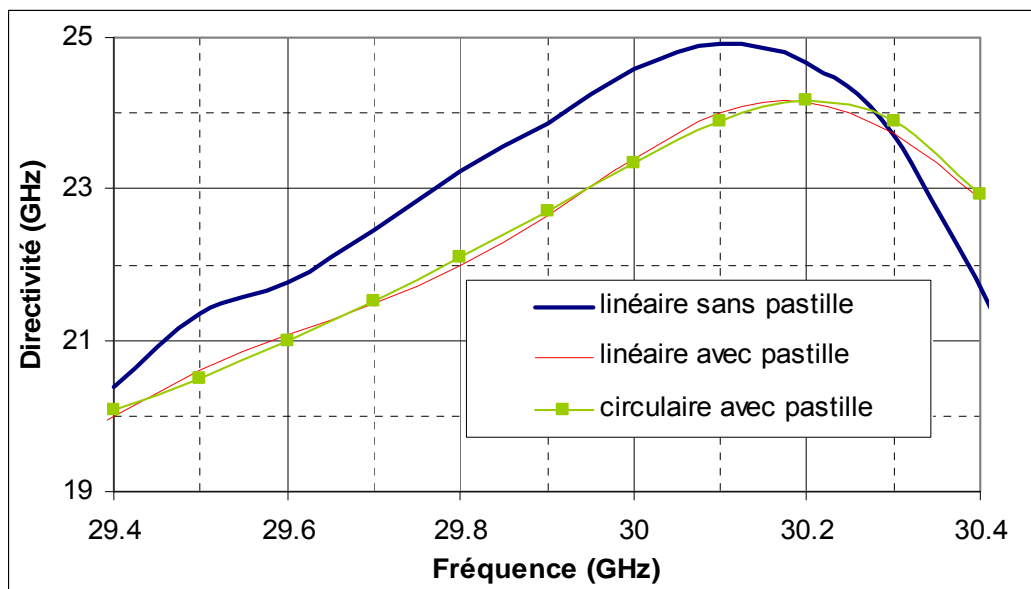


Figure II.18 : Comparaison de la directivité simulée avec ou sans le polariseur

- **Le rayonnement de l'association polariseur antenne B.I.E**

Concernant le rayonnement, les diagrammes sont similaires entre la polarisation linéaire et circulaire. Le polariseur ne perturbe pas ce paramètre, ce qui est un avantage.

En résumé, la solution de polariser l'antenne en amont par un polariseur en guide d'ondes peut permettre de répondre aux caractéristiques recherchées, mais pour cela, il faut que l'antenne soit adaptée. Une des solutions est d'insérer une pastille dans le cornet au niveau du plan de masse, mais cette dernière perturbe le fonctionnement de l'antenne au point de vue de la fréquence de fonctionnement et du taux d'ellipticité. Au final, il n'est pas sûr que cette solution soit idéale. Il est sans doute préférable d'adapter l'antenne par un filtre antenne adaptatif à l'entrée du cornet. Par contre, il doit être capable de laisser passer la polarisation circulaire, ce qui complique énormément sa conception.

Après avoir vu la première solution, le paragraphe suivant présente les résultats de l'antenne B.I.E de référence en utilisant au niveau du guide d'entrée du cornet des sondes coaxiales.

III.2 - Antenne B.I.E de référence avec des sondes d'alimentation coaxiales

Après avoir examiné le cas du polariseur à guide d'ondes, le paragraphe suivant traite de la deuxième configuration, à savoir un cornet à polarisation circulaire en utilisant deux ou quatre sondes coaxiales comme source de l'antenne B.I.E de référence. Tout d'abord, le paragraphe suivant donne une explication sur le passage d'un cornet en polarisation linéaire en polarisation circulaire alimenté par des sondes coaxiales sur son guide d'ondes d'entrée.

III.2.1 - Obtention d'un cornet en polarisation circulaire alimenté par des sondes coaxiales.

La première idée est d'utiliser deux sondes coaxiales déphasées spatialement et temporellement de 90° . Cette configuration ne fonctionne pas correctement dû à un couplage important entre les deux accès (< -16 dB) perturbant le taux d'ellipticité (voir **annexe II.7**). Ce dysfonctionnement peut être mis en équation. Deux solutions sont envisageables pour réduire ou éliminer ce couplage, déplacer une des sondes de λ_g suivant z ou introduire deux sondes supplémentaires placées en opposition de phase temporellement et spatialement par rapport aux premières.

III.2.1.a - Deux sondes déphasées spatialement et temporellement de 90° et séparées de λ_g

Une des premières solutions est d'écarter les sondes entre elles (**Figure II.19**). La valeur λ_g suivant l'axe z (axe longitudinal) garantit un découplage quasi parfait (< -60 dB) (**Figure**

II.20) et une phase correcte de l'onde réfléchi sur le fond du cornet à une fréquence donnée. Cette valeur est calculée à 29.75 GHz.

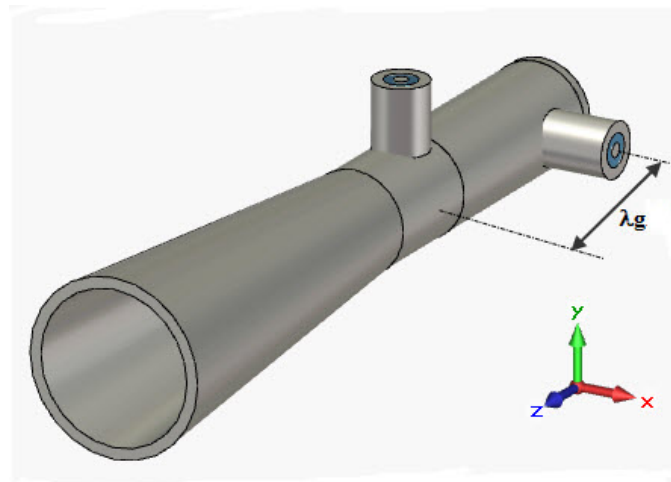


Figure II.19 : Schéma du cornet à double sonde

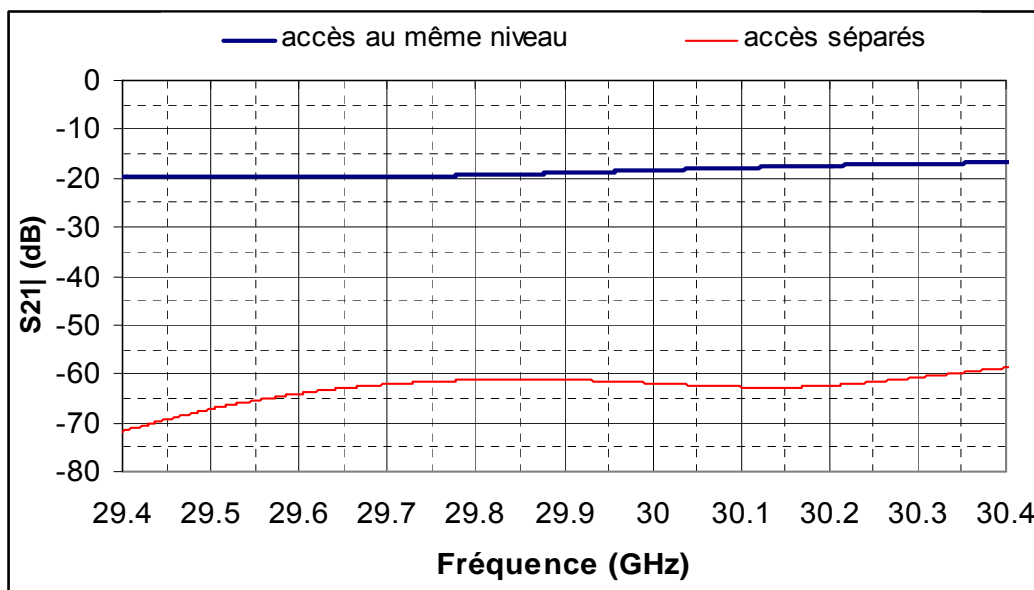


Figure II.20 : Comparaison des couplages entre accès situés au même niveau ou décalés de λ_g

Le taux d'ellipticité simulé est indiqué sur la **Figure II.21**. Il est comparé à celui trouvé par le calcul dont l'explication se trouve en **annexe II.7**. Dans la bande de fonctionnement de l'antenne (29.5 -30 GHz), ce paramètre est inférieur à 1.5 dB. La bande de fréquences en polarisation circulaire est faible, car elle dépend de la distance λ_g valable que pour une seule fréquence. De plus, un des inconvénients de cette technique est l'agrandissement du guide d'entrée du cornet pour pouvoir espacer les deux sondes de λ_g . L'autre solution supprime cet inconvénient, mais demande l'ajout de deux sondes supplémentaires. Examinons le résultat de cette configuration.

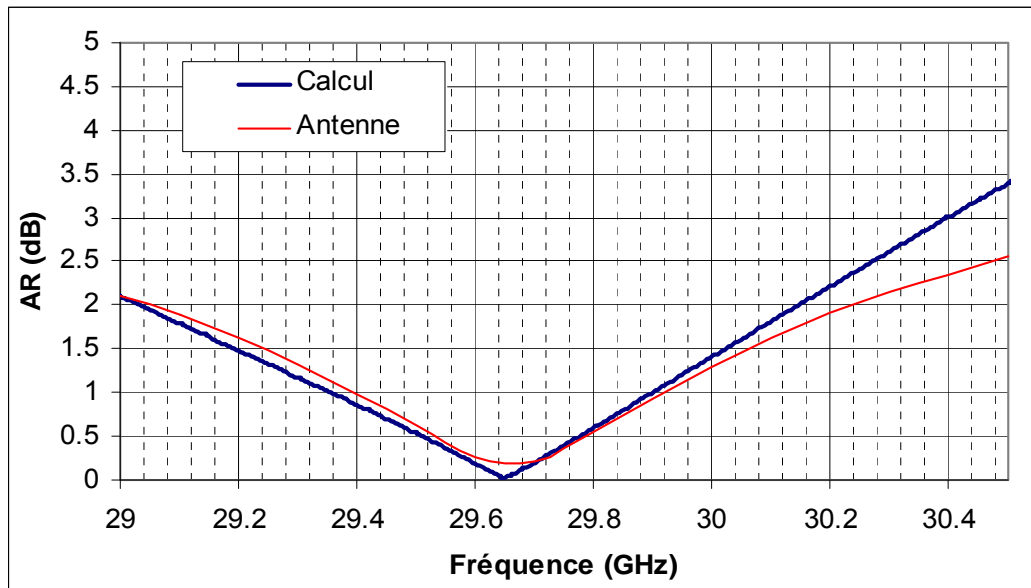


Figure II.21 : Comparaison des taux d'ellipticité analytique et simulé entre accès décalés de

$$\lambda_g$$

III.2.1.b - Quatre sondes déphasées spatialement et temporellement de 90°

La deuxième solution est l'alimentation du guide du cornet par quatre sondes réparties de la manière suivante (**Figure II.22**).

L'amplitude de l'onde électromagnétique en champ de chaque accès est identique et un déphasage de 90° est fait entre les accès adjacents. Cette méthode a déjà été rencontrée dans le premier chapitre (I.1.1.a). En effet, pour augmenter la bande d'adaptation et le taux d'ellipticité sur un patch, il est possible d'insérer quatre sondes réparties de cette manière. Ainsi, les rayonnements indésirables des sondes dus probablement à la présence de couplage sont supprimés.

Le principe est résumé en **annexe II.7**. Au final, il est possible d'avoir un taux d'ellipticité inférieur à 1 dB sur toute la bande de fréquences malgré un couplage entre accès inférieur à -12 dB pour les accès orientés à 90° et -7 dB pour l'accès opposé. Cette méthode donne un meilleur résultat que le précédent. En effet, ce principe est quasi indépendant à la fréquence.

A noter que le calcul donne un résultat parfait, ce qui s'explique par le fait que le déphasage est de 90° quelle que soit la fréquence alors qu'avec le logiciel CST cette valeur n'est valable que pour la fréquence de référence (29.75 GHz).

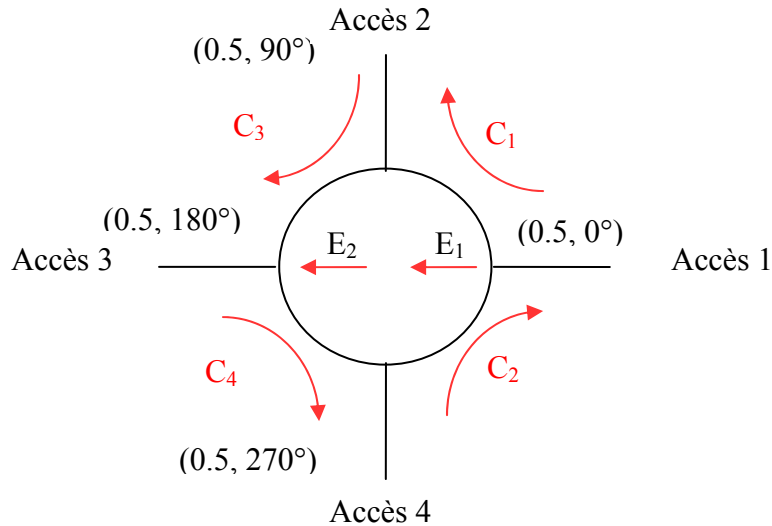


Figure II.22 : Schéma de principe d'un guide d'ondes alimenté par quatre sondes coaxiales

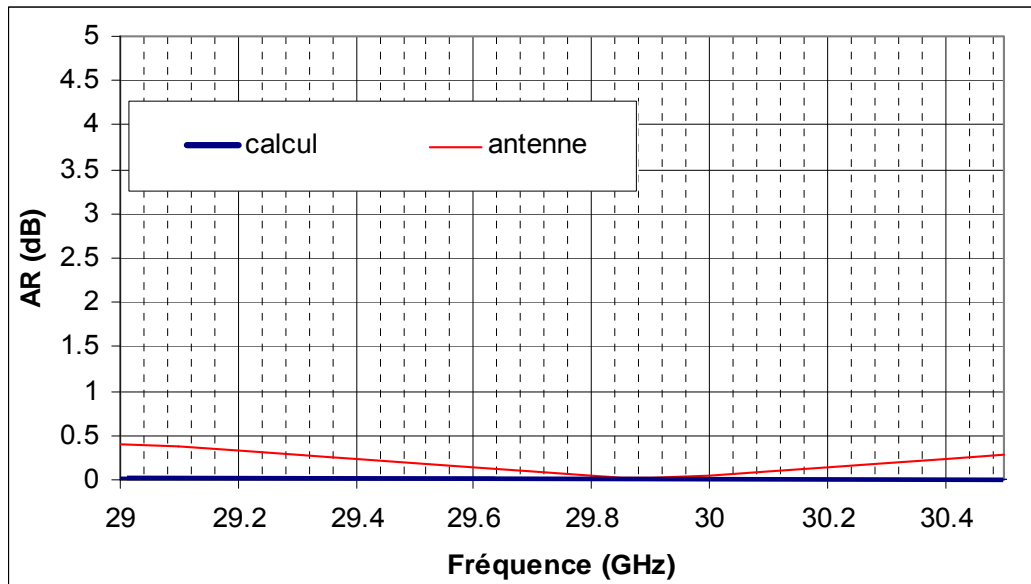


Figure II.23 : Comparaison des taux d'ellipticité analytique et simulé obtenus par l'association de 4 sondes coaxiales

Par contre, il est très délicat de réaliser un système d'alimentation parfait sur une large bande de fréquences. Par exemple, en modifiant la phase de chaque entrée de 10° (10° , 80° , 190° et 280°), le nouveau taux d'ellipticité est supérieur à 1.5 dB sur toute la bande de fréquences (**Figure II.24**). La qualité de l'antenne va dépendre de celle du circuit de distribution.

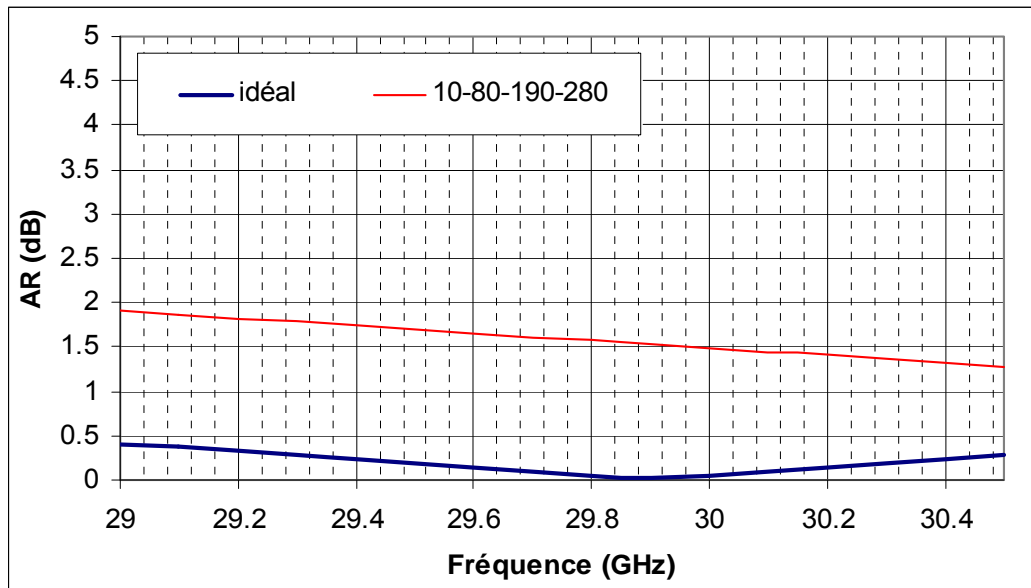


Figure II.24 : Comparaison des taux d'ellipticité simulés obtenus par l'association de 4 sondes coaxiales

Après avoir réussi à avoir une excellente polarisation circulaire du cornet, il reste à voir le résultat de cet élément comme "source" de l'antenne B.I.E de référence afin de connaître les performances de cette antenne.

III.2.2 - Antenne B.I.E de référence avec le cornet alimenté par deux sondes d'alimentation coaxiales distantes de λ_g

Les prochains paragraphes donnent le résultat de l'antenne B.I.E de référence en remplaçant le cornet à polarisation linéaire par un cornet en polarisation circulaire en utilisant les deux méthodes précédentes (2 sondes ou 4 sondes).

Il faut distinguer deux configurations de l'antenne B.I.E comme pour le polariseur en guide d'ondes. La première est le cas d'une antenne B.I.E non adaptée et la seconde, le cas de l'antenne adaptée. Pour cela, la pastille prévue précédemment a été réutilisée sans changer ses dimensions.

III.2.2.a - Antenne B.I.E non adaptée

- **L'adaptation**

Concernant l'adaptation de l'antenne, il est préférable de prendre comme caractéristique, les paramètres F qui sont semblables aux paramètres [S] mis à part que les accès sont excités simultanément (cas réel). En pratique, il n'est pas possible de mesurer ce paramètre, mais il est possible de les calculer en utilisant les mesures des paramètres S.

La **Figure II.25** en donne une représentation. Comme attendu, l'adaptation de l'antenne B.I.E est mauvaise (> -4 dB).

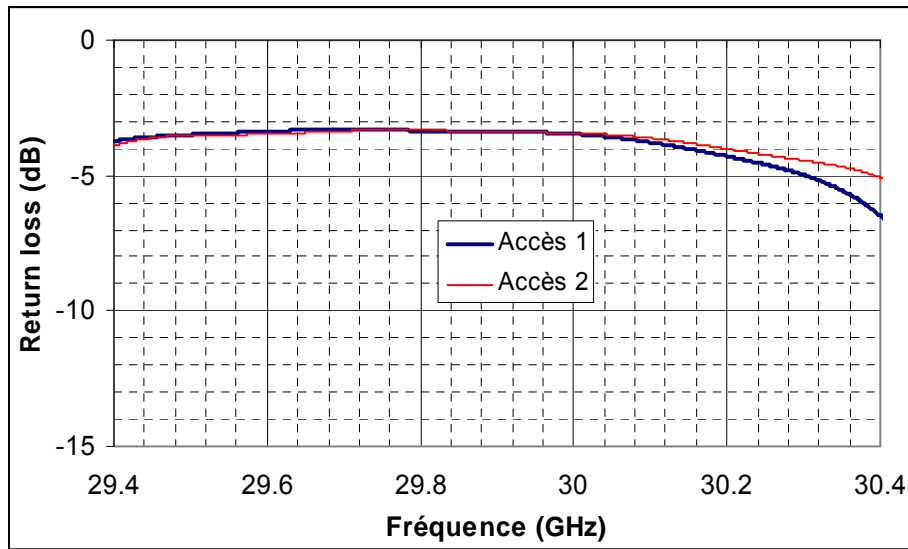


Figure II.25 : Paramètre F de l'antenne B.I.E excitée par deux sondes coaxiales décalées de λ_g (cas antenne B.I.E non adaptée au départ)

- **La directivité**

La directivité de l'antenne est légèrement inférieure (0.5 dB) à celle de l'antenne en polarisation linéaire et elle est décalée de 100 MHz (**Figure II.26**). Ce changement est dû à une différence de directivité entre le cornet seul en polarisation linéaire et celui transformé en polarisation circulaire par l'intermédiaire des deux sondes. En modifiant la hauteur de cavité, il est possible de retrouver les performances de l'antenne de référence.

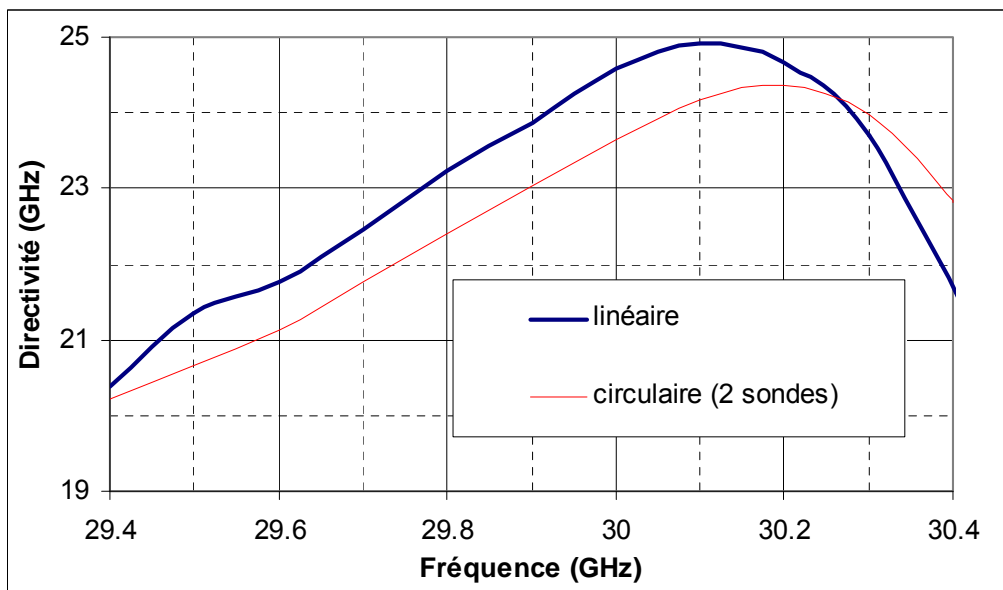


Figure II.26 : Comparaison des directivités simulées en polarisation linéaire et circulaire par deux sondes décalées de λ_g

- **Le taux d'ellipticité**

La **Figure II.27** donne le résultat du taux d'ellipticité simulé de l'antenne B.I.E en alimentant le cornet par deux sondes coaxiales décalées de λ_g . Il est comparé à celui du cornet seul. L'antenne B.I.E a un taux d'ellipticité inférieur à 1 dB comme souhaité. Il est quasi semblable à celui du cornet.

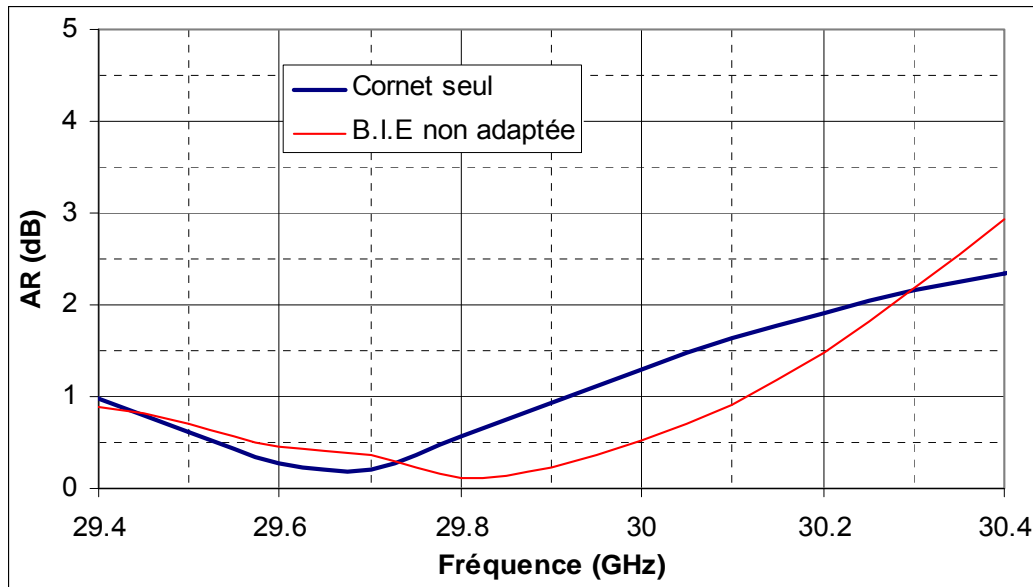


Figure II.27 : Comparaison des taux d'ellipticité simulés du cornet seul et de l'antenne B.I.E non adaptée

- **Le rayonnement**

En ce qui concerne le rayonnement, deux choix de fréquences ont été faits afin de comparer au mieux le rayonnement. C'est pourquoi la fréquence de 29.7 GHz a été prise pour l'antenne à polarisation linéaire et 29.8 GHz pour l'autre. Pour une meilleure comparaison et pour supprimer l'effet de la polarisation, la composante totale a été retenue. Une légère dissymétrie apparaît sur le rayonnement de l'antenne à polarisation circulaire (plan $\varphi = 0^\circ$) (**Figure II.28**). Le rayonnement des autres plans φ présente le même phénomène. Une explication probable est la présence des sondes coaxiales qui perturbent le champ électromagnétique dans le cornet. En effet, la visualisation du rayonnement du cornet seul donne un résultat similaire. Cette déformation est répercutée sur le champ électromagnétique en sortie de l'antenne B.I.E. Le même défaut apparaît lorsque l'antenne B.I.E est alimentée par un patch.

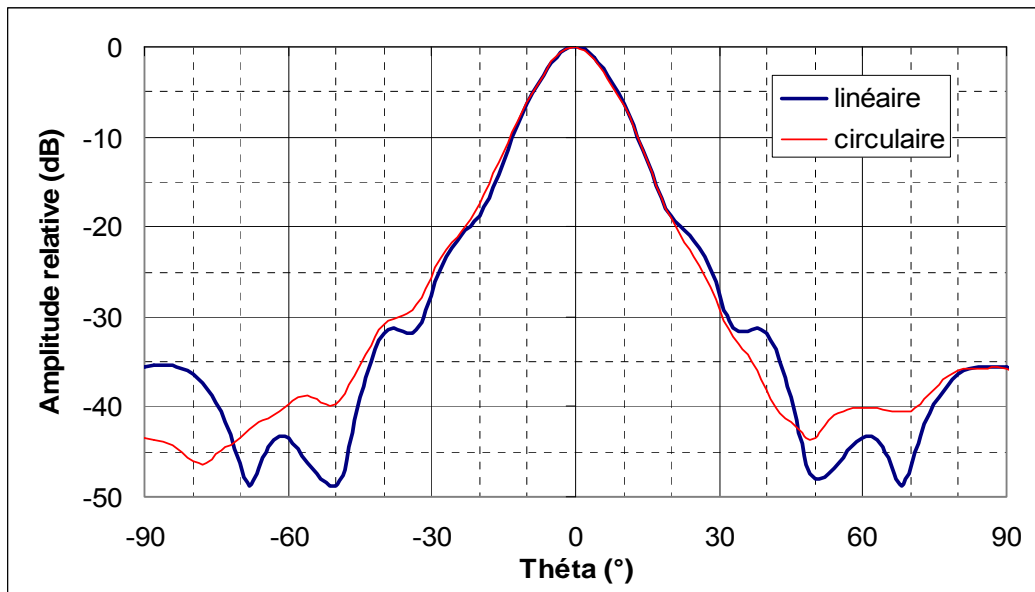


Figure II.28 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne B.I.E non adaptée (plan $\varphi = 0^\circ$)

Cette antenne à polarisation circulaire a des performances correctes sauf au point de vue de l'adaptation et du rayonnement. Le premier paramètre peut être corrigé au niveau du système de distribution (diviseur 1 voie vers 2) en utilisant un circuit approprié. Le second est difficilement modifiable. Suivant les applications, il peut être pénalisant ou non.

Voyons maintenant le comportement de l'antenne B.I.E lorsqu'elle est, au départ, en partie adaptée par l'intermédiaire de la pastille.

III.2.2.b - Antenne B.I.E adaptée (ancienne pastille)

Ce chapitre propose de connaître les spécifications en polarisation circulaire de l'antenne référence adaptée par la pastille citée auparavant. Cette dernière n'a pas été modifiée. Seul le cornet a été transformé en polarisation circulaire par les deux sondes décalées d'une longueur λ_g et orientées spatialement de 90° .

• L'adaptation

La **Figure II.29** montre le paramètre F de l'antenne B.I.E à polarisation circulaire en partant d'une antenne B.I.E adaptée (voir **Figure II.16**). La première remarque est que l'adaptation de l'antenne à polarisation circulaire est dégradée par rapport à celle de l'antenne à polarisation linéaire. Il faudrait modifier la pastille pour espérer améliorer ce paramètre. La seconde est la différence du niveau d'adaptation entre les deux accès sauf autour de 29.75 GHz, fréquence pour laquelle la différence de phase est parfaitement de 90° . La pastille influence le comportement de l'antenne.

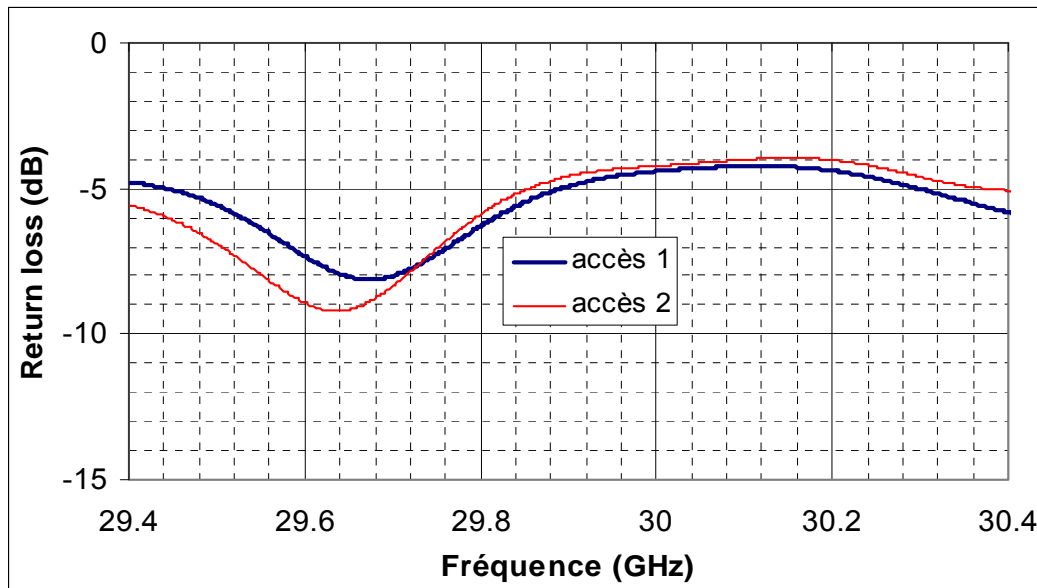


Figure II.29 : Paramètre F de l'antenne B.I.E excitée par deux sondes coaxiales décalées de λ_g (cas antenne B.I.E adaptée au départ)

- **La directivité**

La directivité de l'antenne (**Figure II.30**) est voisine de celle obtenue sans la pastille d'adaptation. Une diminution apparaît tout de même. A priori, la différence de directivité du cornet avec ou sans pastille alimenté par des sondes coaxiales doit en être la cause.

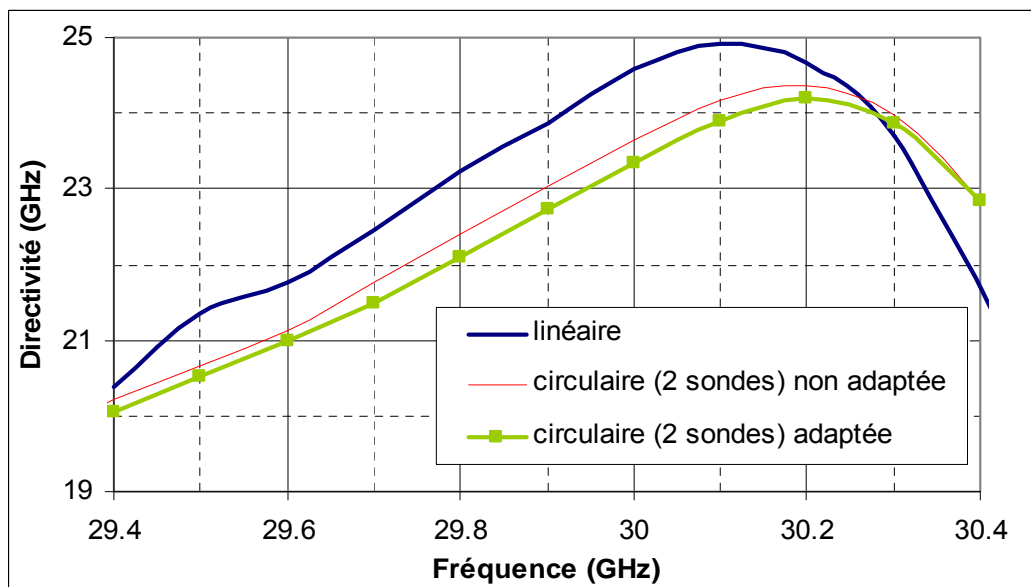


Figure II.30 : Comparaison des directivités de l'antenne B.I.E excitée par deux sondes coaxiales décalées de λ_g

- **Le taux d'ellipticité**

La **Figure II.31** compare les différents taux d'ellipticité obtenus depuis le début. Le fait d'introduire une pastille au niveau du cornet dégrade le taux d'ellipticité. Il semble que le

résultat obtenu au paragraphe III.1.4.b - soit similaire. En effet, le taux d'ellipticité trouvé au moment de la simulation de l'association polariseur antenne B.I.E adaptée était comparable à ce cas. La valeur du taux, malgré une bonne adaptation, ne descendait pas en dessous de 2 dB.

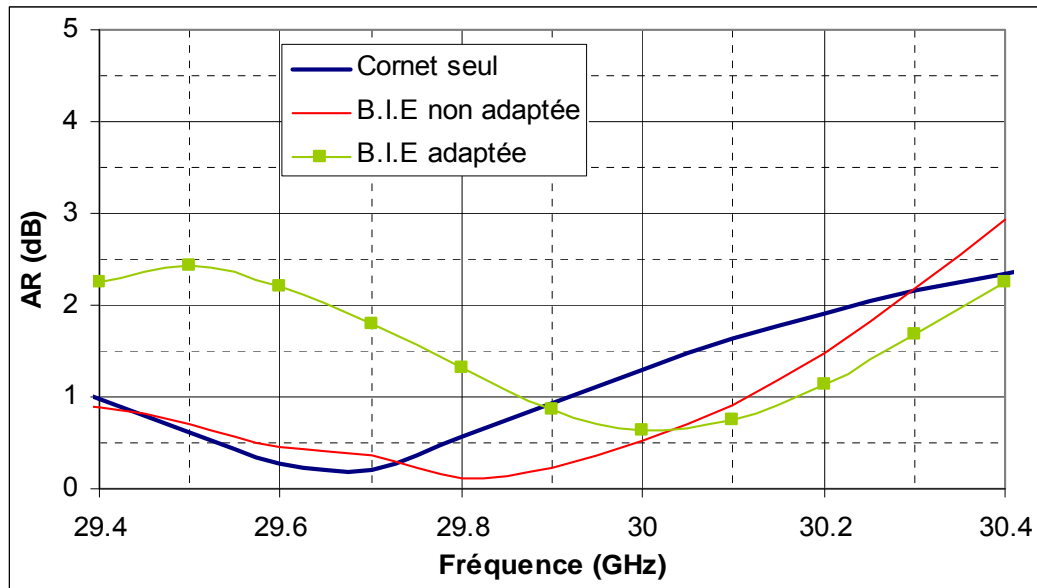


Figure II.31 : Comparaison des taux d'ellipticité de l'antenne B.I.E excitée par deux sondes coaxiales décalées de λ_g

- **Le rayonnement**

En prenant les mêmes fréquences, le diagramme de rayonnement (**Figure II.32**) ne présente plus de dissymétrie et il est quasi similaire à l'antenne de référence. Sans la pastille d'adaptation, le champ électromagnétique à l'ouverture du cornet peut être perturbé par les sondes. En présence de la pastille, il subit des contraintes en fonction de la forme de la pastille. Comme cette dernière présente plusieurs axes de symétrie, elle l'uniformise. Similairement, une pastille avec une fente aurait contraint le champ électromagnétique à suivre une direction particulière.

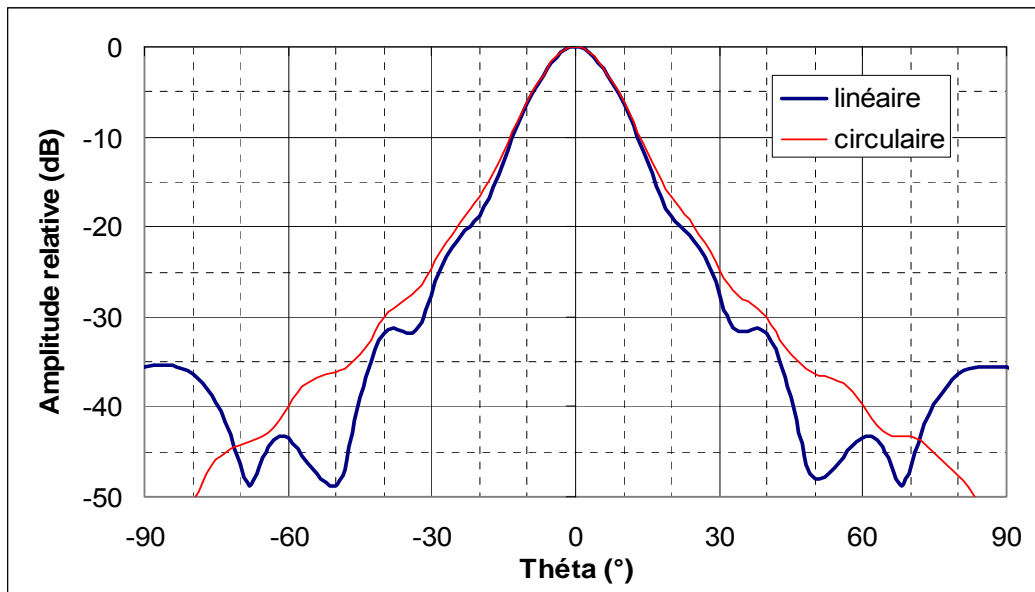


Figure II.32 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne B.I.E adaptée (plan $\varphi = 0^\circ$) excitée par deux sondes coaxiales décalées de λ_g

III.2.2.c - Antenne B.I.E adaptée (nouvelle pastille)

Une probable explication est que la pastille (**Figure II.33**) n'est pas capable de laisser passer parfaitement la polarisation circulaire. En effet, elle ne présente pas de symétrie de révolution. C'est pourquoi un nouveau test a été fait avec une nouvelle pastille métallique de 0.4 mm d'épaisseur (**Figure II.34**) comprenant des fentes circulaires de 0.25 mm de largeur (partie noire). Elles sont espacées entre elles de 1.05 mm. Elle est positionnée à 0.9 mm en dessous du plan de masse. Cette pastille n'est pas actuellement réalisable.

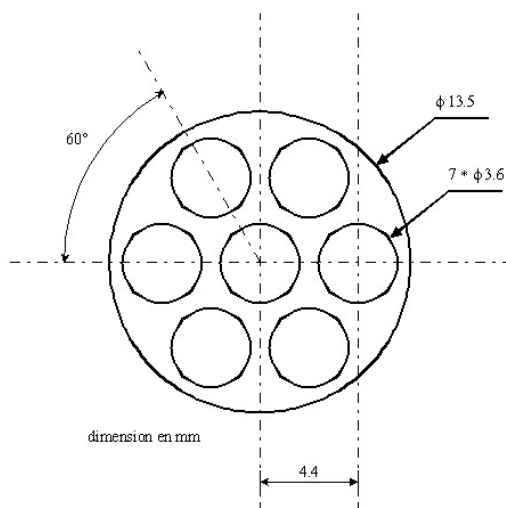


Figure II.33 : Ancienne pastille

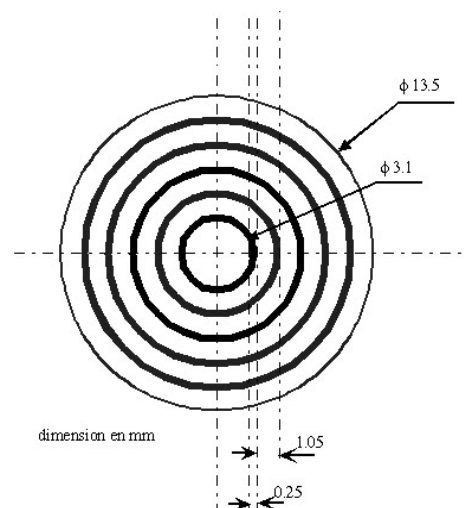


Figure II.34 : Nouvelle pastille

Avec cette nouvelle pastille, l'antenne B.I.E à polarisation linéaire est adaptée sur une bande voisine de 200 MHz autour de 29.9 GHz.

- **L'adaptation**

La nouvelle adaptation de l'antenne excitée par deux sondes coaxiales décalées de λ_g est représentée sur la **Figure II.35**. Par rapport à l'adaptation obtenue avec l'ancienne pastille, le niveau d'adaptation des deux accès est maintenant identique. Ce comportement semble intéressant pour la polarisation circulaire. La bande d'adaptation de l'antenne à polarisation circulaire est plus faible que celle obtenue sur l'antenne à polarisation linéaire. Une optimisation plus poussée aurait pu améliorer ce paramètre, ce qui n'était pas notre priorité.

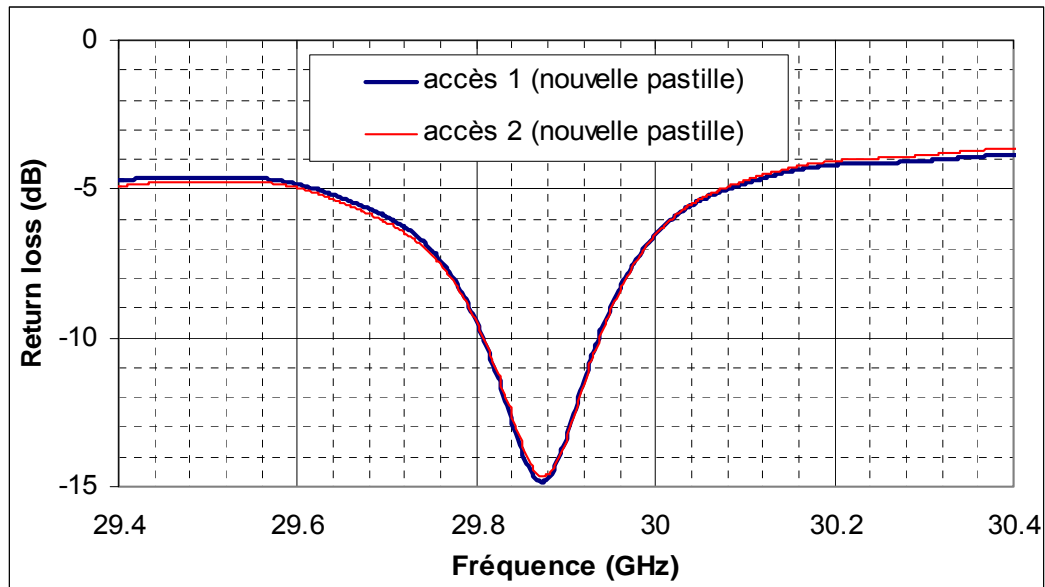


Figure II.35 : Paramètre F de l'antenne B.I.E excitée par deux sondes coaxiales décalées de λ_g (cas antenne B.I.E adaptée au départ par la nouvelle pastille)

- **Le taux d'ellipticité**

Comme espéré, le fait d'avoir mis une pastille à symétrie de révolution a résolu le problème de la dégradation du taux d'ellipticité (**Figure II.36**). Le fonctionnement est maintenant indépendant de l'adaptation. Sans ou avec la pastille, le niveau de ce paramètre est similaire.

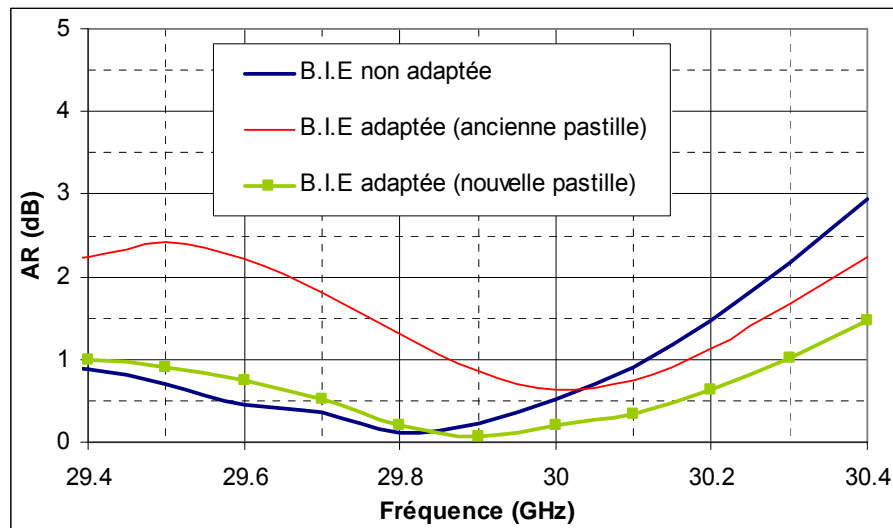


Figure II.36 : Comparaison des taux d'ellipticité de l'antenne B.I.E excitée par deux sondes coaxiales décalées de λ_g

La directivité et le rayonnement sont identiques au cas de l'antenne non adaptée. Dans ce cas-là, la dissymétrie est de nouveau présente.

En conclusion, l'antenne B.I.E alimentée par deux sondes coaxiales a la même qualité de polarisation circulaire en présence ou non de la pastille d'adaptation. Par contre, cette dernière doit présenter une symétrie de révolution en z . Dans le cas contraire, le taux d'ellipticité est perturbé. Adapter l'antenne avec une pastille ne permet pas d'avoir la bande d'adaptation complète.

Il reste à étudier l'antenne B.I.E dont la source est un cornet alimenté par quatre sondes spatialement et temporellement déphasées de 90° .

III.2.3 - Antenne B.I.E de référence avec 4 sondes d'alimentation coaxiales

Cette fois-ci, le cornet de l'antenne B.I.E de référence est transformé en source à polarisation circulaire par l'association de quatre sondes spatialement et temporellement déphasées de 90° . Comme pour la première configuration, deux cas seront abordés : l'antenne adaptée ou non.

III.2.3.a - Antenne B.I.E non adaptée

Comme nous avons vu dans le paragraphe III.2.1.b - , il est possible d'obtenir une bonne polarisation circulaire sur un cornet en utilisant quatre sondes coaxiales. Ces dernières doivent être alimentées d'une manière particulière pour supprimer les effets indésirables du couplage entre accès.

- **L'adaptation**

Le cornet d'origine de l'antenne B.I.E de référence est remplacé par ce nouveau cornet. La **Figure II.37** présente les paramètres F sur chaque accès. Cette fois-ci, il est inférieur à -6 dB, ce qui semble logique avec quatre accès. En effet, la puissance de l'onde incidente à chaque accès est le quart de l'onde incidente à l'entrée du diviseur.

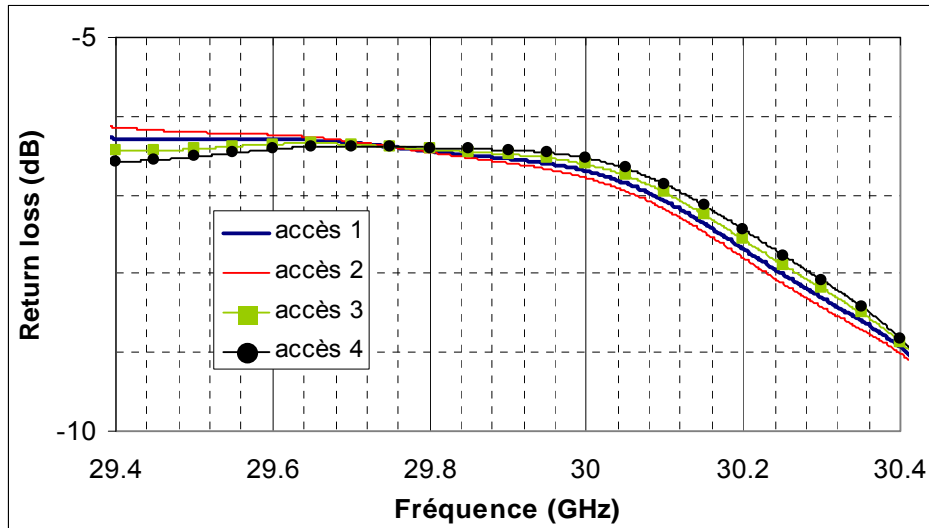


Figure II.37 : Paramètre F de l'antenne B.I.E (quatre sondes coaxiales - B.I.E non adaptée)

- **La directivité**

La **Figure II.38** compare la directivité de l'antenne B.I.E de référence, de l'antenne B.I.E à polarisation circulaire alimentée par deux sondes et pour finir celle obtenue en utilisant le cornet alimenté par 4 sondes. Concernant cette caractéristique, les deux dernières configurations donnent le même résultat.

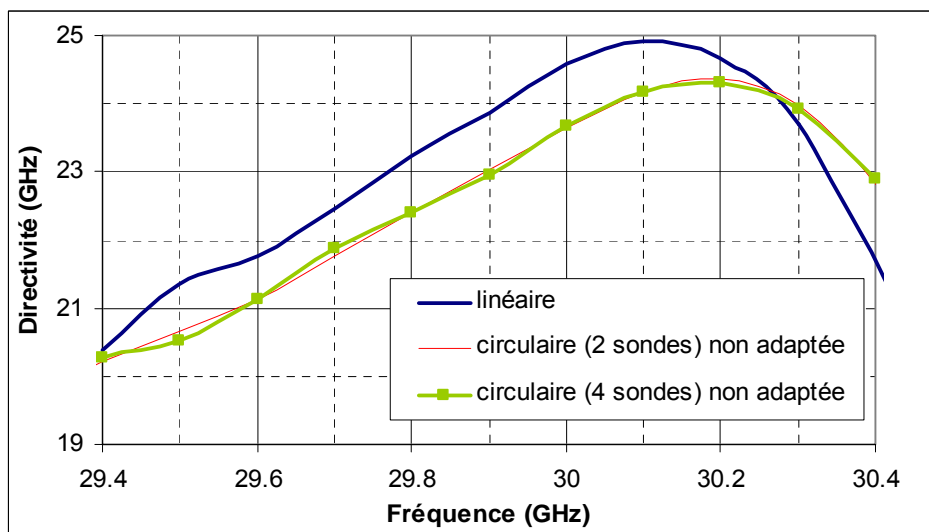


Figure II.38 : Comparaison des directivités (deux ou quatre sondes coaxiales - B.I.E non adaptée)

- **Le taux d'ellipticité**

Par contre, il est préférable d'utiliser cette nouvelle configuration pour garantir un taux d'ellipticité quasi parfait (**Figure II.39**). La dépendance à la fréquence est moins marquée en utilisant les 4 accès.

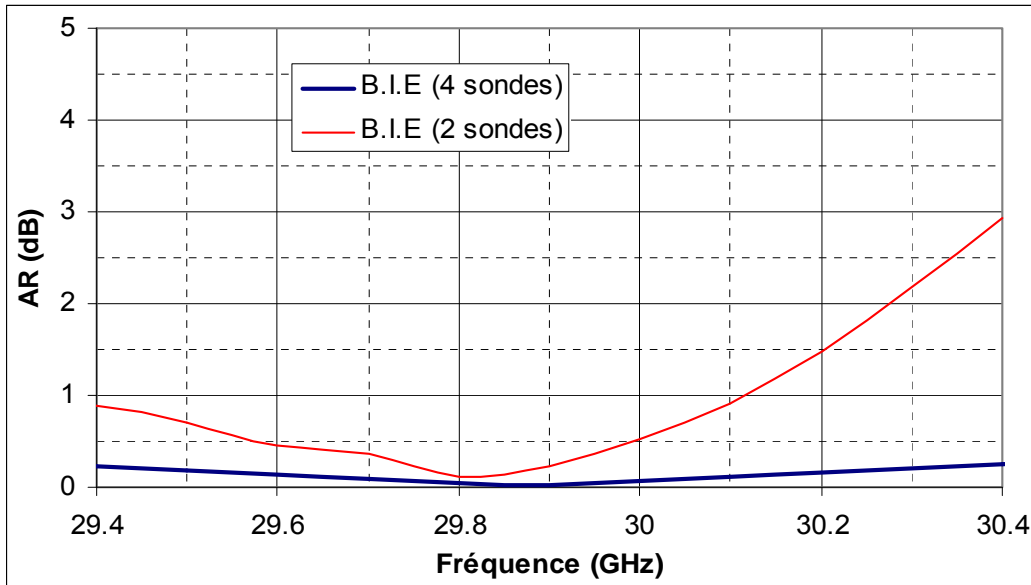


Figure II.39 : Comparaison des taux d'ellipticité de l'antenne B.I.E excitée par deux ou quatre sondes coaxiales (antenne B.I.E non adaptée)

- **Le rayonnement**

La comparaison du diagramme de rayonnement en champ total de l'antenne B.I.E à polarisation linéaire à 29.7 GHz avec celui de l'antenne à polarisation circulaire à 29.8 GHz est donnée en **Figure II.40**. Elle montre une bonne concordance entre les deux. Il n'y a pas d'effet notable du passage en polarisation circulaire. La dissymétrie rencontrée dans la première configuration n'est plus présente dans ce cas. La perturbation due à la présence de la sonde est supprimée par le fait d'avoir placé une sonde supplémentaire à l'opposé.

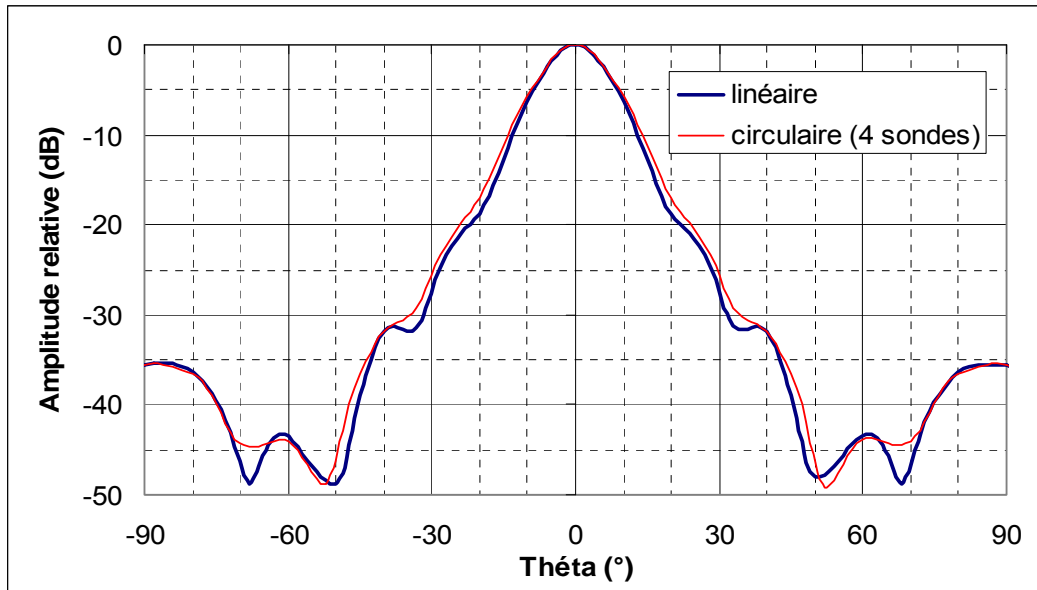


Figure II.40 : Comparaison des rayonnements simulés de l'antenne B.I.E non adaptée excitée par quatre sondes coaxiales (plan $\varphi = 0^\circ$)

Par rapport au cas de deux sondes, cette configuration donne d'excellents résultats. Comme pour le cornet seul, une erreur de phase sur chaque accès peut provoquer une dégradation importante sur le taux d'ellipticité. Il est sans doute nécessaire d'avoir une contrainte de $\pm 5^\circ$ sur ce paramètre sans oublier celle sur l'amplitude. En théorie, elle est la plus efficace. En pratique, elle est sûrement la plus contraignante. Il reste à examiner le cas de l'antenne B.I.E adaptée au départ par une pastille.

III.2.3.b - Antenne B.I.E adaptée

La solution de réaliser la polarisation circulaire par le cornet avec quatre sondes donne de très bons résultats lorsque l'antenne B.I.E est mal adaptée. Quelle est la conclusion quand l'antenne B.I.E est en partie adaptée avec la pastille à symétrie de révolution?

- **L'adaptation**

L'adaptation est, par contre, meilleure comparée à celle obtenue avec deux sondes (**Figure II.41**). Avec la nouvelle pastille, les quatre accès ont le même fonctionnement, ce qui est rassurant. Avec l'ancienne pastille, cette conclusion n'était pas valable. Elle l'était seulement pour une fréquence, celle de 29.75 GHz.

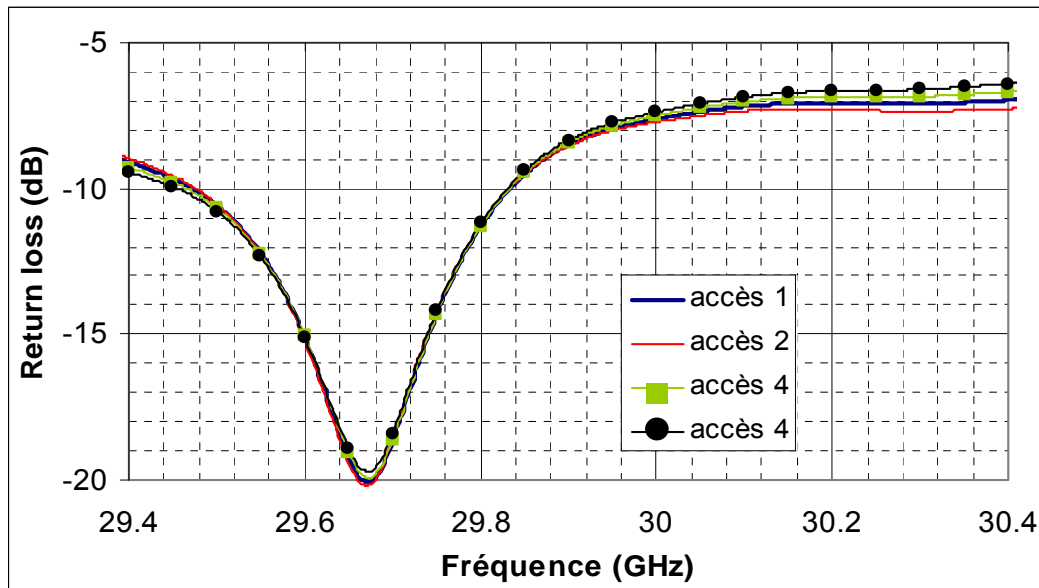


Figure II.41 : Paramètre F de l'antenne B.I.E excitée par quatre sondes coaxiales (cas antenne B.I.E adaptée au départ)

- **La directivité**

Comme pour le cas de la première configuration, le fait d'introduire une pastille d'adaptation au niveau du cornet réduit légèrement la directivité de l'antenne (**Figure II.42**). Avec ou sans la nouvelle pastille, ce paramètre est quasi équivalent, ce qui n'était pas le cas avec l'ancienne.

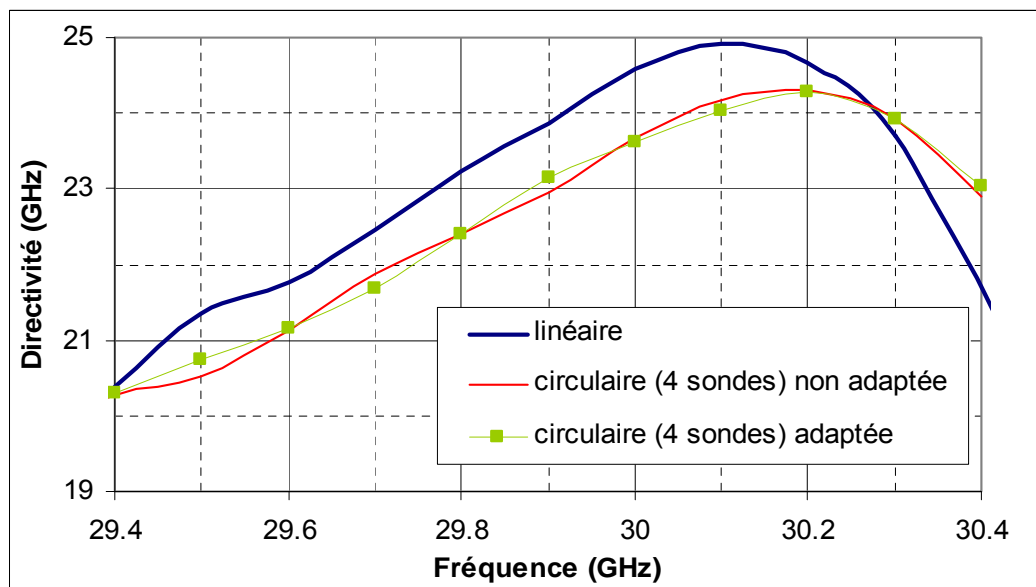


Figure II.42 : Comparaison des directivités de l'antenne B.I.E excitée par quatre sondes coaxiales

- **Le taux d'ellipticité**

La **Figure II.43** compare le taux d'ellipticité de cette configuration entre le cas de l'antenne adaptée ou non. Encore une fois, la conclusion est identique à savoir une dégradation de cette spécification en présence de l'ancienne pastille d'adaptation. Elle est tout de même moins importante que celle obtenue avec deux sondes. Avec la nouvelle, cette spécification est identique à celle du cas de l'antenne non adaptée, c'est à dire parfaite.

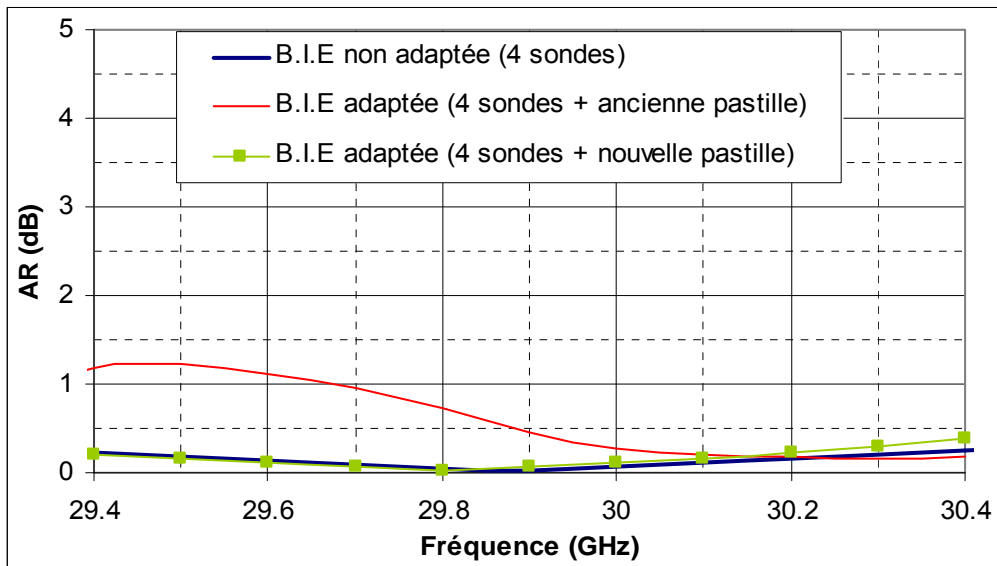


Figure II.43 : Comparaison des taux d'ellipticité de l'antenne B.I.E excitée par deux ou quatre sondes coaxiales (antenne B.I.E adaptée)

- **Le rayonnement**

Pour finir, le rayonnement (**Figure II.44**) reste correct et semblable à celui de l'antenne de référence.

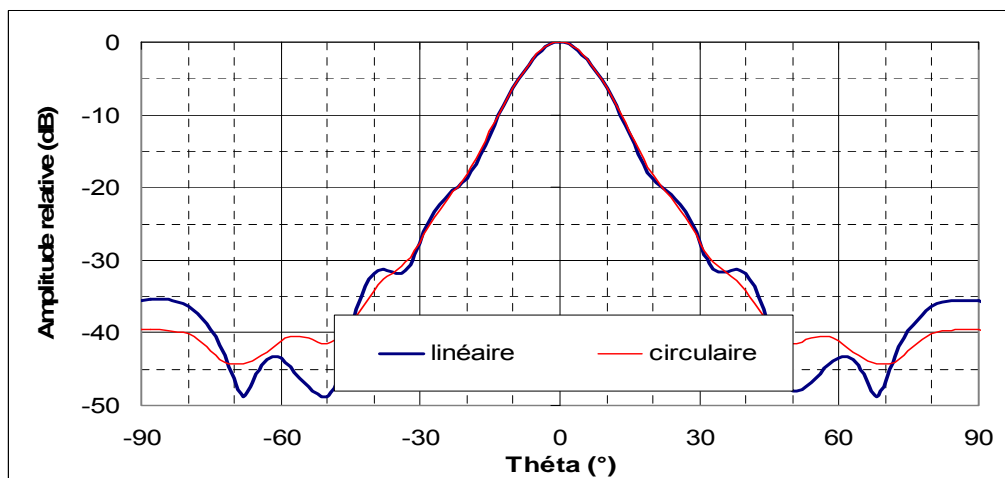


Figure II.44 : Comparaison des rayonnements simulés de l'antenne B.I.E adaptée excitée par quatre sondes coaxiales (plan $\varphi = 0^\circ$)

La conclusion faite au moment de la simulation du cornet alimenté par deux sondes est identique à cette configuration. Il est indispensable d'adapter l'antenne avec une pastille à symétrie de révolution. Ainsi, il est possible de répondre au cahier des charges sauf pour le paramètre de la bande d'adaptation.

A noter que cette nouvelle pastille a été introduite dans le cas du polariseur à guide. Les performances de l'antenne ont été dégradées par rapport à la première pastille. Il faut, pour obtenir un taux d'ellipticité convenable, alimenter le guide d'entrée du polariseur non plus par une onde polarisée linéairement à 45° , mais par deux ondes polarisées linéairement à 0° et 90° , ces deux ondes étant excitées en phase et simultanément. Cela signifie que l'accès est susceptible de capter une onde réfléchie en polarisation elliptique l'empêchant d'être réinjectée dans le polariseur et perturbant l'onde incidente. Dans le cas d'une seule onde polarisée à 45° , Il est probable que le fait d'avoir une pastille à symétrie de révolution, augmente le niveau de l'onde réfléchie à polarisation elliptique par rapport à celle créée par la première pastille.

A noter que le prototype n'a pas été réalisé avec les sondes d'alimentation (antenne adaptée ou non adaptée). Cependant, il semble probable que ces derniers auraient confirmé les différentes conclusions trouvées en simulation comme a confirmé l'assemblage d'un polariseur à guide d'ondes sur l'antenne B.I.E de référence.

IV - CONCLUSION

Trois solutions permettent de convertir une antenne B.I.E à polarisation linéaire en une polarisation circulaire. Ce chapitre traite d'une d'entre elles. La polarisation circulaire est obtenue par le changement de polarisation de la source.

Pour cela, une antenne B.I.E à polarisation linéaire (29.5 -30 GHz) déjà conçue dans notre laboratoire pendant un projet **R & T** confié par le CNES a été prise comme antenne de référence. Elle est constituée d'un cornet conique monté sur un plan de masse. Une grille métallique (demi-matériau B.I.E) est installée au-dessus de ce dernier. La directivité obtenue est supérieure à 20 dBi sur toute la bande de fréquences.

Comme le demi-matériau B.I.E a une isotropie de polarisation, il est possible de transformer la polarisation de l'antenne par le biais de la source. Deux possibilités ont été étudiées. La première est l'utilisation d'un polariseur en guide d'ondes positionné en amont du cornet et la seconde est l'emploi de sondes coaxiales spatialement et temporellement prévues pour obtenir une polarisation circulaire. Pour cette dernière, deux configurations ont été traitées (2 sondes ou 4 sondes).

La première des tâches a été de simuler l'association d'un cornet et d'un polariseur à guide d'ondes dont le principe a été rappelé. Elle a montré qu'il est possible d'avoir un taux d'ellipticité quasi inférieur à 1 dB sur la bande de fonctionnement. La seconde a été de remplacer le cornet à polarisation linéaire de l'antenne B.I.E de référence par cet ensemble. Cette configuration ne donne pas satisfaction. Le taux d'ellipticité obtenu était supérieur à 20 dB. L'antenne reste en polarisation linéaire. La raison est la mauvaise adaptation de l'antenne. L'onde transmise est la superposition d'une onde en polarisation circulaire droite et d'une onde en polarisation gauche créant, ainsi, une onde en polarisation linéaire. Ce fonctionnement a été validé par une mesure. La solution est d'adapter par exemple l'antenne B.I.E à polarisation linéaire grâce à une pastille au niveau de l'ouverture du cornet. Cette dernière peut être considérée comme un transformateur d'impédances d'ondes.

Cette solution améliore le taux d'ellipticité, mais reste tout de même supérieure à 2 dB. Elle détériore légèrement les caractéristiques électromagnétiques de l'antenne comme un décalage fréquentiel de 100 MHz sur la directivité.

La seconde solution est de transformer la polarisation du cornet en lui insérant deux sondes coaxiales déphasées spatialement et temporellement de 90° . Ces deux sondes sont distantes λ_g suivant z afin de diminuer le couplage. Ainsi, le taux d'ellipticité obtenu est inférieur à 1.5 dB sur toute bande de fonctionnement. Ce procédé ne permet d'avoir une large bande de fréquences au point de vue de la polarisation circulaire, car il dépend de la distance λ_g qui est fonction de la fréquence.

L'autre méthode est d'éliminer l'effet du couplage en insérant deux sondes supplémentaires déphasées spatialement et temporellement de 180° par rapport aux deux premières. Au final, le taux d'ellipticité obtenu par cette solution est inférieur à 0.5 dB sur cette bande. Ce procédé est large bande, mais nécessite un circuit de distribution parfait.

L'association de ces deux configurations de cornets avec l'antenne B.I.E de référence donne le même résultat. Cependant, il faut distinguer deux cas (antenne B.I.E de référence adaptée ou non, c'est-à-dire en présence ou non de la pastille d'adaptation au niveau de l'ouverture du cornet).

Sans pastille, le taux d'ellipticité est sensiblement le même que celui trouvé dans le cas du cornet seul. Par contre, avec la pastille, ce paramètre est dégradé. La principale raison est le fait que la pastille utilisée n'avait pas une parfaite symétrie de révolution empêchant ainsi de transmettre parfaitement la polarisation circulaire. Avec une pastille adéquate, l'antenne est adaptée et la polarisation circulaire est performante. Le rayonnement est presque identique à celui obtenu en polarisation linéaire.

Pour finir, la solution avec quatre sondes est la meilleure. Ou alors, la solution du polariseur en guide d'ondes est une alternative, mais il faudrait être capable d'adapter l'antenne avec un filtre-antenne adaptatif en polarisation circulaire, ce qui est très délicat, voire même impossible.

En conclusion, il semble que la solution de transformer l'antenne B.I.E à polarisation linéaire en polarisation circulaire par le changement de polarisation du cornet en l'alimentant par des sondes est acceptable. Cependant, dans l'optique de réaliser une antenne multi sources, il faudrait multiplier le nombre de circuits de distribution par celui des sources. Ceci entraînerait un coût prohibitif.

Le **Tableau II.1** résume les performances des différentes solutions :

























	Antenne B.I.E non adaptée				Antenne B.I.E adaptée				avantage	inconvénient
	Adaptation	Taux d'ellipticité	Directivité	Rayonnement	Adaptation	Taux d'ellipticité	Directivité	Rayonnement		
Polariseur en guide d'ondes									Pas de circuit de distribution	Association avec l'antenne B.I.E non performante
2 sondes SMA									Réalisation relativement aisée	Rayonnement perturbé Augmentation de la longueur du cornet Dépendance à la fréquence
4 sondes SMA									Performance quasi indépendante à la fréquence	Nombre d'accès prohibitifs dans le cas d'une antenne multi-faisceaux

Tableau II.1 : Tableau récapitulatif des performances des différentes solutions

Il reste à voir les deux autres configurations pour connaître les avantages et inconvénients par rapport à celle-ci. Commençons par l'étude de l'antenne B.I.E de référence sur laquelle un PLM est installé.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE II

- [II.1] **R.Chantalat, C. Menudier, M. Thevenot, T. Monédière, E. Arnaud, P. Dumon,** "Enhanced EBG Resonator Antenna as Feed of a Reflector Antenna in the Ka Band", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Volume 7, 2008, pp 349 - 353
- [II.2] **L. Thourel.** *"Les Antennes, Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques - tome 2"*, Editeur : CEPADUES
- [II.3] **A. Gardner Fox,** "An adjustable wave-guide phase changer", Proceedings of the IRE, Volume 35, Issue 12, pp :1489 – 1498, Dec. 1947
- [II.4] **W. P. Ayres** "Broad-Band Quarter-Wave Plates", IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 5, Issue 4, October 1957 pp :258 - 261
- [II.5] **A. J. Simmons,** "Phase Shift by Periodic Loading of Waveguide and Its Application to Broad-Band Circular Polarization ", IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume : 3, Issue : 6, pp : 18-21, December 1955
- [II.6] **D. Davis, O. Digiondomenico, J. Kempic.,** "A new type of circularly polarized antenna element", Antennas and Propagation Society International Symposium, Oct 1967
- [II.7] **Ming Chen, G. N. Tsandoulas,** " A wide-band square-waveguide array polarizer", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 21, Issue 3, pp :389 – 391, May 1973
- [II.8] **C. Menudier; R. Chantalat; E. Arnaud; M. Thevenot; T. Monediere, P. Dumon;** EBG Focal Feed Improvements for Ka-Band Multibeam Space Applications, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Volume 8, 2009 Page(s) :611 - 615

CHAPITRE III

ANTENNE B.I.E + POLARISEUR A LIGNES A MEANDRES

- Polariseur à lignes à méandres
- Antenne B.I.E de référence + un polariseur à lignes à méandres

Après avoir vu la première solution pour avoir une antenne B.I.E en polarisation circulaire alimentée par un cornet (source en polarisation circulaire), le chapitre suivant donne les résultats de l'association de l'antenne B.I.E de référence en polarisation linéaire avec un polariseur à lignes à méandres (PLM) placé devant celle-ci. Le but est d'obtenir une antenne B.I.E métallique à polarisation circulaire alimentée par un cornet avec les caractéristiques suivantes :

- fréquences de fonctionnement entre 29.5 et 30 GHz
- directivité supérieure à 20 dBi
- taux d'ellipticité inférieur à 1dB
- lobes secondaires inférieurs à -25 dB.

Dans un premier temps, le fonctionnement du PLM sera rappelé. Il sera suivi de la simulation du motif élémentaire du polariseur isolé afin de le faire fonctionner dans la bande de fréquences de l'étude. Ce procédé permet de réduire le temps de simulation. Ce polariseur est ensuite positionné au-dessus de l'antenne B.I.E de référence. L'étude théorique prouve que cette méthode n'est pas viable et qu'il est préférable de ne pas dissocier le demi-matériau B.I.E et le polariseur au moment de la conception de l'antenne à polarisation circulaire. C'est pourquoi le motif élémentaire de l'ensemble "matériau B.I.E + polariseur" a été étudié afin d'obtenir un bon taux d'ellipticité sans changer les caractéristiques intrinsèques de l'antenne au point de vue de la directivité et du rayonnement. La simulation de l'antenne consolide cette procédure. Cependant, il faut dissocier une nouvelle fois le fonctionnement de l'antenne avec une bonne adaptation ou non. En effet, la polarisation circulaire n'est pas exactement la même dans les deux cas. Pour finir, une réalisation a été faite à 30 GHz validant la conception et les différentes conclusions.

I - POLARISEUR A LIGNES A MEANDRES

I.1 - Introduction

Un polariseur est un dispositif permettant de convertir une onde en polarisation linéaire en une onde en polarisation circulaire et vice et versa. Pour cela, le principe suivant est utilisé. Une onde incidente peut être décomposée en deux ondes perpendiculaires. Au passage du polariseur, l'une d'entre elles est retardée et / ou l'autre peut être avancée afin d'obtenir en sortie du dispositif deux ondes de **même amplitude**, mais avec un **déphasage de 90°**.

L'un des premiers à avoir utilisé ce principe a été **KOCK** en 1952 [III.1]. Plus tard, **LERNER** [III.2] l'a amélioré en introduisant un sandwich de plusieurs couches sur lesquelles des circuits résonants parallèles ont été créés. Par ce biais, une meilleure adaptation a été obtenue tout en gardant une bande à **3 dB AR** importante.

Comme nous l'avons vu au chapitre I.2, il y a plusieurs méthodes pour réaliser un polariseur par exemple :

- Le polariseur à lames (**Figure III.1**)
- Le polariseur à lignes à méandres (**Figure III.2**)
- Le polariseur à empilement de couches (**Figure III.3**)

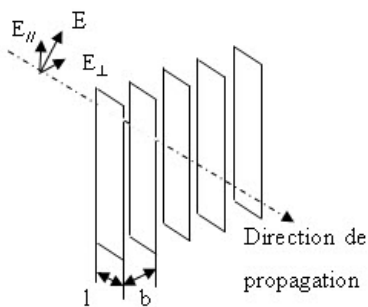


Figure III.1 : Polariseur à lames

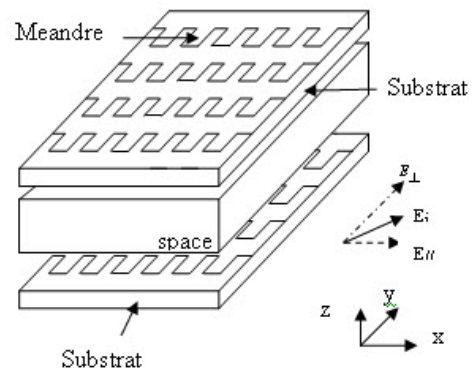


Figure III.2 : Polariseur à lignes à méandres

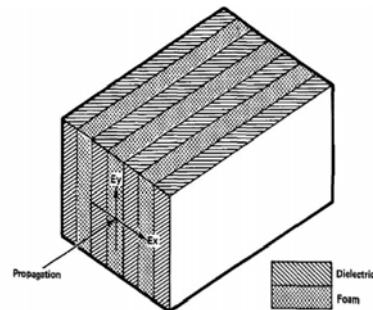


Figure III.3 : Polariseur à empilement de couches diélectriques

Notre choix s'est porté sur le polariseur à lignes à méandres en raison de sa relative simplicité de réalisation (circuit imprimé), même si à des fréquences proches de 30 GHz, il est difficile de conserver cette expression.

La ligne à méandres est apparue dans les années 60. Elle est employée dans de nombreuses applications. Elle peut être utilisée comme :

- Antenne (large bande, multi bande)
- Motif élémentaire d'antenne réseau
- Méthode pour réduire la taille d'antenne classique (antenne hélicoïdale)
- Ligne de transmission coplanaire

Par exemple, l'équipe de **A. Z. ELSHERBENI** a présenté une antenne monopole (**Figure III.4**) réalisée par une ligne à méandres de forme conique utilisée pour des communications sans fil large bande [III.3].

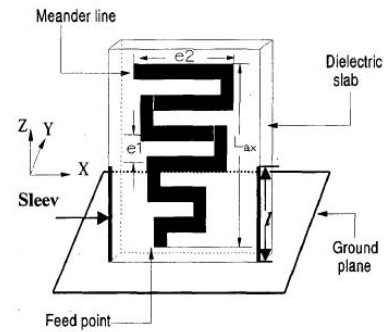


Figure III.4 : Antenne monopole par ligne à méandres

De même, **H. NAKANO** utilise la ligne à méandres pour concevoir une antenne réseau (**Figure III.5**) permettant de réaliser un rayonnement sectoriel [III.4]. Avec cette technique, la taille de l'antenne est réduite tout en gardant des performances équivalentes par rapport à une antenne dont le motif élémentaire serait une boucle parfaitement rectangulaire

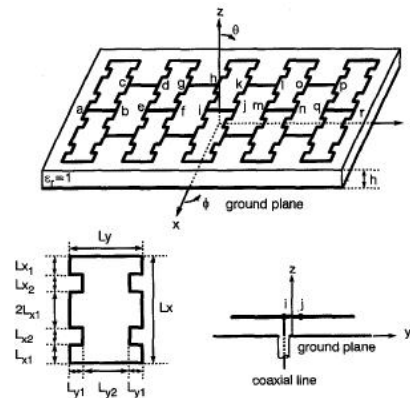


Figure III.5 : Antenne réseau par lignes à méandres

Il est possible de citer de nombreux autres intérêts, mais l'utilité primordiale pour ces travaux est la possibilité de concevoir un polariseur à partir d'un empilement de couches sur lesquelles sont imprimées périodiquement plusieurs lignes à méandres.

I.2 - Le polariseur à lignes à méandres

Le PLM a été conçu par l'Institut de recherche de STANFORD en 1966. Il semble apparaître la première fois dans une publication datant de 1973 par **L. YOUNG** [III.5] puis il n'a pas cessé d'être amélioré par exemple **EPIS** [III.6] qui la même année en déposa un brevet. L'équipe de **C. TERRET** a fait évoluer sa conception en déterminant analytiquement la susceptance équivalente du système en incidence normale [III.7]. Il faudra attendre **R.S .CHU et K.M LEE** pour que cette étude soit étendue à des cas en incidence oblique [III.8]. Tous ces travaux ont été menés à terme de manière plus précise par **A. K. BHATTACHARYYA** [III.9].

I.2.1 - Principe

Le principe du PLM est illustré par la **Figure III.6**. Une onde inclinée de 45° par rapport aux lignes (axe x) peut être décomposée en deux composantes, l'une parallèle ($E_{//}$) (polarisation horizontale) et l'autre perpendiculaire (E_{\perp}) (polarisation verticale) aux lignes. Les lignes à méandres ont un effet inductif sur la première et capacitif sur l'autre. C'est pourquoi il est pratique de les représenter avec des circuits équivalents (**Figure III.7**), ces derniers étant constitués d'une ligne de transmission avec une admittance, l'une faite par une self-inductance et l'autre par une capacité. En d'autres termes, la composante parallèle de l'onde électromagnétique est avancée alors que la composante perpendiculaire est retardée. Le but est d'obtenir, à la sortie du polariseur, deux ondes équi-amplitudes et déphasées de 90° .

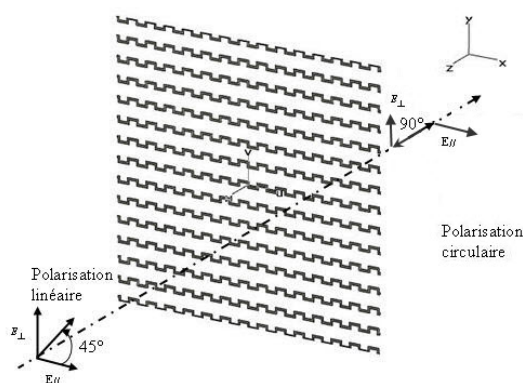


Figure III.6 : Principe du PLM

Pour cela, il faut ajuster les différents paramètres des lignes à savoir (**Figure III.8**) :

- P : période entre deux motifs
- S : période des lignes
- T1 : Largeur des lignes suivant l'axe x
- T2 : Largeur des lignes suivant l'axe y
- W : Largeur des motifs
- EG : Espace entre couches

Figure III.7 : Circuit équivalent des lignes à méandres suivant la polarisation

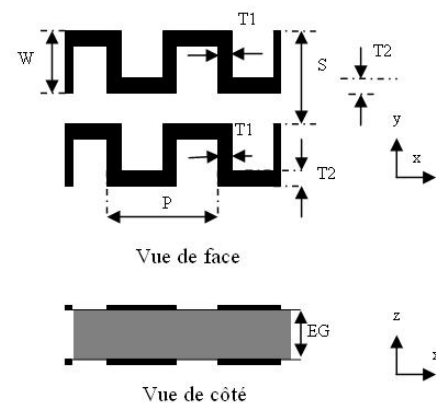


Figure III.8 : Paramètre du PLM (2 couches)

Par contre, il faut au minimum 2 couches de lignes à méandres pour avoir une adaptation correcte du dispositif. Dans le cas d'une seule couche, le champ réfléchi a en général la même amplitude que celui transmis ce qui signifie que l'efficacité est de, seulement, 50 % avec une mauvaise adaptation. Ceci peut très bien s'expliquer sur un abaque de SMITH.

Pour avoir une polarisation circulaire, il est nécessaire d'avoir un déphasage total égal à 90° ($\theta_{//} + \theta_{\perp}$) et une transmission identique $|\tau_{//}| = |\tau_{\perp}|$. Cela implique qu'il faut placer, sur un abaque de SMITH, la susceptance normalisée ($jB_{//}/Y_0$) de la composante incidente ($E_{//}$) à l'emplacement du Point A (**Figure III.9**). Au final, cette onde ($E_{//}$) est réfléchiée avec un coefficient de réflexion ($\rho_{//}$) de 0.7. Elle est, aussi, transmise avec un coefficient de transmission ($\tau_{//} = \sqrt{1 - \rho_{//}^2}$) de 0.7 et déphasée d'un angle ($\theta_{//}$) de 45° . Il en est de même pour la composante E_{\perp} (point B)

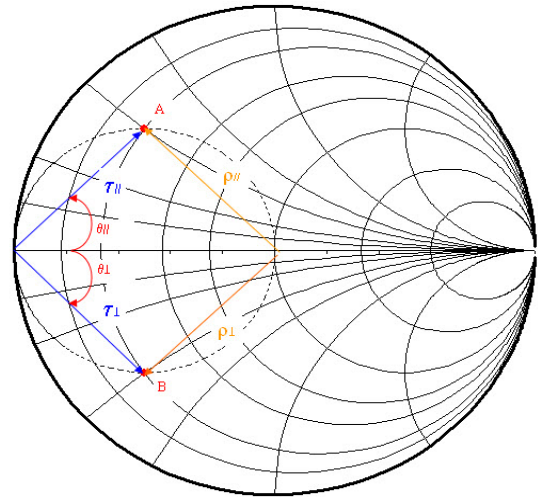


Figure III.9 : Représentation sur l'abaque de Smith de l'effet du polariseur à 1 couche sur les deux composantes ($E_{//}$) et (E_{\perp})

Il est, donc, préférable d'avoir au minimum 2 couches séparées par une distance EG afin que l'onde réfléchiée de la seconde annule celle de la première. Pour cela, l'espace EG est proche de la valeur $\frac{\lambda_0}{4}$ et il est considéré comme une ligne de transmission.

Comme précédemment, l'abaque de SMITH permet de comprendre facilement le fonctionnement (**Figure III.10**). Par exemple, dans le cas d'un polariseur à 2 couches identiques et avec des effets inductif et capacitif identiques, la susceptance normalisée ($jB_{2(l)}/Y_0$) de la dernière couche est placée sur le point A ($\theta_{2(l)} = +22.5^\circ$). Un déphasage θ_{esp} de plus de $\frac{\lambda_0}{4}$ dû au séparateur de couche sans perte diélectrique permet de ramener cette susceptance sur le point B. La première couche entraîne, alors, un nouveau déphasage de $+22.5^\circ$ ($\theta_{1(l)}$), ce qui ramène l'impédance d'entrée sur le point C

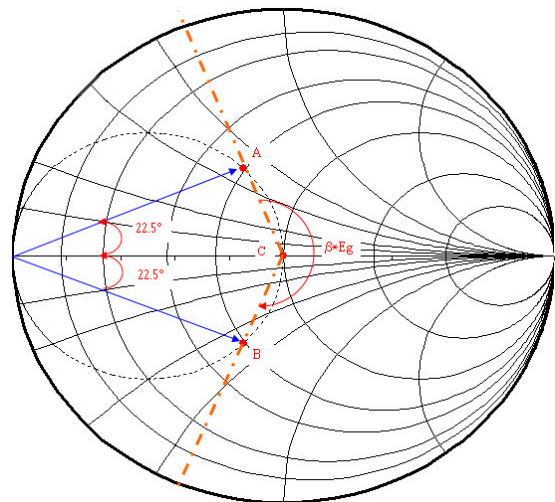


Figure III.10 : Représentation sur l'abaque de Smith de l'effet du polariseur à 2 couches sur une composante ($E_{//}$)

L'impédance ramenée à l'entrée du polariseur est, alors, l'impédance caractéristique (377 ohms dans notre cas). Le dispositif est, parfaitement, adapté à une fréquence. Avec un déphasage total de $45^\circ + \theta_{\text{esp}}$. Il en est de même pour l'autre composante ($-45^\circ + \theta_{\text{esp}}$). Au final, le déphasage engendré par le polariseur est de $90^\circ [(45^\circ + \theta_{\text{esp}}) - (-45^\circ + \theta_{\text{esp}})]$. Il faut, tout de même, noter que cette configuration est purement théorique et qu'il n'est pas possible d'avoir un effet équivalent dans les deux polarisations. L'effet selfique est le plus fort (voir § II de ce chapitre).

Cette explication montre qu'il est préférable d'avoir le plus grand nombre de couches pour réduire le déphasage engendré par couche et ainsi réduire la sensibilité fréquentielle du polariseur. En effet, le fait d'augmenter le nombre de couches réduit l'effet inductif ou capacitif de chaque couche. L'excursion fréquentielle de l'impédance d'entrée est moins importante, ce qui permet d'avoir plus facilement les bonnes conditions de la polarisation circulaire sur une plus large bande fréquentielle. De plus, la variation fréquentielle de l'impédance d'entrée est plus proche de l'impédance caractéristique. Il est, donc, plus facile de ramener cette caractérisation au centre de l'abaque de SMITH sur une grande bande fréquentielle et ainsi rendre le polariseur le plus transparent possible.

Plus le nombre de couches augmente, plus l'adaptation et la bande **3 dB AR** seront, améliorées [III.9]. Certaines équipes ont étudié des polariseurs à lignes à méandres comprenant 6 couches permettant, ainsi, d'avoir une bande **3 dB AR** de près de 100 %. Par contre, plus le nombre augmente plus la difficulté de réalisation s'accroît. Il faut, donc, faire un compromis entre les performances du polariseur et sa complexité de fabrication. Dans la plupart des cas, ce nombre est limité à quatre couches, ce qui permet d'avoir une bande **3 dB AR** de plus de 50 %.

Au final, le circuit équivalent du polariseur à n couches avec $(n-1)$ séparateur de dimension EG de valeur différente en polarisation verticale est le suivant (**Figure III.11**) :

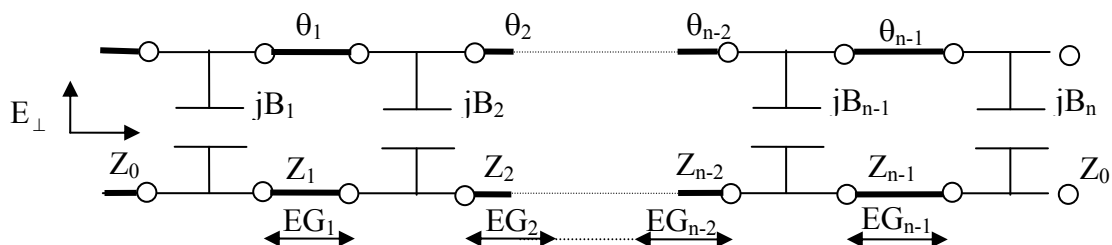


Figure III.11 : Circuit équivalent du PLM multi-couches en polarisation verticale

A noter qu'il faut remplacer, dans le circuit équivalent, les capacités par des self-inductances dans le cas de la polarisation horizontale.

Dans notre application, la bande passante (29.5-30 GHz) est inférieure à 2 %. Deux couches sont suffisantes pour couvrir cette bande facilitant, ainsi, la réalisation.

I.2.2 - Construction d'un polariseur à lignes à méandres

La construction classique d'un polariseur est faite par un empilement de couches. Les lignes à méandres sont gravées sur un substrat standard utilisé pour n'importe quel circuit imprimé. Les lignes sont positionnées sur l'axe des x. Cela signifie que, pour tout ce qui suit, le terme $E_{//}$ sera noté, maintenant, "pola(x)" et "pola(y)" pour l'autre. Le séparateur est réalisé dans une mousse à faible constante diélectrique. La **Figure III.12** montre une vue explosée d'un polariseur à lignes à méandres comprenant deux couches.

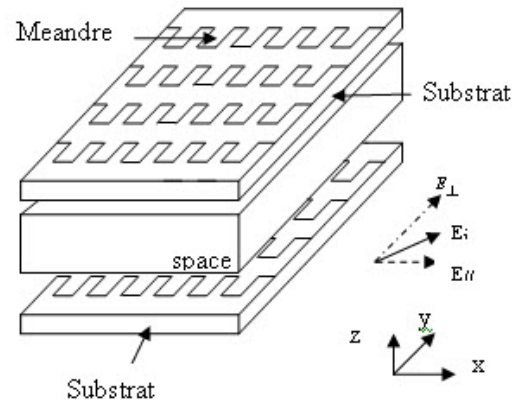


Figure III.12 : Polariseur à lignes à méandres

I.2.3 - Méthode de simulation

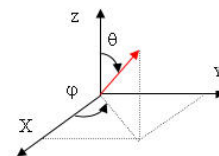
Tout d'abord, le PLM a une nature périodique, une étude d'un motif élémentaire est suffisante. Le principe décrit en **annexe II.2** peut être utilisé. Les paramètres [S] de chaque port et de chaque polarisation sont récupérés et peuvent être traités pour déterminer par exemple le taux d'ellipticité du dispositif en utilisant l'équation suivante (1).

$$TE = \sqrt{\frac{|S_{21}(x)|^2 + |S_{21}(y)|^2 + |S_{21}(x)^2 + S_{21}(y)^2|}{|S_{21}(x)|^2 + |S_{21}(y)|^2 - |S_{21}(x)^2 + S_{21}(y)^2|}} \quad (1)$$

avec $S_{21}(x)$ = Coefficient de transmission de la polarisation x

$S_{21}(y)$ = Coefficient de transmission de la polarisation y

Il suffit, alors d'optimiser ce paramètre en modifiant ceux du polariseur



II - CONCEPTION DU POLARISEUR A LIGNES A MEANDRES ISOLE

L'objectif est de concevoir un polariseur fonctionnant aux alentours de 30 GHz (29.5-30 GHz) avec un taux d'ellipticité le plus faible possible (< 3 dB, voire 1 dB dans l'application spatiale) dans cette bande de fréquences. Dans un premier temps et afin de mieux comprendre la conception du polariseur isolé, c'est dire sans le matériau B.I.E, une étude préliminaire aux

alentours de 20 GHz a été faite pour connaître les différentes caractéristiques de ce dernier et connaître l'effet de chaque paramètre des lignes sur son fonctionnement.

II.1 - Polariseur à lignes à méandres d'origine (polariseur isolé)

Le point de départ a été le polariseur isolé fait par A. K. BHATTACHARYYA [III.9]. Les différents paramètres à 21.7 GHz sont les suivantes (**Figure III.13**) avec une constante diélectrique du substrat pour le circuit imprimé de 2.2, une épaisseur 100 μm et une constante diélectrique de 1.1 pour la mousse séparatrice.

- $P = 4 \text{ mm}$
- $S = 4 \text{ mm}$
- $T1 = T2 = 0.5 \text{ mm}$
- $W = 1.5 \text{ mm}$
- $EG = 4.8 \text{ mm}$

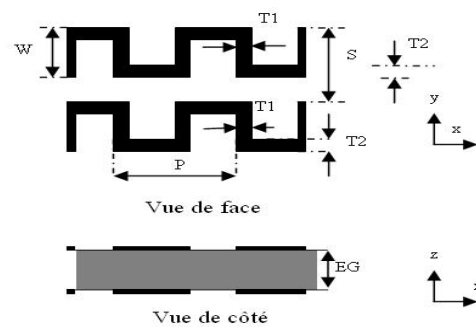


Figure III.13 : Paramètres du PLM de BHATTACHARYYA

Après simulation, le taux d'ellipticité en fonction de la fréquence normalisée f/f_0 (f_0 étant la fréquence pour laquelle le taux d'ellipticité est le plus faible) est indiqué sur la **Figure III.14**. Avec deux couches, il est possible d'obtenir une bande 3 dB AR de plus de 16 % et une bande de 5% pour un taux d'ellipticité inférieur à 1 dB. Cela conforte le choix sur le nombre de couches (bande recherchée < 2%).

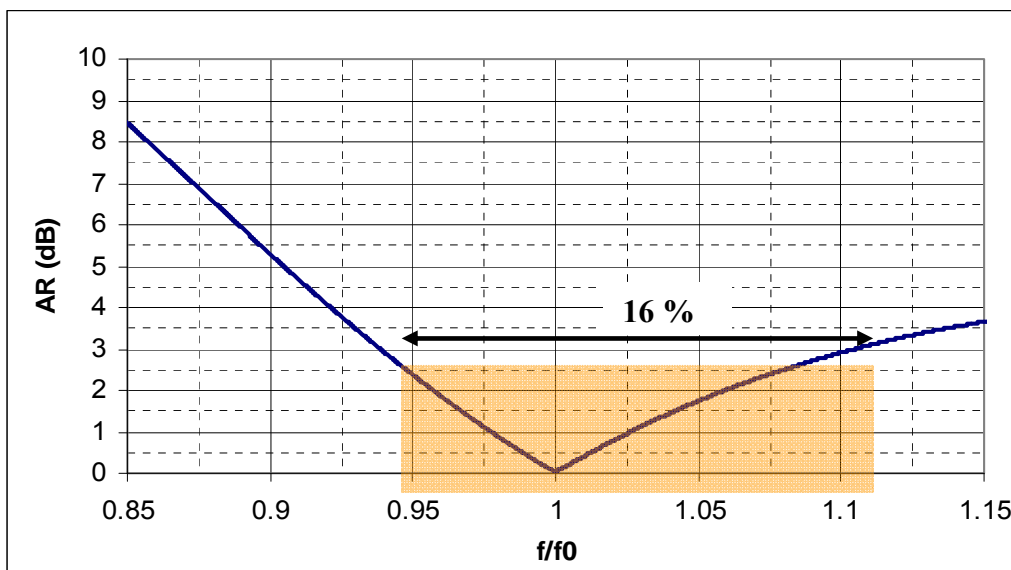


Figure III.14 : Axial Ratio du PLM de BHATTACHARYYA

Le module des coefficients de réflexion des deux polarisations n'a pas le même comportement. Un effet résonant est introduit entre les deux couches sur la polarisation x entraînant une variation de module (voir **Figure III.15**) plus importante. Le déphasage engendré sur la polarisation x est plus important ($> 60^\circ$) que celui de la polarisation y ($< 30^\circ$) (voir **Figure III.16**). Il est très difficile d'obtenir, comme cela a été dit précédemment, le même effet sur les deux polarisations, surtout, avec 2 couches. La différence de phase entre les deux polarisations fluctue rapidement. Ceci est dû en grande partie à l'évolution de la polarisation x, ce qui réduit d'autant la bande **3 dB AR** (voir **Figure III.17**).

De plus, un module de coefficient de réflexion de 0.2 signifie une valeur de -14 dB sur le paramètre "Return loss". Dans ce cas, près de 10 % de la puissance est réfléchi. Nous verrons plus tard que le polariseur ne sera, sans doute, pas transparent et qu'il perturbera le fonctionnement de l'antenne.

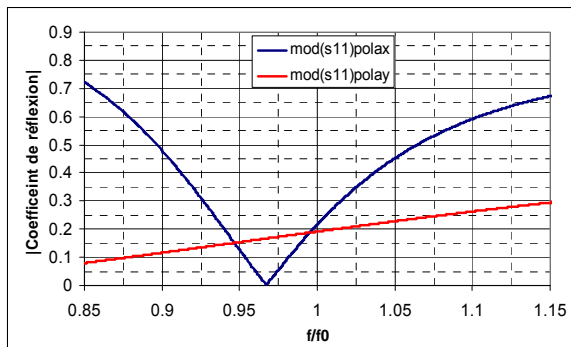


Figure III.15 : Module du coefficient de réflexion du PLM de BHATTACHARYYA

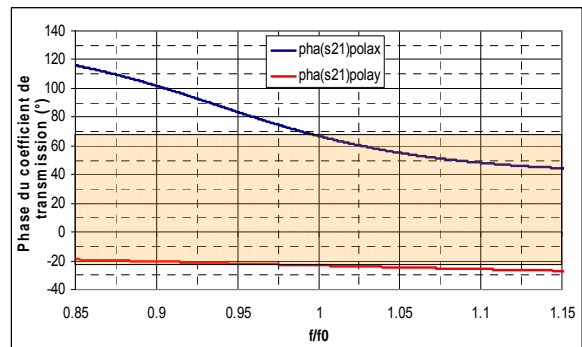


Figure III.16 : Phase du coefficient de transmission du PLM de BHATTACHARYYA

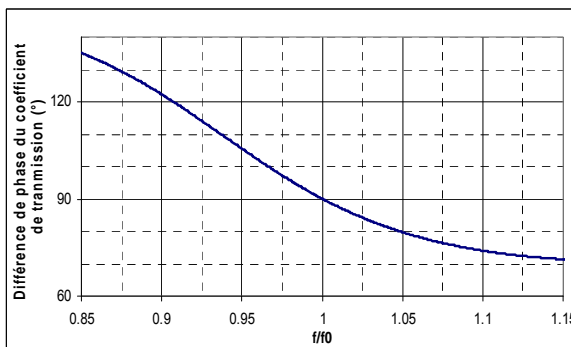


Figure III.17 : Différence de phase du coefficient de transmission du PLM de BHATTACHARYYA

Examinons, maintenant, l'influence des différents paramètres sur les caractéristiques du polariseur.

II.2 - Influence des différents paramètres

Ce paragraphe indique l'effet des paramètres de la ligne à méandres sur le fonctionnement du polariseur, et en particulier sur le coefficient de transmission. Pour cela, six paramètres ont été modifiés. Pour simplifier, seule une couche a été prise en compte pour les paramètres P, S, T1, T2 et W. Pour le dernier paramètre, à savoir l'espace entre couches, il est, bien sûr, nécessaire de garder les deux couches. En **annexe III.1** se trouvent les différentes courbes du coefficient de transmission en module et en phase suivant les paramètres (P, S, T1, T2, EG et W).

Le **Tableau III.1** résume les différentes variations engendrées par l'augmentation des 6 paramètres. Plus la couleur est intense, plus la variation est importante. La couleur rouge signifie que cette dernière est positive et la couleur bleue le contraire. Le module du coefficient de transmission de la polarisation y n'est guère modifié alors que la phase l'est. Concernant la polarisation x, les deux caractéristiques sont modifiées dans un sens ou l'autre suivant le paramètre choisi. Ce tableau permet d'ajuster les caractéristiques du polariseur en modifiant un ou deux paramètres suivant le but recherché. Presque toutes les combinaisons sont réalisables.

	$ S_{21} _x$	$ S_{21} _y$	Phase S_{21x}	Phase S_{21y}
T1	Blue	White	Red	Red
T2	Blue	White	Red	Light Blue
P	Light Blue	Light Blue	Light Red	Red
W	Red	Light Blue	Blue	Red
S	Red	Light Brown	Blue	Blue
EG	Blue	Light Blue	Light Blue	Red

Tableau III.1 : Tableau récapitulatif de l'influence des paramètres du polariseur sur le module et la phase du coefficient de transmission des deux polarisations

Après avoir examiné l'influence des paramètres sur l'évolution du coefficient de transmission en module et en phase, le polariseur **BHATTACHARYYA** a été modifié pour le faire fonctionner aux fréquences de notre application.

II.3 - Polariseur à lignes à méandres 30 GHz (polariseur isolé)

II.3.1 - Les premiers résultats

Après avoir regardé le stock disponible du substrat au sein de notre laboratoire, notre choix s'est arrêté sur le substrat RT Duroid 5880 de la société ROGER Corporation avec une épaisseur de 0.254 mm et une épaisseur de métallisation de 17 μm . Sa constante diélectrique (ϵ_{r1}) et sa tangente de pertes sont, respectivement, 2.2 et $4 \cdot 10^{-4}$ à 10 GHz (voir **annexe III.2**). La constante diélectrique (ϵ_{r2}) du séparateur est laissée à 1.1, même si au final, le matériau utilisé est du ROHACELL 71HF. Le constructeur a donné une valeur de 1.09 et une tangente de perte de $1.5 \cdot 10^{-2}$ à 26.5 GHz, mais n'a pas précisé sa tolérance (voir caractéristique en **annexe III.2**). Au final, le substrat utilisé et le séparateur sont, donc, ceux utilisés par BHATTACHARYYA, seule l'épaisseur du substrat a été augmentée de 0.154 mm. En conséquence, toutes les valeurs données précédemment du polariseur ont été réduites d'un rapport égal à 21.7/30.

La **Figure III.18** montre le taux d'ellipticité du PLM isolé à 30 GHz en fonction de l'épaisseur du substrat. Ce dernier est inférieur à 1 dB sur la bande de travail. Par contre, le fait d'avoir modifié l'épaisseur du substrat du circuit a décalé ce paramètre de plus de 500 MHz. Mais, le plus pénalisant est la modification du coefficient de réflexion en champ (**Figure III.19**). Il a été augmenté et atteint pour la polarisation (x) la valeur de 0.5 soit une réflexion de 25% de la puissance. Malgré un bon résultat en taux d'ellipticité, il est préférable de réduire ce coefficient de réflexion pour essayer de rendre le polariseur le plus transparent possible.

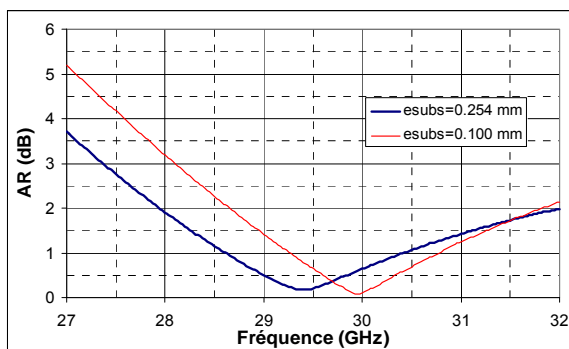


Figure III.18 : Comparaison des taux d'ellipticité du polariseur isolé 30 GHz par rapport à l'épaisseur du substrat (esubs)

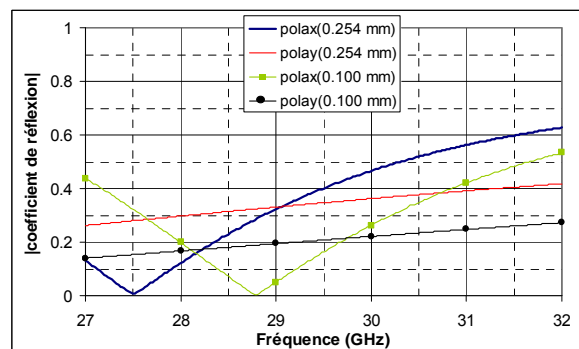


Figure III.19 : Comparaison des modules du coefficient de réflexion du polariseur isolé 30 GHz par rapport à l'épaisseur du substrat (esubs)

II.3.2 - Résultats après optimisation

Comme nous l'avons vu, le changement de la valeur de l'épaisseur du substrat du circuit imprimé a eu comme effet l'augmentation des modules du coefficient de réflexion du polariseur. Une optimisation a été faite pour le réduire en compensant la différence d'épaisseur ΔEG_1 , c'est-à-dire 0.154 mm. Pour cela, la dimension du séparateur en Rohacell a été diminuée de la valeur ΔEG_2 calculée à partir de la formule suivante (2):

$$\Delta EG_2 = \Delta EG_1 \sqrt{\frac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}}} \quad (2) \text{ avec : } \quad \Delta EG_1 = \text{Différence d'épaisseur du substrat}$$

Duroïd

$\Delta EG_2 =$ Différence d'épaisseur du Rohacell

$\epsilon_{r1} =$ constante diélectrique du Duroïd

$\epsilon_{r2} =$ constante diélectrique du Rohacell

$$\Delta EG_2 = 0.220 \text{ mm}$$

Ce procédé a permis de réduire les deux modules du coefficient réflexion, mais il a, aussi, modifié leur phase et par conséquent le taux d'ellipticité. La fréquence pour laquelle le taux d'ellipticité est le plus faible est, maintenant, à 30.75 GHz. Un rapport de (30.75/30) a été introduit, de nouveau, sur tous paramètres pour ramener le fonctionnement du polariseur à la fréquence souhaitée.

Les nouvelles valeurs du polariseur sont les suivantes :

- P = 2.97 mm
- S = 2.97 mm
- T1= T2 = 0.37 mm
- W = 1.11 mm
- EG = 3.34 mm

Le taux d'ellipticité est toujours correct (**Figure III.20**) dans la bande d'utilisation alors que le module du coefficient de réflexion a été descendu à 0.35 (10 % de la puissance est réfléchi) (voir **Figure III.21**).

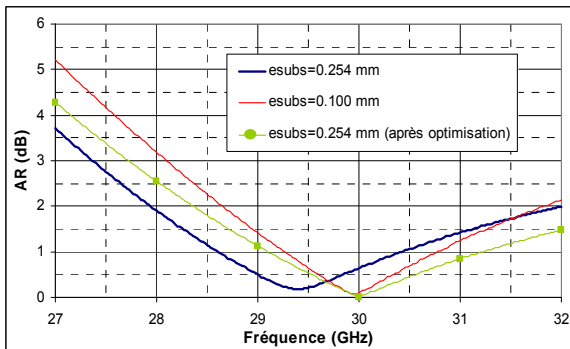


Figure III.20 : Taux d'ellipticité du polariseur isolé 30 GHz après optimisation

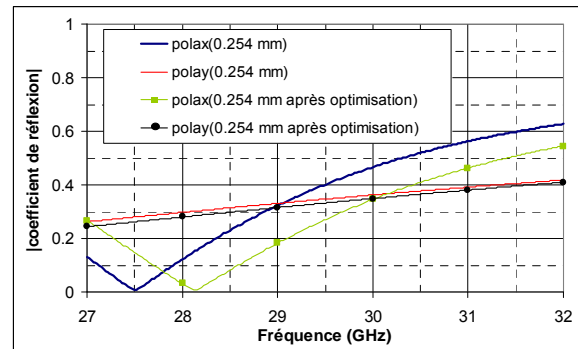


Figure III.21 : Modules du coefficient de réflexion du polariseur isolé 30 GHz après optimisation

Il reste à le positionner au-dessus de l'antenne B.I.E de référence et à simuler l'ensemble.

III - ANTENNE B.I.E DE REFERENCE AVEC LE POLARISEUR ISOLE

Après avoir conçu le polariseur isolé à 30 GHz, le chapitre suivant donne les résultats de simulation de son association avec l'antenne de référence, vu dans le chapitre II. Le polariseur a été conçu en l'illuminant par une onde plane. Pour être dans les mêmes conditions, il faut placer le polariseur en champ lointain ou en champ proche de l'antenne B.I.E. Dans le premier cas, la distance H_{pol} à respecter doit être égale à $2D^2/\lambda_0$. La distance D correspond à la plus grande dimension de l'ouverture de l'antenne, dans notre cas, elle est de 75 mm et λ_0 la longueur d'onde dans le vide, soit 10 mm. Au final, la distance H_{pol} est de 1.125 m. Il est évident que cette distance ne peut pas être retenue en raison de la suppression d'un des intérêts d'une antenne B.I.E à savoir sa compacité. La seconde est de le placer à proximité de l'antenne dans la zone de champ proche ($D^2/(2*\lambda_0)$) soit une valeur inférieure à 30 cm. La distance H_{pol} est prise arbitrairement à 5 mm.

III.1 - Simulation de l'antenne B.I.E de référence avec le polariseur isolé

III.1.1 - Présentation de l'antenne simulée avec le polariseur isolé

La **Figure III.22** donne la représentation de l'antenne simulée sur CST Microwave Studio, c'est-à-dire l'antenne B.I.E de référence et le polariseur. Les deux sont séparés par la distance H_{pol} . La hauteur de la cavité est de 4.56 mm. Le cornet est alimenté par une onde E_{inc} à $+45^\circ$ par rapport à l'axe x (vue de dessus). Le polariseur est orienté de manière que les lignes à méandres soient colinéaires à ce même axe x.

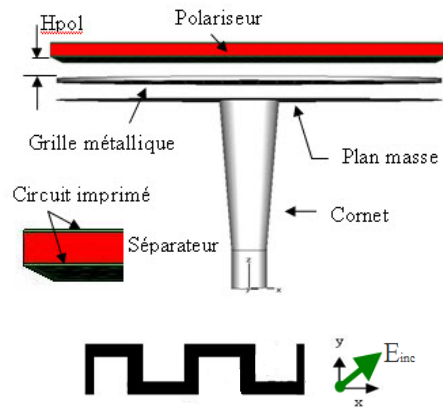


Figure III.22 : Antenne simulée avec le polariseur isolé

III.1.2 - Résultats de simulation de l'antenne simulée avec le polariseur isolé

III.1.2.a - Taux d'ellipticité

La **Figure III.23** présente l'évolution du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence entre le polariseur seul et l'antenne B.I.E associée à ce polariseur.

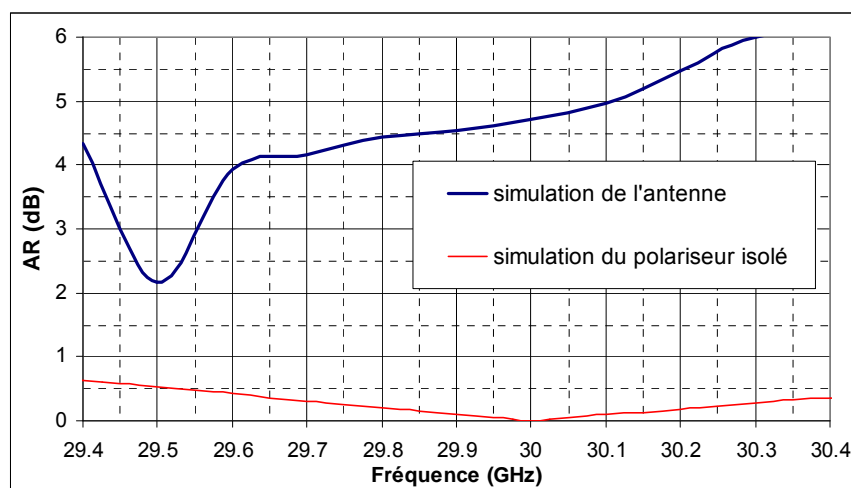


Figure III.23 : Comparaison des taux d'ellipticité avec ou sans l'antenne B.I.E

Le taux d'ellipticité obtenu en "antenne" est complètement dégradé (> 2 dB). L'antenne B.I.E perturbe le fonctionnement du polariseur.

III.1.2.b - Les composantes E_θ et E_ϕ

La **Figure III.24** représente la valeur dans l'axe, en directivité, de l'amplitude des composantes E_θ et E_ϕ pour le plan $\phi = 0^\circ$, c'est-à-dire l'axe (x). La composante E_ϕ semble rayonner correctement. La valeur maximale est de 22 dBi à 29.9 GHz. Par contre, l'autre composante E_θ est complètement dégradée.

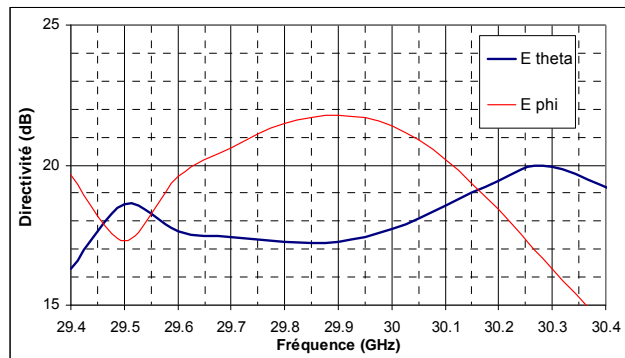


Figure III.24 : Composante E_θ et E_ϕ de l'antenne simulée avec le polariseur isolé

Ceci est normal, car la composante E_θ pour le plan ϕ choisi est la composante orientée suivant x. D'après le § II.1, l'équilibre entre les deux composantes n'est pas réalisé. Le polariseur ne réagit pas de la même manière. Le moindre phénomène parasite engendrera plus d'effet sur la polarisation x que sur l'autre polarisation.

La **Figure III.25** représente la différence de phase entre les deux composantes pour le plan $\phi = 0^\circ$. Là, aussi, le déphasage de 90° n'est pas obtenu. Au final, il n'est guère possible d'obtenir un bon taux d'ellipticité si le module et la phase des deux composantes ne sont pas conformes à la théorie.

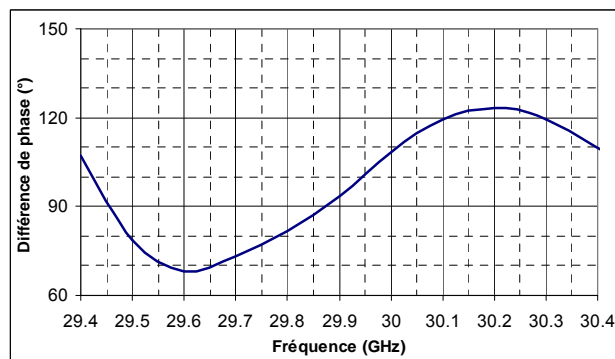


Figure III.25 : Phase des composantes E_θ et E_ϕ de l'antenne simulée avec le polariseur isolé

Quelle que soit la distance H_{pol} , les courbes évoluent, mais la conclusion reste semblable à savoir un taux d'ellipticité médiocre. L'antenne B.I.E perturbe donc le fonctionnement du polariseur. Pour quelle raison? Il faut comprendre quelles sont les conditions nécessaires pour avoir une polarisation circulaire en sortie de l'antenne B.I.E associée au polariseur. Tout d'abord, il faut que l'effet B.I.E soit identique quelle que soit la composante E_θ et E_ϕ (ou \mathbf{E}_\parallel et \mathbf{E}_\perp). Pour cela, il faut que la fréquence de coupure (3) de chaque composante soit la même [III.10].

$$f_{c(\parallel)\text{ou}(\perp)} = \frac{c}{2.h_{\text{cav}}} \cdot \left(\frac{\angle \rho_{(\parallel)\text{ou}(\perp)} + \angle \rho_2}{2.\pi} \right) \quad (3)$$

Avec $\angle \rho_2 =$ phase du coefficient de réflexion du plan de masse (π)

$\angle \rho_{(//)\text{ou}(\perp)}$ = phase du coefficient de réflexion du demi-matériau B.I.E pour chaque polarisation.

Cela entraîne une première condition (4), l'égalité des phases du coefficient de réflexion du matériau B.I.E associée au polariseur.

$$\angle \rho_{//} = \angle \rho_{\perp} \quad (4)$$

Ensuite, il faut avoir la même sélectivité fréquentielle ou facteur de qualité [III.11] quelles que soient les composantes (5).

$$Q_{(//)\text{ou}(\perp)} = \frac{\sqrt{|\rho|_{(//)\text{ou}(\perp)}}}{1 - |\rho|_{(//)\text{ou}(\perp)}} \left(\frac{\angle \rho_{(//)\text{ou}(\perp)} + \pi}{2} \right) \quad (5)$$

Ceci impose une deuxième condition (6) à savoir l'égalité des modules du coefficient de réflexion.

$$|\rho_{//}| = |\rho_{\perp}| \quad (6)$$

Pour finir, il faut avoir l'effet de la polarisation circulaire en sortie de l'antenne à savoir l'égalité du module (7) et de la quadrature de phase (8) du coefficient de transmission (τ).

$$|\tau_{//}| = |\tau_{\perp}| \quad (7)$$

$$\angle \tau_{//} = \angle \tau_{\perp} + \frac{\pi}{2} \quad (8)$$

Dans le cas d'un matériau sans perte, la relation (7) est automatiquement vérifiée si la relation (6) l'est.

Le fait de concevoir le polariseur de manière isolé entraîne d'autres conditions. En effet, le polariseur est un dispositif symétrique et sans perte. Une telle structure répond à l'équation suivante (9):

$$[S]^* [S]^t = [I] \quad (9)$$

où [S] est la matrice de paramètres S avec les indices t et * indiquant respectivement la transposé et le conjugué complexe de la matrice.

$$\text{c'est-à-dire} \quad \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}^* \begin{bmatrix} S_{11}^* & S_{21}^* \\ S_{12}^* & S_{22}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

En développant cette expression:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (10) \quad \text{et} \quad \angle S_{11} = \angle S_{21} \pm \frac{\pi}{2} \quad (11)$$

Donc, deux nouvelles conditions apparaissent (10) et (11) et en particulier la quadrature de phase entre le coefficient de réflexion et le coefficient de transmission avec un signe positif ou négatif.

Chaque polarisation du polariseur répond à l'équation (11) de la manière suivante.

$$\angle \rho_{\text{pola}(\parallel)} = \angle \tau_{\text{pola}(\parallel)} - \frac{\pi}{2} \quad (12) \quad \text{et} \quad \angle \rho_{\text{pola}(\perp)} = \angle \tau_{\text{pola}(\perp)} + \frac{\pi}{2} \quad (13)$$

Avec ρ_{pola} : Coefficient de réflexion du polariseur

τ_{pola} : Coefficient de transmission du polariseur

Les deux n'ont pas les mêmes signes du fait que l'une des ondes est retardée alors que l'autre est avancée.

De plus, pour avoir l'effet polarisant, il faut que les phases des coefficients de transmission du polariseur soient en quadrature (14).

$$\angle \tau_{\text{pola}(\parallel)} - \angle \tau_{\text{pola}(\perp)} = \frac{\pi}{2} \quad (14)$$

En remplaçant dans l'équation (14) les phases des coefficients de transmission par celles des coefficients de réflexion par l'intermédiaire des équations (12) et (13), une nouvelle condition (15) apparaît à savoir la quadrature de phase des coefficients de réflexion des deux composantes.

$$\angle \rho_{\text{pola}(\parallel)} = \angle \rho_{\text{pola}(\perp)} - \frac{\pi}{2} \quad (15)$$

C'est cette condition qui entraîne une détérioration de tous les autres conditions nécessaires (4), (6), (7) et (8) pour l'obtention d'une antenne B.I.E à polarisation circulaire lorsque l'antenne B.I.E est associée au polariseur isolé.

En chaînant les matrices de transfert ou en simulant le motif élémentaire de l'antenne B.I.E et du polariseur, cette détérioration peut être vu. Par contre, il n'est pas possible de faire la simulation directement. La périodicité de chaque élément est différente. Il faut donc trouver un pas commun. La

Figure III.26 et **Figure III.27** permettent de voir ce changement de motif élémentaire.

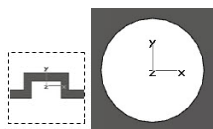


Figure III.26 : Motif élémentaire du polariseur et du demi-matériau B.I.E

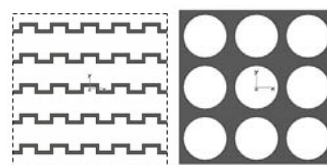
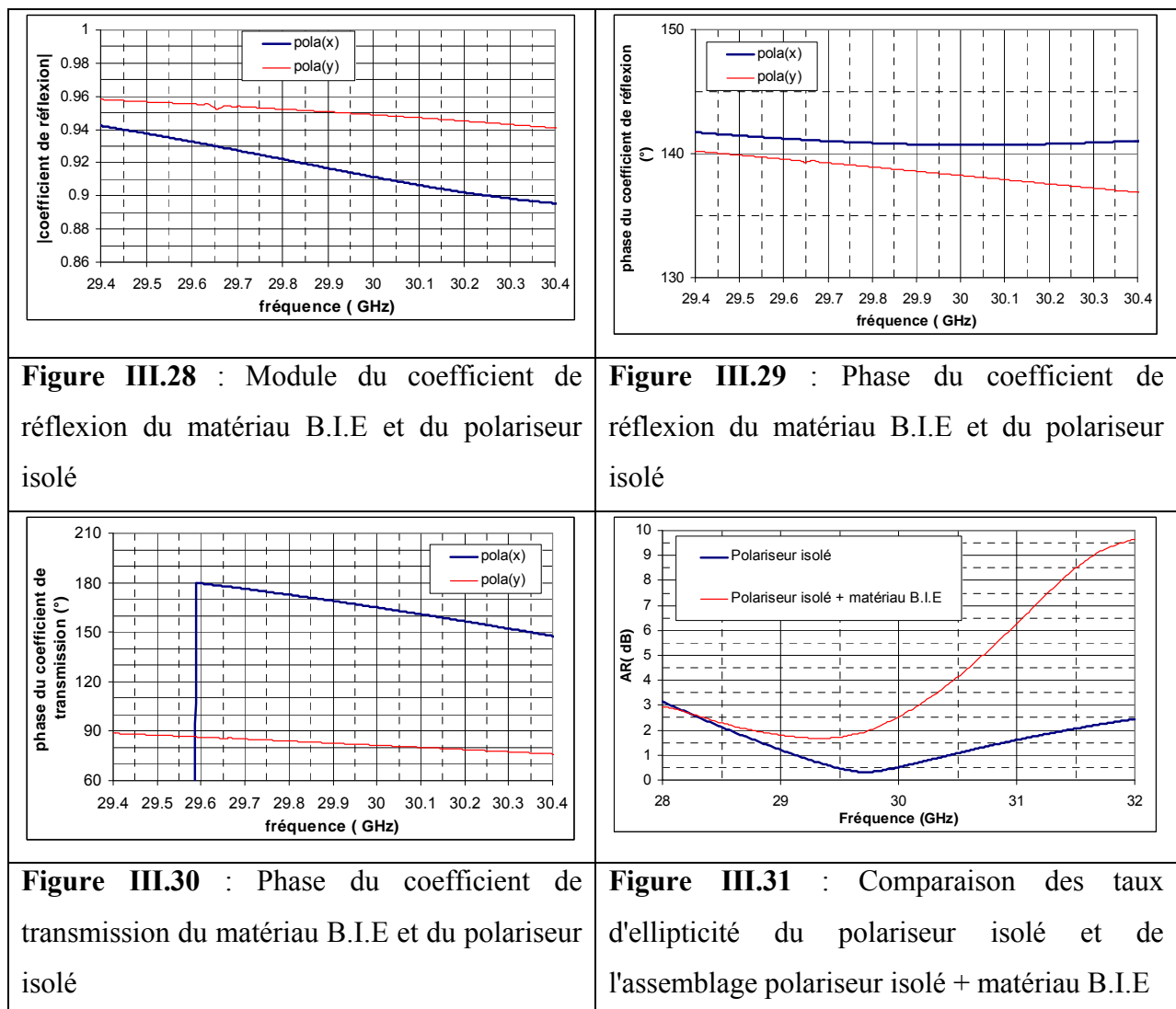


Figure III.27 : Motif élémentaire de l'association "demi-matériau B.I.E et polariseur"

La **Figure III.28**, **Figure III.29** et **Figure III.30** montrent le résultat de simulation du demi-matériau B.I.E associé au polariseur conçu de manière isolée. Le plan de référence des différents paramètres est le bas de la grille B.I.E. Il est évident que les différentes conditions nécessaires pour l'obtention d'un taux d'ellipticité ne sont plus réunies.

La **Figure III.31** compare le taux d'ellipticité du polariseur isolé avec le cas de l'association polariseur isolé + demi-matériau B.I.E. Elle confirme la détérioration trouvée en simulation de l'antenne. Les valeurs ne sont pas identiques. La raison est que la simulation du demi-matériau B.I.E + polariseur ne donne aucune information sur le facteur de qualité de l'ensemble. De plus amples explications ont été données dans le chapitre IV.



Trois solutions s'offrent à nous.

- la première est de diminuer le module des deux ondes réfléchies par le polariseur.
- la seconde est d'empêcher physiquement la perturbation de ces ondes.
- la dernière est de faire une étude globale du matériau B.I.E et du polariseur

La première solution est réalisable en augmentant le nombre de couches. En effet, plus ce nombre est important, plus le polariseur est "adapté". Ainsi, il sera possible de descendre à des valeurs de coefficient de réflexion inférieures à 0.1.

La seconde solution est d'incliner le polariseur par rapport à l'antenne B.I.E afin d'éviter d'avoir des parois parfaitement parallèles. Ainsi, les réflexions multiples sont presque supprimées. Un test a été fait en positionnant le polariseur au-dessus du cornet utilisé précédemment et en l'inclinant d'un angle de 0 à 9° tous les trois degrés. La grille a été enlevée pour cet essai afin de réduire le temps de calcul, mais la conclusion reste identique quel que soit le type d'antenne. La **Figure III.32** suivante en montre l'effet sur le taux d'ellipticité. Plus l'angle augmente plus le taux d'ellipticité diminue.

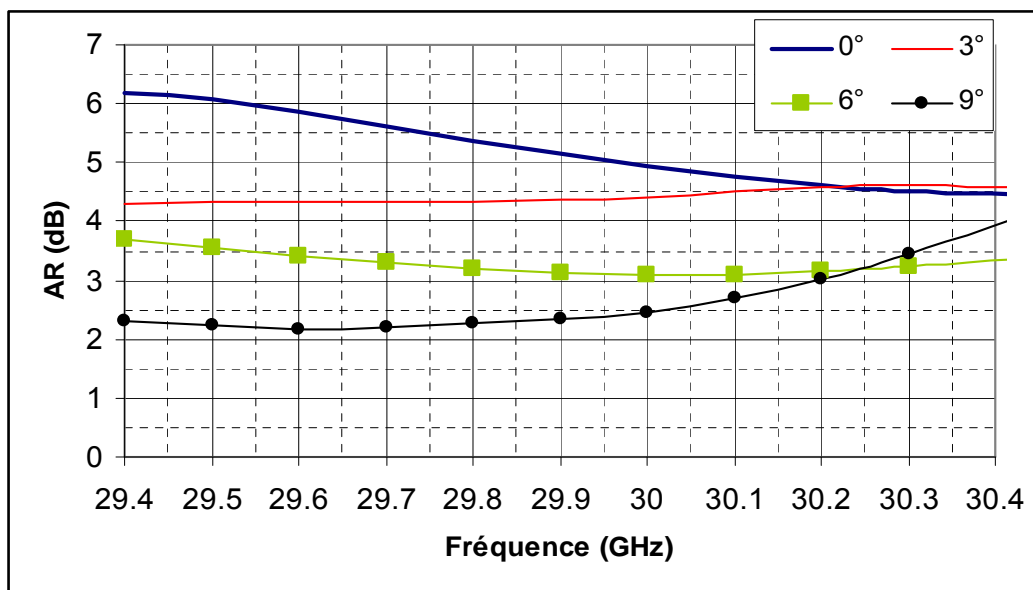


Figure III.32 : Influence de l'inclinaison d'un polariseur isolé au-dessus d'une antenne cornet

La dernière solution est de refaire une conception globale de l'association polariseur + B.I.E. C'est cette solution qui a été choisie. En effet, il faut supprimer le caractère symétrique du polariseur. En associant la grille B.I.E dans l'optimisation, l'ensemble n'est plus symétrique. Il est, donc, possible de trouver des paramètres adéquats des lignes à méandres qui répondent au mieux aux conditions nécessaires à une antenne à polarisation circulaire. Pour chaque valeur H_{pol} correspond des valeurs différentes du polariseur.

IV - CONCEPTION DU POLARISEUR A LIGNES A MEANDRES ASSOCIE A L'ANTENNE B.I.E

IV.1 - Polariseur à lignes à méandres non isolé

IV.1.1 - Changement du motif élémentaire

D'après le paragraphe précédent, la solution de concevoir le polariseur sans l'antenne B.I.E est une solution non viable. En effet, l'étude antennaire a montré que le taux d'ellipticité est dégradé lorsque l'association polariseur isolé antenne B.I.E est faite. La raison est la présence d'un déphasage de 90° entre les deux coefficients de réflexion du polariseur isolé.

Pour éviter ce phénomène, il est préférable de faire **une étude globale** afin de régler les différents paramètres du polariseur avec le demi-matériau B.I.E de l'antenne à savoir la grille métallique dont les dimensions sont rappelées en **annexe II.1**. La période de cette grille est de 4.7 mm alors que celle du polariseur est de 2.97 mm (P ou S). Il faut, donc, trouver une valeur commune entre les deux périodes. Comme cela a été dit précédemment, le but de cette étude est de transformer l'antenne B.I.E de référence déjà réalisée en une antenne en polarisation circulaire. Cela oblige de modifier la période du polariseur sans trop s'éloigner de la valeur d'origine pour ne pas trop dégrader les performances du polariseur. Cette dernière passe de 2.97 mm à 2.82 mm. Au final, la période commune des deux éléments est 14.1 mm. Pour cela, il faut prendre 3 motifs élémentaires de la grille et 5 motifs du polariseur. Après avoir fixé la distance H_{pol} , il faut réaliser de nouvelles simulations afin d'optimiser les différents paramètres.

IV.1.2 - Simulation du motif élémentaire

La distance H_{pol} a été, au départ, fixée à 5 mm. Il faut savoir qu'il n'est pas possible de descendre en dessous de 4.5 mm. En effet, l'anneau de surtension permettant de maintenir la grille de l'antenne B.I.E dépasse du haut de la grille de cette valeur (voir **Figure III.33**).

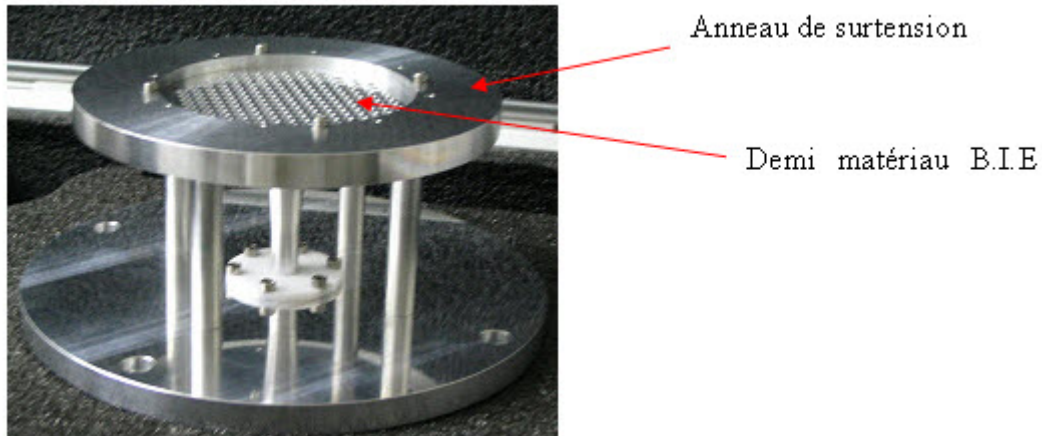


Figure III.33 : Distance minimale du paramètre H_{pol}

IV.1.2.a - Les nouvelles valeurs du polariseur à lignes à méandres

Les nouvelles valeurs des paramètres du polariseur non isolé et de la distance H_{pol} (**Figure III.34**) doivent être optimisées en s'aidant du tableau récapitulatif (**Tableau III.1**). La hauteur H_{pol} optimisée est de 4.9 mm.

- $P = 2.82$ mm
- $S = 2.82$ mm
- $T1 = 0.278$ mm
- $T2 = 0.320$ mm
- $W = 0.960$ mm
- $EG = 3.07$ mm

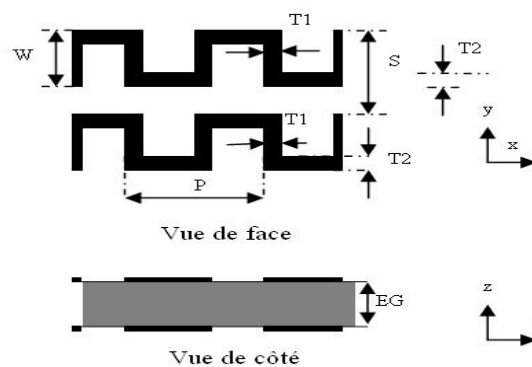
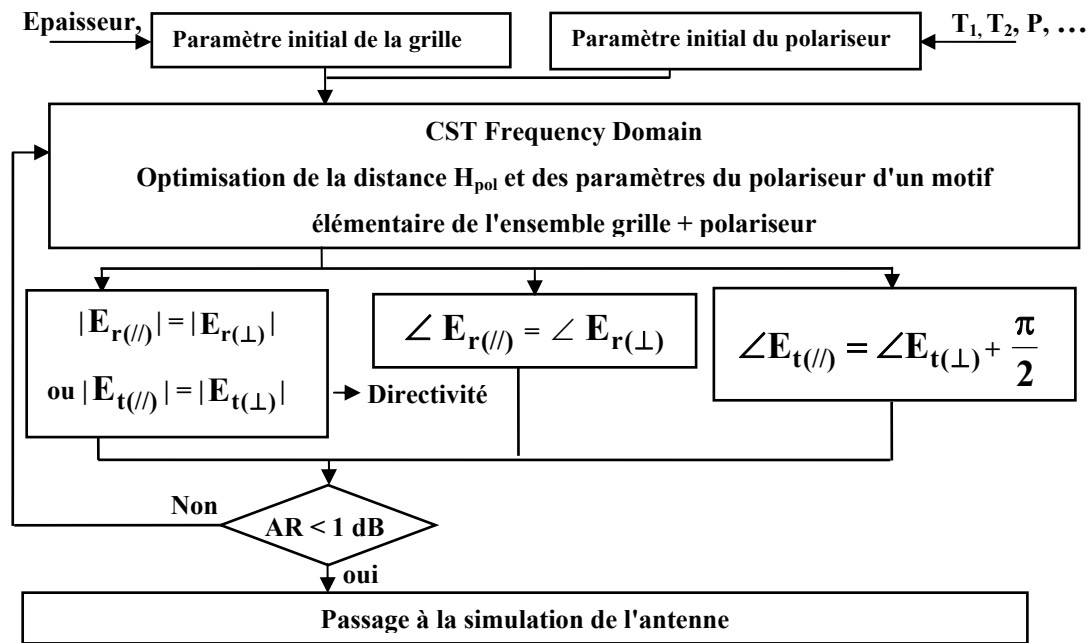


Figure III.34 : Paramètres du PLM 30 GHz

L'organigramme **III.1** donne une méthodologie de la conception globale de l'antenne B.I.E associée au PLM.

IV.1.2.b - Le taux d'ellipticité

La **Figure III.35** montre le nouveau résultat du taux d'ellipticité. Dans la bande de fréquences souhaitée (29.5-30 GHz), il est inférieur à -1 dB. De nouveau, la bande **3 dB AR** est supérieure à 16%. La limitation de l'antenne en bande de fréquences ne sera donc pas due à la bande **3 dB AR**, mais à la bande d'adaptation ou de rayonnement de l'antenne.



Organigramme III.1 : Optimisation des paramètres du PLM (étude globale)

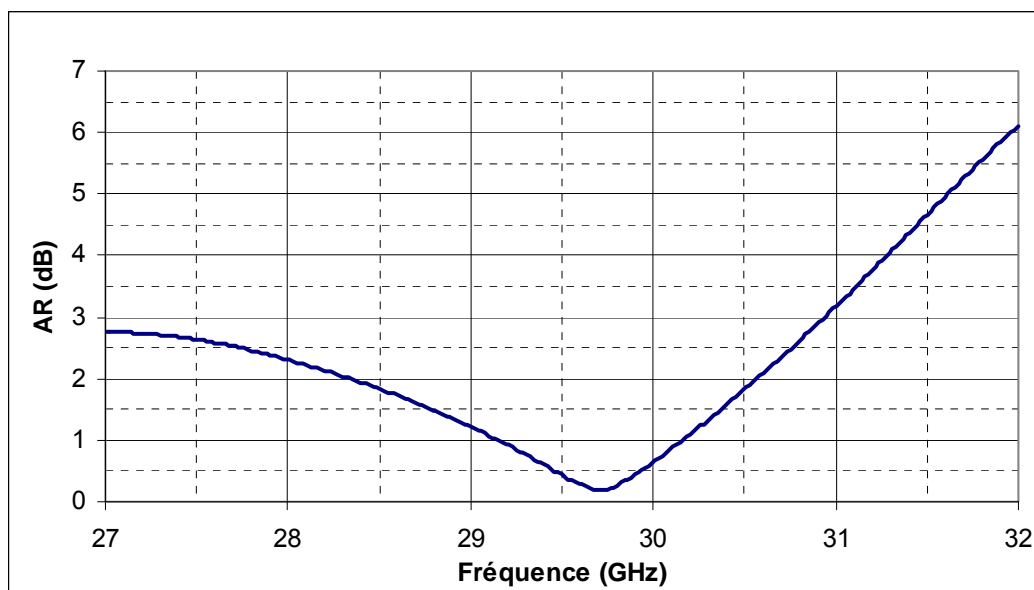


Figure III.35 : Taux d'ellipticité de l'association polariseur matériau B.I.E à 30 GHz après optimisation

IV.1.2.c - Le module et la phase du coefficient de réflexion

La Figure III.36 et la Figure III.37 donnent le module et la phase du coefficient de réflexion de l'association B.I.E + polariseur au niveau du bas de la grille B.I.E. Concernant les modules, ils se coupent au milieu de la bande. La valeur est équivalente à la celle de l'antenne B.I.E de référence.

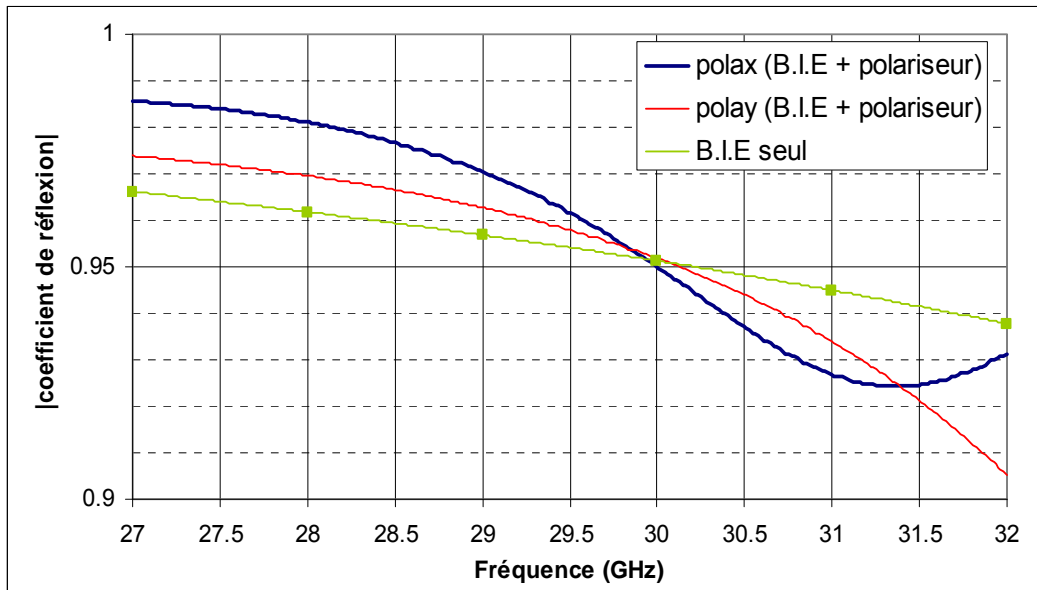


Figure III.36 : Comparaison des modules du coefficient de réflexion de l'association polariseur matériau B.I.E à 30 GHz après optimisation et du demi-matériau B.I.E seul.

Concernant la phase, les deux composantes ont maintenant presque la même valeur proche de celle du demi-matériau B.I.E seul. Les deux composantes ont sensiblement le même comportement.

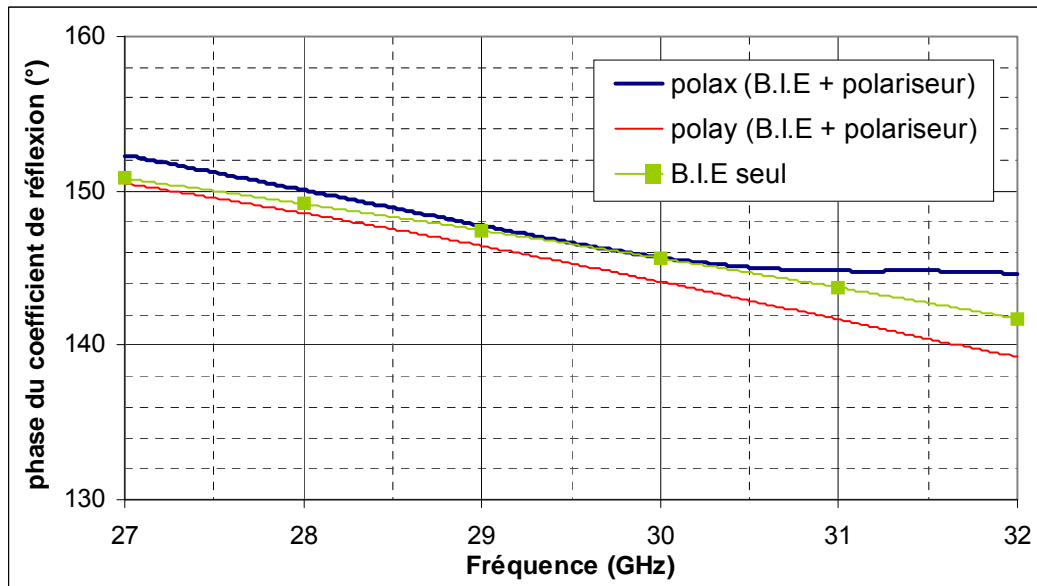


Figure III.37 : Comparaison des phases du coefficient de réflexion de l'association polariseur matériau B.I.E à 30 GHz après optimisation et du demi-matériau B.I.E seul.

Etant donné que les caractéristiques de l'association B.I.E polariseur sont sensiblement identiques à celles du demi-matériau B.I.E seul, les spécifications de l'antenne telle que la

directivité devraient être équivalentes entre l'antenne à polarisation linéaire et celle en polarisation circulaire.

IV.1.2.d - Influence de la distance entre le polariseur et le demi-matériau B.I.E

De nouvelles simulations ont été faites pour déterminer l'influence de la distance entre le polariseur et le demi-matériau B.I.E (H_{pol}). Pour cela, cette valeur a été modifiée de 5% soit environ 0.25 mm. La **Figure III.38** montre que le fait de modifier ce paramètre permet de décaler le minimum du taux d'ellipticité. En réalisation, il sera possible d'optimiser cette distance et ainsi pouvoir régler l'antenne.

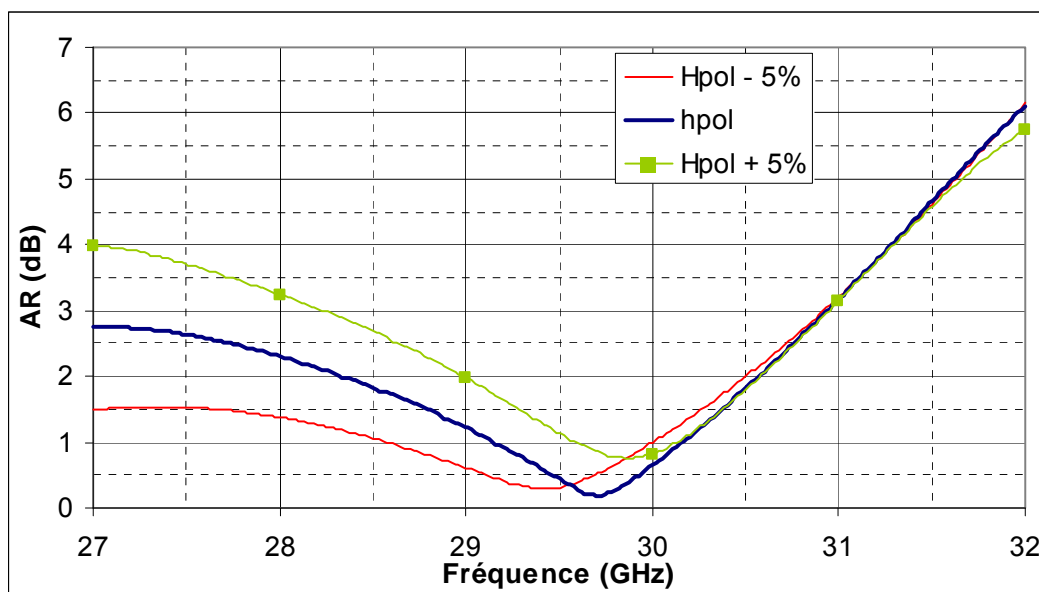


Figure III.38 : Influence du paramètre H_{pol} sur le taux d'ellipticité

IV.1.3 - Simulation du polariseur isolé avec les valeurs du polariseur non isolé

IV.1.3.a - Comparaison des taux d'ellipticité du polariseur avec ou sans matériau B.I.E

Une simulation a été faite du polariseur isolé avec les valeurs des paramètres des lignes trouvées au moment de l'étude de l'ensemble "matériau B.I.E + polariseur"

La **Figure III.39** compare le nouveau taux d'ellipticité du polariseur isolé à celui de l'association polariseur matériau B.I.E. Le polariseur ne fonctionne plus correctement sans l'antenne B.I.E. Son taux d'ellipticité est maintenant supérieur à 3 dB. A chaque antenne B.I.E

correspondra donc un polariseur. La moindre imperfection de l'antenne va engendrer des erreurs sur la polarisation circulaire. **Les deux éléments sont indissociables.**

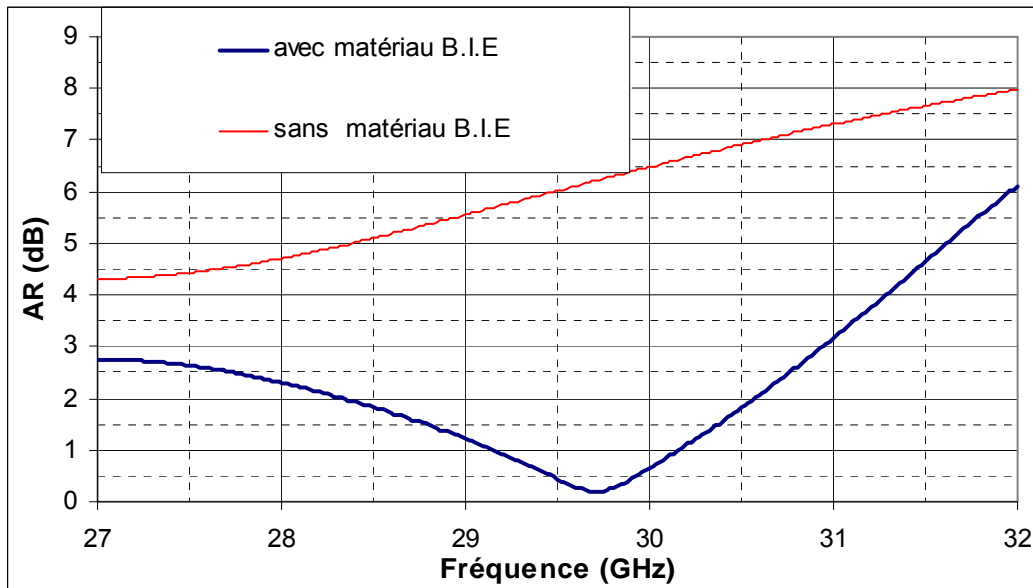


Figure III.39 : Comparaison des taux d'ellipticité avec ou sans matériau B.I.E

A partir de ces nouveaux résultats, une nouvelle simulation de l'antenne est faite.

IV.2 - Antenne B.I.E de référence avec le polariseur non isolé

L'antenne simulée est similaire à celle étudiée au paragraphe III.1.1 - , seules les dimensions des lignes à méandres ont été modifiées ainsi que la distance H_{pol} , correspondant aux valeurs trouvées dans l'étude du polariseur associé au demi-matériau B.I.E. La hauteur de cavité a été optimisée à 4.51 mm pour avoir la valeur de la directivité maximale proche de 30 GHz. Cette modification de valeur par rapport à celle d'origine (4.56 mm) permet de compenser la variation de la phase du coefficient de réflexion trouvée sur la **Figure III.37**.

IV.2.1 - Résultats de simulation de l'antenne avec le polariseur non isolé

IV.2.1.a - Taux d'ellipticité

La **Figure III.40** compare le résultat du taux d'ellipticité entre l'étude du motif élémentaire de l'association "demi-matériau B.I.E + polariseur" et l'étude antennaire. Les deux résultats sont, maintenant, équivalents. Il est possible dans la bande de fréquences de travail d'avoir un taux d'ellipticité inférieur à 1 dB, ce qui était recherché. Un léger décalage fréquentiel a été obtenu. Plusieurs raisons peuvent être avancées :

L'étude antennaire est faite sur un élément fini. Le maillage n'est pas identique entre les deux études (problème de volume). Le champ électromagnétique dans la cavité n'est pas une onde plane parfaite dans le cas de la seconde étude.

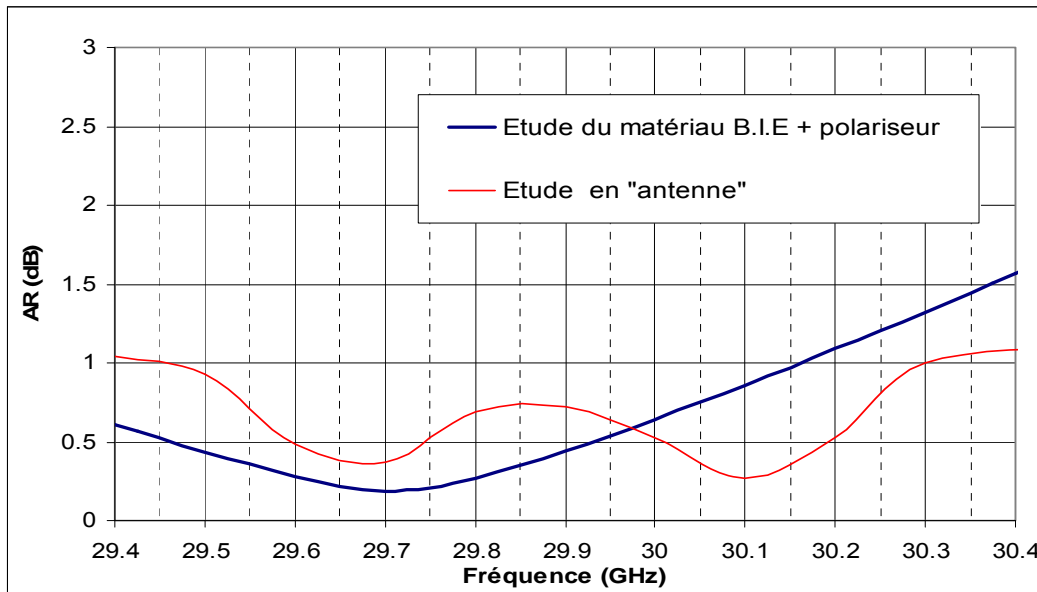


Figure III.40 : Comparaison des taux d'ellipticité simulés entre les deux études (étude du matériau B.I.E polariseur et étude antennaire)

IV.2.1.b - Directivité

En alimentant le cornet de la manière citée précédemment (+ 45°), la polarisation circulaire principale est une polarisation circulaire droite. Il suffit d'orienter le cornet à 135° pour avoir une polarisation circulaire gauche.

La **Figure III.41** montre la directivité dans l'axe de la polarisation principale droite pour le plan $\varphi = 0^\circ$. La directivité maximale est supérieure à 24 dBi. Dans la bande de fréquences de travail, elle est supérieure à 20 dBi comme souhaité.

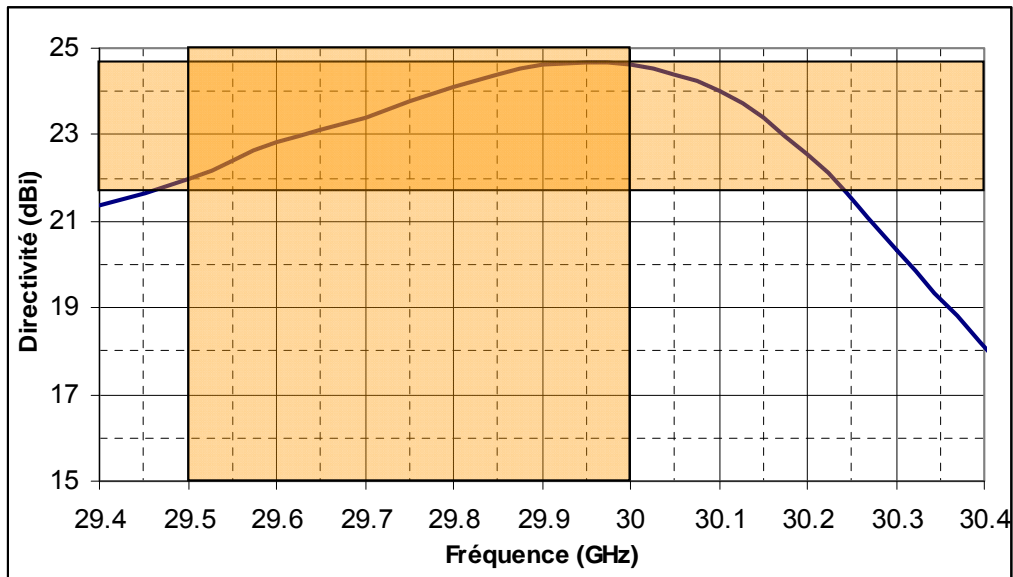


Figure III.41 : Directivité fréquentielle simulée (polarisation droite)

La polarisation circulaire gauche, c'est-à-dire la polarisation croisée, est à 25 dB en dessous de la polarisation principale.

La comparaison entre les deux composantes E_θ et E_ϕ est faite sur la **Figure III.42**. Elle montre une bonne concordance entre les deux avec un léger décalage fréquentiel dû à la différence de phase des coefficients de réflexion des deux composantes.

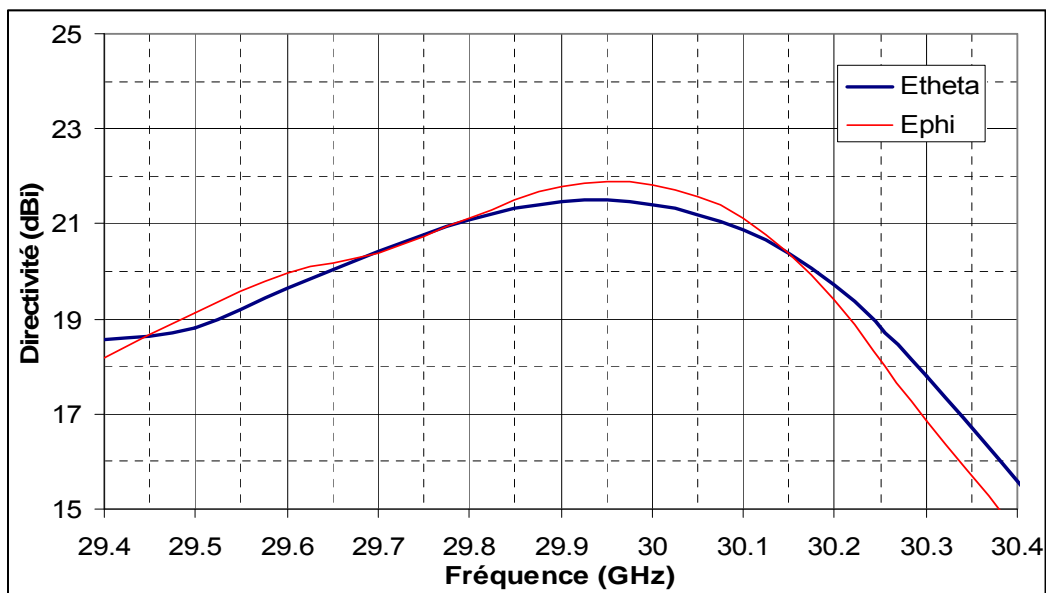


Figure III.42 : Comparaison des deux composantes simulées E_θ et E_ϕ en associant le demi-matériau B.I.E et le polariseur

La comparaison entre la directivité simulée de l'antenne à polarisation linéaire (E_{tot}) et celle en polarisation circulaire est faite sur la **Figure III.43**. La hauteur de cavité de l'antenne

linéaire simulée a été prise à **4.56 mm** et le cornet a été alimenté avec un angle identique à celui de l'antenne circulaire (+ 45°) (voir chapitre II). Les antennes ne fonctionnent pas à la même fréquence. Un décalage de 150 MHz a été introduit. Cependant, il est possible de conclure que le fait d'avoir passé cette antenne en polarisation circulaire n'affecte pas son comportement général. Il suffit de réduire la hauteur de cavité pour revenir à la bonne fréquence.

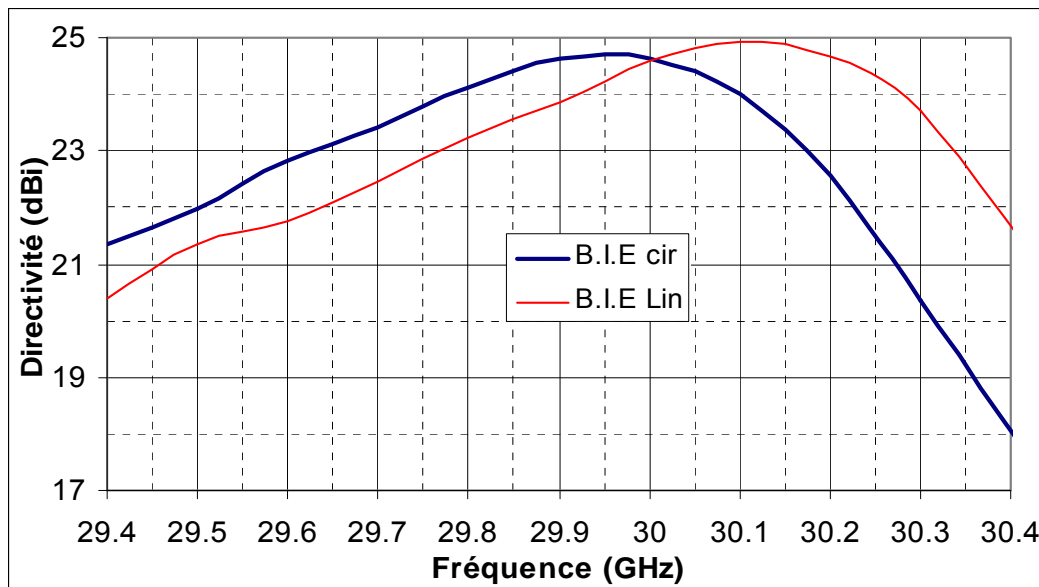


Figure III.43 : Comparaison des directivités simulées entre l'antenne à polarisation circulaire et linéaire

IV.2.1.c - Diagramme de rayonnement

Afin de comparer le mieux possible les diagrammes de rayonnement entre les deux antennes, il faut prendre pour l'antenne à polarisation circulaire, la composante E_{tot} à **29.8 GHz** et la composante E_{tot} à **29.9 GHz** pour l'antenne linéaire. Ainsi, il est possible de comparer à directivité presque équivalente. A noter que cette composante n'est pas significative. En effet, dans un cas réel, seule la composante gauche ou droite peut être captée par une antenne de réception. Cette représentation n'est retenue que, simplement, pour effectuer la comparaison avec la simulation, car elle ne tient pas compte du taux d'ellipticité.

Il est intéressant de voir les différents plans de coupe du rayonnement pour connaître la qualité de ce dernier. Ceci est important par exemple dans le projet du R&D du CNES pour améliorer le C/I. En général, plus le diagramme est "propre" plus le C/I est faible. La **Figure III.44**, **Figure III.45**, **Figure III.46** et **Figure III.47** montrent respectivement le diagramme pour le plan $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 45^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ et $\varphi = 135^\circ$. Les quatre démontrent une grande similitude

entre les deux types d'antennes. Le fait de passer l'antenne en polarisation circulaire ne dégrade pas les performances en rayonnement. En général, le niveau des lobes secondaires est inférieur à -25 dB.

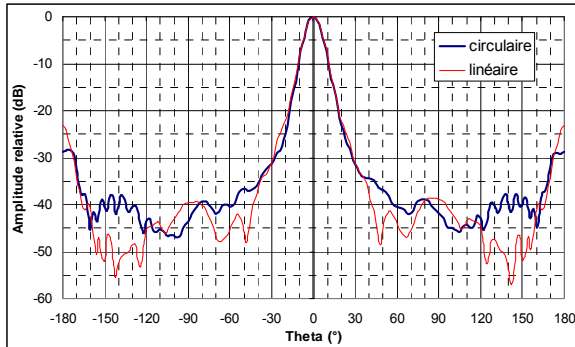


Figure III.44 : plan $\varphi = 0^\circ$

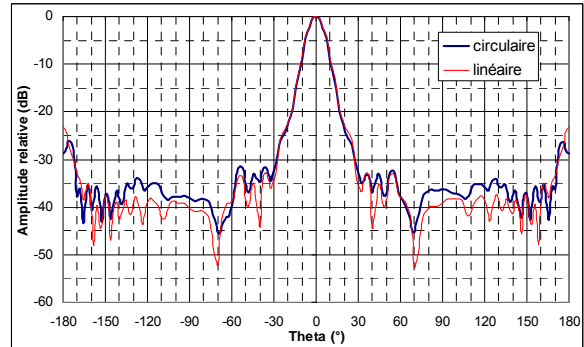


Figure III.45 : plan $\varphi = 45^\circ$

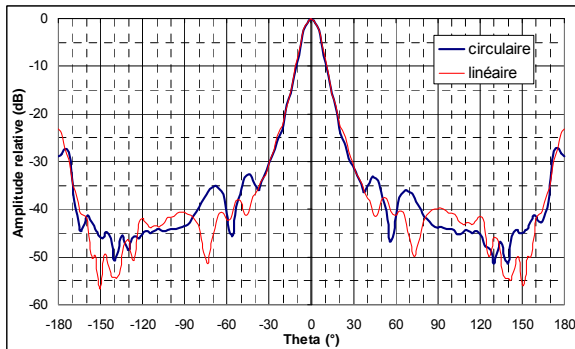


Figure III.46 : plan $\varphi = 90^\circ$

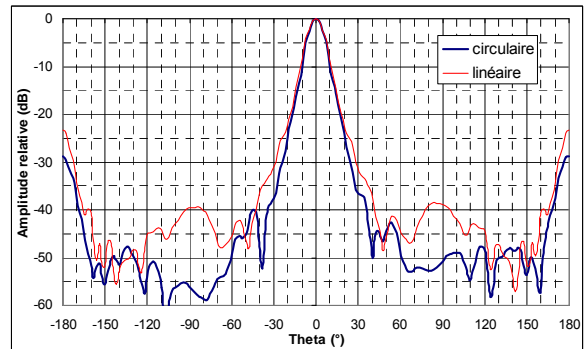


Figure III.47 : plan $\varphi = 135^\circ$

Les diagrammes aux autres fréquences reflètent le même comportement. A 30 GHz, comme attendu, l'effet du second mode apparaît sur le lobe principal (**Figure III.48**). Pour cette étude, cela n'est pas pénalisant, mais pour le projet R&T avec le CNES, cette déformation peut détériorer le rapport C/I. Il faudra, donc, ajuster la hauteur de cavité.

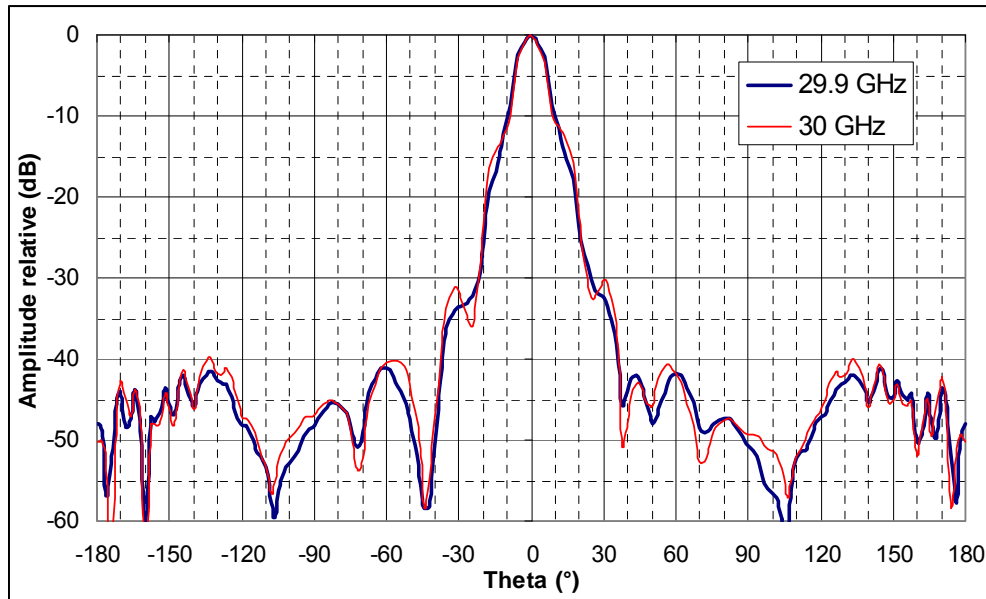


Figure III.48 : Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne circulaire à 29.9 et 30 GHz
(plan $\varphi = 0^\circ$)

IV.2.1.d - Diagramme en taux d'ellipticité

Le diagramme suivant est la représentation du taux d'ellipticité suivant l'angle θ . Il permet de voir jusqu'à quel angle le taux d'ellipticité est inférieur à 1 ou 3 dB. Prenant par exemple la fréquence de 29.7 GHz, la **Figure III.49** en montre le résultat. L'angle d'ouverture pour lequel le taux d'ellipticité est inférieur à 1 dB est $\pm 8^\circ$. Il est supérieur à celui du rayonnement $\pm 6^\circ$. A 3 dB, cette valeur est doublée.

Dans l'optique d'utiliser cette antenne comme source d'un réflecteur multi-spot, cette caractéristique est suffisante pour répondre au mieux aux cahiers des charges, surtout, que le fait d'utiliser un réflecteur permet de l'améliorer en sortie de celui-ci.

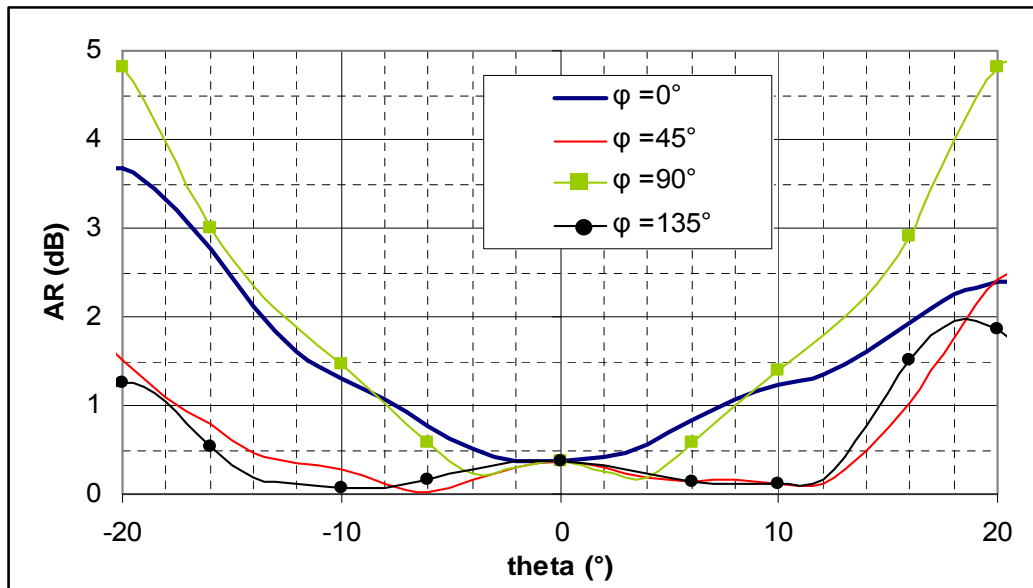


Figure III.49 : Diagramme en taux d'ellipticité simulé suivant plusieurs plans à 29.7 GHz

IV.2.1.e - *Adaptation*

La comparaison entre les adaptations de l'antenne simulée en polarisation linéaire et circulaire montre que les deux sont semblables (Figure III.50). Seul un décalage fréquentiel est visible, comparable à celui de la directivité. L'adaptation de ce type d'antenne est très mauvaise. Il faut, absolument, un dispositif d'adaptation. L'idéal est de le réaliser en amont du cornet. Ainsi, le fonctionnement propre de l'antenne ne sera pas perturbé. Dans un des prochains paragraphes, une autre solution vue dans le chapitre II sera présentée pour l'amélioration de ce paramètre en introduisant une pastille dans le cornet.

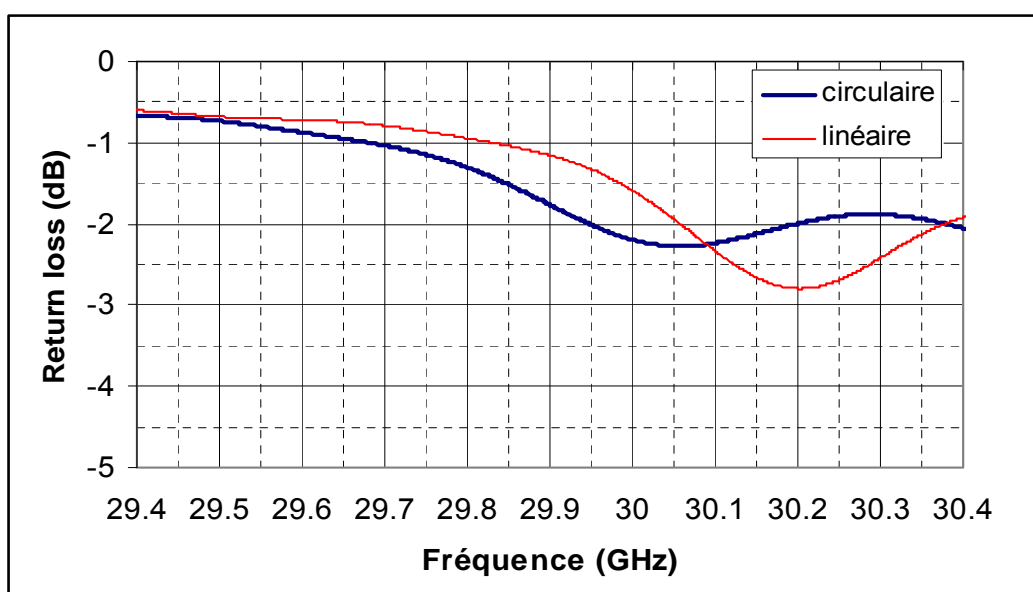


Figure III.50 : Comparaison des "Return loss" simulés de l'antenne en polarisation linéaire et circulaire

En conclusion, cette antenne est susceptible d'être utilisée pour éclairer un réflecteur dans l'optique du projet R&T du CNES, même si une étude complémentaire devra être faite permettant de connaître les performances de l'ensemble (source B.I.E + réflecteur). Le point dur sera l'adaptation de l'antenne.

V - REALISATION

A la suite des résultats satisfaisants trouvés en simulation, une réalisation a été faite. Pour cela, il faut connaître les tolérances mécaniques nécessaires sur chaque paramètre.

V.1 - Tolérances mécaniques souhaitables

Pour connaître les tolérances mécaniques nécessaires pour garantir des spécifications correctes, une série de simulations a été faite en modifiant tous les paramètres de l'antenne d'une valeur de +5%. Deux paramètres h_{cav} et h_{pol} n'ont pas été changés de cette manière. La valeur de la hauteur de cavité a été modifiée de + 1%, soit 5 μm . En effet, cette dimension doit être très précise. Il faut savoir que lors de la réalisation de l'antenne à polarisation linéaire, la tolérance de ce paramètre a été fixée à $\pm 5 \mu m$ alors que toutes les autres ont été données à $\pm 10 \mu m$. Il faut garder, aussi, dans l'esprit que la planéité de la grille métallique est une caractéristique importante et qu'elle a été fixée, elle aussi, à $\pm 5 \mu m$. La distance H_{pol} a, quant à elle, été descendue à 4.5 mm (8%). La raison est que cette dimension est facilement réalisable. Il suffit de poser le polariseur sur l'anneau de surtension de la grille pour respecter cette valeur.

De plus, les constantes diélectriques des différents substrats ont été, aussi, modifiées d'une valeur de +5%. Et pour finir, la polarisation du cornet a été modifiée de + 2°.

Ces simulations permettront de connaître la sensibilité de l'antenne sur le taux d'ellipticité et sur le module des composantes E_θ et E_ϕ . Tous les résultats et commentaires se trouvent en annexe III.3.

Le **Tableau III.2** donne un récapitulatif des tolérances souhaitables pour la réalisation et la mise en place du polariseur. Il est évident que ces différentes valeurs montrent la complexité de réalisation de l'ensemble antenne B.I.E + polariseur. C'est pourquoi afin de compenser ces incertitudes, le choix d'une optimisation mécanique a été fait sur deux paramètres (H_{pol} et EG). La valeur de départ de ces derniers a été majorée.

Paramètre	Tolérance (μm)
h_{cav}	± 5
h_{pol}	± 20
T_1	± 50
T_2	± 20
EG	± 10
W	± 15
P	± 50
S	± 20
ε_1	2.2 ± 0.02
ε_2	1.1 ± 0.01
Angle de polarisation	$45 \pm 2^\circ$

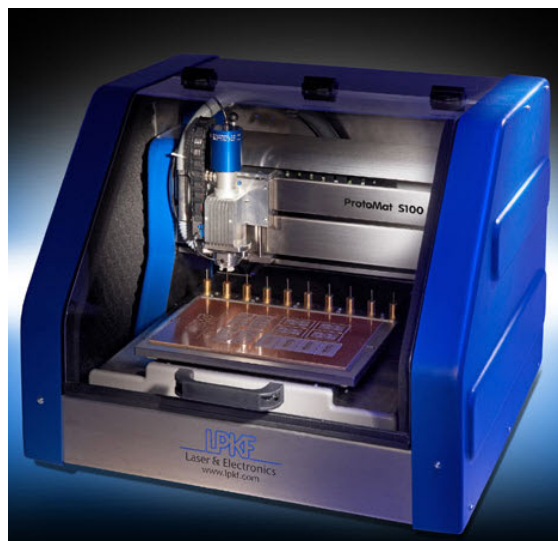
Tableau III.2 : Tableau récapitulatif des tolérances mécaniques

V.2 - Résultats expérimentaux

V.2.1 - Présentation de l'antenne B.I.E réalisée

La réalisation des deux circuits imprimés a été faite au sein du laboratoire au moyen de la machine à graver de la société LPKF S100 (**Photographie III.1**)

Cette machine permet de faire de l'usinage en $2D^{1/2}$, c'est-à-dire qu'il est possible d'usiner le matériau en profondeur. Ceci est très intéressant dans notre cas pour la réalisation du séparateur entre les deux couches et entre l'antenne B.I.E et le polariseur.



Photographie III.1 : Machine à graver S100

Les principales caractéristiques de cet appareil sont indiquées sur le **Tableau III.3**.

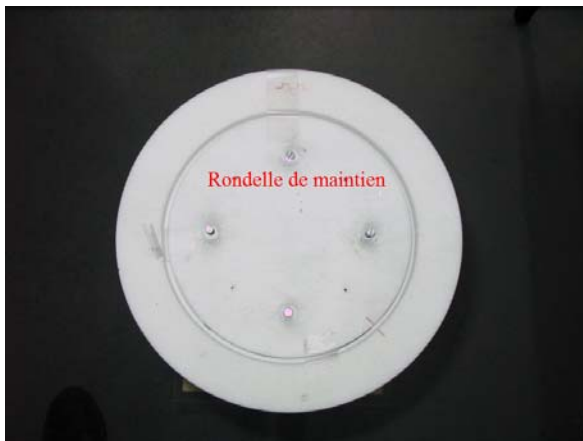
Surface de travail (X et Y)	229 * 300 mm
Vitesse de déplacement de l'outil	> 100 mm /sec
Epaisseur de travail	38 mm
Résolution	< 1 μm
Reproductibilité	< 1 μm
Précision d'alignement recto verso	< 10 μm
Largeur minimale de la piste	100 μm
Isolation entre pistes	100 μm
Vitesse maximale	100000 tours/min

Tableau III.3 : Caractéristiques de la machine à graver S100

Un des inconvénients de cette machine par rapport à la gravure chimique est le fait qu'il faut usiner légèrement plus le substrat pour être sûr de tout enlever. Cela signifie que l'épaisseur du substrat sans métal ne sera plus de 0.254 mm, mais sans doute un peu moins.

Le polariseur a été fabriqué en cinq parties. Il est composé de haut en bas :

- Rondelle de maintien de l'ensemble (**Photographie III.2**)
- Second circuit imprimé (**Photographie III.3**)
- Séparateur EG (**Photographie III.4**)
- Premier circuit imprimé (**Photographie III.5**)
- Séparateur H_{pol}

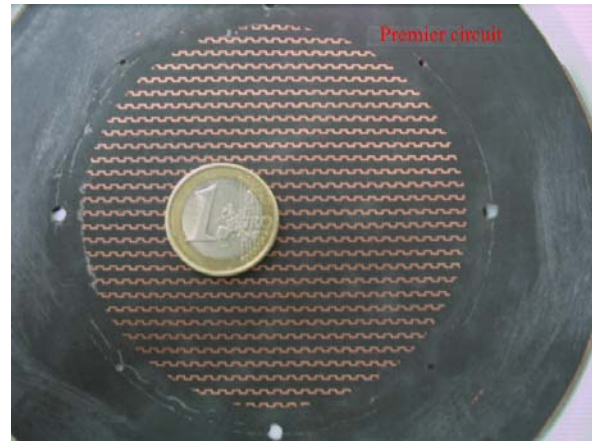


Photographie III.2 : Rondelle de maintien de l'ensemble

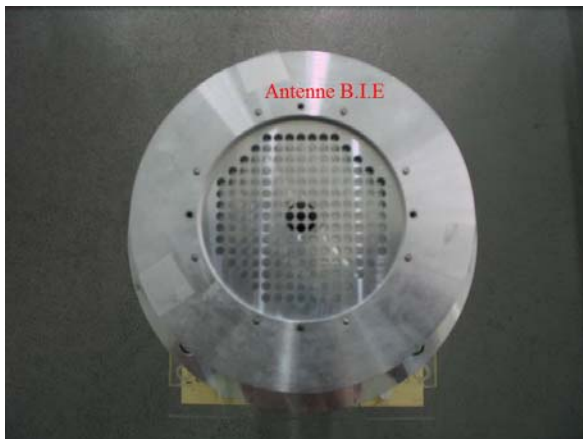
Photographie III.3 : Second circuit imprimé



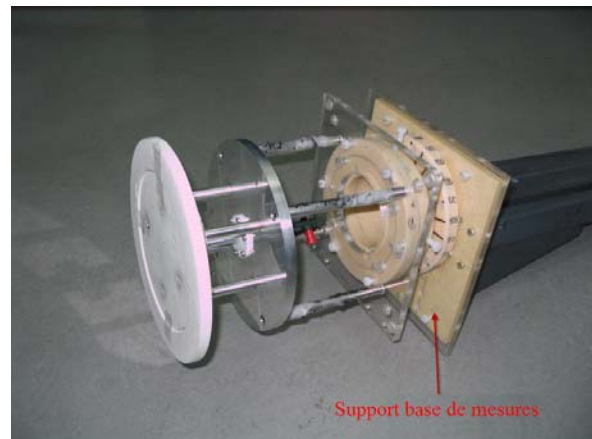
Photographie III.4 : Séparateur EG

Photographie III.5 : premier circuit
imprimé

Ce dernier est posé sur l'antenne B.I.E (**Photographie III.6**), le tout monté sur le support de la base de mesure (**Photographie III.7**). Toutes les parties du polariseur et la grille B.I.E sont percées par 4 trous de diamètre 3 mm afin de les fixer sur le plan de masse de l'antenne. Quatre vis traversent l'ensemble pour le maintien. Quatre autres trous de diamètre 1.5 mm ont été usinés pour insérer lors du montage des pions de centrage.



Photographie III.6 : Antenne B.I.E

Photographie III.7 : Antenne montée sur le
support de la base de mesures

V.2.2 - Mesure des composantes E_θ et E_ϕ avec $EG = 3.5 \text{ mm}$ et $H_{\text{pol}} = 5.5 \text{ mm}$

Le premier test a été fait en majorant les valeurs de l'épaisseur du séparateur de couches ($EG = 3.6 \text{ mm}$) et de l'espace entre la grille B.I.E et le polariseur ($H_{\text{pol}} = 5.5 \text{ mm}$). Pour rappel, les valeurs optimales sont respectivement, 3.07 mm et 4.9 mm. La valeur de la hauteur de cavité en réalisation est 4.52 mm (voir annexe II.3)

Pour le plan $\varphi = 0^\circ$, la réponse fréquentielle dans l'axe des deux composantes de l'antenne à polarisation circulaire est donnée en **Figure III. 51**. A noter que l'amplitude indiquée sur cette figure et sur les prochaines figures est une amplitude "brute" (valeur de l'appareil de mesures). Elle doit être traitée pour correspondre soit à une directivité ou un gain. Pour cela, une mesure de référence est nécessaire, c'est-à-dire qu'il faut remplacer l'antenne sous test par le cornet de référence.

Elle montre que les deux polarisations ont des valeurs complètement différentes. Ceci semble normal par rapport aux valeurs EG et H_{pol} . Par contre, deux pics apparaissent à 28.85 GHz et à 29.9 GHz. En enlevant le polariseur, les pics sont toujours présents et disparaissent lorsque la grille B.I.E et le polariseur sont enlevés. Ces pics sont dus à des résonances dans le cornet en présence du demi-matériau B.I.E. Le fait de modifier la hauteur de cavité décale ces pics.

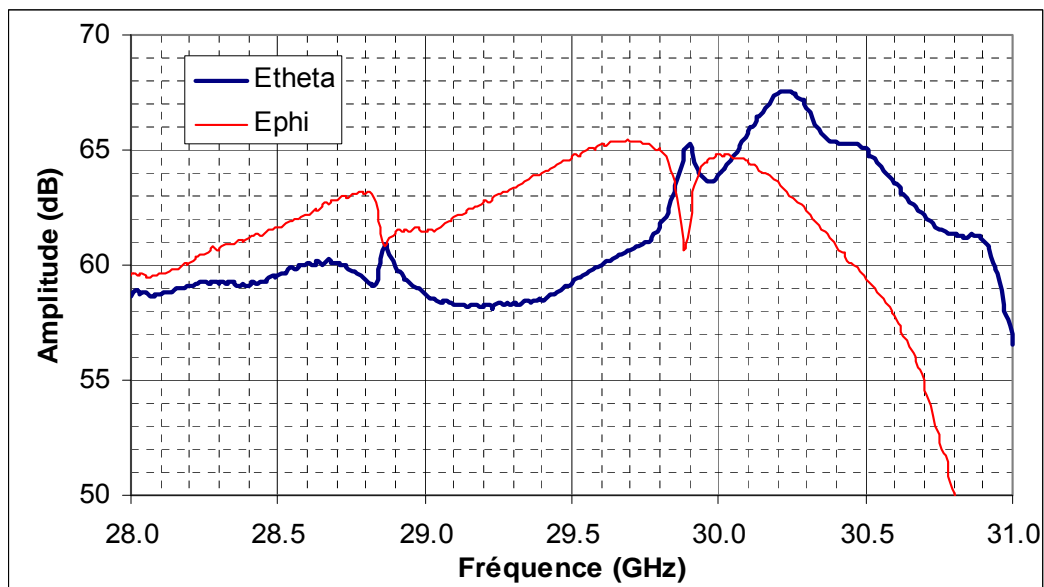


Figure III. 51 : Réponse fréquentielle mesurée des deux composantes (EG = 3.5 mm et H_{pol} = 5.5 mm)

Les premières simulations n'ont pas montré ce phénomène. La raison est simple. Pour réduire le temps de la simulation, le guide d'ondes de 36 mm entre la bride et l'évasement du cornet a été réduit à 10 mm (valeur suffisante en simulation pour exciter correctement le guide d'ondes, mais insuffisante en réalisation pour une question de connexion). Si la valeur prise en simulation est celle de la réalisation, l'effet parasite est maintenant visible à 29.7 GHz (Figure III.52), ce qui se traduit immédiatement sur le taux d'ellipticité (**Figure III.53**). En effet, ce

paramètre est maintenant non conforme au cahier des charges. Aux alentours de 29.7 GHz, il passe d'une valeur inférieure à 1 dB à une valeur supérieure à 3 dB.

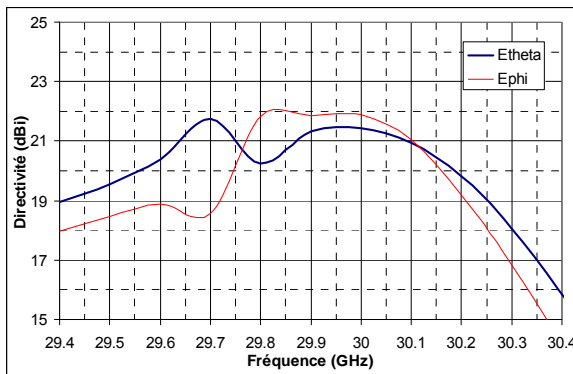


Figure III.52 : Réponses fréquentielles simulées avec un guide d'ondes long

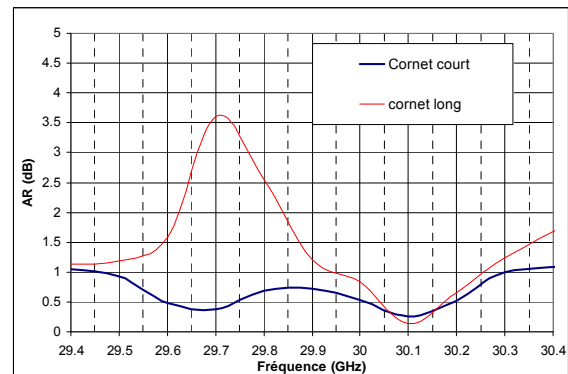


Figure III.53 : Comparaison des taux d'ellipticité simulés entre un guide d'onde court et long

Il faut trouver une solution pour annuler ce phénomène. La première des solutions est de changer le cornet d'origine par un cornet plus court. Elle n'a pas été retenue, car il fallait enclencher une procédure de réalisation. Une autre solution est de modifier les conditions au niveau de l'ouverture du cornet. Une pastille d'adaptation placée au niveau du plan de masse peut être introduite. Elle avait permis d'adapter l'antenne sur une bande de 100 MHz (voir chapitre II).

V.2.3 - Résultat de mesure avec une pastille d'adaptation (EG = 3.5 mm et $H_{pol} = 5.5$ mm)

La pastille d'adaptation a été installée. De nouveau, les réponses fréquentielles ont été mesurées en présence de cet élément (**Figure III.54**). Les deux pics dus aux résonances ont disparu. Il suffit, maintenant d'optimiser pour caler les deux composantes à la même fréquence.

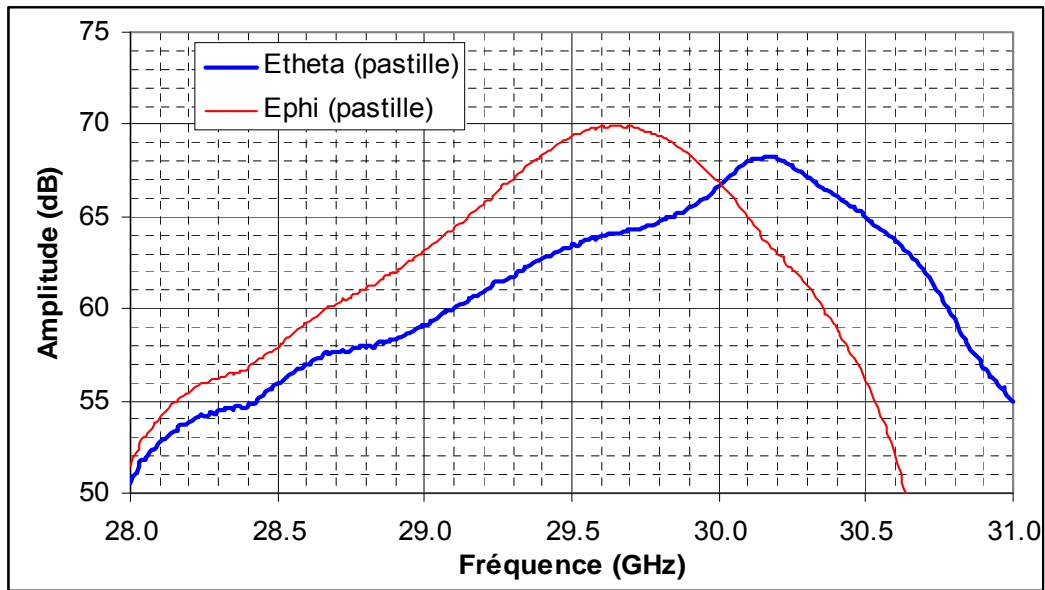


Figure III.54 : Réponse fréquentielle des deux composantes mesurées en présence d'une pastille d'adaptation ($EG = 3.5$ mm et $H_{pol} = 5.5$ mm)

Par contre, le fait de mettre une pastille d'adaptation entraîne, en théorie, une dégradation du taux d'ellipticité (**Figure III.55**).

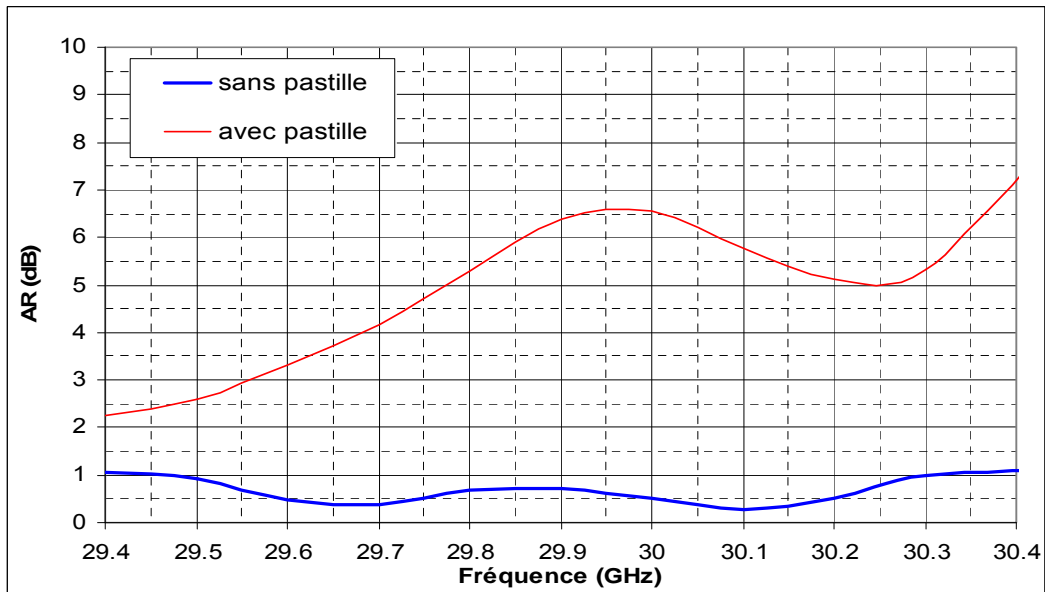


Figure III.55 : Taux d'ellipticité de l'antenne simulé avec ou sans pastille d'adaptation

La **Figure III.56** montre une comparaison des deux composantes simulées avec ou sans pastille d'adaptation. La présence de la pastille modifie ces dernières.

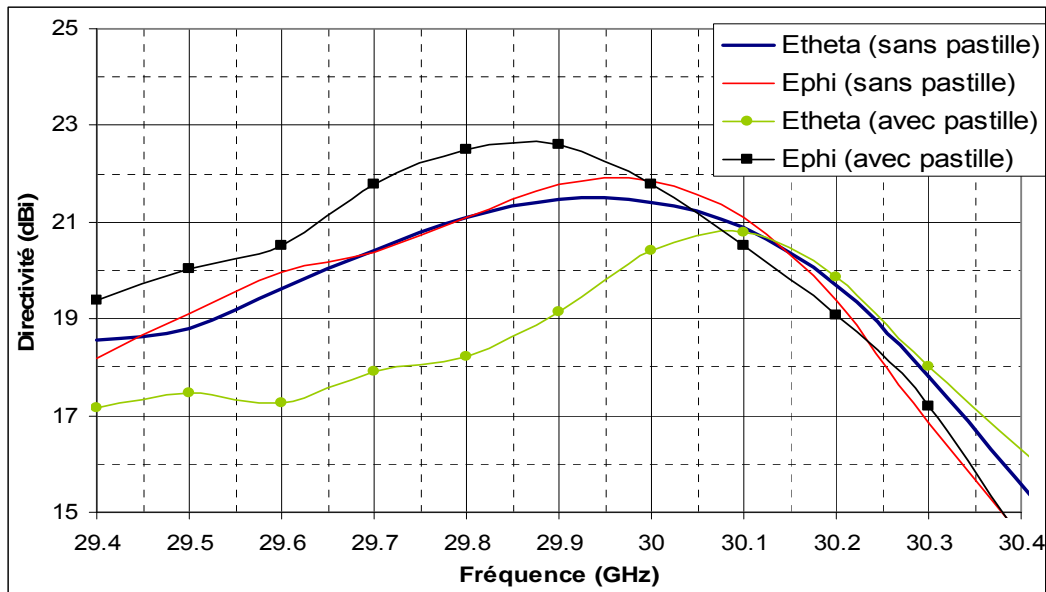


Figure III.56 : Comparaison des composantes E_θ et E_ϕ de l'antenne simulée avec ou sans pastille.

L'effet semble venir des nouvelles conditions dues à l'ajout d'une résonance supplémentaire permettant d'adapter l'antenne en polarisation linéaire. En effet, il faut que l'association "cornet + pastille d'adaptation" présente un module du coefficient de réflexion semblable au conjugué de celui de la grille. Pour se rendre compte de cet effet, il faudrait trouver un motif élémentaire du "cornet + pastille d'adaptation". Ceci n'est pas possible. Pour simplifier, ce dispositif d'adaptation peut être équivalent à une deuxième grille identique à celle d'origine placée à une distance h_{g2} . Cette dernière peut être calculée en utilisant l'équation (14), soit une valeur égale à 4.12 mm à 29.75 GHz.

$$H_{g2} = \frac{c}{2.f} \cdot \left(\frac{\angle \rho_{BIE} + \angle \rho_{BIE}}{2.\pi} \right) \quad (14)$$

Avec $\angle \rho_{BIE}$ = phase du coefficient de réflexion de la grille de l'antenne B.I.E (147°)

Dans ce cas-là, le demi-matériau B.I.E n'est plus celui de la **Figure III.57**, mais plutôt celui de la **Figure III.58**.

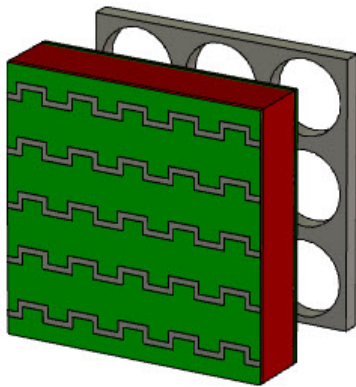


Figure III.57 : Demi matériau B.I.E avant adaptation

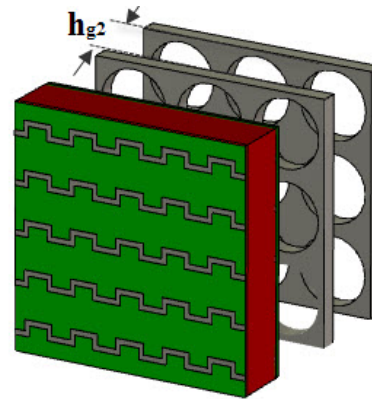


Figure III.58 : Demi matériau B.I.E équivalent après adaptation

La **Figure III. 59** illustre le nouveau coefficient de réflexion de l'ensemble. La polarisation x, c'est-à-dire E_{θ} est décalée par rapport à la polarisation y (E_{φ}) comme l'avait montré la simulation de l'antenne (**Figure III.56**).

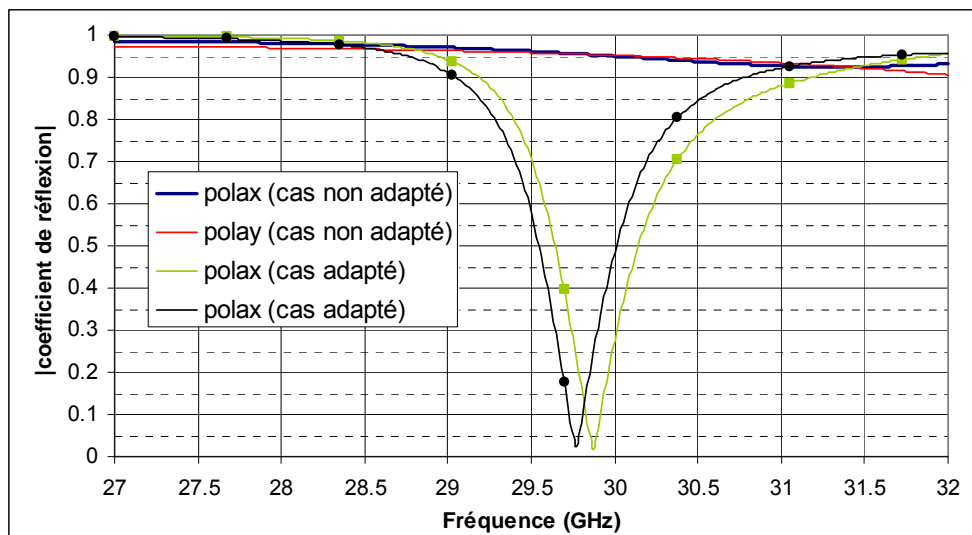


Figure III. 59 : Module du coefficient de réflexion dans les deux cas (cas adapté et non adapté)

De plus, l'onde au niveau de la cavité n'est plus exactement une onde en polarisation linéaire. En effet, la polarisation croisée de l'onde réfléchiée par les différentes couches de l'ensemble (matériau B.I.E + du polariseur) a un niveau plus important que celui obtenu dans le cas de l'antenne non adaptée. Elle est réfléchiée au niveau de la pastille en raison de l'orientation des fentes et vient s'ajouter à l'onde incidente. En raison de son niveau plus élevé, elle dépolarise l'onde incidente d'une manière d'autant plus importante que l'adaptation est de qualité (**Figure III. 60**)

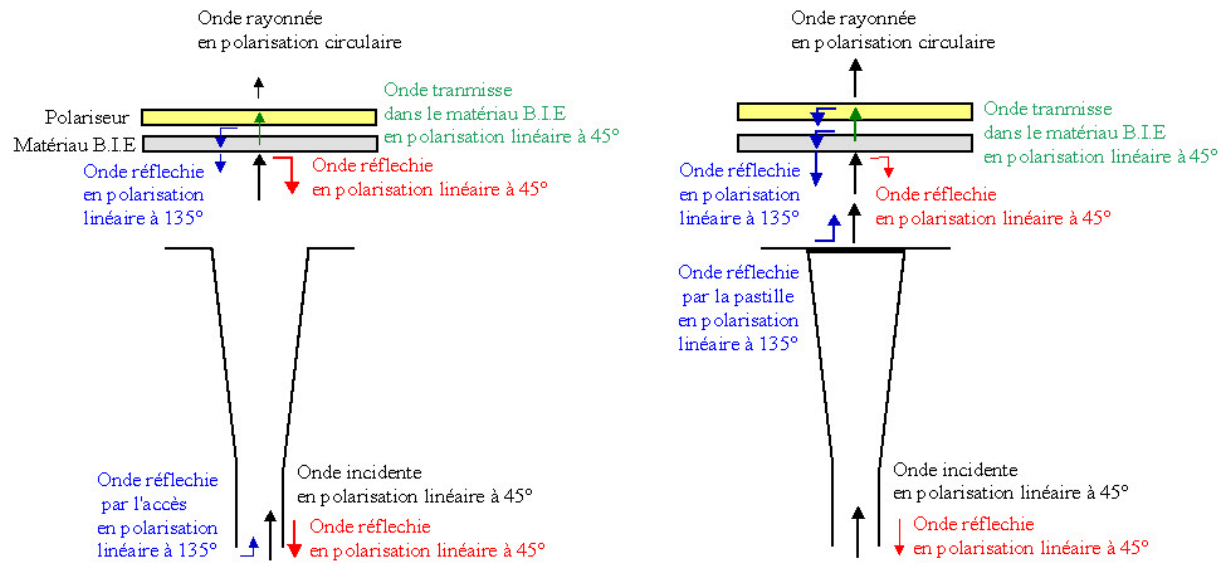


Figure III. 60 : Explication de la dépolarisation de l'onde au niveau de la cavité B.I.E

Ces deux phénomènes engendrent une détérioration de la polarisation circulaire. Cependant, le choix a été de prendre cette configuration et de minimiser le taux d'ellipticité. Au final, après plusieurs essais, les valeurs de EG et H_{pol} sont respectivement descendues à 2.9 mm et 4.5 mm.

V.2.4 - Résultat final avec une pastille d'adaptation (EG = 2.9 mm et H_{pol} = 4.5 mm)

Les valeurs des paramètres ont, donc, été réduites à 2.9 mm pour EG et 4.5 mm pour H_{pol} , 4.5 mm étant la dimension minimale. Il n'a pas été possible d'améliorer infiniment le taux d'ellipticité. La raison est que l'amélioration de la différence d'amplitude entre les deux composantes entraînait une détérioration de la quadrature de phase entre celles-ci et vice et versa. Un point critique a été rencontré.

Au final, le taux d'ellipticité mesuré est donné sur la **Figure III.61**. Il est inférieur à 3 dB sur toute la bande de travail. Il est meilleur que celui prévu en simulation (**Figure III.55**), mais loin du cahier des charges.

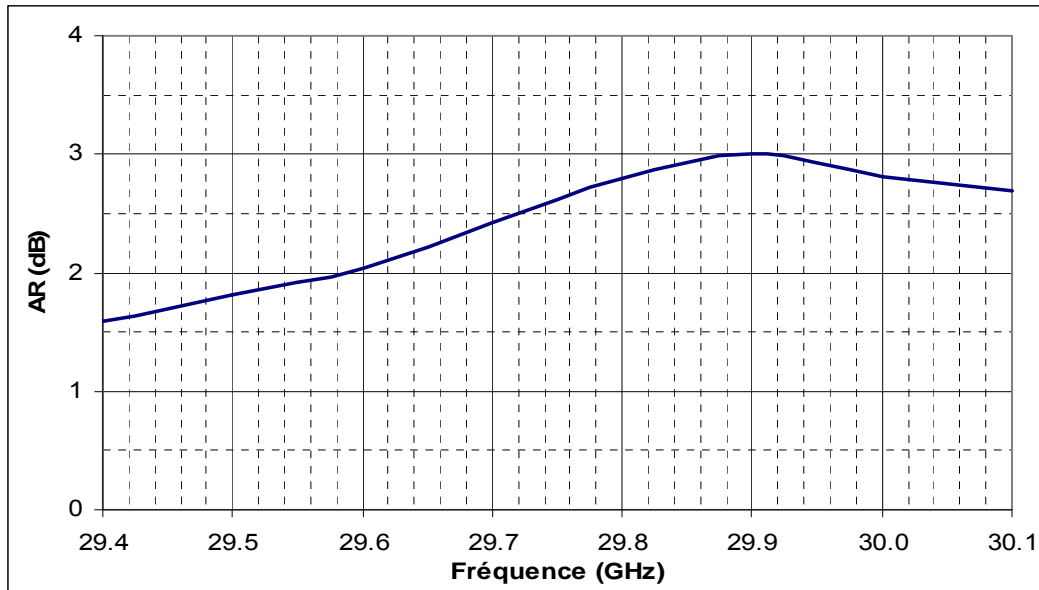


Figure III.61 : Taux d'ellipticité avec pastille d'adaptation ($EG = 2.9$ mm et $H_{pol} = 4.5$ mm).

La mesure de l'adaptation est comparable à la théorie (**Figure III.62**). Un décalage de l'ordre de 100 MHz est visible par rapport à la théorie. Cette différence peut s'expliquer par les précisions mécaniques de tous les éléments et en particulier de la pastille. A noter encore, que la mesure de ce paramètre a été faite en utilisant des transitions guide coaxial entraînant un calcul pour avoir la valeur réelle (annexe II.4).

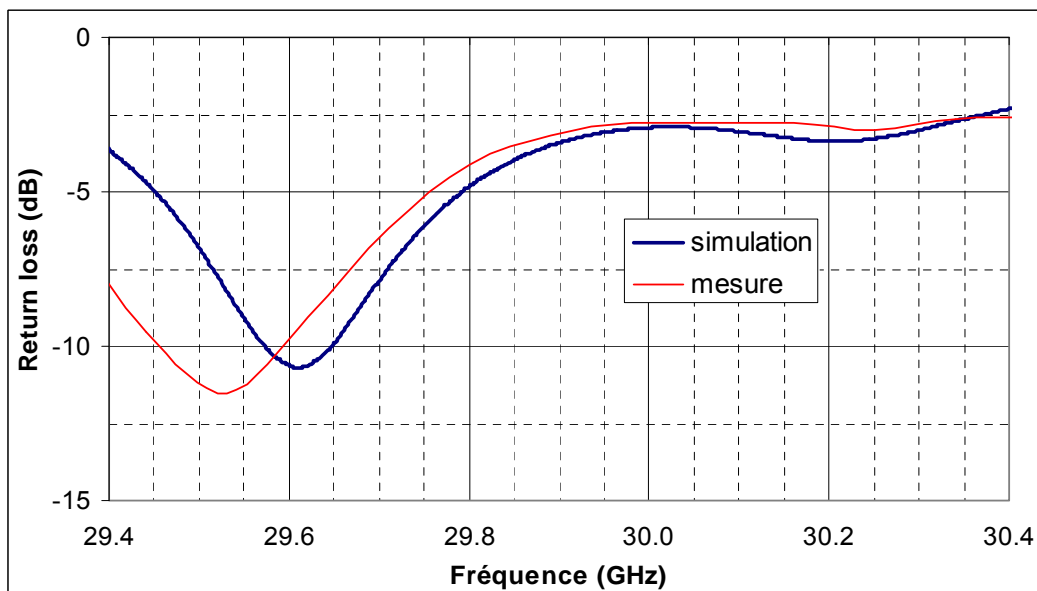


Figure III.62 : Comparaison des "return loss" simulé et mesuré avec la pastille d'adaptation

Une mesure de directivité sur quatre points (29.5, 29.7, 29.9 et 30.1 GHz) a été faite en mesurant les deux composantes orthogonales de 12 plans ϕ séparés de 15° sur une plage de $\pm 90^\circ$ en θ . La comparaison entre la théorie et la réalisation est faite en **Figure III.63**. Les

deux représentent le champ total. La directivité maximale n'est pas obtenue pour la même fréquence (décalage > 50 MHz). Son niveau semble équivalent, même si la mesure de directivité est surévaluée par le fait de la non-prise en compte du rayonnement arrière. Il est délicat de bien déterminer l'écart entre les deux. Il manque le point de 30 GHz qui sans doute aurait permis de connaître la valeur maximale. Une bonne concordance entre la théorie et le prototype a, tout de même, été obtenue.

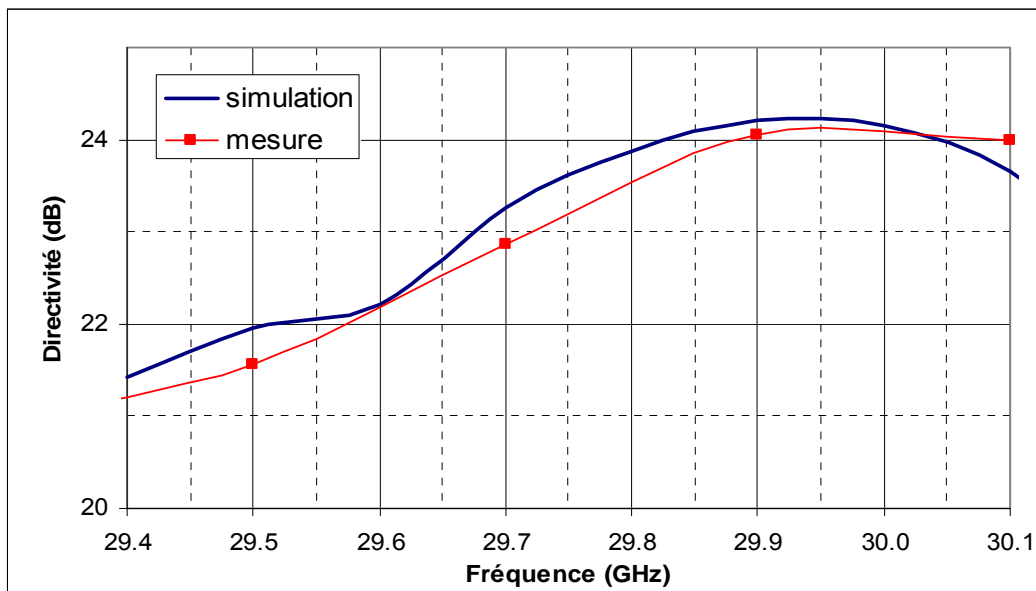


Figure III.63 : Comparaison des directivités simulée et mesurée de l'antenne avec pastille d'adaptation.

Concernant le rayonnement, une comparaison du champ total sur deux plans est faite à 29.7 GHz (**Figure III.64**). La forme générale est sensiblement identique, même si l'antenne réelle a un angle d'ouverture plus important en raison d'une directivité plus faible. A cette fréquence, les lobes secondaires sont inférieurs à -25 dB. Les deux plans de coupes sont équivalents. La prise en compte de plans de coupe supplémentaires aurait permis de donner la même conclusion. La représentation 3D et iso niveau confirment ce propos (**Figure III.65** et **Figure III.66**).

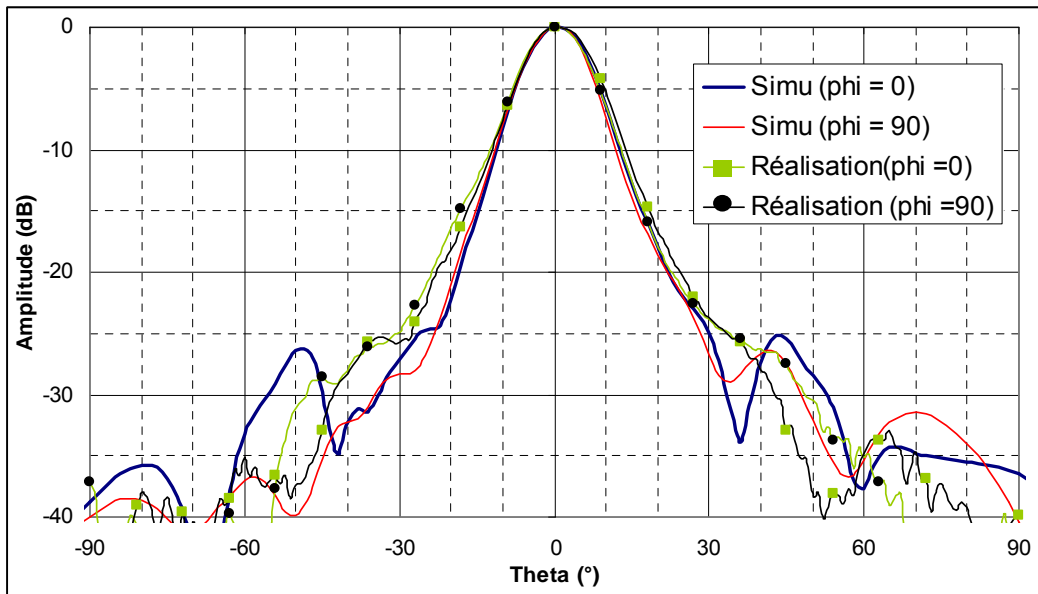


Figure III.64 : Comparaison des composantes E_{tot} simulée et mesurée avec pastille d'adaptation pour deux plans φ

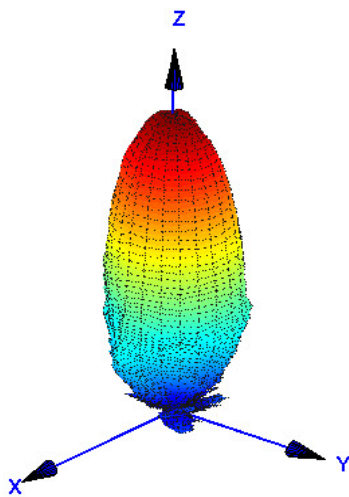


Figure III.65 : Représentation 3D du champ total mesuré avec la pastille d'adaptation

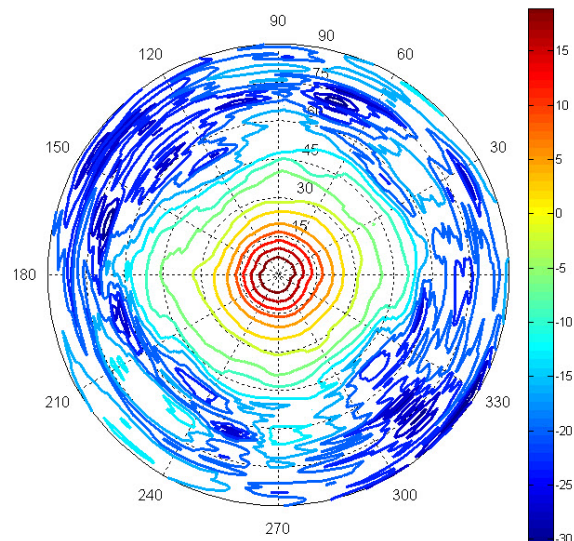


Figure III.66 : Représentation iso-niveau du champ total mesuré avec la pastille d'adaptation

La conclusion est qu'il est possible en optimisant les deux paramètres (H_{pol} et EG) de compenser les incertitudes de réalisation. Mais à l'heure actuelle, il n'est pas possible d'avoir un taux d'ellipticité inférieur à 1 dB en gardant la pastille.

Le paragraphe suivant donne le résultat après avoir enlevé la pastille d'adaptation.

V.2.5 - Résultat final sans une pastille d'adaptation ($EG = 2.9 \text{ mm}$ et $H_{\text{pol}} = 4.5 \text{ mm}$)

Le premier test de l'antenne sans pastille d'adaptation avait démontré que des résonances produites dans le cornet perturbaient le niveau des deux composantes E_{θ} et E_{ϕ} (**Figure III.51**). La mise en place d'une pastille d'adaptation permettait de les supprimer, mais modifiait le comportement de l'association B.I.E polariseur. Il n'était pas possible d'avoir un taux d'ellipticité inférieur à 1 dB dans ce cas-là. Cependant, le choix a été fait d'optimiser l'antenne dans cette configuration. Quel est, alors, le résultat en enlevant cette pastille?

La **Figure III.67** représente les nouvelles réponses fréquentielles des deux composantes. Par rapport, au premier essai, elles ont, maintenant, un niveau sensiblement équivalent. Les fréquences pour lesquelles le maximum de niveau est atteint sont proches. Les résonances sont toujours présentes, surtout celle à 29.8 GHz perturbant, sans doute, la polarisation circulaire.

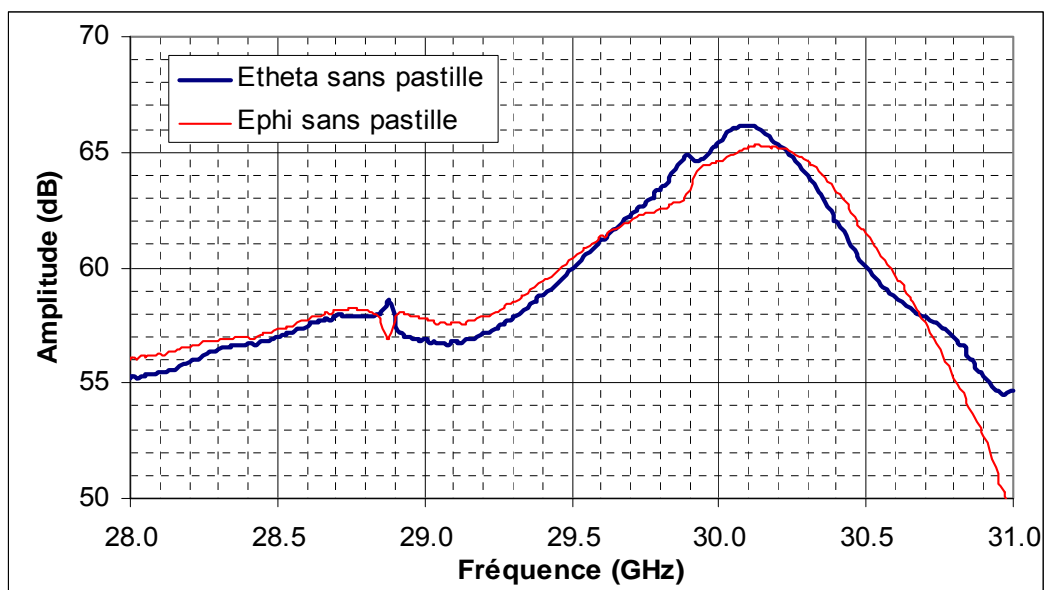


Figure III.67 : Réponse fréquentielle mesurée des deux composantes sans pastille d'adaptation ($EG = 2.9 \text{ mm}$ et $H_{\text{pol}} = 4.5 \text{ mm}$)

La **Figure III.68** compare les différents taux d'ellipticité obtenus. Le fait d'enlever la pastille améliore ce paramètre. Il est inférieur à 1 dB sur une bonne partie de la bande, mais il est fortement dégradé par l'effet de la résonance. Il semble envisageable que l'élimination de cette perturbation permette d'obtenir des résultats proches de la théorie.

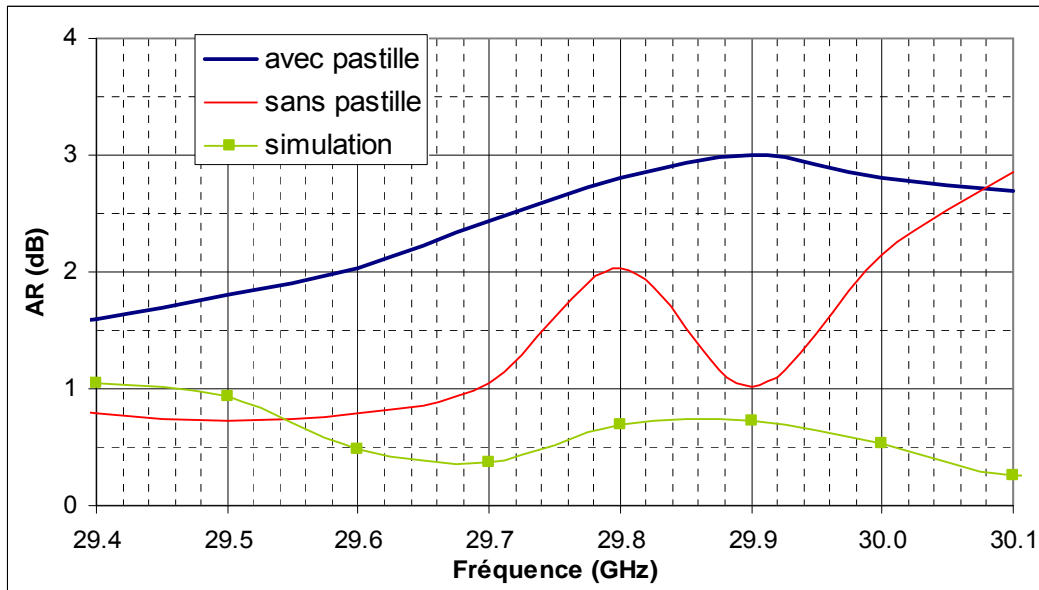


Figure III.68 : Comparaison des taux d'ellipticité mesurés avec ou sans pastille d'adaptation et du taux d'ellipticité simulé

La **Figure III.69** représente la directivité en champ total de l'antenne comparée à celle obtenue en simulation. Il montre une bonne concordance entre les deux avec une différence inférieure à 0.5 dB. Cette dernière peut s'expliquer par un décalage fréquentiel de plus de 50 MHz. Cependant, dans la bande de travail, cette directivité est supérieure à 22 dBi, répondant ainsi au cahier des charges.

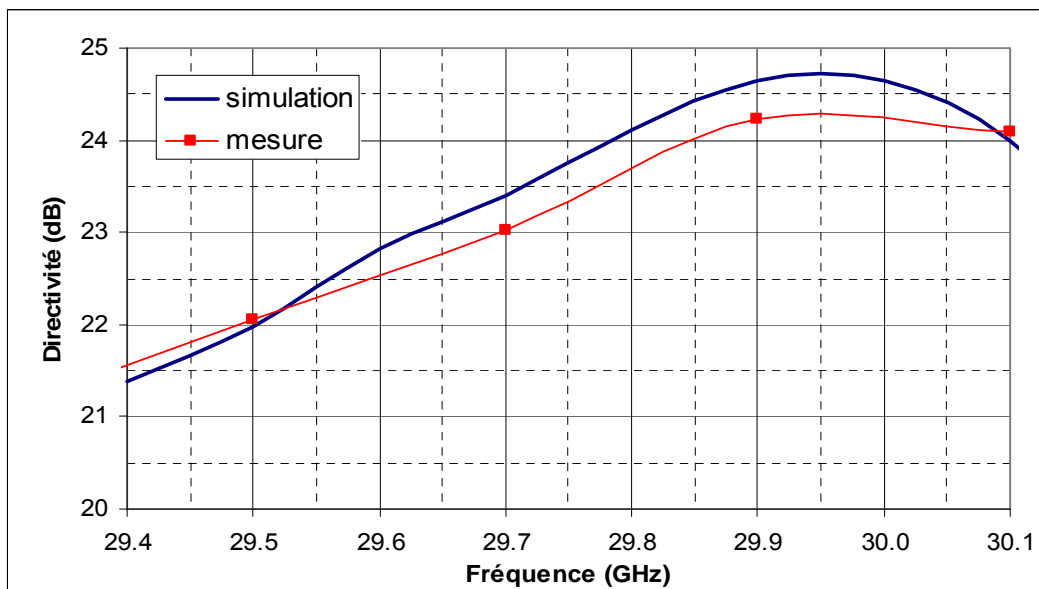


Figure III.69 : Comparaison des directivités simulée et mesurée sans la pastille d'adaptation

En examinant les diagrammes de rayonnement (plan $\varphi = 0^\circ$) sur la **Figure III.70**, il semble que le maximum de directivité soit bien compris entre 29.9 et 30.1 GHz. En effet, à

29.9 GHz, le diagramme n'a pas d'épaulement dû à un mode de propagation différent (mode en onde de fuite) ce qui n'est pas le cas à 30.1 GHz.

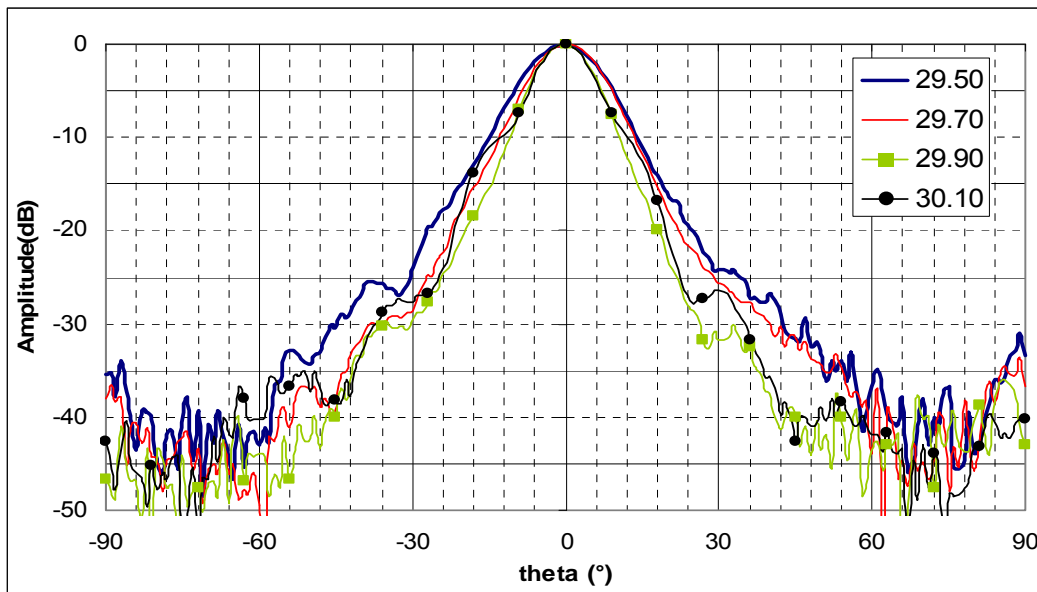


Figure III.70 : Diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne sans pastille (plan $\phi = 0^\circ$)

La **Figure III.71** montre le rayonnement en polarisation circulaire droite de l'antenne à 29.7 GHz pour différents plans ϕ . Les diagrammes sont presque identiques. Il faut attendre des niveaux inférieurs à -15 dB pour commencer à voir une différence. Ceci est confirmé en regardant les diagrammes 3D et iso niveau du diagramme en champ total (**Figure III.72** et **Figure III.73**).

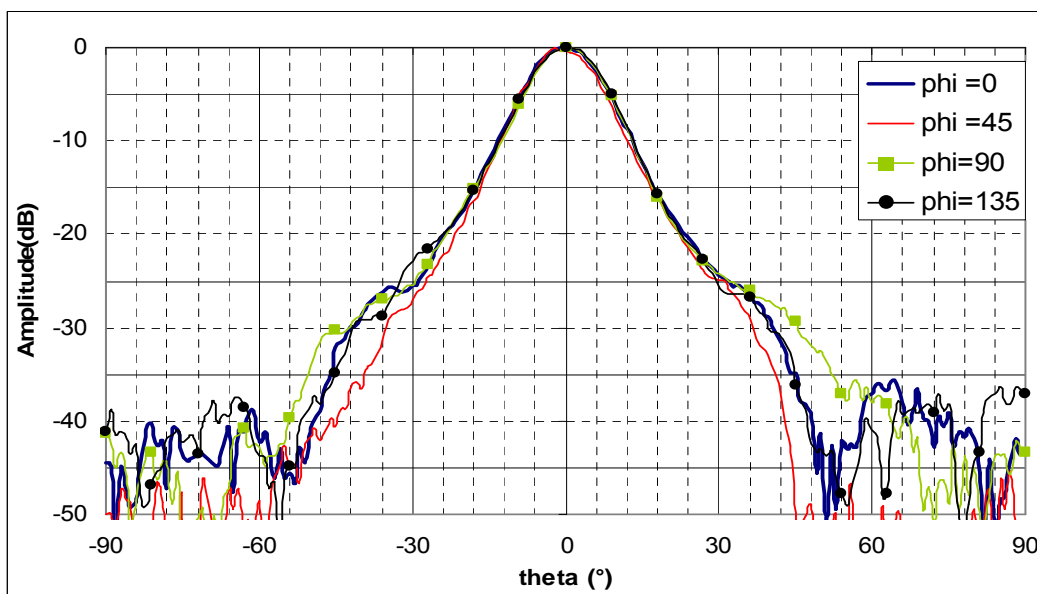


Figure III.71 : Diagramme de rayonnement (E_d) mesuré à 29.7 GHz pour différents plans ϕ de l'antenne sans pastille

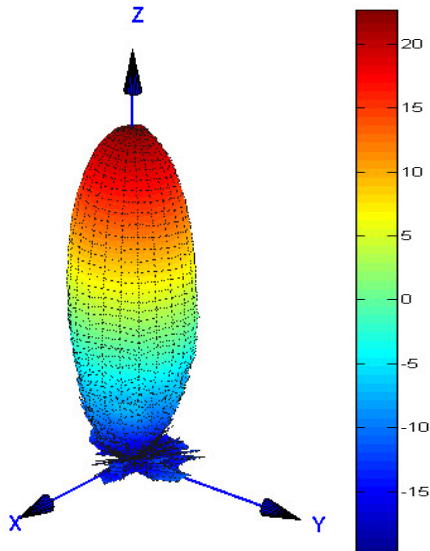


Figure III.72 : Représentation 3D du champ total mesuré sans la pastille d'adaptation

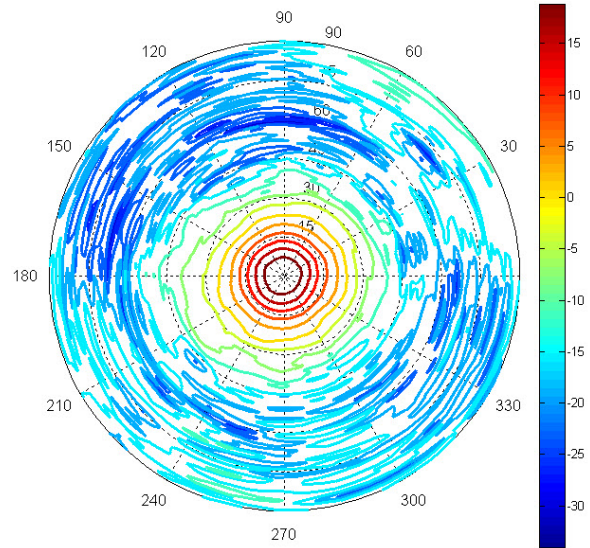


Figure III.73 : Représentation iso niveau du champ total mesuré sans la pastille d'adaptation

Pour continuer, la **Figure III.74** permet de connaître les performances en taux d'ellipticité de l'antenne réalisée suivant l'angle de rayonnement. Comparées au résultat de simulation (**Figure III.49**), ces performances sont sensiblement équivalentes. Pour cela, il faut supposer que le taux d'ellipticité dans l'axe soit, tout d'abord, proche de 0. L'angle d'ouverture pour lequel le taux d'ellipticité est inférieur à 1 dB sera, alors, voisin $\pm 8^\circ$, comme en théorie.

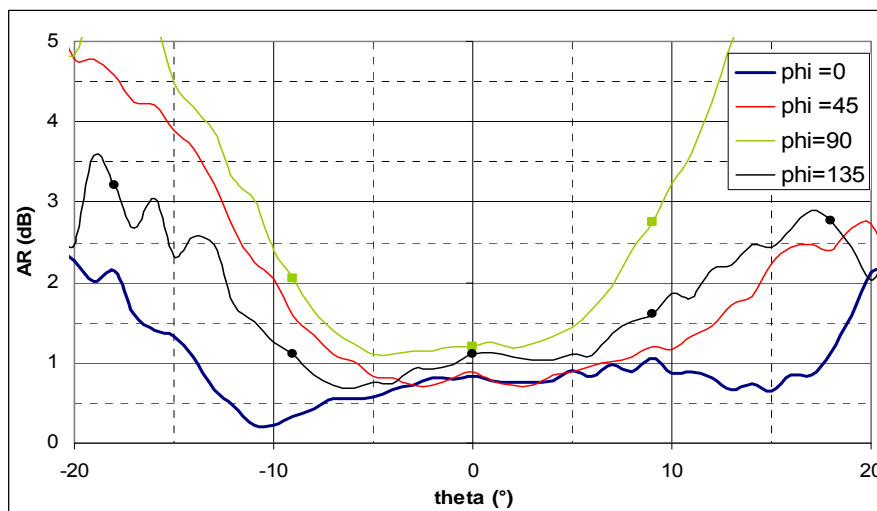


Figure III.74 : Diagramme en taux d'ellipticité mesuré suivant plusieurs plans φ à 29.7 GHz

A noter que le taux d'ellipticité a été calculé à partir du module et de la phase des diagrammes de rayonnement. Il est facile d'avoir des incertitudes de mesures de ± 0.5 dB sur

l'amplitude et de $\pm 5^\circ$ en phase. Ces dernières vont engendrer des incertitudes sur le taux d'ellipticité et c'est pourquoi dans l'axe, ce paramètre n'est pas identique suivant le plan φ considéré.

Pour finir, une comparaison est faite sur la **Figure III.75** entre le gain réalisé, le gain intrinsèque et la directivité. Aux incertitudes près, le gain maximal intrinsèque est supérieur à $24 \text{ dBi} \pm 0.4 \text{ dB}$ à une fréquence voisine de 30.05 GHz . Un décalage entre la directivité et le gain semble apparaître. Ceci peut s'expliquer par la différence d'acquisition entre les deux mesures. Pour la première, la fréquence est verrouillée sur un fréquencemètre alors que pour le second, la fréquence est celle de l'oscillateur de l'analyseur vectoriel. Entre les deux, il est possible d'avoir un décalage fréquentiel. La fréquence de référence est celle obtenue pendant la mesure de la directivité. Malgré tout, les pertes de l'antenne peuvent être estimées à $0.7 \pm 0.4 \text{ dB}$. Ces pertes sont en majorité dues au Rohacell séparant les deux couches de circuit. En théorie, les pertes sont de 0.3 dB avec les tangentes de pertes indiquées en **annexe III.2**.

En conclusion, l'antenne sans pastille d'adaptation a de meilleures performances que celle avec pastille. Sans le problème d'adaptation ($> -2 \text{ dB}$), elle répondrait aux cahiers des charges. Plusieurs améliorations peuvent être envisagées. La première est de changer le cornet d'alimentation en prenant un cornet plus court, ce qui permettrait d'éliminer des résonances parasites. La seconde est de prendre en compte la présence d'un dispositif d'adaptation au niveau de plan de masse au moment de la conception de l'antenne. Mais ce choix est délicat, car il faut régler à la fois l'adaptation de l'antenne et le taux d'ellipticité. C'est pourquoi il est préférable de prévoir un système d'adaptation en amont du cornet et étudier le demi-matériau B.I.E associé au polariseur à lignes à méandres.

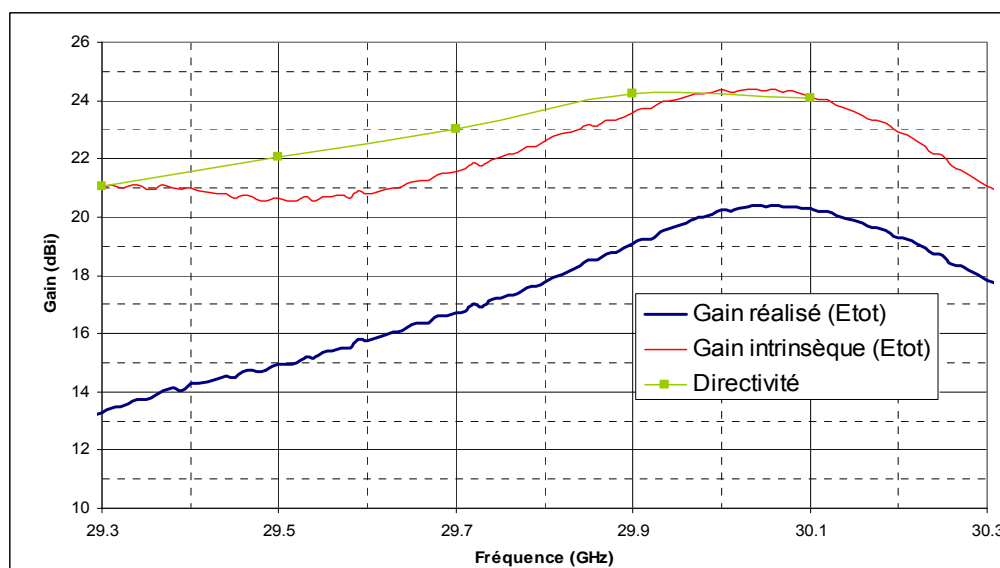


Figure III.75 : Comparaison entre le gain réalisé, le gain intrinsèque et la directivité

VI - CONCLUSION

Ce chapitre a montré les performances d'une antenne B.I.E en polarisation circulaire alimentée par un cornet à 30 GHz. Cette dernière est obtenue en utilisant une antenne B.I.E métallique à polarisation linéaire (antenne de référence), déjà réalisée et de l'associer à un PLM. Un polariseur est un dispositif permettant de convertir une onde en polarisation linéaire en une onde en polarisation circulaire et vice et versa. Pour cela, le principe suivant est utilisé. Une onde incidente peut être décomposée en deux ondes perpendiculaires suivant les axes (x) et (y). Au passage du polariseur, l'une d'entre elles est retardée et / ou l'autre peut être avancée afin d'obtenir en sortie du dispositif deux ondes de même amplitude, mais avec un déphasage de 90°. Il est constitué de plusieurs couches de circuits imprimés séparés par un substrat de type Rohacell. Les lignes à méandres sont gravées sur ces circuits. Plus le nombre de couches est important, plus la bande **3 dB AR** est grande et plus le niveau d'adaptation est faible. Pour faciliter la réalisation, seulement deux couches ont été prises pour notre application, mais ce nombre est suffisant pour couvrir une bande de 500 MHz autour de 30 GHz.

La première des études a été de concevoir un polariseur fonctionnant à 30 GHz. Après l'avoir optimisé, il a été positionné au-dessus de l'antenne de référence à une distance H_{pol} prise de manière aléatoire. Mais, la simulation de cet ensemble a montré que la polarisation circulaire était dégradée. Le fait d'avoir étudié le polariseur de manière isolée entraîne une quadrature de phase des deux ondes réfléchies par le polariseur. En effet, le polariseur est un dispositif symétrique. La quadrature de phase des deux coefficients de transmission entraîne automatiquement une quadrature de phase des deux coefficients de réflexion. Par ce fait, le chaînage de la grille, du séparateur et de polariseur ne permet plus de garantir les bonnes conditions pour obtenir une antenne à polarisation circulaire, c'est-à-dire :

$$\begin{aligned} \angle E_{r_x} &= \angle E_{r_y} \\ |E_{r_x}| &= |E_{r_y}| \text{ ou } |E_{t_x}| = |E_{t_y}| \\ \angle E_{t_x} &= \angle E_{t_y} + 90^\circ \end{aligned}$$

La solution est de réaliser une étude globale du demi-matériau B.I.E + du polariseur. Un nouveau design a donc été fait. La simulation de l'antenne a maintenant donné des résultats conformes à ceux recherchés (un taux d'ellipticité < 1 dB, une directivité minimale > à 20 dBi, des lobes secondaires < -25 dB).

Un prototype a été réalisé pour fonctionner à 30 GHz. Les premiers tests ont mis en évidence la présence d'une résonance parasite entre l'entrée du cornet et la grille. Cette

perturbation n'avait pas été vue lors des simulations. En effet, le guide d'entrée du cornet avait été augmenté de plus de 20 mm pour faciliter le montage en réalisation. Malheureusement, sans le savoir, cette nouvelle dimension a créé une résonance à 29.9 GHz. La solution idéale était de refaire un cornet plus court ou différent, mais cela aurait entraîné une reprise du support et un coût supplémentaire. L'autre solution est de supprimer cette résonance. La pastille permettant l'adaptation de l'antenne de référence et installée au niveau du plan de masse peut avoir ce rôle. En effet, sa présence a fait disparaître cette résonance, mais a dégradé la qualité de la polarisation circulaire. Le fait d'introduire cet élément décale en fréquence le fonctionnement de chaque composante et dépolarise l'onde électromagnétique au niveau de la cavité B.I.E.

Malgré tout, une optimisation mécanique a été faite dans ces conditions. Le taux d'ellipticité obtenu est inférieur à 3 dB avec une directivité voisine de la théorie. Le fait d'enlever la pastille a amélioré les résultats. Cette caractérisation est, maintenant, inférieure à 1 dB sauf aux fréquences hautes, perturbée par la résonance dans le cornet. Toutes les caractéristiques sont, tout de même, proches de la théorie.

Cette étude a donc démontré la faisabilité d'une antenne B.I.E métallique à polarisation circulaire de plus de 20 dBi de directivité en utilisant un polariseur à lignes à méandres.

En résumé, plusieurs étapes sont nécessaires pour sa conception.

- **Concevoir une antenne B.I.E métallique à polarisation linéaire** afin d'obtenir la bonne directivité, les dimensions de la grille (hauteur de cavité, diamètre alésage, période des alésages, épaisseur de la grille et le diamètre de la grille). Pour cela, il suffit d'utiliser les méthodes classiques de conception de ce type d'antennes. Ses performances électromagnétiques seront voisines de celles de l'antenne en polarisation circulaire au point de vue du diagramme de rayonnement, de la directivité et de l'adaptation. Le polariseur à lignes à méandres perturbe peu le fonctionnement de l'antenne s'il est conçu en présence de la grille de l'antenne B.I.E.
- **Concevoir le polariseur à lignes à méandres avec la grille de l'antenne B.I.E** en illuminant un motif élémentaire de cet ensemble par une onde plane à une distance donnée entre la grille et le polariseur. La récupération des paramètres [S] permet d'optimiser tous les paramètres du polariseur afin

d'avoir le taux d'ellipticité demandé sur la bande de fréquences de fonctionnement.

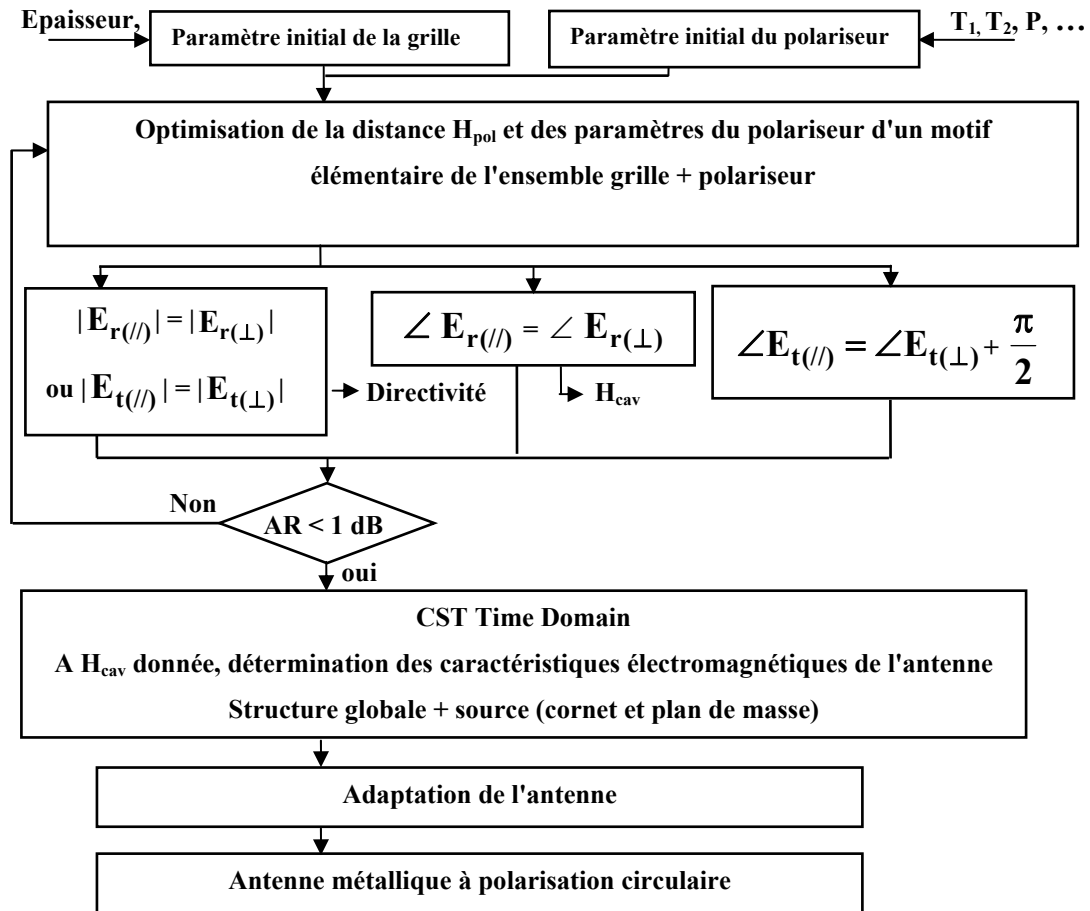
- **Simuler l'antenne globale pour ajuster certains de ces paramètres** comme la hauteur de cavité afin d'avoir les caractéristiques finales recherchées. Cette opération est nécessaire pour compenser, par exemple, la différence de champ électromagnétique dans la cavité de l'antenne et la dimension transverse créée entre les deux études (motif élémentaire et antenne).

Des améliorations sont envisageables. En gardant le même nombre de couches, il est possible de faciliter la réalisation en utilisant des mousses ou substrats métallisés double-face.

L'augmentation du nombre de couches du polariseur peut être envisagée. Dans ce cas-là, le polariseur serait de plus en plus transparent et son association avec l'antenne B.I.E serait plus facile.

Le dernier point est l'adaptation de l'antenne. C'est la caractéristique la plus délicate à obtenir. Dans notre cas, deux solutions sont possibles, soit un dispositif d'adaptation en amont du cornet, mais les premières études montrent la grande complexité à le concevoir. La seconde est d'adapter au niveau de l'ouverture du cornet par une pastille mais une dégradation du taux d'ellipticité apparaît. Pour améliorer les performances, la simulation du polariseur doit être reprise en prenant en compte l'élément d'adaptation, mais cela réglerait simplement qu'une seule raison de cette dégradation, c'est-à-dire le décalage fréquentiel. L'effet de la dépolarisation de l'onde dans la cavité ne pourra pas être supprimé.

La conception peut être résumée par l'**Organigramme III.2**:



Organigramme III.2 : Conception d'une antenne B.I.E à polarisation circulaire en utilisant un PLM

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE III

- [III.1] **W. E. KNOCK**, "Wave polarization shifter systems", US patent 2588249 (March 1952)
- [III.2] **D.S. LERNER**, "A wave polarization converter for circular polarization", IEEE, Transactions Antenna Propagation, AP-13, pp 3-7 (1965)
- [III.3] **A. Z. ELSHERBENI – C-W. P. HUANG – C. E. SMITH**, "Wide band meander line antenna for wireless communication systems", IEEE-APS, Conference on Antennas and Propagation for Wireless Communications, pp 17-20, (2000)
- [III.4] **H. NAKANO - T. KAWONO – J. YAMAUCHI**, "Meander line grid array antenna", IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation Vol :145, Issue : 4, pp 309-312 (1998)
- [III.5] **L. YOUNG – L. ROBINSON – C. HACKING**, "Meander line polarizer", IEEE, Transactions Antenna Propagation, AP-21, pp 376-378 (1973)
- [III.6] **J. J. EPIS**, "Broadband antenna polarizer", U.S. Patent n° 3754271 (August 1973)
- [III.7] **C. TERRET, J. R. LEVEL, K. MAHDJOUBI**, " Susceptance computation of a meander-line polarizer layer ", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-32, pp. 1007-1011, (Sept. 1984)
- [III.8] **R. S. CHU and K. M. LEE**, "Analytical model of a multilayered meanderline polarizer plate with normal and oblique planewave incidence", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol AP-35, pp. 652-661, (June 1987)
- [III.9] **A. K. BHATTACHARYYA and T. J. CHWALEK**, " Analysis of Multilayered Meander Line Polarizer ", *Int. J. Microwave Millimeter-Wave Computer-Aided Eng.*, Vol. 7, pp. 442-454, (Nov. 1997)
- [III.10] **R. SAULEAU - P. COQUET – D. THOUROUDE – J.P. DANIEL – T. MATSUI** "Radiation characteristics and performance of millimeter-wave horn-fed gaussian beam antennas radiation characteristics and performance of millimeter-wave horn-fed gaussian beam antennas"IEEE, Transactions on Antennas and Propagation, Vol 51 n°3, March 2003, Page(s) : 378-387
- [III.11] **R. SAULEAU, G. Le RAY, Ph COQUET** "Parametric study and synthesis of 60 GHz Fabry-Perot", MOTL - Vol. 34, No. 4, August 20 2002

CHAPITRE IV

ANTENNE B.I.E "AUTO POLARISANTE"

- Polariseur à lames
- Antenne B.I.E "auto polarisante"

Ce chapitre est consacré à la dernière possibilité pour concevoir une antenne B.I.E à polarisation circulaire alimentée par un cornet. En effet, le chapitre II a démontré qu'il était possible de convertir l'antenne de référence, à savoir une antenne B.I.E métallique à polarisation linéaire, en une antenne à polarisation circulaire par l'intermédiaire de la source. Le chapitre III a montré la faisabilité de transformer la polarisation linéaire de l'antenne B.I.E de référence en une polarisation circulaire en ajoutant un polariseur à lignes à méandres (PLM) au dessus de celle-ci. Il reste à voir la dernière solution à savoir l'antenne "autopolarisante". Son principe est d'utiliser un matériau métallique comme matériau B.I.E et comme polariseur. En d'autres termes, il faut que le demi-matériau B.I.E produise pour chaque composante (E_{θ} et E_{ϕ}) un effet B.I.E et un effet polarisant à la même fréquence. Le premier implique l'égalité de la phase du coefficient de réflexion du demi-matériau B.I.E. Le second est obtenu si le demi-matériau permet d'avoir une égalité sur le module du coefficient de transmission et une quadrature de phase de ce même paramètre. Ces trois conditions doivent être vérifiées sur la plus grande bande de fréquences possible.

Le premier à avoir eu l'idée de concevoir une antenne B.I.E "autopolarisante" alimentée par un "patch" a été, Monsieur Michael DIBLANC durant sa thèse à l'Université de LIMOGES [IV.1]. Il a validé le principe, mais les performances obtenues n'étaient pas optimales. C'est pourquoi l'étude complète a été reprise et améliorée afin de faire fonctionner ce type d'antenne pour notre application. Le but, pour rappel, est la conception d'une antenne B.I.E métallique à polarisation circulaire fonctionnant entre 29.5 et 30 GHz et alimentée par un cornet. La directivité visée doit être supérieure à 20 dBi, le taux d'ellipticité inférieur à 1dB et les lobes secondaires inférieurs à -25 dB.

Le principe de cette antenne est donc basé sur celui du polariseur à lames. C'est pourquoi la première partie de ce chapitre traite de cet élément (principe, performances,...). La seconde explique le principe de l'antenne B.I.E "autopolarisante" à partir de celui du polariseur à lame. Une simulation de demi-matériau B.I.E est réalisée permettant de connaître la meilleure conception, afin de répondre au mieux au cahier des charges. La grille métallique de l'antenne de référence est remplacée par ce demi-matériau. De plus, le cornet est remplacé, afin d'éviter des pics de résonance rencontrés au moment de la conception de l'antenne B.I.E associée au PLM. L'antenne B.I.E "autopolarisante" ainsi obtenue a été simulée. Afin de s'affranchir des problèmes de précisions mécaniques, une réalisation a été effectuée à 9 GHz. Comme pour les deux précédentes configurations, deux cas ont été traités (antenne adaptée et non adaptée). Rappelons tout d'abord le principe du polariseur à lames.

I - POLARISEUR A LAMES

I.1 - Principe

Pour comprendre le fonctionnement de l'antenne B.I.E "autopolarisante", il faut tout d'abord comprendre celui d'un polariseur à lame. Il faut, pour obtenir une polarisation circulaire, créer un milieu anisotrope en polarisation pour espérer avoir une vitesse de phase différente pour chaque composante. Une des méthodes possibles est l'utilisation de lames métalliques espacées de manière appropriée (**Figure IV.1**).

L'onde incidente inclinée à 45° par rapport aux lames peut être décomposée en deux ondes de même amplitude $E_{//}$ et E_{\perp} . La composante perpendiculaire va passer, à travers le polariseur sans modification alors que la composante parallèle va être "avancée".

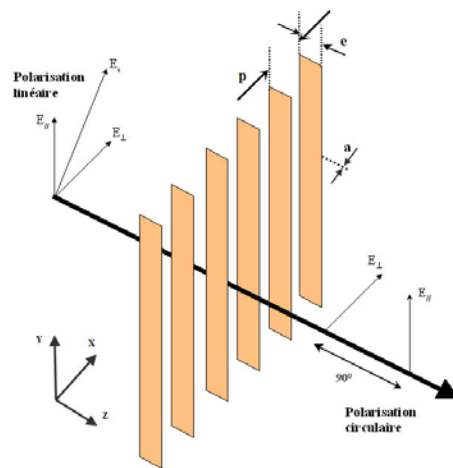


Figure IV.1 : Polariseur à lames

I.2 - Historique

Un des premiers à avoir vu l'intérêt de ce principe est **W. E. KOCK** en 1946 [IV.2]. En effet, il a conçu une antenne "lentille métallique" ayant un effet similaire à une lentille complètement diélectrique en employant des lames métalliques spécialement disposées. Il a poursuivi ces travaux en déposant en 1952 le brevet [III.1] d'un dispositif permettant de modifier la polarisation d'une onde. Il pense, en particulier, à la polarisation circulaire. En 1957, **F. M. WEIL** poursuit en associant ce procédé à une antenne [IV.4].

I.3 - Conception et résultat

Pour garantir un déphasage de 90° entre les deux composantes $E_{//}$ et E_{\perp} , il faut que l'épaisseur (e) et le pas (p) des lames valent respectivement $0.608*\lambda_0$ et $0.654*\lambda_0$ [IV.5]. La largeur (a) des lames est considérée comme négligeable.

En simulant cet élément sur CST Microwave Studio, les caractéristiques suivantes sont obtenues. La **Figure IV.2** présente le module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence normalisée (f_0 étant la fréquence pour laquelle le taux d'ellipticité est le plus faible) et des deux polarisations x et y qui correspondent respectivement à E_{\perp} et $E_{//}$. Comme nous l'avons dit, les lames n'ont pas d'effet sur l'onde perpendiculaire alors qu'elles influencent la composante parallèle. D'après cette figure, il est possible de dire que l'adaptation est inférieure à -15 dB sur une bande de fréquences de 10 %. Le polariseur est alors quasi transparent. La **Figure IV.3** montre la phase du coefficient de transmission. Seule la phase $E_{//}$ est modifiée permettant ainsi d'avoir un déphasage de 90° à f_0 entre les deux composantes.

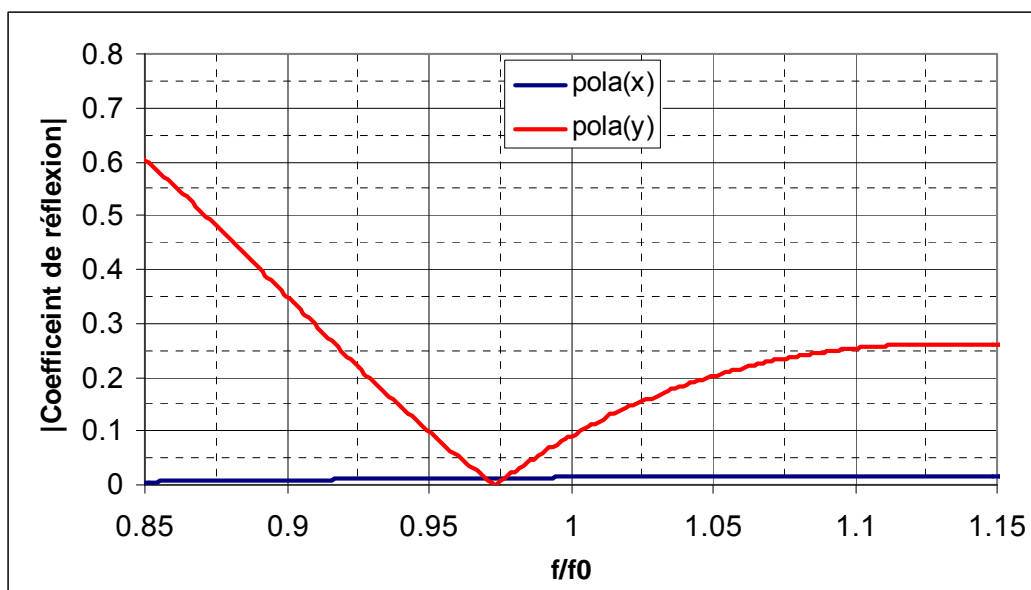


Figure IV.2 : Module du coefficient de réflexion du polariseur à lames

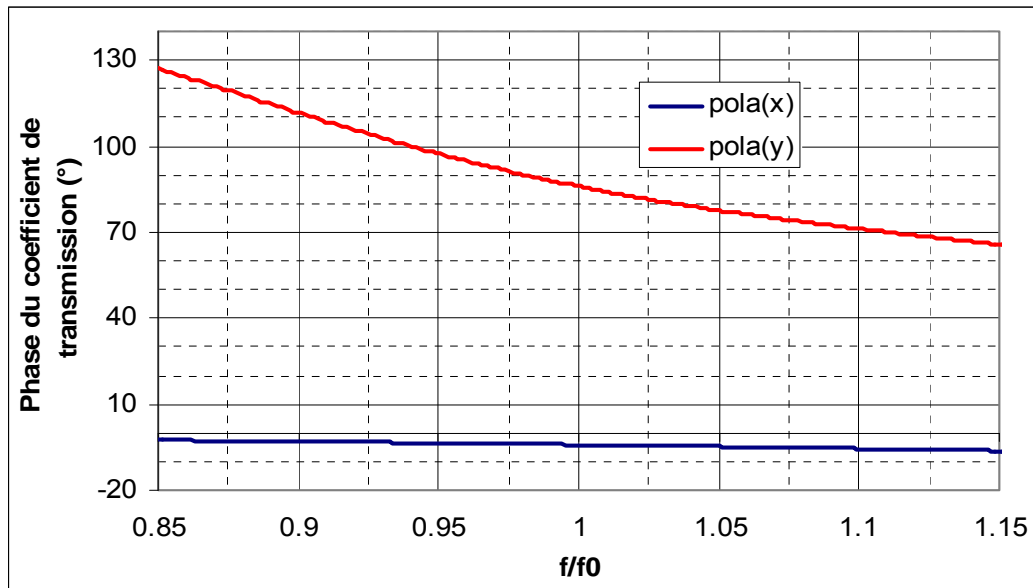


Figure IV.3 : Phase du coefficient de transmission du polariseur à lames

Au final, le taux d'ellipticité obtenu est représenté sur la **Figure IV.4**. Il est inférieur à 1 dB sur une bande de fréquences de 7 % et inférieur à 3 dB sur une bande de fréquences de 20%.

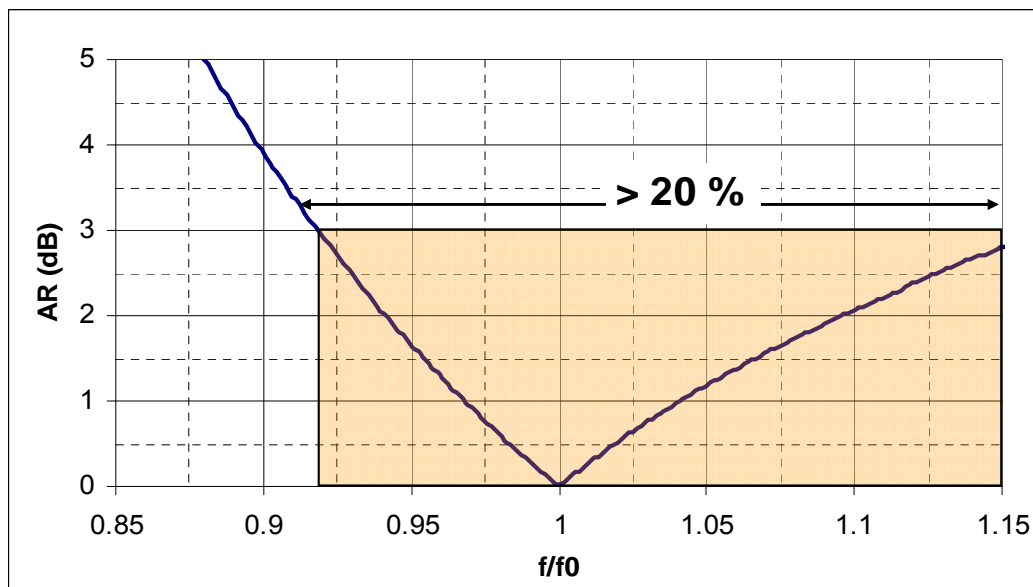


Figure IV.4 : Taux d'ellipticité du polariseur à lames

La **Figure IV.5** montre la phase du coefficient de réflexion de chaque composante. De nouveau, comme le polariseur à lames est un dispositif réciproque, ces deux phases ne sont pas identiques. La différence correspond à celle recherchée en transmission, à savoir 90° dans le cas d'un polariseur (voir chapitre III.1.2). Cela signifie que l'utilisation du polariseur à

lames à la place d'un PLM aurait demandé le même principe de conception, c'est-à-dire une étude globale afin de l'associer à l'antenne B.I.E de référence.

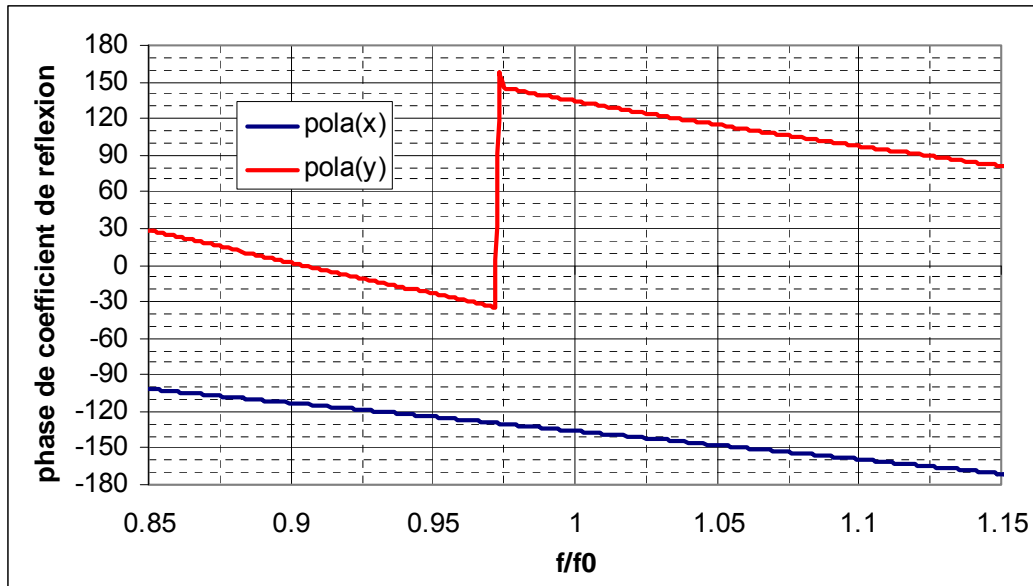


Figure IV.5 : Phase du coefficient de réflexion du polariseur à lames

Comment, à partir de ce type de polariseur, est-il possible d'obtenir une antenne B.I.E "autopolarisante"? Le paragraphe suivant en donne les explications.

II - MATERIAU B.I.E "AUTOPOLARISANT"

II.1 - Introduction

Pour obtenir une antenne B.I.E à polarisation circulaire avec un PLM, certaines conditions doivent être respectées (voir paragraphe III). Pour concevoir une antenne B.I.E "autopolarisante", ces mêmes conditions doivent être obtenues. Cependant, dans ce deuxième cas, il faut que le demi-matériau B.I.E (**Figure IV.6**) réalise à la fois l'effet B.I.E et l'effet polarisant.

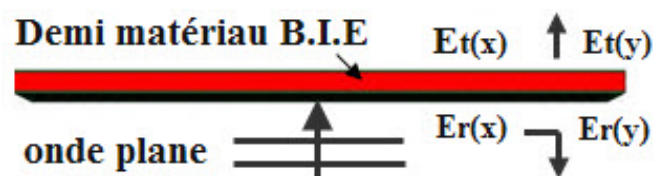


Figure IV.6 : Demi-matériau "autopolarisant"

Ces trois conditions sont les suivantes :

$$\angle E_{r_x} = \angle E_{r_y} \quad (2)$$

$$|E_{t_x}| = |E_{t_y}| \text{ ou } |E_{r_x}| = |E_{r_y}| \text{ pour un circuit sans perte } (3)$$

$$\angle E_{t_x} = \angle E_{t_y} + 90^\circ \quad (4)$$

Avec

- $|E_{r_x}|$, $|E_{r_y}|$, $\angle E_{r_x}$ et $\angle E_{r_y}$: Module et phase de l'onde réfléchi (coefficient de réflexion) par le demi-matériau B.I.E "autopolarisant" suivant la polarisation (x) et (y)
- $|E_{t_x}|$, $|E_{t_y}|$, $\angle E_{t_x}$ et $\angle E_{t_y}$: Module et phase de l'onde transmise (coefficient de transmission) par le demi-matériau B.I.E "autopolarisant" suivant la polarisation (x) et (y)

Les deux dernières sont les conditions classiques, nécessaires et indispensables pour avoir l'effet polarisant.

La première est la condition indispensable pour avoir l'effet B.I.E de chaque polarisation à la même fréquence. En effet, les fréquences fondamentales de résonance pour chaque polarisation sont **[IV.6]** :

$$f_{\text{res}(x)} = \frac{c}{2.h_{\text{cav}}} \cdot \left(\frac{\angle \rho_{(x)} + \angle \rho_2}{2.\pi} \right) \quad f_{\text{res}(y)} = \frac{c}{2.h_{\text{cav}}} \cdot \left(\frac{\angle \rho_{(y)} + \angle \rho_2}{2.\pi} \right) \quad (4)$$

Avec : $\angle \rho_2$ = phase de l'onde réfléchi par de plan de masse (π)

h_{cav} = hauteur de cavité

Pour avoir $f_{\text{res}(x)} = f_{\text{res}(y)}$, il est donc bien nécessaire que les phases des ondes réfléchies soient identiques ($\angle E_{r_x} = \angle E_{r_y}$).

Le polariseur à lames est une bonne base pour le faire. Cependant, il faut le modifier pour pouvoir l'utiliser en temps que demi-matériau B.I.E "autopolarisant". Le passage entre le polariseur à lames et le demi-matériau B.I.E "autopolarisant" est résumé sur l'organigramme de la **Figure IV.7**. Il suffit ensuite de trouver les bons paramètres des différentes lames ou plus exactement, différents barreaux (largeur, épaisseur, pas,..) de chaque couche pour garantir les conditions citées précédemment. Le réglage de la phase des coefficients de réflexion est fait en modifiant la distance entre les deux couches à un plan de référence donné.

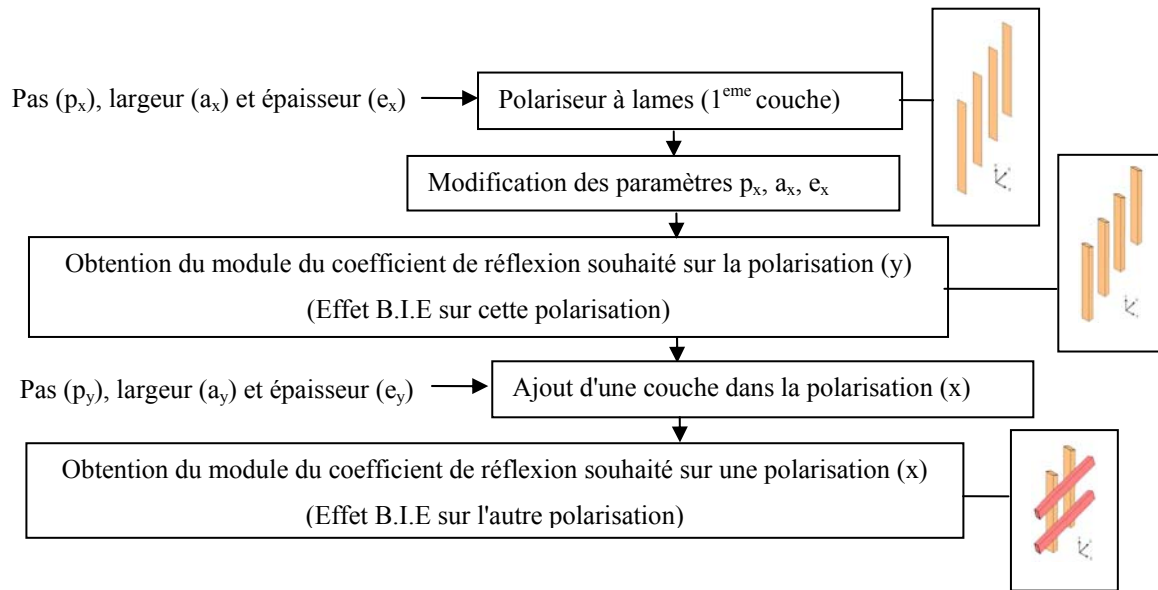


Figure IV.7 : Passage du polariseur à lames à un demi-matériau B.I.E "autopolarisant"

II.2 - Matériau B.I.E "autopolarisant" (1 couche sur chaque polarisation)

II.2.1 - Demi-matériau B.I.E "autopolarisant" (1 couche par polarisation)

La simulation est faite avec le logiciel CST Microwave en ne simulant qu'un motif élémentaire afin de réduire le temps de calcul. Elle permet de récupérer le coefficient de réflexion (ρ). Le demi-matériau B.I.E "autopolarisant" obtenu avec cette étude est représenté en **Figure IV.8**. La première couche agit sur la polarisation (x) alors que la seconde influence la polarisation (y). La quadrature de phase a été obtenue en augmentant l'épaisseur des barreaux alignés suivant (y). A noter que les dimensions et la méthodologie de la conception se trouvent an annexe IV.1.

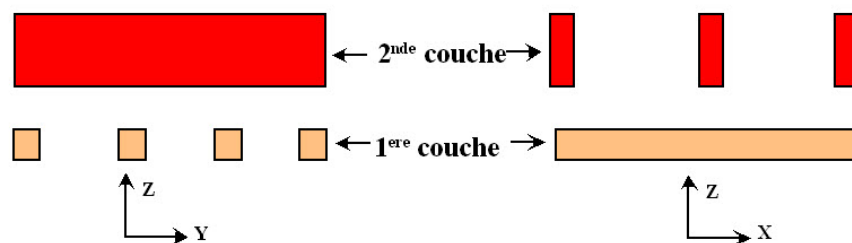


Figure IV.8 : demi-matériau "autopolarisant" comprenant une couche par polarisation

Après optimisation, les caractéristiques du matériau "autopolarisant" sont celles indiquées ci-dessous. Les **Figure IV.9** et **Figure IV.10** montrent qu'à la fréquence f_0 le

module et la phase des coefficients de réflexion des polarisations x et y sont identiques et vérifient donc les conditions (1) et (2). Cependant, l'accord en module et en phase n'existent qu'à la fréquence f_0 ce qui laisse présager un fonctionnement bande étroite. La **Figure IV.11** montre l'évolution de la phase des coefficients de transmission. La phase de la polarisation x est proche de 70° . Il faut donc une phase de 160° sur la polarisation y pour obtenir une quadrature de phase afin de respecter la condition (3) et ainsi obtenir un bon taux d'ellipticité. Celle-ci a été obtenue en augmentant l'épaisseur des barreaux alignés suivant (y). Enfin la **Figure IV.12** montre le taux d'ellipticité obtenu. Il est inférieur à 3 dB sur une bande de fréquences de 15% et inférieur à 1 dB sur une bande de fréquences 5%. Ces résultats semblent prometteurs. Nous allons maintenant poursuivre en nous intéressant au matériau B.I.E à défaut, c'est-à-dire tel qui est utilisé en "antenne".

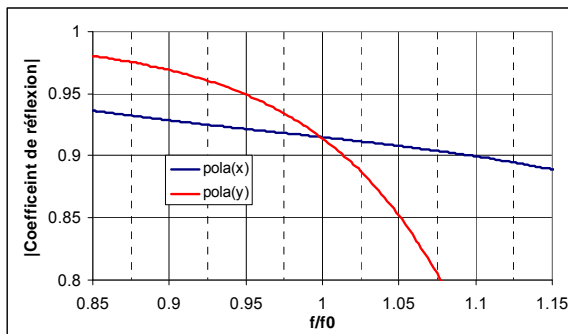


Figure IV.9 : Module du coefficient de réflexion du demi-matériau "autopolarisant"

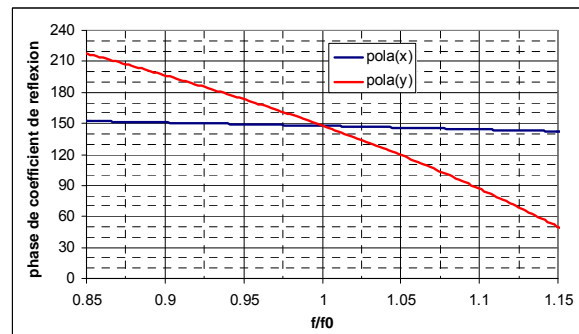


Figure IV.10 : Phase du coefficient de réflexion du demi-matériau "autopolarisant"

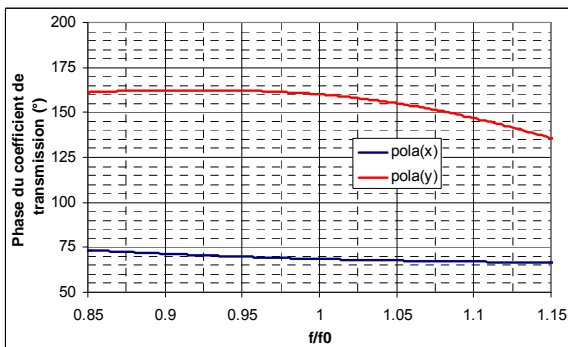


Figure IV.11 : Phase du coefficient de transmission du demi-matériau "autopolarisant"

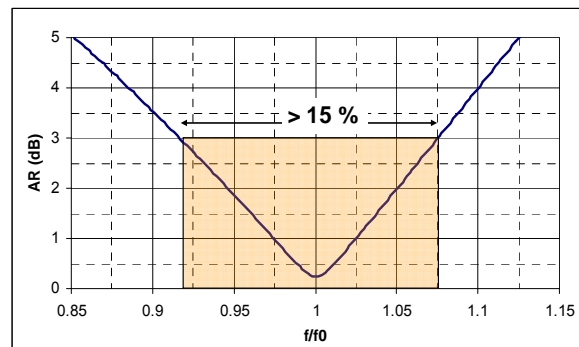


Figure IV.12 : Taux d'ellipticité du demi-matériau "autopolarisant"

II.2.2 - Matériau B.I.E "autopolarisant" à défaut (1 couche par polarisation)

Le schéma de principe du B.I.E à défaut est présenté en **Figure IV.13**. Il est constitué de deux demi-matériaux séparés d'une distance égale à deux fois la hauteur de cavité.

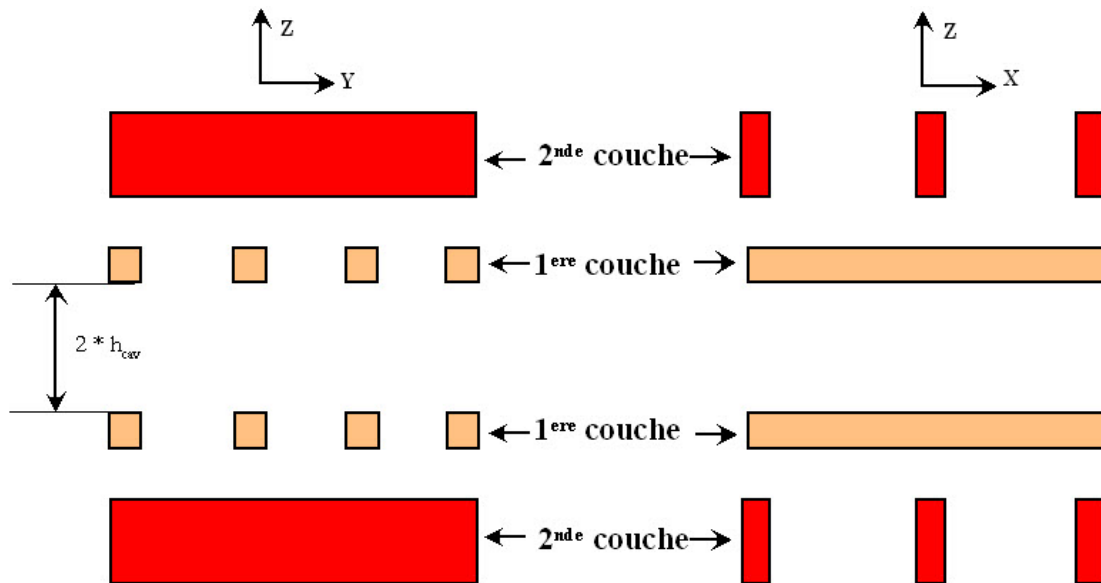


Figure IV.13 : Matériau "autopolarisant" comprenant une couche par polarisation

Cette étude permet de voir la bande interdite ou la sélectivité fréquentielle de chaque polarisation (voir le chapitre I). Elle permet en effet d'obtenir le facteur de qualité de chaque polarisation dont la définition est rappelée ci-dessous.

$$Q_{(x)ou(y)} = \frac{\sqrt{|\rho|_{(x)ou(y)}}}{1 - |\rho|_{(x)ou(y)}} \left(\frac{\angle \rho_{(x)ou(y)} + \pi}{2} \right) \quad (5)$$

La **Figure IV.14** montre le module du coefficient de réflexion du matériau B.I.E à défaut. Elle confirme les précédentes observations à savoir que la sélectivité fréquentielle n'est pas identique pour les deux composantes. En d'autres termes, du point de vue de l'antenne, la directivité maximale ne sera pas la même. Les réponses fréquentielles de la composante E_φ et E_θ seront semblables sur une bande étroite, ce qui va réduire la bande de fréquences du taux d'ellipticité. A noter que les phases des coefficients de réflexion du matériau à défaut ne sont pas exploitables en raison de la résonance engendrée par la cavité.

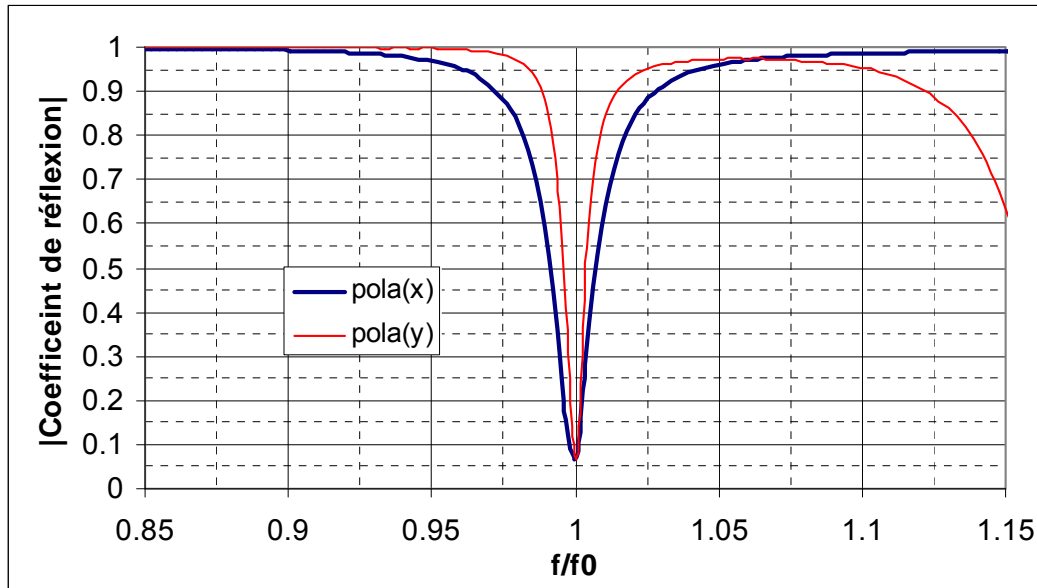


Figure IV.14 : Module du coefficient de réflexion du matériau "autopolarisant"

La polarisation suivant la direction y est celle qui est la plus sélective, ce qui semble normal, car c'est celle qui a été "amplifiée" pour avoir le déphasage voulu entre les deux composantes (augmentation de l'épaisseur des barreaux). Ce procédé a entraîné une différence entre les pentes des phases du coefficient de réflexion des polarisations (**Figure IV.10**). Comme le facteur de qualité est fonction de ce paramètre, le fait d'avoir cette différence se traduit par une sélectivité différente. Comme pour le PLM, l'idée est de diminuer cet effet en multipliant le nombre de couches. Dans notre cas, deux couches vont être utilisées. A l'instar d'un matériau B.I.E classique, il est préférable de les séparer d'une distance voisine de $\frac{\lambda_0}{4}$ pour avoir la meilleure réflectivité possible du matériau.

II.3 - Matériau B.I.E "autopolarisant" (2 couches suivant la polarisation (y) et 1 couche suivant (x))

II.3.1 - Demi matériau B.I.E "autopolarisant" (2 couches suivant (y) et 1 couche suivant (x))

Le schéma de principe du demi-matériau B.I.E est représenté sur la **Figure IV.15**. Pour faciliter la simulation et la réalisation, la période P_x et la largeur A_x sont identiques quelle que soit la couche de la polarisation y. A noter que les dimensions et la méthodologie de la conception de ce matériau B.I.E "autopolarisant" se trouvent en annexe IV.1.

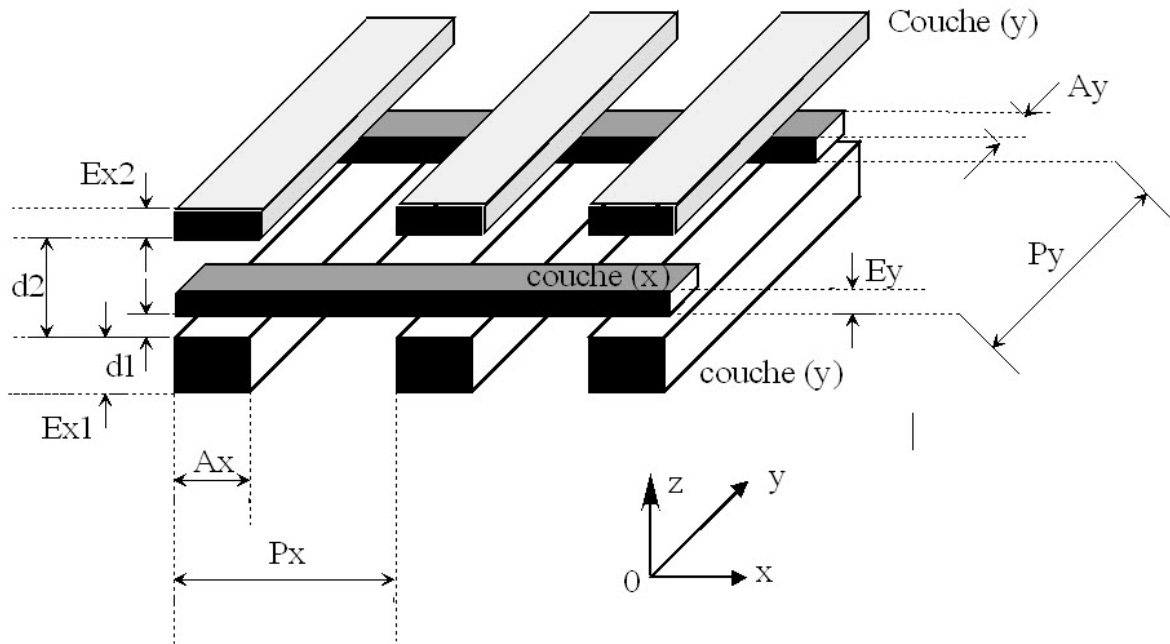


Figure IV.15 : Nouveau demi-matériau B.I.E "autopolarisant"

De nouveau, les caractéristiques des barreaux du demi-matériau ont été optimisées afin d'obtenir les trois conditions nécessaires au bon fonctionnement du demi-matériau B.I.E.

Les nouveaux résultats sont presque semblables à ceux trouvés dans le cas d'une seule couche sur chaque polarisation sauf la pente de la phase du coefficient de réflexion de la polarisation (y) (**Figure IV.16**). C'est pourquoi en comparant la différence des phases des coefficients de réflexion, il est évident que la seconde configuration permet de maintenir l'égalité de ce paramètre sur une plus grande bande de fréquences (**Figure IV.17**). Il semble possible d'avoir une bande en taux d'ellipticité plus importante que dans le premier cas, bien que le demi-matériau B.I.E monocouche donne un résultat équivalent sur ce paramètre (bande **3 dB AR** supérieure à 15 %).

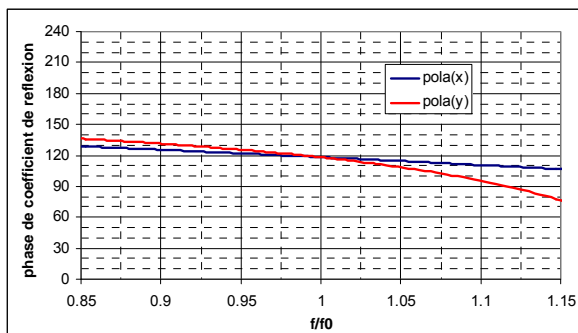


Figure IV.16 : Module du coefficient de réflexion du demi-matériau "autopolarisant"

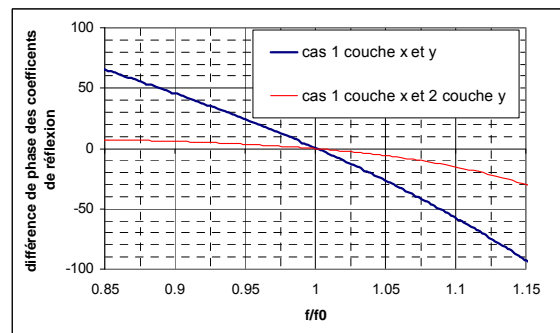


Figure IV.17 : Différence entre les phases des coefficients de réflexion des polarisations pour chaque configuration

II.3.2 - Matériau B.I.E "autopolarisant" à défaut (2 couches suivant (y) et 1 couche suivant (x))

En utilisant la méthode décrite précédemment, le nouveau module du coefficient de réflexion du matériau B.I.E à défaut pour chaque polarisation est celui indiqué sur la **Figure IV.18**. Il semble évident que la sélectivité fréquentielle devrait être maintenant similaire entre les deux composantes, ce qui va se traduire bien sûr par une bande en taux d'ellipticité plus grande.

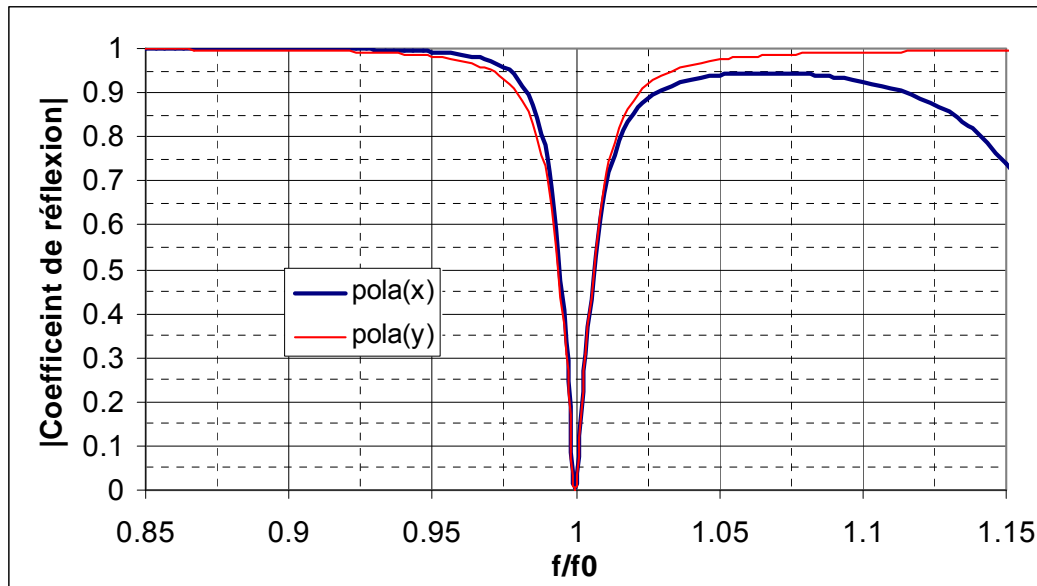


Figure IV.18 : Module du coefficient de réflexion du matériau "autopolarisant" (2 couches suivant la direction y)

Pour donner une idée, la **Figure IV.19** donne une comparaison des taux d'ellipticité obtenus dans les deux cas. Il est préférable d'avoir deux couches afin d'obtenir une bande **3 dB AR** élargie. Attention, cette figure ne donne qu'une idée. En effet, concernant le premier cas (1 couche par direction), le fait de ne pas avoir la même sélectivité fréquentielle signifie que la directivité sera, elle aussi, différente, ce qui va se traduire par un taux d'ellipticité différent de celui de la **Figure IV.19**. Pour avoir un résultat plus réaliste, il faudrait traduire cette sélectivité en directivité qui sera le cas lors de la simulation de l'antenne. Par contre, dans le second cas, comme les deux composantes ont la même sélectivité, il semble raisonnable de penser que le taux d'ellipticité obtenu en simulant l'antenne sera proche de celui présenté ici.

II.3.3 - Influence de la distance (d_1)

La simulation du matériau B.I.E à défaut est intéressante sur un autre point. Elle permet d'ajuster la distance d_1 entre la première couche y et la couche x plus précisément que lors de l'étude du demi-matériau. En effet, en changeant la position en z de la couche alignée suivant (x), la fréquence du pic de transmission de la composante x va être décalée, vers les fréquences basses si cette distance est augmentée, et vers les fréquences hautes dans l'autre cas. Ce moyen est une solution pour accroître la bande **3 dB AR**. La **Figure IV.20** montre l'évolution de ce paramètre en fonction de cette distance. Le cas d/d_0 correspond à une parfaite coïncidence entre les deux pics. Le fait de réduire cette dimension élargie la bande. Il n'est tout de même pas possible de la réduire indéfiniment. Au final, il est possible d'avoir une bande à 1 dB de plus de 5 %. Il faut cependant relativiser cette valeur. Au-dessus de la fréquence de résonance, l'antenne B.I.E n'a plus le même fonctionnement. Il est probable que le taux d'ellipticité va être dégradé.

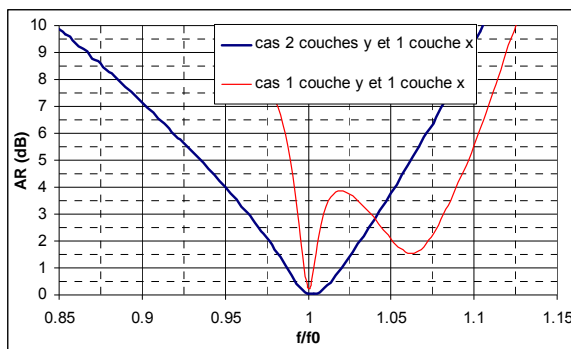


Figure IV.19 : Comparaison du taux d'ellipticité entre les cas une seule couche et 2 couches dans la direction y

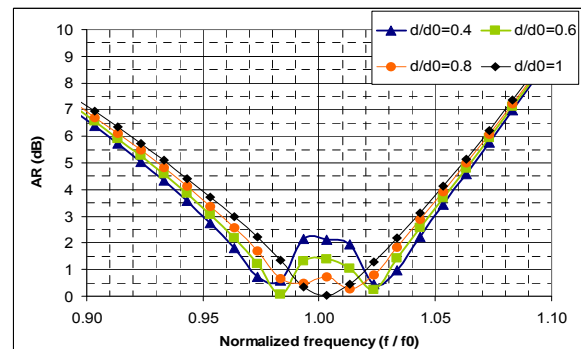


Figure IV.20 : Elargissement du taux d'ellipticité par ajustement de la distance d_1

II.4 - Méthode de conception de l'antenne B.I.E "autopolarisante"

A partir des différentes remarques faites auparavant, il est intéressant de faire un organigramme permettant de voir les différentes étapes nécessaires à la conception d'une antenne B.I.E "autopolarisante".

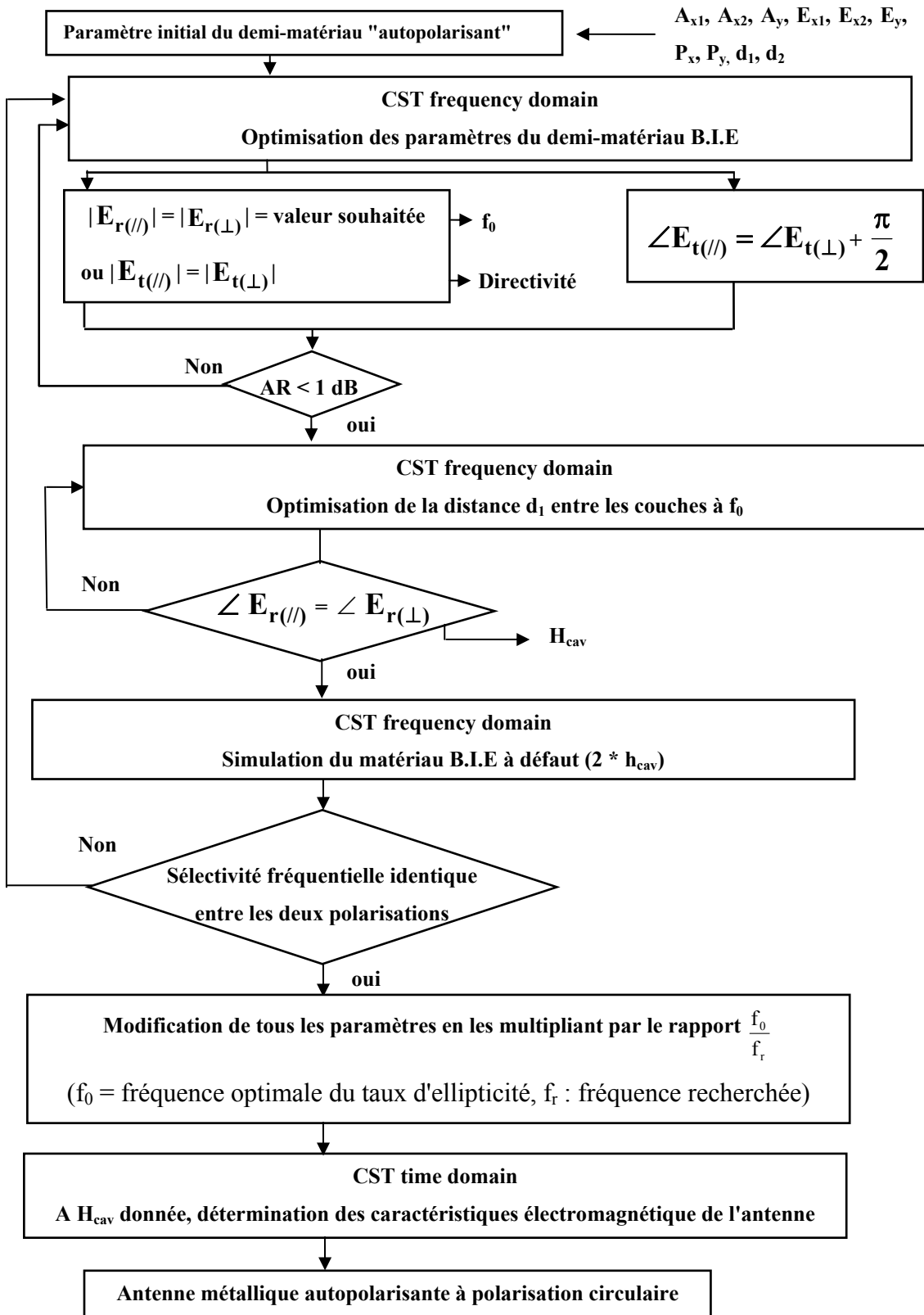


Figure IV.21 : Organigramme de conception d'une antenne B.I.E "autopolarisante"

II.5 - Influence des paramètres

Pour connaître l'influence des différents paramètres (A_x , A_y , E_x , E_y , d_1 , d_2 , P_x et P_y) du demi-matériau B.I.E sur ses caractéristiques électromagnétiques, des simulations ont été faites en les augmentant de 5%. Le **Tableau IV.1** résume les résultats. Les couleurs rouge et bleue indiquent le sens de la variation, rouge pour une variation positive et bleue pour le contraire. L'intensité de la couleur indique, quant à elle, l'importance de variation. A noter que seule la première couche a été modifiée au moment de la variation des paramètres A_x et E_x .

Le tableau montre qu'il est possible de trouver une solution afin d'optimiser le demi-matériau B.I.E. En effet, toutes les combinaisons sont envisageables. Deux paramètres ont plus d'importance : P_x et P_y .

	$ S11_{px} $	$ S11_{py} $	$\angle S11_{px}$	$\angle S11_{py}$	$\angle S21_{px}$	$\angle S21_{py}$	Différence $\angle S21$
A_x							
A_y							
E_x							
E_y							
d_1							
d_2							
P_x							
P_y							

Tableau IV.1 : Influence des différents paramètres sur les spécifications du demi-matériau B.I.E "autopolarisant"

Les trois prochaines figures (**Figure IV.22**, **Figure IV.23**, **Figure IV.24**) montrent l'évolution du taux d'ellipticité suivant les différents paramètres. Elles indiquent que les deux derniers paramètres sont bien des paramètres les plus contraignants pour la réalisation. Sans changer les dimensions des grilles, il est possible de régler le taux d'ellipticité en optimisant les paramètres d_1 et d_2 .

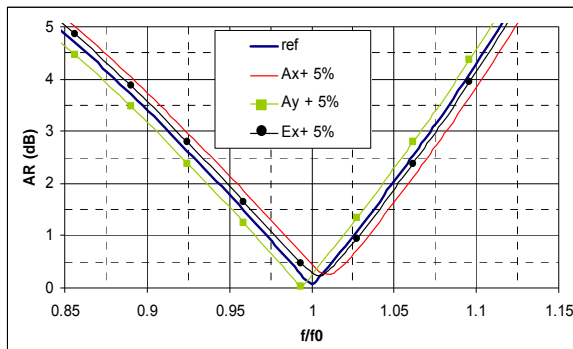


Figure IV.22 : Variation du taux d'ellipticité en fonction de A_x , A_y et E_x

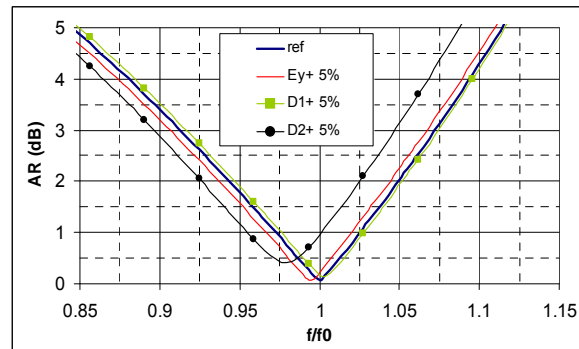


Figure IV.23 : Variation du taux d'ellipticité en fonction de E_y , d_1 et d_2

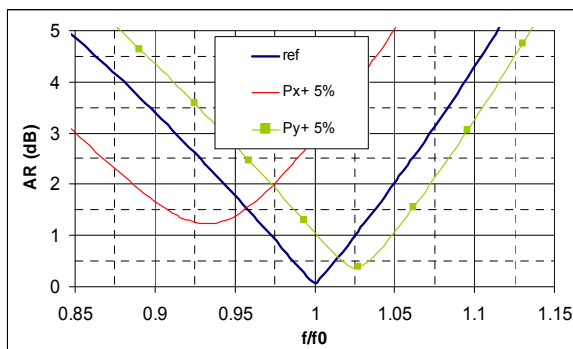


Figure IV.24 : Variation du taux d'ellipticité en fonction de P_x et P_y

III - ANTENNE B.I.E "AUTOPOLARISANTE" A 9 GHZ

Après avoir vu une méthode de conception du demi-matériau B.I.E "autopolarisant", il reste à voir le résultat obtenu en antenne. Tout d'abord, pour réduire le coût et faciliter la réalisation d'un éventuel prototype, la fréquence de l'étude (30 GHz) a été diminuée à une fréquence moins contraignante pour la réalisation. La fréquence choisie est 9 GHz.

De plus, à la suite du problème rencontré au cours de la mesure de l'antenne B.I.E associée au PLM concernant la longueur du cornet, ce dernier a été remplacé par celui conçu par Monsieur Régis CHANTALAT pour une autre application.

Pour finir, les épaisseurs E_{x1} et E_{x2} ont été prises identiques afin de réduire les coûts.

III.1 - Le nouveau cornet d'alimentation

La **Figure IV.25** montre, à l'échelle, les deux cornets à 30 GHz (l'ancien et le nouveau). La dimension de la partie conique passe de 39 mm à 7 mm, tout en gardant la même ouverture et le même guide d'entrée.

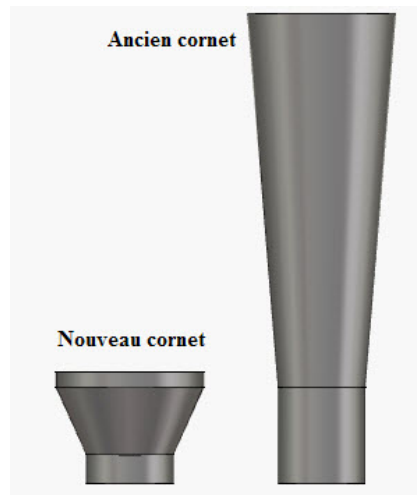


Figure IV.25 : Changement de cornet

Ce cornet a été modifié pour fonctionner aux alentours de 9 GHz. En prenant, le guide standard de la bande X (8-12 GHz), c'est-à-dire le guide $\Phi=0.921$ "inch" (23.4 mm) et celui de la bande Ka $\Phi=0.281$ "inch", il faut modifier les dimensions du cornet d'un rapport de l'ordre de 3.28. Au final, le diamètre de l'ouverture de cornet est 44.2 mm. La **Figure IV.26** montre sa directivité et son adaptation 9 GHz.

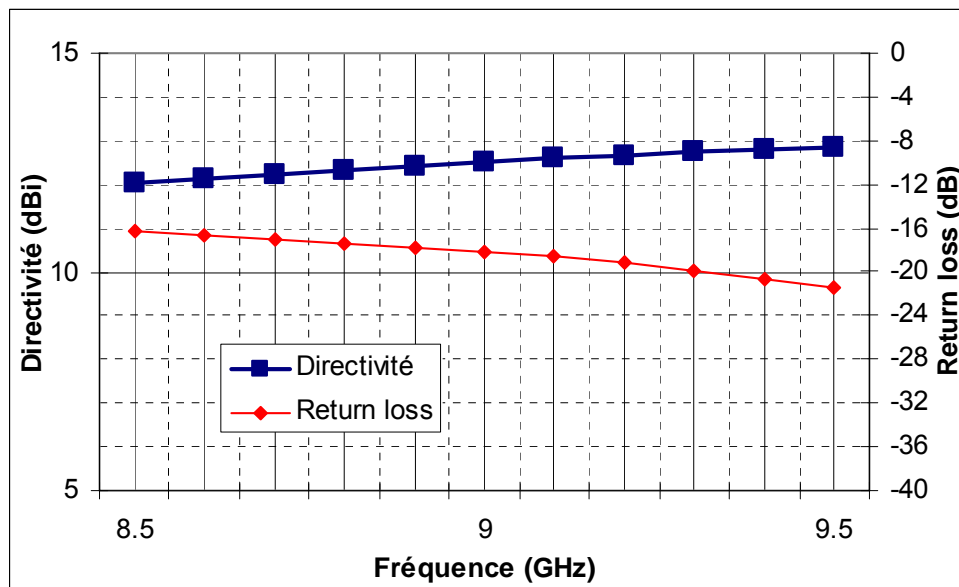


Figure IV.26 : Directivité et "return loss" du cornet à 9 GHz

Après avoir vu le nouveau cornet, le paragraphe suivant donne les dimensions du demi-matériau B.I.E "autopolarisant".

III.2 - Le demi-matériau B.I.E "autopolarisant" à 9 GHz

Un demi-matériau fonctionnant à 9 GHz a été conçu en appliquant la méthode décrite précédemment. Les valeurs de la largeur et de l'épaisseur des barreaux ont été arrondies pour simplifier la réalisation.

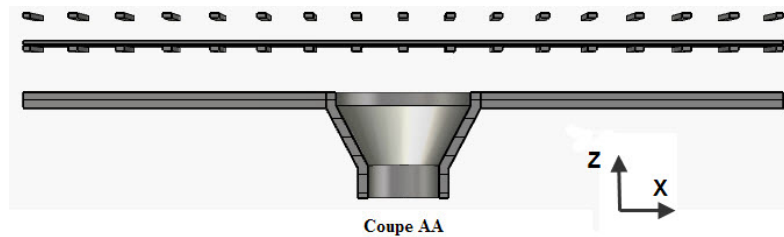
Pour répondre au cahier des charges, à savoir une directivité supérieure à 20 dBi, il faut optimiser ces paramètres pour avoir un module du coefficient de réflexion proche de 0.95.

Finalement, la valeur obtenue est légèrement inférieure à 0.95 et la phase voisine de 113° avec les valeurs indiquées dans le **Tableau IV.2**. Les dimensions correspondent à un cas donné, mais il ne faut pas oublier qu'une multitude de solutions sont possibles.

Paramètre	Dimension (mm)	Paramètre	Dimension (mm)
A_x	3.00	d_1	0.10
A_y	1.60	d_2	9.08
$E_{x1} = E_{x2}$	1.70	P_x	15.53
E_y	1.60	P_y	10.25

Tableau IV.2 : Paramètre du demi-matériau "autopolarisant" à 9 GHz

A partir de la phase du coefficient de réflexion, la hauteur de cavité a été déterminée (13.54 mm). La **Figure IV.27** montre l'antenne simulée sur CST Microwave studio avec le moteur de calcul transitoire. Les dimensions transverses de l'antenne sont pour l'instant infinies.



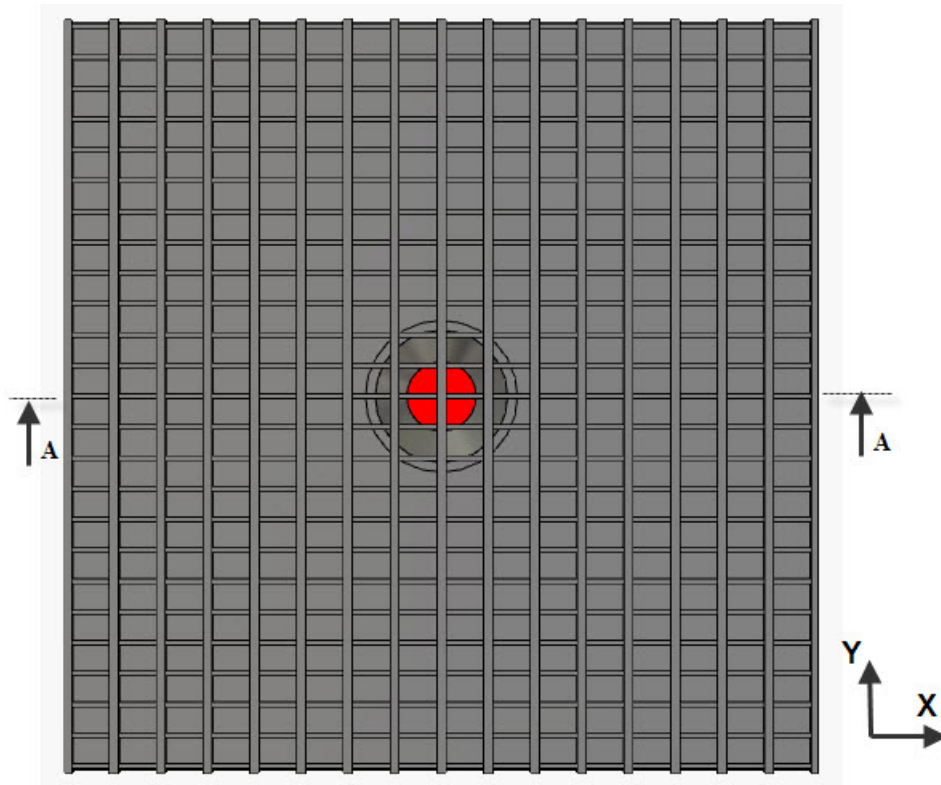


Figure IV.27 : Antenne B.I.E "autopolarisante" 9 GHz

Deux configurations ont été traitées (antenne adaptée et non adaptée). Même si le dernier cas est "a priori" sans intérêt, il est tout de même nécessaire de le faire pour ajuster les paramètres de l'antenne et améliorer ses performances. En effet, quelques différences apparaissent entre la simulation du demi-matériau B.I.E et celle de l'antenne. De plus, le comportement de l'antenne n'est pas identique dans les deux cas. Les précédents chapitres (II et III) avaient montré que le fait d'adapter l'antenne par une pastille d'adaptation au niveau du plan de masse perturbe le rayonnement en polarisation circulaire. Cette conclusion est analogue pour l'antenne B.I.E "autopolarisante".

III.3 - Antenne B.I.E "autopolarisante" non adaptée : **Performances simulées**

Une nouvelle optimisation des paramètres afin de trouver le meilleur taux d'ellipticité a été faite en antenne, seule la dimension d_1 a été modifiée. Elle passe de 0.1 à 0.12 mm, preuve que finalement l'étude du demi-matériau B.I.E est satisfaisante.

III.3.1 - L'adaptation

La **Figure IV.28** donne l'adaptation de l'antenne. Elle montre bien sûr une adaptation très mauvaise, conforme à ce type d'antenne. Il est indispensable de trouver un moyen pour l'adapter soit, comme nous l'avons déjà dit, en utilisant la pastille d'adaptation au niveau de l'ouverture du cornet ou un filtre-antenne adaptatif au niveau de l'entrée du cornet. La première solution va être étudiée ultérieurement.

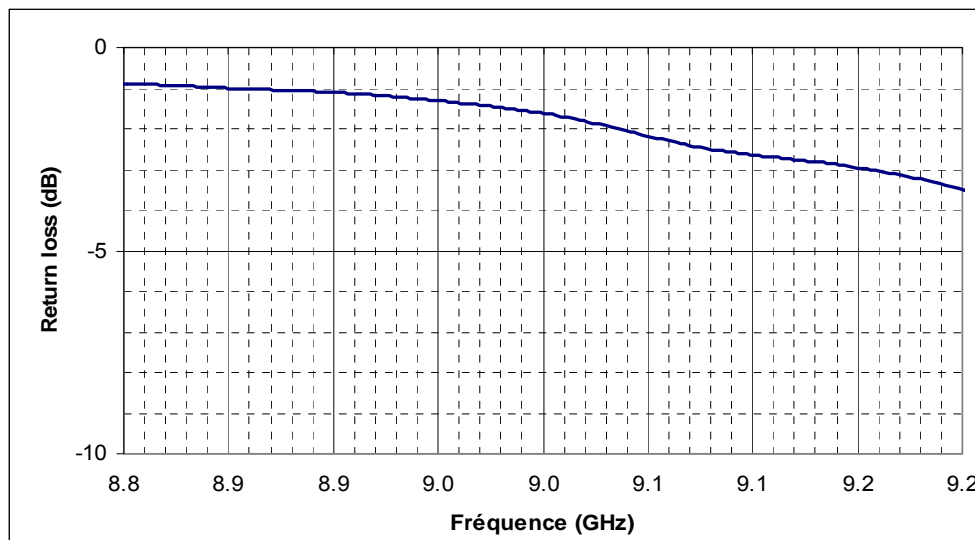


Figure IV.28 : Adaptation de l'antenne B.I.E "autopolarisante" non adaptée à 9 GHz

III.3.2 - Directivité

Le cornet est alimenté par une onde orientée à 45°. De cette manière, la polarisation circulaire obtenue est une polarisation circulaire gauche. Il faudrait tourner la polarisation de 90° pour avoir l'autre polarisation. La **Figure IV.29** présente la directivité dans l'axe en polarisation gauche de l'antenne dans l'axe (plan $\varphi = 0^\circ$). Tout d'abord, la fréquence pour laquelle la directivité est maximale est à 9.05 GHz au lieu de la valeur de 9 GHz recherchée. Ceci peut s'expliquer par une différence de maillage entre les deux simulations (demi-matériau et antenne).

La directivité maximale de l'antenne atteint 23 dBi et reste supérieure à 20 dBi sur les 1.7% souhaités soit une bande de 150 MHz de large à 9 GHz. Le rectangle orange sur la **Figure IV.29** matérialise cette bande. La directivité maximale est légèrement inférieure à celle obtenue à l'aide des deux autres configurations (PLM et source en polarisation circulaire). Ceci est dû à deux choses :

- Un matériau B.I.E légèrement moins sélectif ($\rho < 0.95$)
- Un cornet d'alimentation légèrement moins directif (

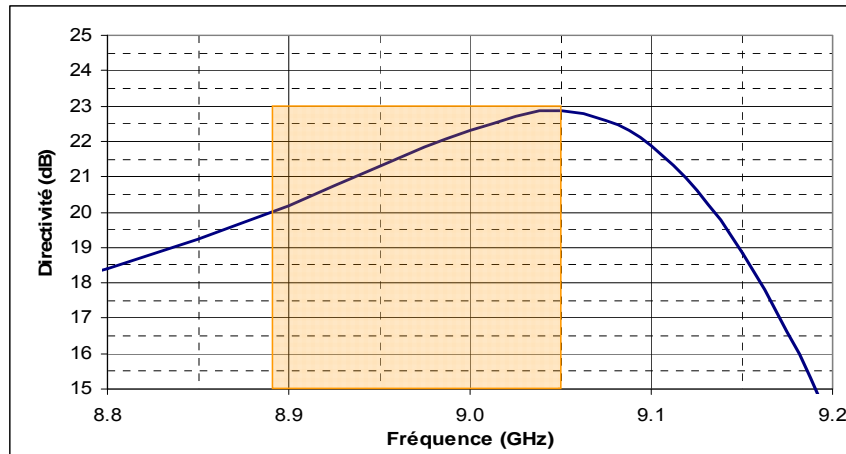


Figure IV.29 : Directivité (polarisation gauche) de l'antenne B.I.E "autopolarisante" non adaptée à 9 GHz

A noter que la limite supérieure de bande de fréquences est la fréquence de résonance. Au-delà, le fonctionnement de l'antenne est modifié. Le rayonnement n'est plus axial, mais il commence à dépointer.

III.3.3 - Taux d'ellipticité

Une comparaison des taux d'ellipticité dans l'axe ($\varphi = 0^\circ$ et $\theta = 0^\circ$) entre l'étude du demi-matériau B.I.E et celle de l'antenne est représentée sur la **Figure IV.30**. La valeur obtenue est inférieure à 1 dB sur toute la bande de fonctionnement. Elle montre une bonne similitude entre les deux études (matériau B.I.E et antenne). Un décalage fréquentiel de plus 50 MHz est visible, ce qui peut correspondre à décalage fréquentiel des deux composantes E_θ et E_φ . De plus, la **Figure IV.31** indique qu'il est possible d'obtenir une bande **3 dB AR** de plus de 10% pour une antenne à 23 dBi de directivité, ce qui est intéressant. Cependant, la bande de l'antenne sera limitée par celle de l'adaptation ou du rayonnement.

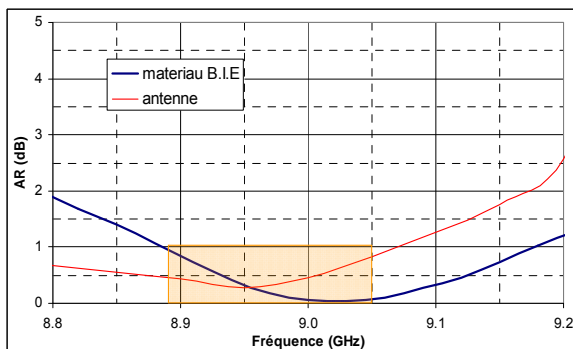


Figure IV.30 : Taux d'ellipticité de l'antenne B.I.E "autopolarisante" non adaptée à 9 GHz

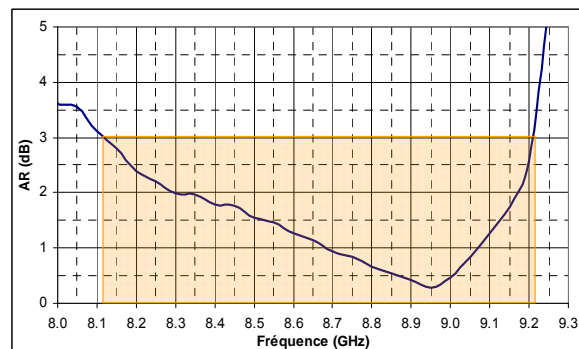


Figure IV.31 : **3 dB AR** de l'antenne B.I.E "autopolarisante" non adaptée à 9 GHz

III.3.4 - Rayonnement

L'évolution du diagramme de rayonnement pour le plan $\varphi = 0^\circ$ est montrée sur la **Figure IV.32**. Le rayonnement est de très bonne qualité dans la bande de fonctionnement avec des lobes diffus inférieurs à 30 dB. Les diagrammes à 9 GHz sont tracés dans différents plans φ (**Figure IV.33**). Il apparaît que les différents plans sont similaires avec des remontées de lobes secondaires de niveau toujours inférieur à -25 dB, ce qui est intéressant pour illuminer un réflecteur. Pour les autres fréquences, la conclusion est identique.

Pour finir, le rayonnement en taux d'ellipticité en fonction des différents plans (**Figure IV.34**) montre qu'il est possible de tenir ce paramètre inférieur à 1 dB sur une plage angulaire de $\pm 10^\circ$ et inférieur à 3 dB sur $\pm 20^\circ$.

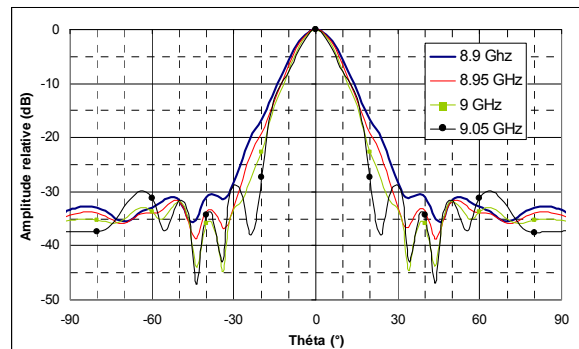


Figure IV.32 : Diagramme de rayonnement en polarisation gauche (plan $\varphi = 0^\circ$)

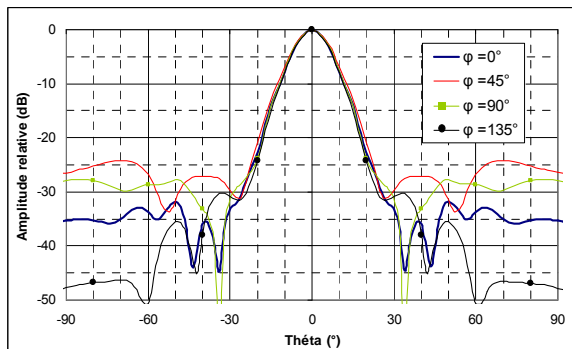


Figure IV.33 : Diagramme de rayonnement en polarisation gauche à 9GHz en fonction des plans φ

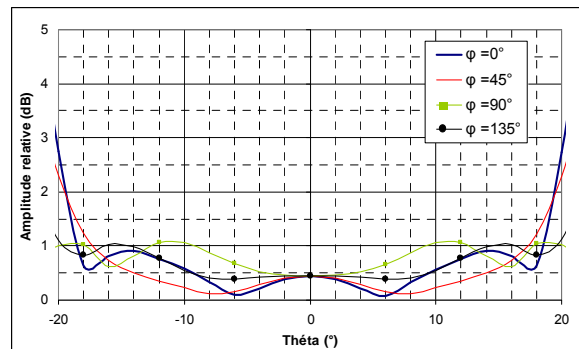


Figure IV.34 : Diagramme de rayonnement en taux d'ellipticité à 9GHz en fonction des plans φ

En conclusion, la nouvelle antenne à polarisation circulaire répond au cahier des charges sauf, bien sûr, pour ce qui est de l'adaptation.

III.4 - Amélioration de l'antenne B.I.E "autopolarisante – antenne non adaptée : Conception d'un prototype réalisable

Il est nécessaire, avant de pouvoir passer à la réalisation d'un prototype, d'apporter un certain nombre de modifications. Il faut en effet :

- prévoir un dispositif de maintien des grilles,
- tenir compte des contraintes mécaniques.

III.4.1 - La nouvelle conception

III.4.1.a - Maintien des grilles

Il faut trouver un système permettant de tenir les différentes grilles. La solution a été d'utiliser un anneau de maintien ce qui amène à une antenne de forme circulaire (**Figure IV.35**). Il faut aussi maintenir cet ensemble sur le plan de masse. Pour cela, quatre entretoises ayant une hauteur identique à celle de la cavité ont été ajoutées (**Figure IV.35**).

III.4.1.b - Optimisation du taux d'ellipticité

Pour finir, il faut trouver un moyen mécanique permettant d'optimiser le taux d'ellipticité du prototype qui sera probablement affecté en raison des erreurs mécaniques. L'idée est de pouvoir contrôler la réponse fréquentielle d'une des composantes (E_θ ou E_ϕ). Pour cela, il faut changer la hauteur de cavité de cette composante sans changer l'autre. Il n'est plus envisageable de modifier la distance d_1 . Elle est maintenant figée en raison de l'anneau de maintien. La solution est d'introduire des "corrugations" (rainures ou languettes) au niveau du plan de masse (**Figure IV.35, Zoom A**) de période identique à celle de la couche à modifier. La modification de leur hauteur et de leur largeur (E_c et A_c) va engendrer une modification de la phase du coefficient de réflexion du plan de masse de la polarisation parallèle à ces corrugations, sans modifier celle de l'autre polarisation. Ainsi, la réponse fréquentielle d'une des composantes va être modifiée comme le montre l'exemple de la **Figure IV.36**, E_{c0} étant l'épaisseur de référence.

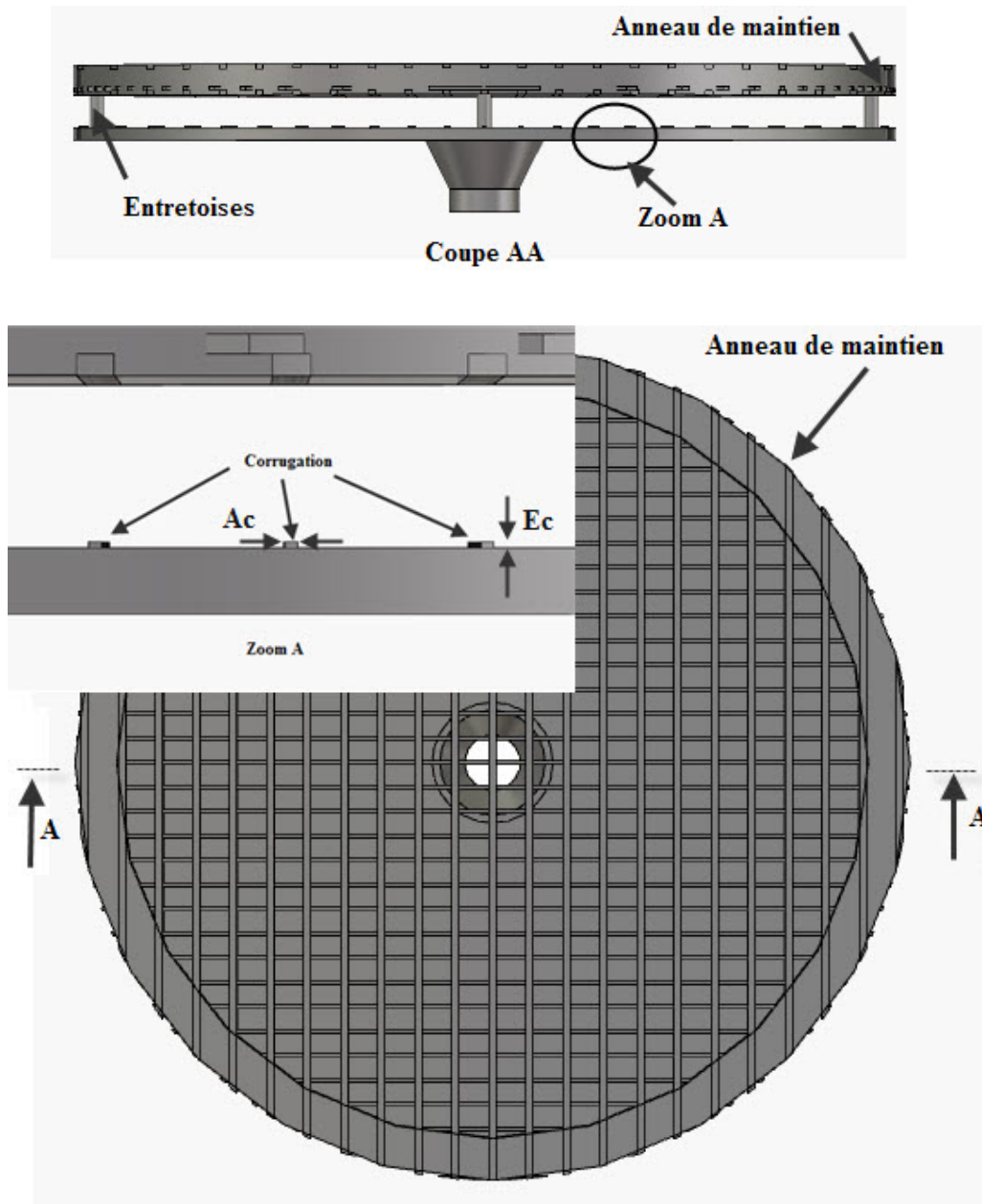


Figure IV.35 : Nouvelle conception de l'antenne B.I.E "autopolarisante"

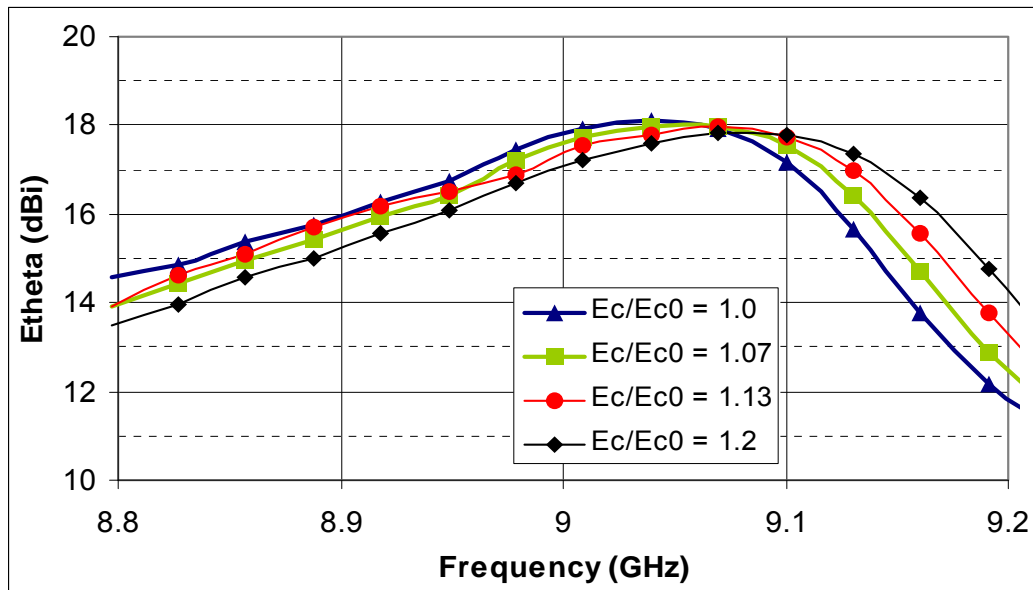


Figure IV.36 : Influence de l'épaisseur de la languette sur la composante E_{θ}

III.4.1.c - Annulation de la distance d_1

L'introduction de ces languettes a un double intérêt. Le premier est d'ajuster la fréquence d'une composante par rapport à l'autre. Le second est la possibilité d'annuler la valeur d_1 , simplifiant ainsi énormément la réalisation. En effet, si cette distance passe de 0.12 mm à 0 mm, la réponse fréquentielle de la composante suivant l'axe (x) va être décalée. Ce décalage fréquentiel peut être rattrapé par ces languettes.

Deux cas se présentent selon le signe de d_1 . Le premier est le cas où la distance d_1 serait supérieure à 0 et le second correspond au cas où la distance d_1 serait inférieure à 0 (Figure IV.37).

Pour faciliter à nouveau la réalisation, il est préférable de prendre des languettes (épaisseur positive). Dans ce cas-là, le fait d'imposer la distance $d_1 = 0$ se traduit par deux configurations différentes du plan de masse (Figure IV.38).

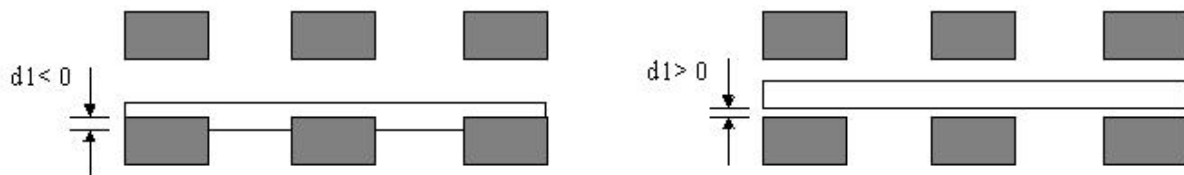


Figure IV.37 : Demi matériau B.I.E avec $d_1 < 0$ et $d_1 > 0$

Dans le cas où d_1 est inférieur à 0, il suffit de réaliser des languettes suivant l'axe (x). Dans l'autre cas, il faut tout d'abord augmenter la hauteur de cavité de la valeur de d_1 et réaliser des languettes suivant l'axe (y). Cela signifie que la polarisation(x) va être influencée dans le premier cas et la polarisation (y) dans l'autre.

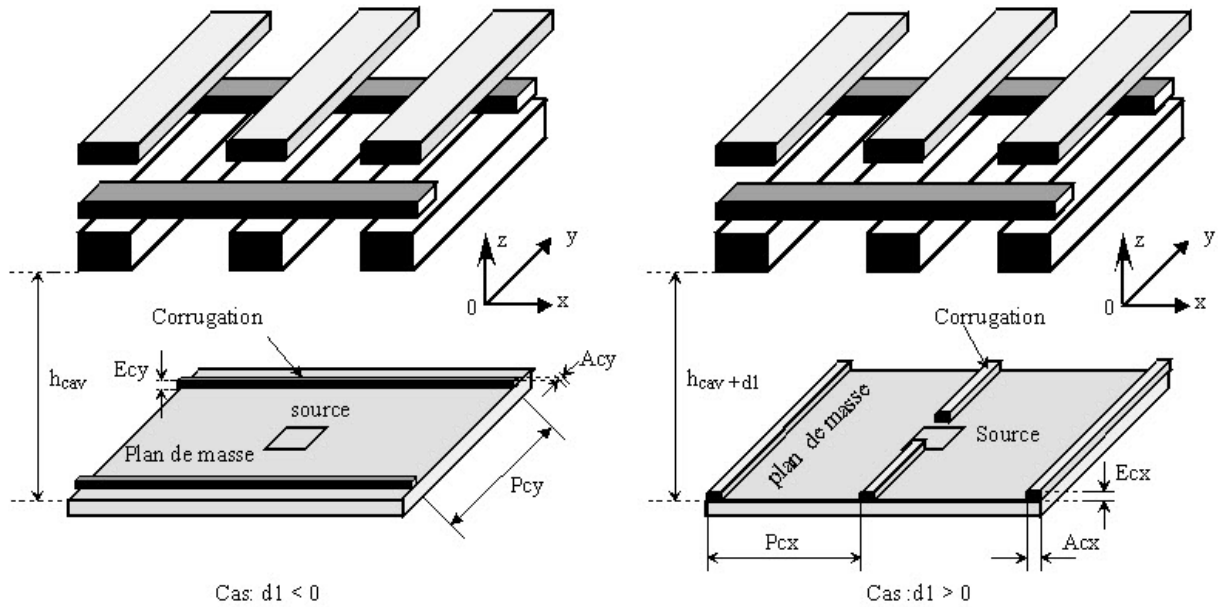


Figure IV.38 : Languettes spéciales en fonction du cas $d_1 < 0$ ou du cas $d_1 > 0$

III.4.1.d - Détermination des dimensions des languettes

Une technique simple peut être envisagée pour trouver les paramètres de ces languettes. Il suffit d'éclairer par une onde plane un motif élémentaire du demi-matériau accompagné du plan de masse sur lequel une languette sera mise ou non (**Figure IV.39**). La première étape est de simuler ce matériau sans languette. La phase du coefficient de réflexion de la composante influencée est récupérée. La seconde étape est d'annuler d_1 et d'introduire la languette. Il suffit alors de trouver les valeurs de la hauteur et de la largeur (E_c et A_c) de cet élément permettant de revenir à la phase obtenue précédemment.

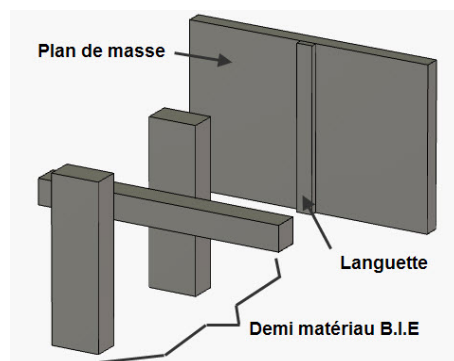


Figure IV.39 : Détermination de la largeur et de l'épaisseur de la languette

Après avoir décrit la nouvelle conception, des simulations ont été refaites, mais cette fois-ci le diamètre de l'antenne n'est plus infini. Le diamètre intérieur a été agrandi jusqu'à 315 mm soit un diamètre extérieur de 350 mm (épaisseur de l'anneau de 17.5 mm). Une étude a montré que ce diamètre permettait d'avoir un bon taux d'ellipticité sans être trop pénalisé par

la présence de l'anneau, car l'antenne est surdimensionnée. En effet, pour obtenir une antenne à 24 dBi de directivité et des lobes secondaires inférieurs à -25 dB, une dimension de 7λ est suffisante. Dans notre cas, cette dimension est voisine de 9λ non pas en raison de la directivité, mais plutôt pour avoir le meilleur taux d'ellipticité.

III.4.2 - L'adaptation, la directivité et le taux d'ellipticité

Dans le cas de l'antenne précédente, la distance d_1 est supérieure à 0. Cela signifie que la hauteur de cavité sera $13.54 + 0.12$ mm, soit 13.66 mm. Après optimisation, la largeur et l'épaisseur des languettes sont respectivement de 1 mm et 1.15 mm. La **Figure IV.40** compare l'adaptation de l'antenne carrée à celle de la nouvelle antenne. Elle montre une bonne similitude entre les deux configurations, signe que les changements n'ont pas trop influencé les caractéristiques électromagnétiques de l'antenne. La **Figure IV.41** compare quant à elle les directivités obtenues (polarisation gauche).

Un léger décalage (50 MHz) a été engendré à cause probablement d'un maillage différent entre les deux structures. La forme et le niveau sont néanmoins semblables, même si une augmentation de directivité de 0.5 dB est observée. Pour finir, le taux d'ellipticité reste inférieur à 1 dB sur la bande de fonctionnement (**Figure IV.42**). Le fait d'avoir modifié le design de l'antenne n'a donc pas détérioré ses performances.

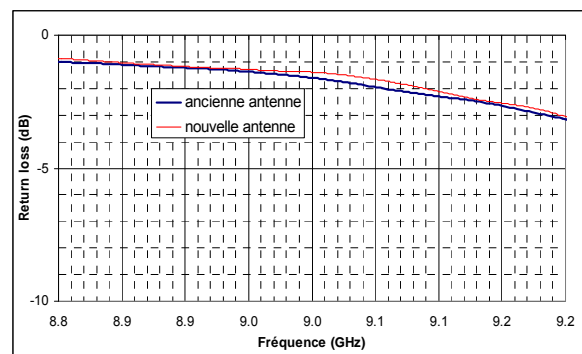


Figure IV.40 : Adaptation de la nouvelle configuration

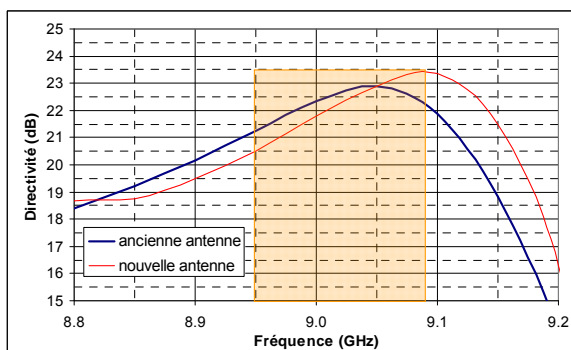


Figure IV.41 : Directivité de la nouvelle configuration

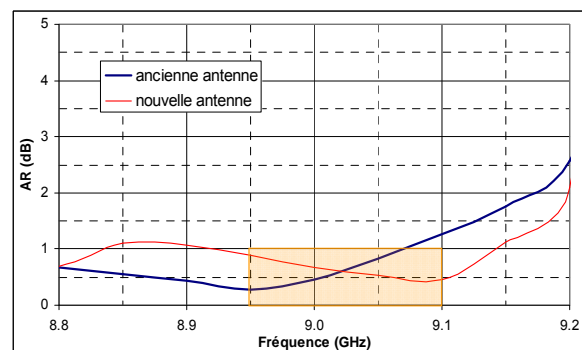


Figure IV.42 : Taux d'ellipticité de la nouvelle configuration

III.4.3 - Rayonnement

Le changement de design n'a pas trop modifié la forme du rayonnement. Une augmentation des lobes diffus est visible, mais le niveau reste tout de même inférieur à -25 dB (**Figure IV.43**). Concernant les performances du rayonnement suivant les différents plans à 9.1 GHz, fréquence permettant une meilleure comparaison, une dégradation se produit au-delà d'un angle $\pm 20^\circ$ par rapport au cas précédent (**Figure IV.44**), et il est aussi plus "chahuté". Le diagramme de rayonnement en taux d'ellipticité est détérioré plus rapidement (**Figure IV.45**). En effet l'angle sur lequel le taux d'ellipticité est inférieur à 1 dB est maintenant de $\pm 4^\circ$. Il faut accepter un taux d'ellipticité de 3 dB pour garder la précédente spécification de $\pm 10^\circ$. La raison de cela est qu'il n'est plus possible de conserver une quadrature de phase sur une plage angulaire importante. Pour les autres fréquences, la conclusion est similaire. L'ajout d'un anneau autour du demi-matériau et la présence des languettes sont les causes de cette dégradation.

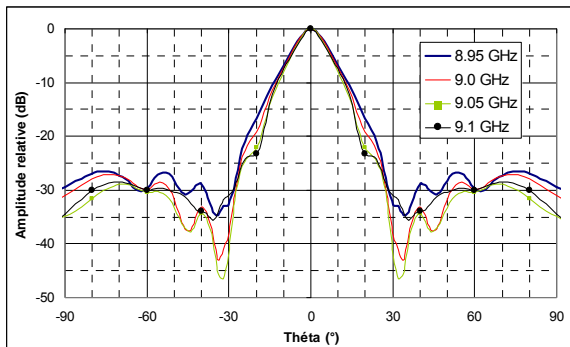


Figure IV.43 : Diagramme de rayonnement théorique en polarisation gauche (plan $\varphi = 0^\circ$) de la nouvelle antenne

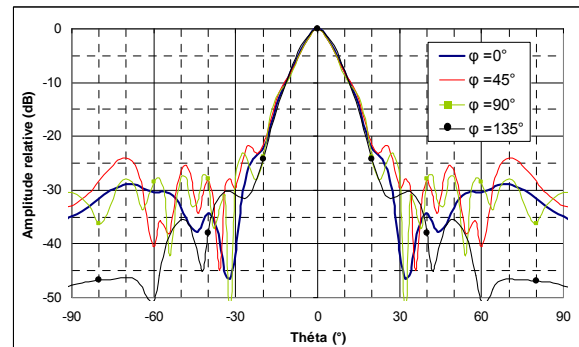


Figure IV.44 : Diagramme de rayonnement théorique en polarisation gauche à 9.1 GHz en fonction des plans φ (nouvelle antenne)

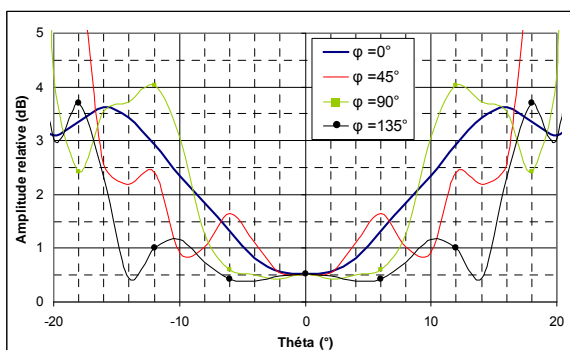


Figure IV.45 : Diagramme de rayonnement théorique en taux d'ellipticité à 9.1 GHz en fonction des plans φ (nouvelle antenne)"

III.4.4 - Tolérances mécaniques souhaitables

Dans ce paragraphe, les tolérances mécaniques acceptables sur les différents paramètres ont été déterminées afin de conserver un taux d'ellipticité inférieur à 1 dB. Pour cela, tous ces paramètres ont été augmentés de 5% sauf la hauteur de la cavité (+15 μm) et l'orientation de l'onde à l'entrée du cornet (47° au lieu de 45°). Le **Tableau IV.3** montre les valeurs de ces tolérances. En annexe IV.2 se trouve les figures du taux d'ellipticité et des composantes E_θ et E_ϕ en fonction de ces changements. Comme attendu, la hauteur de cavité est le paramètre le plus contraignant. Ces tolérances peuvent être augmentées si la contrainte retenue est une valeur de 3 dB. Cependant, la tolérance d'une réalisation standard de pièces mécaniques est $\pm 100 \mu\text{m}$. Afin de minimiser les coûts, c'est cette valeur qui sera retenue pour tous les éléments de l'antenne sauf celle de la hauteur de cavité qui devra être quasi parfaite. C'est pourquoi il faut pouvoir optimiser les résultats obtenus sur le prototype. Dans cette optique, deux usinages de la hauteur des languettes ont été demandés dans le devis.

L'intérêt de réduire la fréquence de fonctionnement de l'étude à 9 GHz semble maintenant évident. A 30 GHz, les tolérances auraient diminué d'un rapport proche de 3 entraînant un coût prohibitif même avec la possibilité de réglage. A cela, il faut rajouter la planéité des grilles. L'expérience montre qu'une planéité de $\pm 5 \mu\text{m}$ à 30 GHz est nécessaire, ce qui implique une planéité de $\pm 15 \mu\text{m}$ à 9 GHz pour ne pas trop détériorer les performances de l'antenne.

Paramètre	Tolérance (μm)	Paramètre	Tolérance (μm)
h_{cav}	$\pm 10 \mu\text{m}$	E_y	$\pm 80 \mu\text{m}$
A_x	$\pm 50 \mu\text{m}$	$d2$	$\pm 100 \mu\text{m}$
A_y	$\pm 80 \mu\text{m}$	P_x	$\pm 50 \mu\text{m}$
E_x	$\pm 50 \mu\text{m}$	P_y	$\pm 50 \mu\text{m}$
Angle de polarisation	$\pm 1^\circ$		

Tableau IV.3 : Tolérances mécaniques de l'antenne B.I.E à 9 GHz.

III.4.5 - Résultats expérimentaux

III.4.5.a - *La description du prototype*

L'antenne a été réalisée par la société PROTOTIG, La Foresterie 87220 Boisseuil. Les différents plans mécaniques se trouvent en annexe IV.3. Tous les éléments sont en aluminium

ENAW 2017 [ALCU4MGSI] sauf le demi-matériau B.I.E qui est en acier 40CMD8. Les photographies suivantes montrent l'antenne réalisée (**Photographie IV.1 à IV.6**)



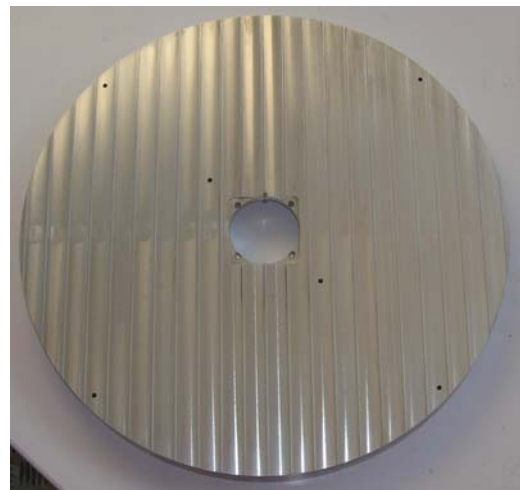
Photographie IV.1 : Antenne réalisée (vue de côté)



Photographie IV.2 : Antenne réalisée (vue arrière)



Photographie IV.3 : Antenne réalisée (vue arrière)



Photographie IV.4 : plan de masse



Photographie IV.5 : Matériau B.I.E



Photographie IV.6 : cornet réalisé

Pour connecter ce prototype à la base compacte d'XLIM, il faut une transition guide/coaxiale (Flann microwave 16094-SF40), mais le guide d'entrée de cet élément est un guide rectangulaire WR90. Il faut donc une transition guide rectangulaire/circulaire (Flann microwave 16644) pour pouvoir la connecter à l'antenne. Les caractéristiques de ces deux transitions sont en annexe IV.4. Finalement, le cornet est fait dans un cylindre dont le diamètre extérieur correspond à celui de la bride standard de la transition guide circulaire/rectangulaire.

III.4.5.b - *L'adaptation*

La **Figure IV.46** compare les adaptations théorique et mesurée. Le prototype semble mieux adapté qu'en théorie. Une différence de l'ordre de 0.5 dB est visible. Cependant, il faudra attendre le résultat de la directivité pour savoir si cet écart n'est pas dû en grande partie à un décalage fréquentiel.

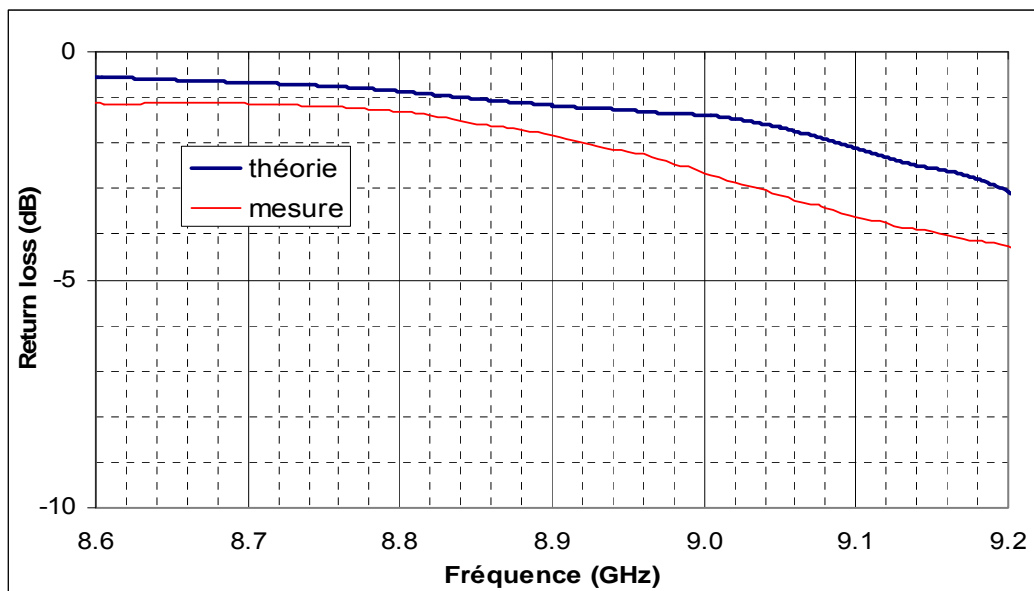


Figure IV.46 : Comparaison des adaptations simulée et mesurée (antenne non adaptée)

III.4.5.c - *Mesure des composantes E_θ et E_ϕ*

La **Figure IV.47** représente la réponse fréquentielle théorique des deux composantes E_θ et E_ϕ au point $\varphi = 0$, $\theta = 0$, la **Figure IV.48** représente les réponses mesurées. Les valeurs sont données en gain réalisé. La première remarque est que l'antenne fonctionne à une fréquence plus faible que la théorie (9.025 au lieu de 9.1 GHz) soit un décalage de 75 MHz (0.8%), ce qui est acceptable. La valeur du gain est presque identique aux erreurs expérimentales près (± 0.4 dB). L'écart entre les deux composantes est légèrement plus élevé en pratique, mais l'important est que la fréquence pour laquelle le maximum de gain intrinsèque est obtenu soit

identique pour les deux composantes. La probabilité d'avoir un bon taux d'ellipticité est forte. A noter que la diminution de la longueur du cornet a bien supprimé l'effet parasite produit par une résonance le long du cornet.

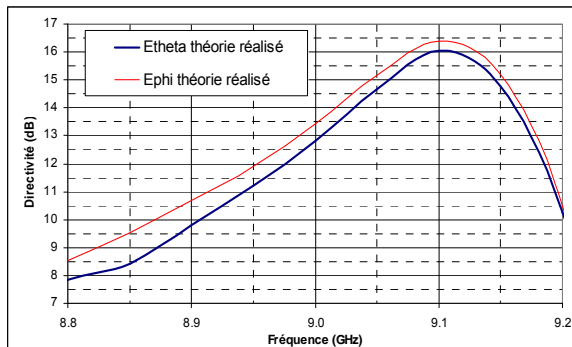


Figure IV.47 : Composantes théoriques E_θ et E_ϕ en gain réalisé (antenne non adaptée)

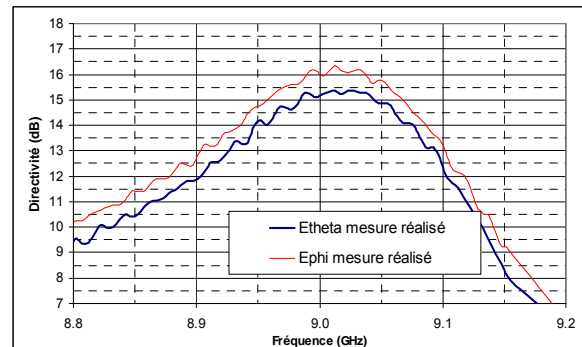


Figure IV.48 : Composantes mesurées E_θ et E_ϕ en gain réalisé (antenne non adaptée)

III.4.5.d - Directivité

La **Figure IV.49** donne la comparaison des directivités en champ total simulée et mesurée ($\varphi = 0$ et $\theta = 0$) pour ne pas être gêné par la qualité de la polarisation de l'antenne. La mesure est faite à partir de 12 plans de coupe pour chaque composante. Il semble que le décalage réel soit plutôt de 100 MHz.

Cet écart aurait pu être compensé par un changement de la hauteur des entretoises de la cavité. Par contre, il aurait fallu ajuster la hauteur des languettes pour rattraper l'effet sur la fréquence de fonctionnement (voir annexe IV.2). La directivité maximale mesurée est 22.5 dBi au lieu de 23.3 dBi en théorie. Cependant sur la bande de 150 MHz du cahier des charges (500 MHz à 30 GHz), la directivité est supérieure à 20 dBi comme souhaité.

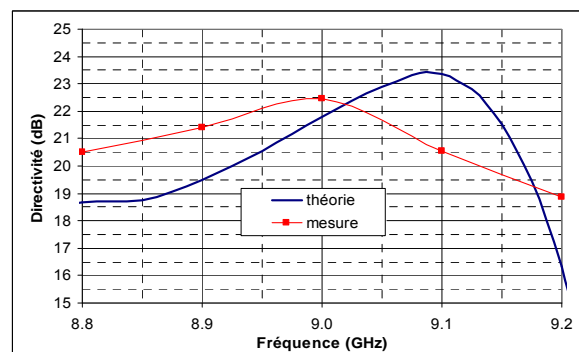


Figure IV.49 : Comparaison entre les directivités simulée et mesurée (antenne non adaptée)

La **Figure IV.50** compare en champ total la directivité, le gain intrinsèque et le gain réalisé. Le gain réalisé maximal est de 19 ± 0.4 dBi. Le gain intrinsèque varie dans la bande de 150 MHz de 18.5 à 21.5 ± 0.4 dBi, ce qui entraîne une perte intrinsèque moyenne de 1 ± 0.4 dB. Cette valeur est sans doute plus importante que la réalité en raison de la surévaluation de la directivité.

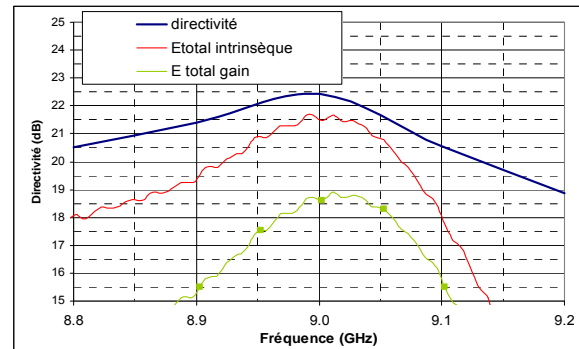


Figure IV.50 : Comparaison en champ total de la directivité, du gain intrinsèque et du gain réalisé

En effet, la mesure de cette spécification est faite sur 12 plans de coupe ϕ dans une plage angulaire de $\pm 90^\circ$ au lieu de 180° . Cela signifie que le rayonnement arrière est considéré comme nul, ce qui n'est pas le cas en réalité. En théorie, le logiciel CST Microwave Studio ne trouve pas de perte d'antenne même en prenant des matériaux réels.

III.4.5.e - Le taux d'ellipticité

Comme nous pouvions nous y attendre, le taux d'ellipticité mesuré est semblable à la théorie (**Figure IV.51**). Il est presque inférieur à 1 dB sur toute la bande de fonctionnement. Cette valeur est engendrée en grande partie par l'écart entre les modules des deux composantes. Cela signifie que la quadrature de phase entre ces dernières a été obtenue.

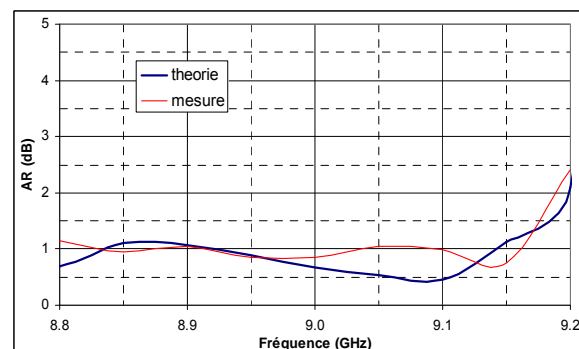


Figure IV.51 : Comparaison entre les taux d'ellipticité simulé et mesuré (antenne non adaptée)

III.4.5.f - Le rayonnement

La **Figure IV.52** et la **Figure IV.53** comparent le rayonnement en polarisation circulaire gauche de l'antenne théorique et du prototype pour deux fréquences ($\phi = 0^\circ$). Le choix des fréquences a été fait de la manière suivante. Pour chaque cas, la fréquence f_c correspondant au maximum de directivité a été prise. La seconde correspond à une fréquence inférieure de 100 MHz à la première. Les rayonnements sont semblables, même si celui

mesuré à 8.9 GHz est plus perturbé. Des épaulements apparaissent sur le lobe principal. Ces épaulements sont de plus en plus visibles si la fréquence diminue et s'éloigne de la fréquence f_c .

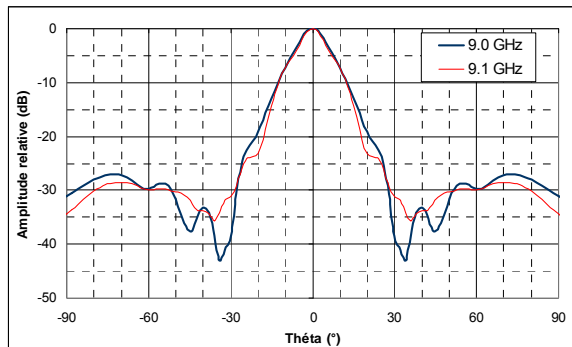


Figure IV.52 : Diagramme de rayonnement théorique en polarisation gauche (plan $\varphi = 0^\circ$)

Ceci est dû en grande partie à la composante E_θ sur ce plan de coupe. Par exemple la **Figure IV.54** montre une comparaison entre la théorie et la mesure de cette composante à 8.8 GHz. Elle permet de dire que le phénomène est présent même en théorie ce qui élimine un problème de réalisation. La cartographie à 8.8 GHz du champ électromagnétique au niveau du plan de masse (**Figure IV.55**) montre la présence d'un niveau important de la composante E_z (2 fois plus faible que les composantes principales). Cette dernière est produite dans le cornet, se propage le long de l'antenne et vient perturber les autres composantes E_x et E_y . La solution est de supprimer cette propagation ou la réduire. L'ajout de fente en sortie du cornet peut être une méthode. Quel que soit le plan de coupe, la composante E_θ est celle qui est la plus influencée surtout pour le plan $\varphi = 45^\circ$ qui contient la majorité de cette composante.

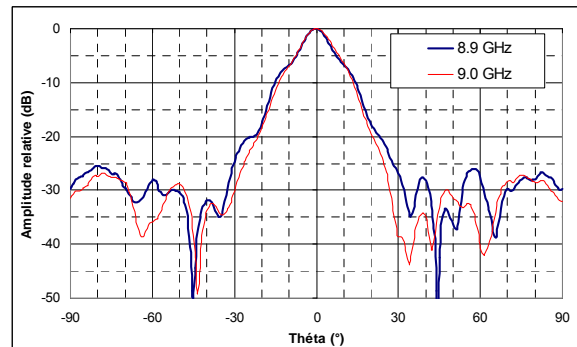


Figure IV.53 : Diagramme de rayonnement mesuré en polarisation gauche (plan $\varphi = 0^\circ$)

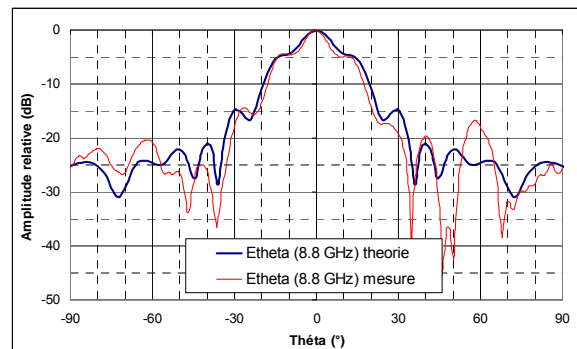


Figure IV.54 : Diagramme de rayonnement E_θ théorie et mesuré (plan $\varphi = 0^\circ$) à 8.8 GHz

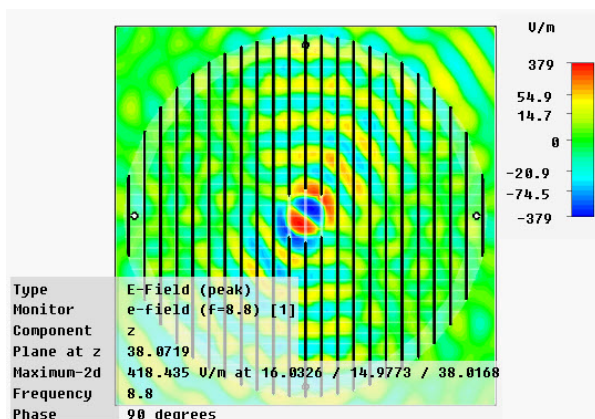


Figure IV.55 : Cartographie de la composante E_z au niveau du plan de masse

Cependant dans la bande de fréquences d'utilisation de l'antenne, 8.95 – 9.1 GHz en théorie et 8.85 - 9 GHz sur le prototype, les épaulements semblent disparaître. La **Figure IV.56** le confirme. En effet, le rayonnement mesuré en polarisation circulaire gauche à 9 GHz est identique quel que soit le plan φ dans le lobe principal. Par contre, comme en théorie, au-delà de 20° , il fluctue de manière importante sauf pour le plan $\varphi = 135^\circ$, ce qui est visible sur la représentation 3D et iso niveau (**Figure IV.57** et **Figure IV.58**). Pour finir la **Figure IV.59** illustre le rayonnement en taux d'ellipticité à 9 GHz du prototype. Aux erreurs expérimentales près, il est conforme à la théorie, c'est-à-dire que l'angle d'ouverture est inférieur à $\pm 4^\circ$.

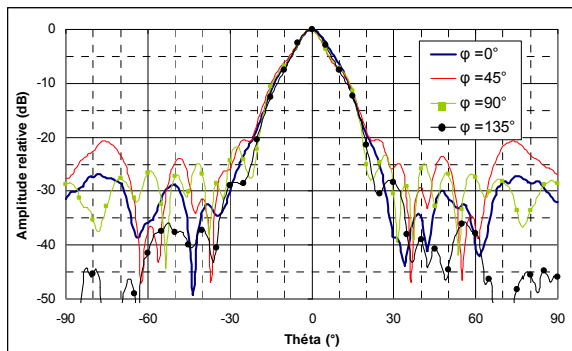


Figure IV.56 : Diagramme de rayonnement mesuré en polarisation gauche à 9.0 GHz en fonction des plans φ

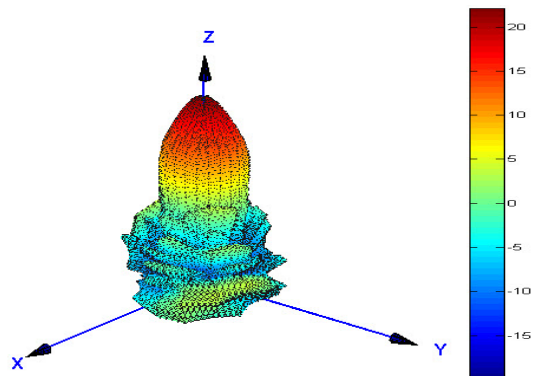


Figure IV.57 : Représentation 3D à 9 GHz en polarisation gauche

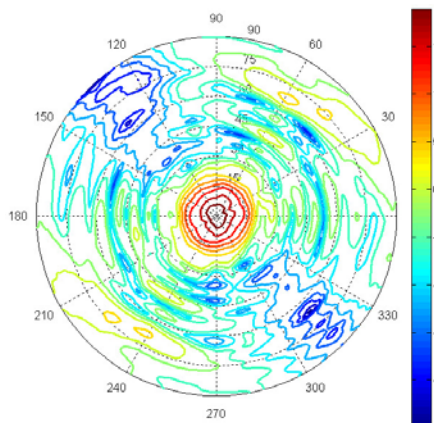


Figure IV.58 : Représentation iso niveau à 9 GHz en polarisation gauche

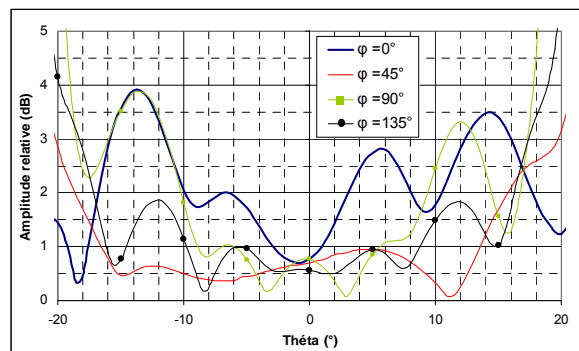


Figure IV.59 : Diagramme de rayonnement mesuré en axial ratio à 9 GHz en fonction des plans φ

En conclusion, les spécifications de l'antenne réalisée sont similaires à la théorie. Il n'y a pas eu besoin d'optimiser l'antenne pour obtenir ce résultat, preuve d'une réalisation de qualité. Reste à examiner le comportement de l'antenne adaptée.

III.5 - Antenne B.I.E "autopolarisante" – antenne prototype adaptée

Le paragraphe précédent a présenté les caractéristiques de l'antenne dans le cas où celle-ci n'est pas adaptée. Il reste à voir son comportement lorsqu'elle est adaptée et savoir si le dysfonctionnement rencontré lors des précédentes études (polariseur en guide d'ondes à l'entrée et PLM) est présent pour cette configuration. Comme auparavant, deux solutions sont envisageables pour améliorer l'adaptation de l'antenne. La première est de réaliser un filtre-antenne adaptatif à l'entrée du cornet et la seconde est d'utiliser une pastille d'adaptation au niveau de l'ouverture du cornet. C'est la seconde qui a été étudiée.

III.5.1 - La méthode d'adaptation

Une nouvelle pastille d'adaptation placée dans l'ouverture du cornet a été créée par Monsieur Régis CHANTALAT. L'idée est d'éviter d'avoir des éléments résonants pour adapter comme c'était le cas pour la pastille "six fentes" dans l'espoir d'augmenter la bande d'adaptation. C'est pourquoi une pastille grille a été conçue (**Figure IV.60**) permettant d'avoir un coefficient de réflexion de l'ensemble (cornet + pastille) égale au conjugué de celui du demi-matériau B.I.E. Le seul problème de cette pastille est que la phase de son coefficient de réflexion est positive. Pour adapter l'ensemble, il faudrait la placer au dessus du plan de masse, ce qui perturberait l'antenne. Pour remédier à cela, le principe de Babinet a été utilisé (**Figure IV.61**). Ainsi, cette pastille va être placée en dessous du plan de masse. Une pastille a été ajoutée avec quatre fentes non résonantes à la fréquence de fonctionnement (**Figure IV.62**) au niveau du plan de masse afin de polariser correctement l'accès. Elle a très peu d'influence sur l'adaptation. Pour optimiser l'adaptation, il suffit alors d'ajuster l'épaisseur, les lignes et la position de la pastille. A noter qu'avec simplement 4 fentes, la directivité de cornet n'atteint plus que 11.6 dBi. Les plans mécaniques de ces deux éléments sont en annexe IV.3.

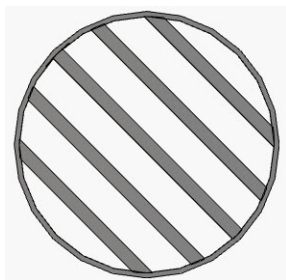


Figure IV.60 : Pastille d'adaptation grille

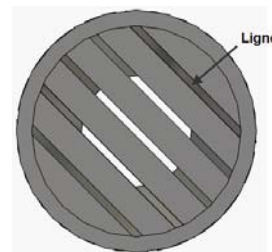


Figure IV.61 : Pastille d'adaptation grille utilisant le principe de Babinet

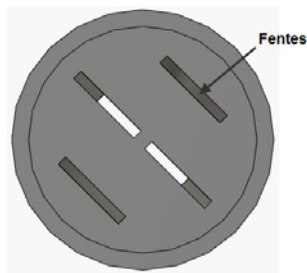


Figure IV.62 : Pastille de dépolariation

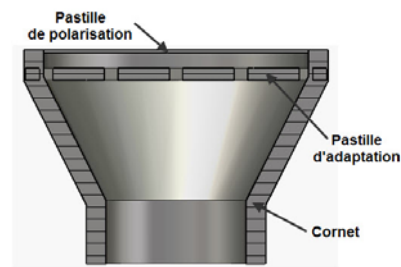


Figure IV.63 : Cornet avec pastilles d'adaptation

III.5.2 - Le fonctionnement initial

III.5.2.a - La directivité

La **Figure IV.64** compare les directivités en champ total de l'antenne adaptée et non adaptée par la pastille. La première remarque est que la fréquence f_c n'est pas similaire dans les deux cas. Une légère diminution de la directivité est apparue au moment de l'adaptation de l'antenne en raison d'une directivité du cornet plus faible dans le second cas.

III.5.2.b - L'adaptation

La **Figure IV.65** visualise l'effet de la pastille sur l'adaptation. L'antenne est maintenant adaptée entre 8.96 et 9.06 GHz soit 100 MHz. Ceci représente à 30 GHz une adaptation de plus de 300 MHz (triple de celle obtenue lors de l'étude de l'antenne B.I.E avec le PLM).

III.5.2.c - Le taux d'ellipticité

Les précédentes configurations pour obtenir une antenne à polarisation circulaire d'une antenne B.I.E alimentée par un cornet avaient montré que le fonctionnement était différent en présence d'une pastille d'adaptation. L'antenne "autopolarisante" ne déroge pas à la règle. En effet, le fait d'introduire une pastille détériore le taux d'ellipticité (**Figure IV.66**). La raison en est que le champ électromagnétique dans la cavité n'est plus exactement en polarisation linéaire. Cette polarisation elliptique entraîne une réponse fréquentielle différente de chaque composante (**Figure IV.67**). Le niveau de l'une a été augmenté et l'autre a été réduit. Cet effet est similaire à celui d'une rotation de l'angle de polarisation vue au paragraphe III.4.4 - . Au final, dans la bande de fonctionnement de l'antenne (8.90-9.05 GHz), le taux d'ellipticité est supérieur à 1 dB et monte jusqu'à 5 dB. La variation d'amplitude n'explique pas tout. En effet, il faut lui associer une erreur sur la quadrature de phase (**Figure IV.68**). Au lieu de rester

autour de 90° , la différence de phase entre les deux composantes E_θ et E_ϕ varie jusqu'à 57° à f_c .

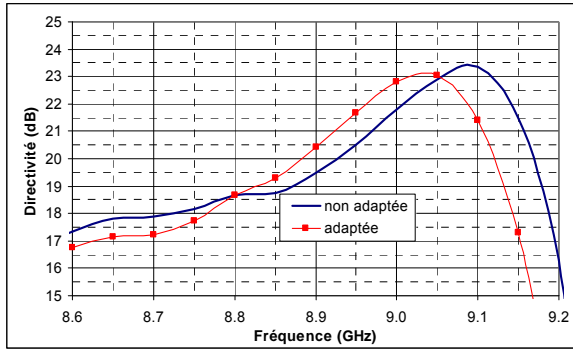


Figure IV.64 : Comparaison des directivités de l'antenne adaptée et non adaptée

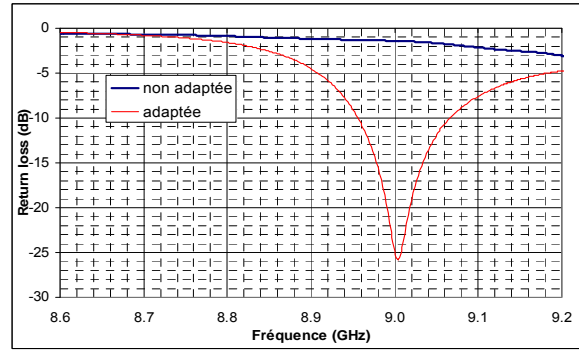


Figure IV.65 : Comparaison des adaptations de l'antenne adaptée et non adaptée

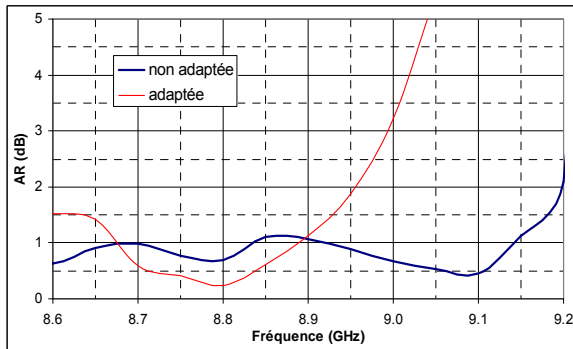


Figure IV.66 : Comparaison des taux d'ellipticité de l'antenne adaptée et non adaptée

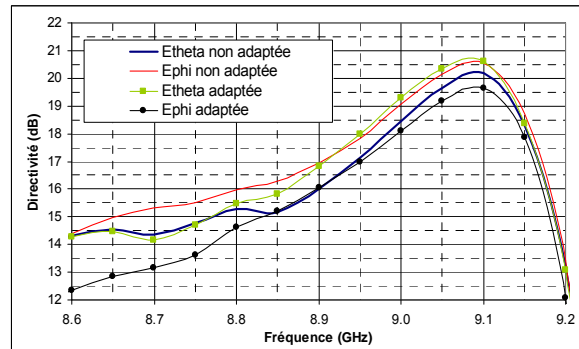


Figure IV.67 : Comparaison des composantes E_θ et E_ϕ des antennes adaptée et non adaptée

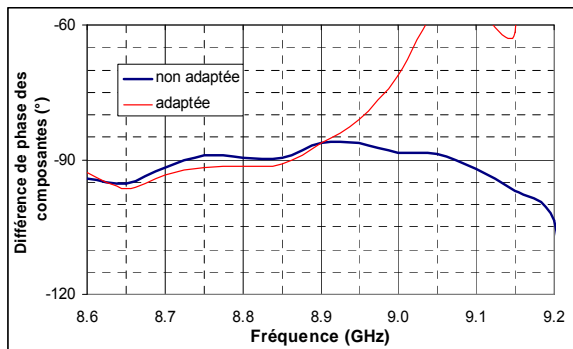


Figure IV.68 : Comparaison de la différence de phase des composantes E_θ et E_ϕ des antennes adaptée et non adaptée

III.5.2.d - Schéma explicatif de la détérioration du taux d'ellipticité

Une explication plausible est celle déjà donnée dans le chapitre III : au niveau de la cavité, la polarisation croisée de l'onde réfléchie par les différentes couches du matériau B.I.E a un niveau plus important que celui obtenu dans le cas de l'antenne non adaptée. Elle est réfléchie au niveau de la pastille en raison de l'orientation des fentes et vient s'ajouter à l'onde incidente. En raison de son niveau plus élevé, elle dépolarise l'onde incidente d'une manière d'autant plus importante que l'adaptation est de qualité (**Figure IV.69**). Il faut associer à cela la présence physique de la pastille qui modifie la fréquence de fonctionnement de l'antenne comme cela a été expliqué dans le chapitre III.

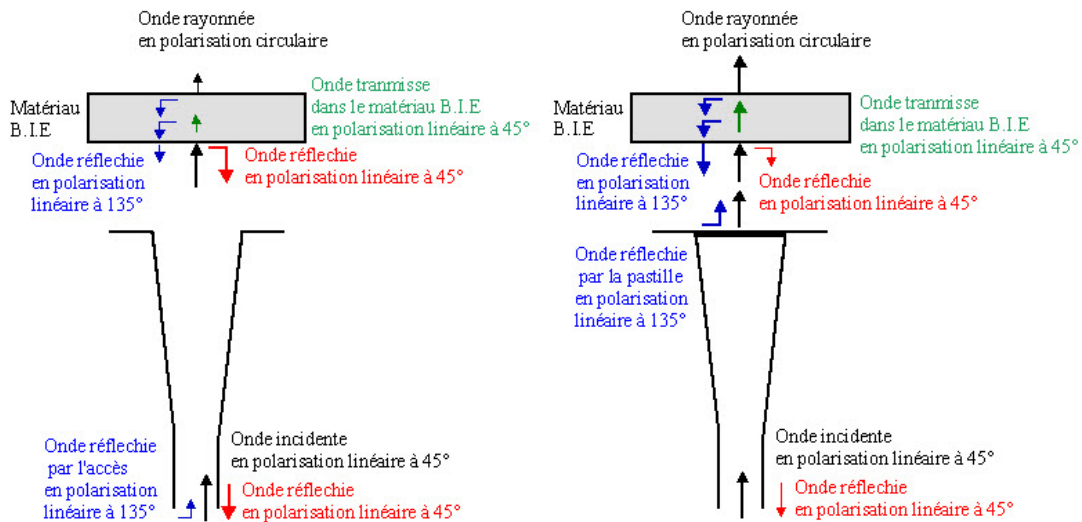


Figure IV.69 : Comparaison des différentes ondes mises en jeu dans l'antenne

Il faut trouver une solution permettant de résoudre ce problème. L'idée est de forcer le champ dans la cavité à rester en polarisation linéaire orientée à 45° .

III.5.3 - Modification de l'antenne

III.5.3.a - Solution pour améliorer les performances

Une solution est d'introduire une barre métallique orientée à 90° par rapport à la polarisation de la source (**Figure IV.70 et Photographie IV.7**). Elle doit être spécialement prévue pour garantir cette condition et pour ne pas trop perturber l'étalement du champ électromagnétique. Pour cela, une ouverture au niveau du cornet a été faite (**Figure IV.71**). La hauteur de la barre est identique à la hauteur de cavité ce qui va permettre de garantir une bonne planéité du demi-matériau B.I.E. Le plan de cet élément se trouve en annexe IV.3.



Photographie IV.7 : Nouveau matériau
B.I.E

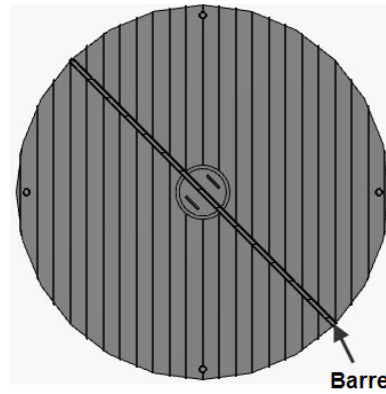


Figure IV.70 : Barre de maintien de la polarisation (vue de dessus)

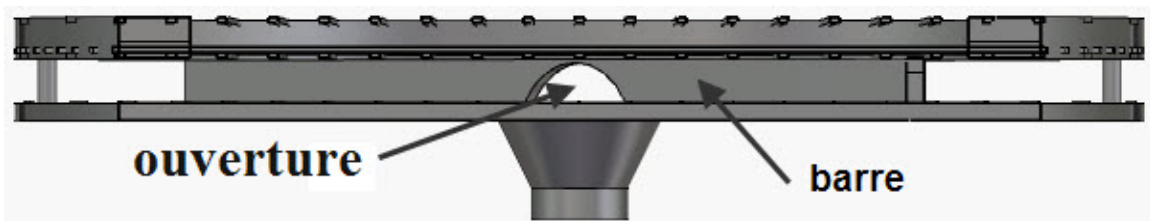


Figure IV.71 : Barre de maintien de la polarisation (vue de côté).

L'ouverture de l'iris est légèrement supérieure à celle du cornet (**Figure IV.72**). Pour cela, le centre de cet iris se trouve en dessous du haut du plan de masse de 13.3 mm et le diamètre est de 26 mm. Ainsi, l'espace entre le haut de la barre et l'iris est le plus faible possible (1 mm). L'épaisseur de la barre est 4 mm.

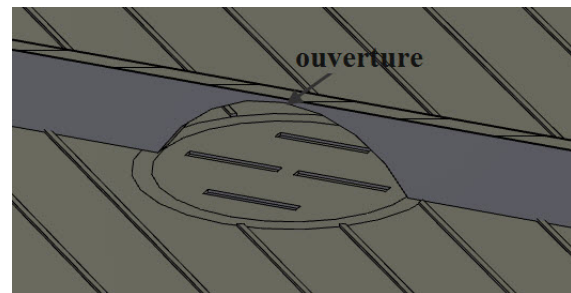


Figure IV.72 : Iris de la barre de maintien de polarisation

III.5.3.b - La directivité

La directivité théorique en champ total dans l'axe ($\varphi = 0^\circ$ et $\theta = 0^\circ$) est plus faible d'environ 1 dB (**Figure IV.73**) par rapport au cas sans barre. Ceci est dû en grande partie à une modification de l'étalement du champ électromagnétique au niveau de la cavité. Dans cette configuration, la fréquence f_c a été décalée de près de 50 MHz signe encore d'un fonctionnement modifié de l'antenne.

La comparaison des directivités théorique et mesurée en champ total (**Figure IV.73**) montre un nouveau décalage fréquentiel de plus de 100 MHz, ce qui est légèrement plus important que celui du cas sans pastille. Au final, la directivité du prototype est supérieure à

20 dBi sur une bande de 150 MHz, ce qui était recherché. Concernant la comparaison de la directivité, du gain intrinsèque et du gain réalisé en champ total (**Figure IV.74**), elle montre des pertes intrinsèques voisines de 1 ± 0.4 dB. Aux incertitudes près, elles sont similaires au cas sans pastille d'adaptation.

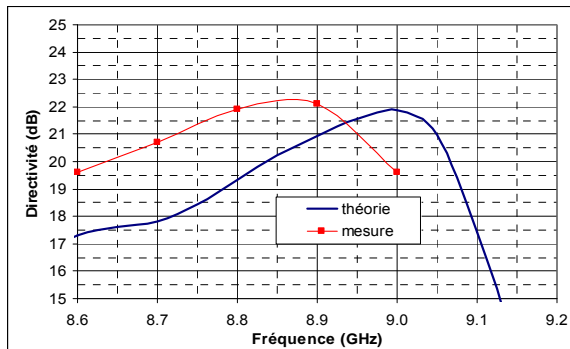


Figure IV.73 : Comparaison des directivités simulée et mesurée (antenne adaptée)

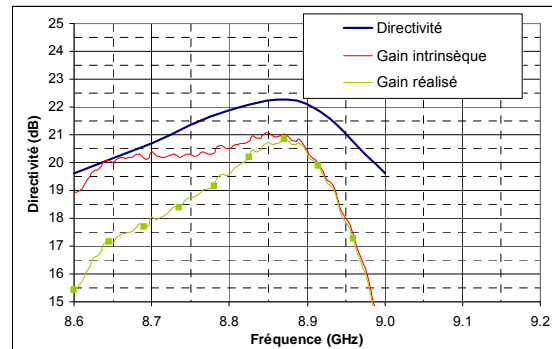


Figure IV.74 : Comparaison en champ total de la directivité, du gain intrinsèque et du gain réalisé

III.5.3.c - *L'adaptation*

En comparant la **Figure IV.65** et la **Figure IV.75**, la bande de 100 MHz d'adaptation obtenue sans la barre n'est pas acquise. Il faudrait reprendre la position de la pastille pour optimiser le résultat.

La **Figure IV.75** montre la comparaison des adaptations entre la théorie et la réalisation. La forme n'est pas exactement similaire. Même en rattrapant le décalage, les niveaux ne seront pas identiques. La première explication est que la pastille n'est pas réalisée et placée de la même manière qu'en simulation. La seconde est le fait que l'antenne sans pastille ne fonctionne pas à la même fréquence qu'en théorie. Le réglage obtenu des dimensions et de la position de cette pastille ne convient plus. Il faut savoir que ce réglage est délicat et que le moindre changement du demi-matériau B.I.E entraîne des variations sur les performances de l'adaptation.

Au final, sur la bande de rayonnement de l'antenne, l'adaptation n'est inférieure à -10 dB que sur une bande de fréquences de 30 MHz, ce qui est faible. Il aurait été intéressant d'avoir la possibilité de régler l'emplacement de la pastille grille, ce qui n'a pas été prévu pour une raison de coût. Malgré tout, le principe de ces pastilles est validé.

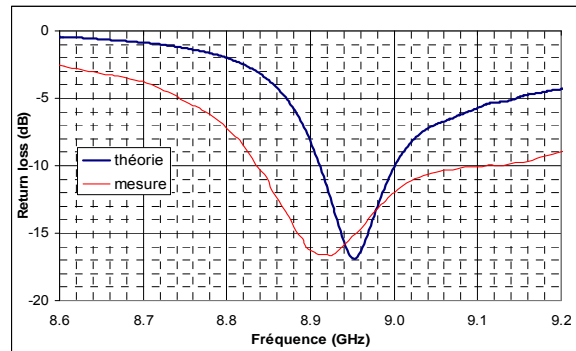


Figure IV.75 : Comparaison des adaptations simulée et mesurée (antenne adaptée)

III.5.3.d - Le taux d'ellipticité

Le fait d'avoir forcé le champ électromagnétique à être à 45° par rapport à l'axe (x) permet d'avoir le taux d'ellipticité recherché en théorie (**Figure IV.76**). La bande de fréquences théorique où ce paramètre est inférieur à 1 dB est de l'ordre de 300 MHz ($> 3\%$).

La comparaison entre la théorie et la réalisation montre une bonne concordance. Sur la bande de fonctionnement de l'antenne, le taux d'ellipticité réalisé est presque inférieur à 1 dB.

Comme cela a été dit précédemment, la hauteur des languettes permet d'ajuster le taux d'ellipticité en jouant sur la composante E_φ . En théorie, cette dimension est de 0.45 mm. En pratique, cette dimension a été modifiée 2 fois (1.15, 0.8 et 0.45 mm) et finalement la dernière hauteur est celle qui a permis d'avoir le meilleur taux d'ellipticité (**Figure IV.77**).

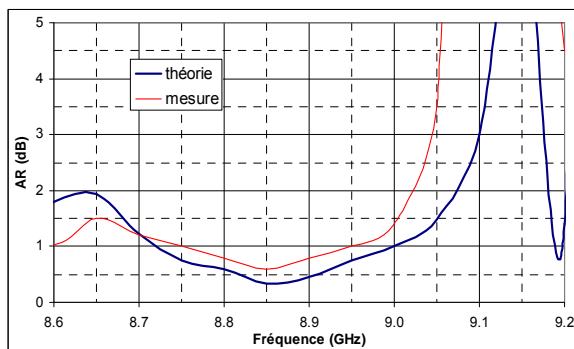


Figure IV.76 : Comparaison des taux d'ellipticité théorique et mesuré (antenne adaptée)

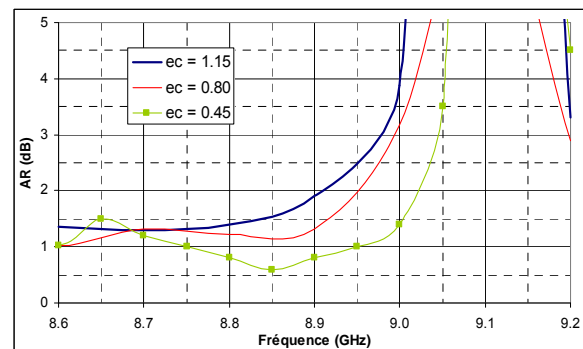


Figure IV.77 : Comparaison des taux d'ellipticité mesurés en fonction de la hauteur des languettes e_c (antenne adaptée)

III.5.3.e - Le rayonnement

Les **Figure IV.78** et **Figure IV.79** montrent les diagrammes de rayonnement en polarisation circulaire gauche théorique et mesuré pour deux fréquences. Ces dernières ont été

choisies comme précédemment (III.4.5.f -). Le résultat expérimental est conforme à la théorie. A noter que la présence de la pastille empêche la composante E_z créée par le cornet de se propager dans l'antenne. Au final, le rayonnement est moins perturbé dans certains plans de coupe surtout en début de bande.

L'évolution du rayonnement théorique (Figure IV.80) à la fréquence maximale suivant le plan de coupe φ est conforme à celui de l'antenne non adaptée. La Figure IV.81 montre ceux mesurés. Ils ne sont pas symétriques pour des raisons de qualité de réalisation en particulier au niveau de la planéité des grilles de l'antenne.

Pour finir, les rayonnements en taux d'ellipticité théorique et expérimental sont présentés respectivement sur les Figure IV.82 et Figure IV.83. Théoriquement, il n'est guère possible d'avoir un taux d'ellipticité inférieur à 1 dB sur une large plage angulaire. En pratique, il en est de même.

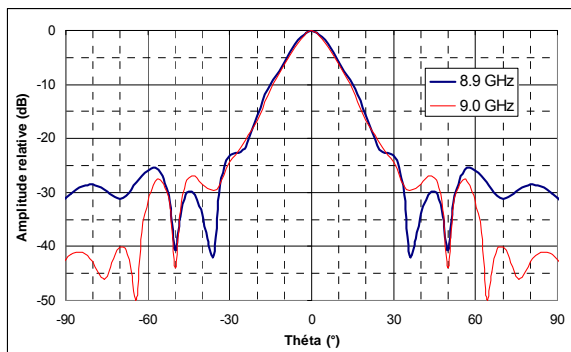


Figure IV.78 : Diagramme de rayonnement théorique en polarisation gauche (plan $\varphi = 0^\circ$)

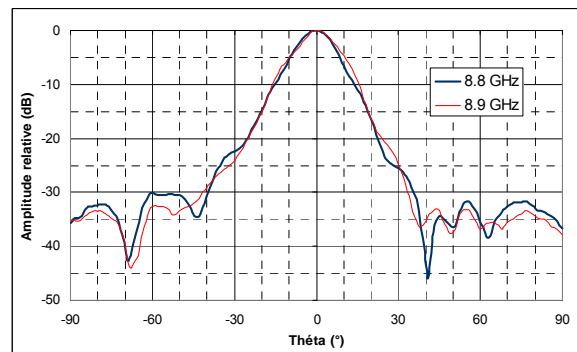


Figure IV.79 : Diagramme de rayonnement mesuré en polarisation gauche (plan $\varphi = 0^\circ$)

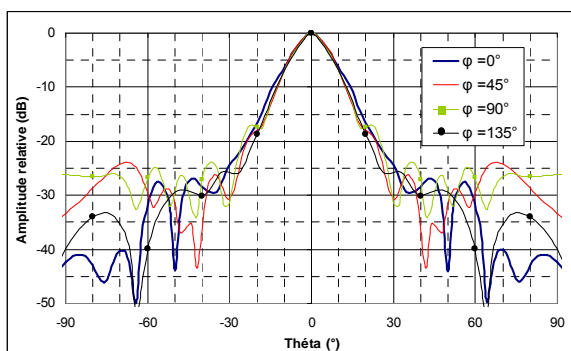


Figure IV.80 : Diagramme de rayonnement théorique en polarisation gauche à 9.0 GHz en fonction des plans φ

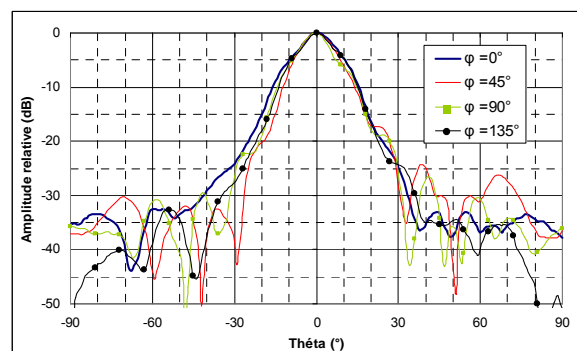


Figure IV.81 : Diagramme de rayonnement mesuré en polarisation gauche à 8.9 GHz en fonction des plans φ

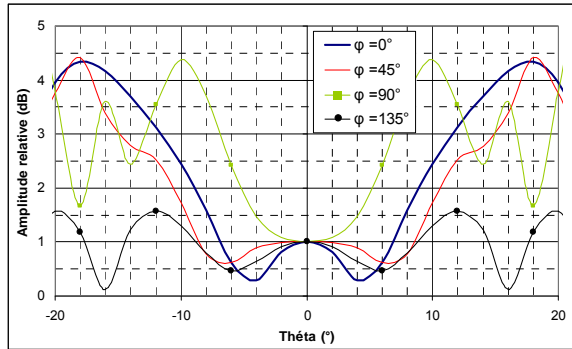


Figure IV.82 : Diagramme de rayonnement théorique en axial ratio à 9.0 GHz en fonction des plans φ

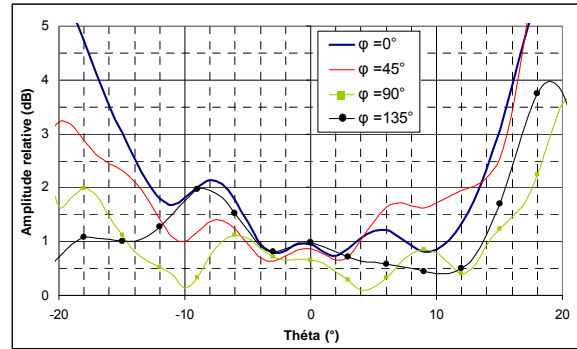


Figure IV.83 : Diagramme de rayonnement mesuré en axial ratio à 8.9 GHz en fonction des plans φ

En conclusion, l'antenne B.I.E "autopolarisante" est maintenant presque conforme au cahier des charges. Des réglages supplémentaires de la pastille d'adaptation auraient permis d'améliorer les performances de l'antenne.

Afin de faciliter la comparaison des différentes approches d'obtention d'une antenne B.I.E alimentée par un cornet en polarisation circulaire, le paragraphe suivant montre les performances de l'antenne "autopolarisante" à 30 GHz alimentée par le cornet de référence.

IV - ANTENNE B.I.E "AUTOPOLARISANTE" A 30 GHz

Pour faciliter la réalisation d'un prototype et en réduire le coût, la fréquence de l'antenne "autopolarisante" a été descendue à 9 GHz au lieu de 30 GHz, fréquence des travaux de la thèse. Il est bon de revenir à cette fréquence et de voir les performances de ce type d'antenne pour les comparer aux deux cas précédents. C'est pourquoi toutes les dimensions ont été diminuées du rapport $\frac{9.1}{30}$. De plus, pour une meilleure comparaison, le cornet de longue dimension a été réutilisé. Les pastilles d'adaptation n'ont pas été prises en compte.

La **Figure IV.84** montre l'adaptation de l'antenne à 30 GHz. Comme attendu, le niveau est supérieur à 2 dB. La **Figure IV.85** compare la directivité et le gain réalisé de cette antenne à $\varphi = 0$ et $\theta = 0$. La directivité est de l'ordre de 23 dBi. La fréquence maximale est 29.95 GHz. Sur 500 MHz, le niveau de cette spécification est supérieur à 20 dBi. Le changement de fréquence n'a pas d'influence sur ce résultat. Le gain intrinsèque est identique à la directivité. Le gain réalisé n'est pas satisfaisant en raison de l'adaptation. Il faut bien sûr adapter l'antenne pour espérer obtenir une antenne de qualité. La **Figure IV.86** montre le diagramme de rayonnement en polarisation gauche de cette antenne pour plusieurs fréquences. Il est de bonne qualité, meilleur que celui obtenu à 9 GHz. Le cornet "long" permet d'augmenter la

différence de niveau entre les composantes principales (E_x et E_y) et la composante E_z (niveau 4 fois plus faible). A 29.7 GHz, les lobes diffus sont inférieurs à -35 dB quel que soit le plan de coupe (**Figure IV.87**). Pour les autres fréquences, la conclusion est similaire.

Concernant le taux d'ellipticité, il est moins bon que celui espéré (**Figure IV.88**). En effet, il est supérieur à 1 dB sur 150 MHz de la bande de fréquences. Une des raisons est le décalage fréquentiel de plus de 50 MHz entre les deux composantes E_θ et E_ϕ . Ceci influence ensuite le déphasage entre ces composantes. Il n'est en effet plus exactement de 90° , mais plutôt de 100° . Un petit réglage des dimensions des languettes peut faire évoluer dans le bon sens le taux d'ellipticité. Pour finir, la **Figure IV.89** compare à 29.7 GHz, le rayonnement en taux d'ellipticité suivant différents plans ϕ . Il est conforme à ceux trouvés à 9 GHz. En conclusion, le passage à 30 GHz n'a pas trop détérioré le comportement de l'antenne "autopolarisante"

Par contre, le fait de remettre le cornet long améliore le rayonnement de l'antenne du fait que la composante E_z générée dans ce dernier est plus faible que celle produite par un cornet court. Par contre, il ne faut pas oublier que ce cornet peut dans certaines conditions être la source de résonances perturbant les spécifications d'ensemble de l'antenne. L'adaptation est bien sûr indispensable pour augmenter ses performances. La méthode exposée au moment de l'étude à 9 GHz est transposable à 30 GHz.

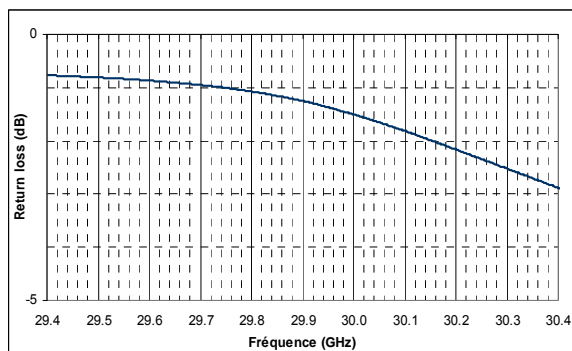


Figure IV.84 : Adaptation simulée de l'antenne 30 GHz non adaptée

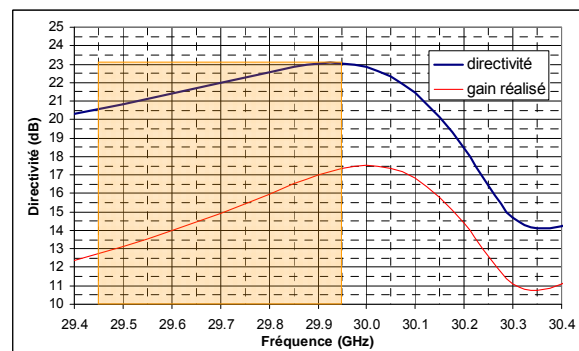


Figure IV.85 : Directivité et le gain réalisé en simulation de l'antenne 30 GHz non adaptée

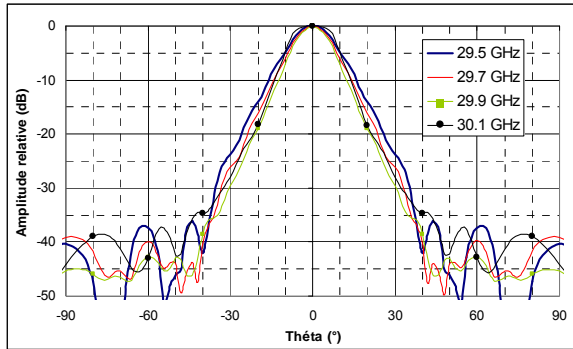


Figure IV.86 : Diagramme de rayonnement en polarisation gauche (plan $\varphi = 0^\circ$)

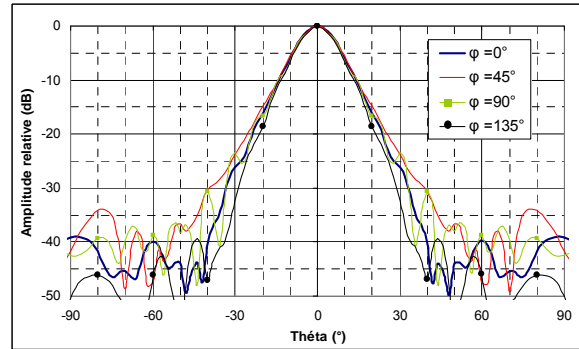


Figure IV.87 : Diagramme de rayonnement théorique en polarisation gauche à 29.7 GHz en fonction des plans φ

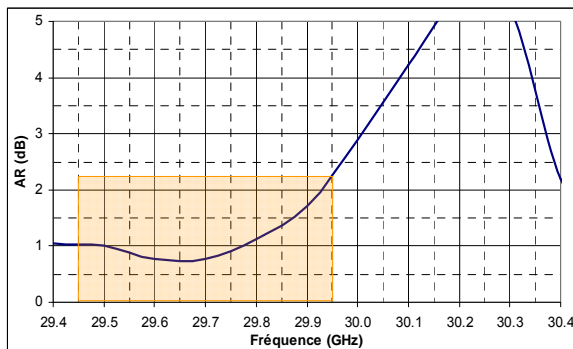


Figure IV.88 : Taux d'ellipticité simulé de l'antenne 29.7 GHz non adaptée

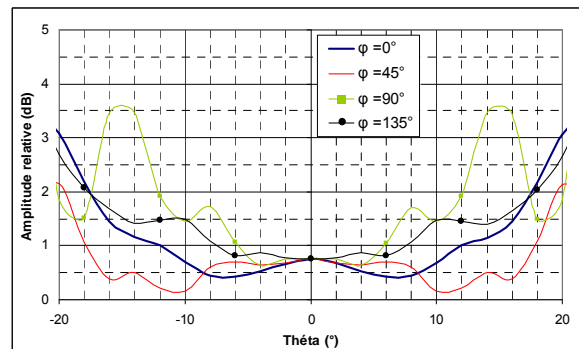


Figure IV.89 : Diagramme de rayonnement théorique en axial ratio à 29.7 GHz en fonction des plans φ

V - CONCLUSION

La dernière configuration pour l'obtention d'une antenne B.I.E à polarisation circulaire alimentée par un cornet, à savoir l'antenne B.I.E "autopolarisante", a été traitée dans ce chapitre. Le principe est la création d'un demi-matériau B.I.E ayant un double effet : l'effet B.I.E et l'effet polarisant.

Pour cela, ce matériau doit respecter les trois conditions suivantes :

$$\begin{aligned} \angle E_{r_x} &= \angle E_{r_y} \\ |E_{t_x}| &= |E_{t_y}| \text{ ou } |E_{r_x}| = |E_{r_y}| \\ \angle E_{t_x} &= \angle E_{t_y} + 90^\circ \end{aligned}$$

L'idée est de prendre comme point de départ le polariseur à lames métalliques. Pour le faire fonctionner en demi-matériau B.I.E, il faut le modifier pour obtenir un matériau partiellement réfléchissant tout en gardant l'effet polariseur. Pour cela, il suffit de modifier la largeur et l'épaisseur des lames. Il faut de plus ajouter une couche de barreaux dans l'autre

direction pour avoir un effet B.I.E sur les deux composantes, créant ainsi deux grilles distinctes. Le demi-matériau B.I.E est donc constitué de deux grilles métalliques.

Cependant, cette solution ne permet pas de garantir un taux d'ellipticité inférieur à 1 dB sur une large bande de fréquences en raison d'une variation fréquentielle différente de la phase du coefficient de réflexion de chaque composante. Le fait de remplacer la grille possédant la variation de phase la plus forte par deux grilles permet de réduire cette différence. Le demi-matériau B.I.E est donc constitué de trois grilles distinctes qu'il faut superposer de manière adéquate pour garantir les trois conditions précédentes (**Figure IV.90**).

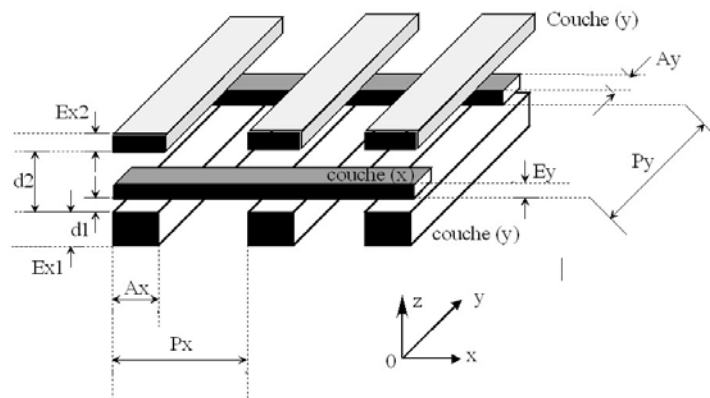


Figure IV.90 : Nouveau demi-matériau B.I.E "autopolarisant"

Cette optimisation est faite sur un motif élémentaire. Pour valider le principe, une antenne B.I.E à 9 GHz a été conçue. Le passage en antenne montre une très bonne concordance avec l'étude du motif élémentaire. Le taux d'ellipticité est inférieur à 1 dB sur 150 MHz, ce qui représente 500 MHz à 30 GHz. De plus, la directivité est supérieure à 20 dBi sur toute la bande de fréquences et le rayonnement est de très bonne qualité. La seule spécification non obtenue est l'adaptation. Elle est très mauvaise, car le cornet est chargé, non plus sur l'impédance de l'air, mais sur l'impédance du demi-matériau B.I.E.

Par contre, des modifications ont été faites pour faciliter la réalisation d'une antenne prototype ou pour optimiser le taux d'ellipticité. Ces modifications sont les suivantes :

- Un anneau de maintien de grilles
- Des languettes sur le plan de masse (**Figure IV.91**) pour annuler la distance entre les deux premières grilles (d_1) et pour ajuster la réponse fréquentielle d'une des composantes (E_θ ou E_ϕ).

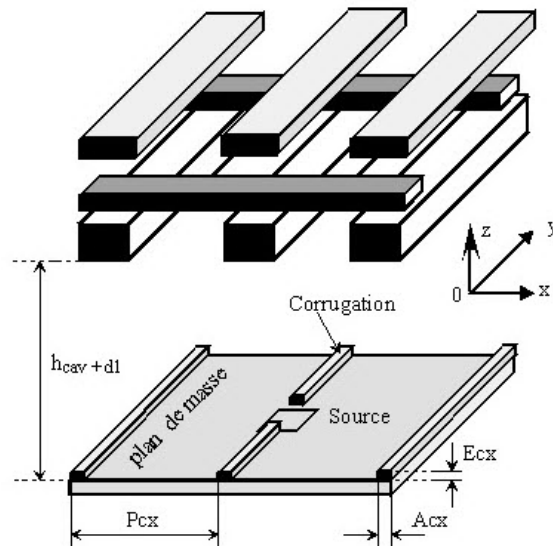


Figure IV.91 : Modification du design de l'antenne B.I.E "autopolarisante"

Pour adapter l'antenne, une nouvelle pastille a été introduite. Au lieu d'utiliser une pastille de fentes résonantes qui réduit la bande d'adaptation, le choix s'est porté sur une pastille "ligne". Ainsi, il est possible d'obtenir une bande d'adaptation de 100 MHz autour de 9 GHz.

Cet élément perturbe le fonctionnement de l'antenne, en particulier le taux d'ellipticité. Cette dégradation est due à la dépolarisation de l'onde présente dans la cavité. Une solution a été trouvée en forçant l'onde à rester en polarisation linéaire. Pour cela, une barre métallique orientée à 90° par rapport à la polarisation de l'antenne est introduite dans la cavité. Un iris au milieu de cette barre a été fait pour l'étalement de l'onde dans cette cavité. A noter que cette technique est valide dans le cas du polariseur à lignes à méandres.

Finalement, les spécifications recherchées sont obtenues en théorie et en réalisation, même si entre les deux un décalage fréquentiel est apparu.

Afin de pouvoir donner une conclusion générale sur les avantages et les inconvénients de cette technique, une simulation à 30 GHz a été faite en utilisant le cornet de référence. Les résultats obtenus sont performants, même si de légères modifications doivent être faites pour rattraper quelques imperfections.

A noter au fur et à mesure des discussions avec Régis CHANTALAT, il est apparu qu'il est sans doute possible de concevoir un matériau B.I.E sur un substrat double-face. Il n'est pas nécessaire de créer réellement un déphasage de 90° entre les deux couches. Le principe repose sur un chaînage particulier de trois couches. Le problème de cette technique par rapport à celle étudiée durant ces travaux est qu'elle ajoute une incertitude supplémentaire à savoir la caractérisation du substrat.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE IV

[IV.1] **M. DIBLANC**, "Développement du concept de l'antenne a résonateur B.I.E pour la génération de la polarisation circulaire" Thèse de doctorat – n°7-2006 – Université de Limoges – 20 mars 2006

[IV.2] **W. E. KNOCK**, "Metal-lens antennas", Proc IRE, vol. 34, pp 826 – 836

[IV.3] **W. E. KNOCK**, "Wave polarization shifter systems", US patent 2588249 (March 1952)

[IV.4] **F. M. WEIL**, "Circularly polarizing antenna assembly", US patent 2800657 (July 1957)

[IV.5] **J. L. VOKALIS**. "Antenna engineering handbook" Chapter 26 – Methods of polarization synthesis- 26-22

[IV.6] **R. SAULEAU - P. COQUET – D. THOUROUDE – J.P. DANIEL – T. MATSUI**, "Radiation characteristics and performance of millimeter-wave horn-fed gaussian beam antennas radiation characteristics and performance of millimeter-wave horn-fed gaussian beam antennas", IEEE, Transactions on Antennas and Propagation, Vol 51 n°3, March 2003, Page(s) : 378-387.

***CONCLUSION GENERALE ET
PERSPECTIVES***

Le travail de thèse présenté dans ce mémoire a porté sur le développement et la comparaison de différentes techniques de conception d'antenne B.I.E métallique à polarisation circulaire alimentée par un cornet. Pour cela, un cahier des charges indicatif a été établi à savoir l'obtention d'**une antenne fonctionnant entre 29.5 et 30 GHz, avec une directivité supérieure à 20 dBi, un taux d'ellipticité inférieur à 1dB et des lobes secondaires inférieurs à -25 dB.**

La polarisation circulaire présente de nombreux intérêts notamment pour le spatial. Nous pensons particulièrement au projet R&D confié par le Centre National d'Etudes Spatiales. L'antenne B.I.E est utilisée pour illuminer une antenne à réflecteur dédiée aux télécommunications spatiales haut débit et en particulier celles utilisant une configuration multi-faisceaux. En effet, l'antenne B.I.E possède pour ce type d'application une propriété intéressante à savoir l'entrelacement de ses taches rayonnantes permettant ainsi d'entrelacer de manière plus efficace les spots au sol comparé à une solution classique à savoir le cornet. Il est possible ainsi de réduire le nombre d'antennes réflecteur. La polarisation de cet aérien est fortement pressentie en polarisation circulaire. Il est donc intéressant tout d'abord de connaître les différentes configurations et les performances de ce type d'antenne en monosource. Les travaux de thèse ont été orientés dans cette logique.

Les trois configurations ont été étudiées. La polarisation circulaire de l'antenne B.I.E est réalisée :

- par la source (polariseur à guide d'ondes en amont du cornet ou sondes SMA placées de manière particulière)
- par un élément extérieur comme un polariseur placé au dessus de l'antenne B.I.E à polarisation linéaire
- par le matériau B.I.E (autopolarisant)

Le chapitre I a permis de rappeler différentes techniques de conception d'antennes à polarisation circulaire. Il a aussi permis de recenser les antennes B.I.E à polarisation circulaire. La plupart des études ont été faites en alimentant l'antenne B.I.E par patch ou par réseau de fentes. A l'issue de ce travail, les chapitres II, III et IV traitent respectivement des cas cités auparavant.

A chaque fois, des simulations et des réalisations ont montré que dans tous les cas le comportement de l'antenne en polarisation circulaire diffère si l'antenne est adaptée ou non. L'adaptation est faite par une pastille comprenant des iris au niveau de l'ouverture du cornet permettant de réaliser un transformateur d'impédance. Malheureusement, sa présence perturbe le fonctionnement de l'antenne et en particulier les performances de la polarisation circulaire.

La configuration du polariseur en guides d'ondes n'est pas performante quelle que soit l'adaptation de l'antenne par contre une disposition particulière des sondes SMA garantit de bonnes performances.

Pour le cas du PLM et celui de l'antenne "autopolarisante", une solution a été trouvée. En effet, la principale raison de la dégradation de la polarisation circulaire est la dépolarisation de l'onde électromagnétique au niveau de la cavité de l'antenne B.I.E. En insérant une barre métallique positionnée à 45° dans cette cavité, le champ électromagnétique reste correctement polarisé. Cependant, cette solution n'est viable qu'en monosource. La réalisation de ces deux antennes a permis de vérifier la théorie et a donc montré la faisabilité de ces deux solutions avec des caractéristiques électromagnétiques conformes à celles recherchées.

Le Tableau V.1 résume des performances de l'antenne B.I.E à polarisation circulaire suivant les différentes configurations. Il montre avec l'expérience acquise durant cette thèse que la solution du PLM est la solution la plus appropriée. Mis à part le fait de pouvoir utiliser un seul polariseur pour une application multi-faisceaux, il est plus facile d'optimiser les performances de l'antenne en jouant sur deux paramètres du polariseur à savoir l'espace entre l'antenne B.I.E, le polariseur et le séparateur de couches. Même si la réalisation n'est pas aisée, elle est toute de même plus facile que l'empilement de grilles métalliques dans le cas de l'antenne "autopolarisant". Un autre point important pour la solution du PLM ou à lames est son utilisation depuis de nombreuses années dans le domaine du spatial. La solution par la source avec des sondes SMA n'est pas intéressante du fait du nombre important de circuits de distribution nécessaires en multi-faisceaux, ces circuits étant complexes et demandant d'énormes précisions mécaniques.

Solution		Antenne non adaptée				Antenne adaptée				Avantage	Inconvénient
		Directivité	Axial Ratio	Rayonnement	Δf	Directivité	Axial Ratio	Rayonnement	Δf		
Par la source	Polariseur à guide d'ondes	☹️	☹️	☹️	☹️	😊	😬	😊	😊		Fonctionnement impossible si l'antenne B.I.E n'est pas parfaitement adaptée par un dispositif mis en amont de celle-ci
	2 accès SMA	😊	😊	😊	😊	😊	😊	😊	😊	<p>Simplification de réalisation</p> <p>Pas de différence notable entre une antenne adaptée ou non</p> <p>Rayonnement conforme à celui de l'antenne à polarisation linéaire</p>	<p>Pastille d'adaptation à symétrie de révolution</p> <p>Réseau de distribution complexe surtout en multi-faisceaux</p> <p>Faible bande de fréquences en polarisation circulaire (l'espace entre les deux sondes n'est valable que pour une fréquence)</p>
	4 accès SMA	😊	😊	😊	😊	😊	😊	😊	😊	<p>Simplification de réalisation</p> <p>Pas de différence notable entre une antenne adaptée ou non</p> <p>Rayonnement conforme à celui de l'antenne à polarisation linéaire</p>	<p>Pastille d'adaptation à symétrie de révolution</p> <p>Réseau de distribution très complexe surtout en multi-faisceaux</p>

Par un élément extérieur	Polariseur à lignes à méandres	😊	😊	😊	😊	😐	😐	😐	😐	Un seul polariseur pour antenne multi-faisceaux Possibilité d'ajustement des caractéristiques du polariseur Rayonnement identique à l'antenne à polarisation linéaire	Complexité de réalisation Présence d'une barre dans la cavité si l'antenne est adaptée empêchant pour l'instant son utilisation en multi sources
"Autopolarisant"	Par le matériau B.I.E	😊	😊	😐	😊	😐	😐	😐	😐	Un seul matériau B.I.E pour une antenne multi-faisceaux	Complexité de réalisation Présence d'une barre dans la cavité si l'antenne est adaptée empêchant pour l'instant son utilisation en multi-sources Rayonnements perturbés

Tableau V.1 : Performances de l'antenne B.I.E à polarisation circulaire suivant les différentes configurations

Un certain nombre de perspectives peuvent être envisagées :

- Le fait d'avoir limité à deux le nombre de couches du PLM a augmenté son coefficient de réflexion. L'onde réfléchie de ce dernier perturbe l'association polariseur antenne B.I.E du point de vue de la polarisation circulaire. Il est préférable d'augmenter ce nombre pour rendre le polariseur le plus transparent possible. Malgré tout, cette augmentation ne dispensera pas de l'étude globale qui restera indispensable.
- La solution "autopolarisante" peut être viable à condition d'imprimer le matériau B.I.E sur un substrat double-face pour faciliter la réalisation. Monsieur Régis CHANTALAT a montré récemment la faisabilité de ce procédé (**Figure V.1**).

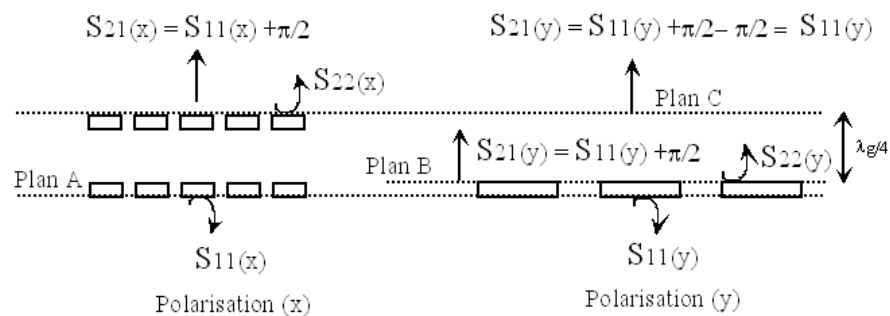


Figure V.1 : Matériau B.I.E "autopolarisant" sur un substrat

- L'évolution la plus importante est la transformation de l'antenne B.I.E multi source à polarisation linéaire en polarisation circulaire. A l'heure actuelle, la bande de fréquences 29.5-30 GHz est découpée en deux canaux. Pour garantir l'isolation entre canaux, deux filtres sont nécessaires. Les premiers essais montrent que les filtres sont réalisables dans le cas où chaque accès est adapté avec une pastille. Dans le cas contraire, le filtre est trop compliqué à réaliser. Dans cette configuration, le taux d'ellipticité est détérioré avec les solutions du PLM ou de l'antenne "autopolarisante" sans présence d'une barre au milieu de la cavité. Cette dernière n'est plus possible en multi-sources. Il faudra trouver une solution pour l'adapter sans perturber la polarisation circulaire. L'amélioration de la transparence du polariseur en augmentant le nombre de couches peut être par exemple une piste.

Il reste à voir la polarisation circulaire de l'antenne réflecteur. Il n'est pas indispensable d'avoir le même angle entre l'angle d'ouverture de l'antenne B.I.E pour lequel le taux d'ellipticité est inférieur à 1 dB et l'angle d'interception du réflecteur. Le réflecteur doit améliorer ce paramètre pour avoir finalement un bon taux d'ellipticité de l'antenne réflecteur.

ANNEXES

ANNEXE I.1

Les différentes caractéristiques d'une antenne et leurs mesures

Les principales caractéristiques d'une antenne sont :

L'adaptation :

Elle est une caractéristique importante de l'antenne. Pour avoir le transfert d'énergie maximum entre la source et l'antenne, il faut adapter les impédances de chaque élément. En général, l'impédance caractéristique (Z_c) de la source est 50Ω . Nous pouvons définir un coefficient de réflexion qui traduit le rapport, en amplitude et en phase, entre l'onde appliquée à l'antenne et l'onde réfléchiée par celle-ci. En puissance, ce rapport correspond au "Return Loss" et il est exprimé en dB. Plus la puissance réfléchiée est faible, plus l'antenne joue son rôle, c'est-à-dire de transformer l'onde électrique appliquée à son entrée en une onde rayonnée. Cependant, il n'est pas possible, à ce stade, de connaître la distribution dans l'espace de cette puissance. Une antenne est dite adaptée si son "Return Loss" est inférieur à -10 dB. Elle est très bien adaptée si ce paramètre est inférieur à -20 dB. En mesure, ce paramètre est déterminé par l'intermédiaire d'un analyseur de réseau vectoriel après avoir fait un calibrage standard (Court Circuit, Circuit Ouvert et charge adaptée).

La polarisation :

Elle indique la direction du vecteur champ électrique \vec{E} pendant une période. En général, l'amplitude et l'orientation de ce champ varient pendant cette période. Il décrit alors une ellipse sur un plan Σ normal à la direction de propagation. Cette polarisation est dite elliptique (Figure A1.1).

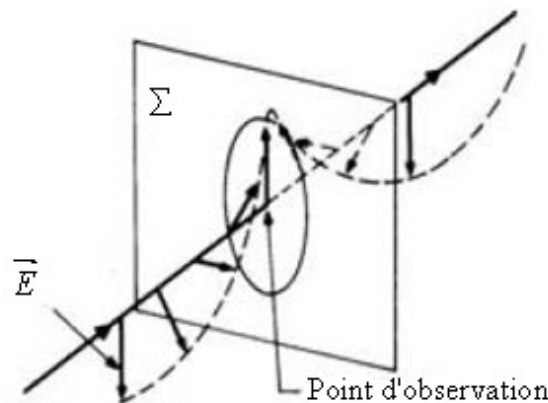


Figure A1.1 – Polarisation elliptique

Le rapport entre le minimum et le maximum (petit axe/grand axe) est appelé **le taux d'ellipticité (Axial Ratio en anglais)** exprimé en décibel. Bien que ce rapport est inférieur à 1 en linéaire et donc de signe négatif en dB, il est coutume de l'omettre par convenance.

Deux polarisations particulières sont souvent recherchées : la polarisation linéaire (Figure A1.2) et circulaire (Figure A1.3).

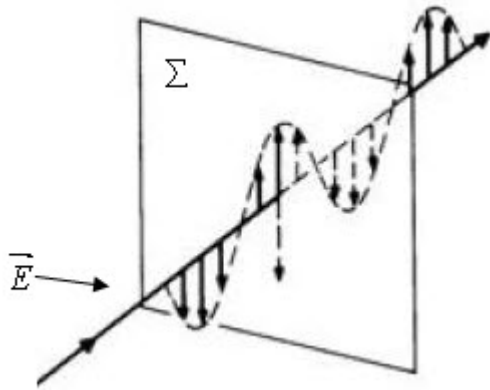


Figure A1.2 – Polarisation linéaire

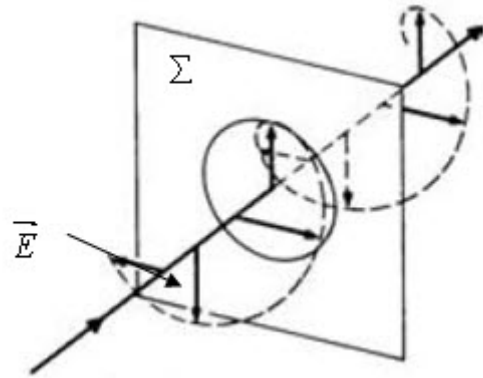
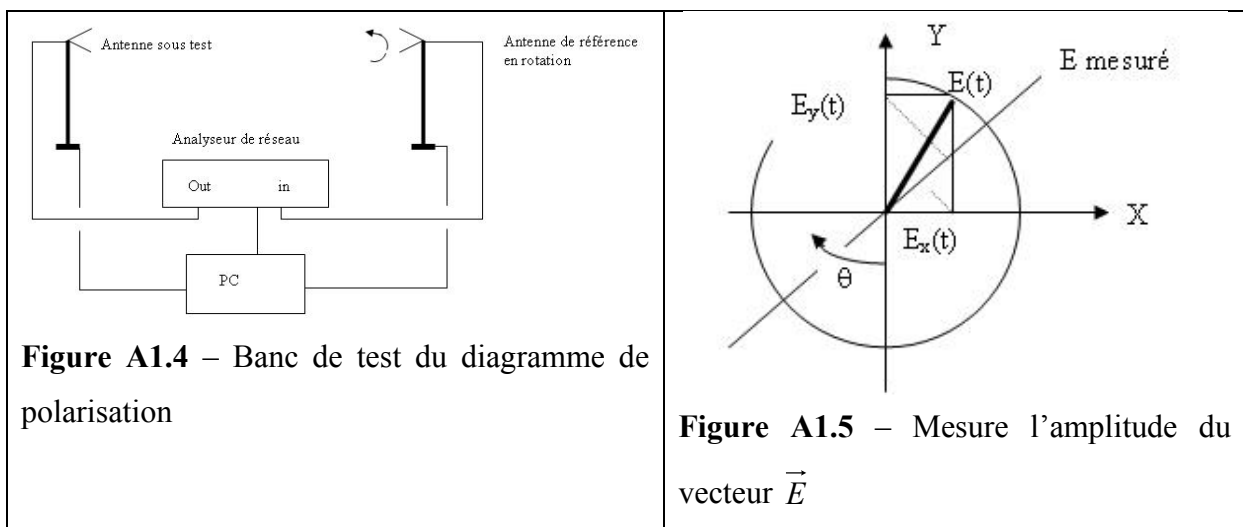


Figure A1.3 – Polarisation circulaire droite

Dans le premier cas, le taux d'ellipticité est égal à ∞ (dB) et dans le second, il est égal à 0 dB. Concernant la polarisation circulaire, un autre paramètre est à prendre en compte, c'est le sens de la polarisation. La **Figure A1.3** représente une polarisation circulaire droite, c'est-à-dire que le vecteur \vec{E} passe à travers le plan Σ en tournant dans le sens d'une aiguille d'une montre. Dans le sens contraire, ce dernier est dit de gauche.

En mesure, la polarisation est obtenue en traçant le diagramme de polarisation. Le banc suivant est utilisé dans une chambre anéchoïque (**Figure A1.4**). Cette dernière permet de garantir des conditions parfaites sans être gêné par les réflexions des murs ou d'éventuelles ondes parasites venant de l'extérieur. L'antenne sous test est placée à une position θ donnée. L'antenne de référence est mise en rotation suivant un axe horizontal. Il permet de mesurer l'amplitude du vecteur \vec{E} dans un plan perpendiculaire à son axe de propagation en fonction de sa position angulaire dans ce plan (**Figure A1.5**). Nous obtenons, du point de vue de l'énergie.

$$\left| \overline{E_m} \right|^2 = E_{\max}^2 / 2 (\cos^2(\theta) + \alpha^2 \sin^2(\theta))$$



$|\overline{E_m}|^2 = 1$ dans le cas d'une polarisation circulaire, notée **CP**.

$|\overline{E_m}|^2 = \cos^2(\theta)$, dans le cas d'une polarisation linéaire, notée **LP**

Une polarisation linéaire verticale est intéressante pour des communications en ville ou dans des bâtiments, car elle augmente les réflexions multiples sur les parois et permet ainsi d'avoir une meilleure communication. Par contre, la polarisation linéaire horizontale est conseillée pour des communications terrestres longues distances en raison de la réflexion du sol. Pour finir, la polarisation circulaire est plutôt utilisée pour des communications avec des objets en mouvement (véhicules, avions,..). Pour avoir une bonne transmission, la polarisation des antennes doit être identique et dans le même sens ou alors l'une d'elles doit être en polarisation circulaire.

Le rayonnement :

Il indique de quelle façon l'énergie rayonnée est distribuée dans l'espace. L'amplitude E du champ rayonné à une grande distance ($2 * \frac{d}{\lambda}$) (condition du champ lointain) décroît de façon inversement proportionnelle à la distance r .

Avec : D : la plus grande dimension de l'une des deux antennes

λ : la longueur d'onde de la fréquence de travail

Ainsi, dans une direction donnée, le rapport $r.E$ reste constant. Le diagramme de rayonnement en puissance est obtenu en portant sur chaque demi-droite autour de 0, une quantité proportionnelle à $(r.E)^2$. En général, on se contente d'une représentation plane sur deux plans principaux qui sont le plan E et le plan H (**Figure A1.6**).

- le plan E qui contient le vecteur du champ électrique
- le plan H qui contient le vecteur du champ magnétique

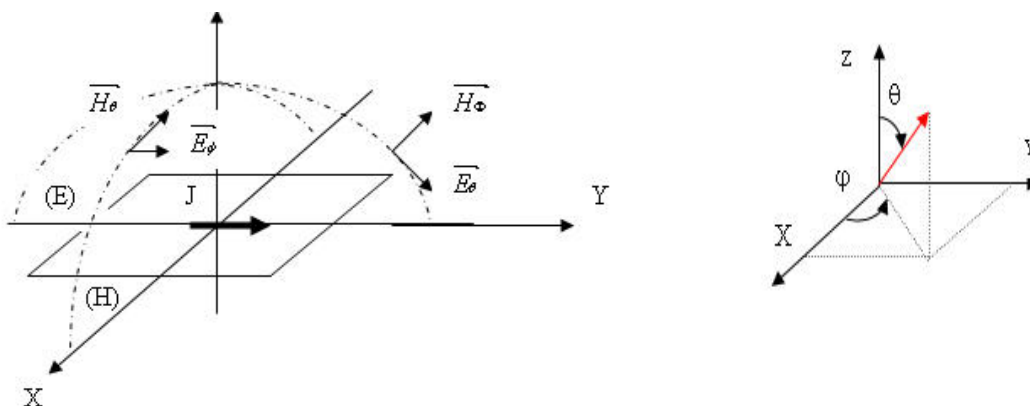
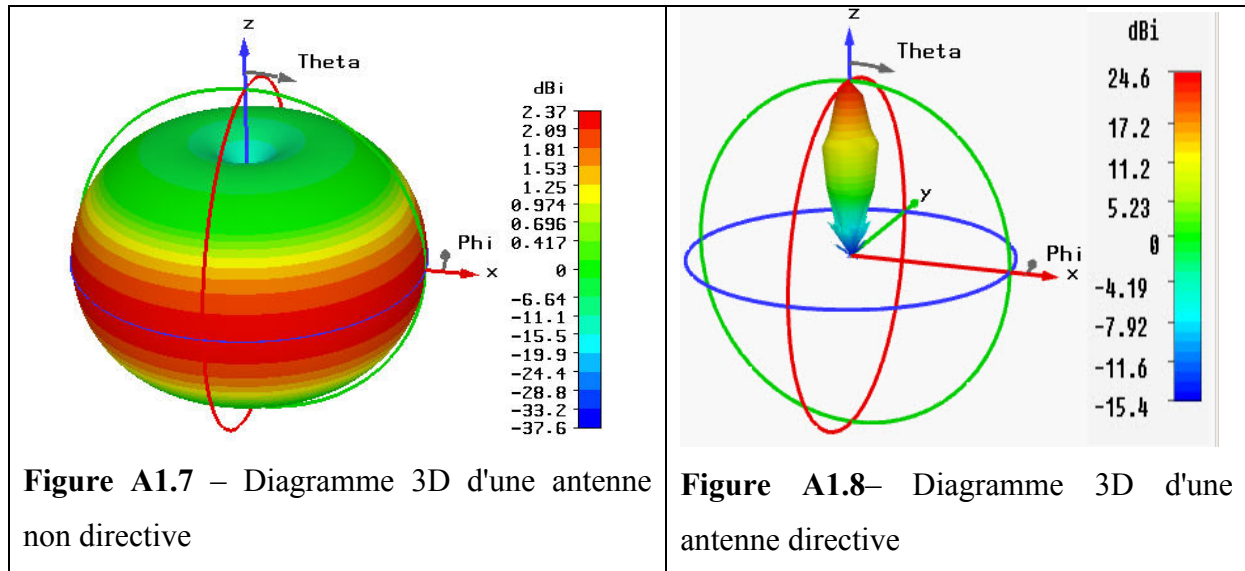


Figure A1.6 – Schématique représentant les différentes composantes électromagnétiques

Deux principaux types de rayonnement sont répertoriés : le diagramme non directif et directif. Le premier permet d'envoyer presque la même énergie dans toutes les directions (**Figure A1.7**) par exemple l'antenne fouet d'une voiture. Au contraire, une antenne directive concentre l'énergie dans une direction particulière, par exemple l'antenne parabole d'une réception satellitaire de télévision (**Figure A1.8**).



En mesure, une liaison est faite entre l'antenne sous test et une antenne de référence (cornet) par l'intermédiaire d'un analyseur de réseau vectoriel après calibrage (**Figure A1.9**). L'antenne sous test est mise en rotation suivant un axe vertical. A chaque degré par exemple, la puissance reçue par l'antenne de référence est mesurée et la valeur est stockée. Ceci permet de décrire le diagramme de rayonnement pour une composante sur un plan ϕ donné. Celle-ci peut être la composante principale ou croisée d'une antenne à polarisation linéaire suivant l'orientation du champ électrique de l'antenne de référence. Dans le cas où les champs électriques des deux antennes sont alignés, la mesure sera celle de la composante principale. Cette composante sera presque équivalente au champ E total.

En général, l'obtention de ce champ total est faite en mesurant deux composantes quelconques E_1 et E_2 ou plus exactement E_θ et E_ϕ après avoir tourné l'antenne de référence de 90° par rapport à la mesure de la première composante et en appliquant la formule suivante :

$$E_{tot} = \sqrt{(E_\theta^2 + E_\phi^2)}$$

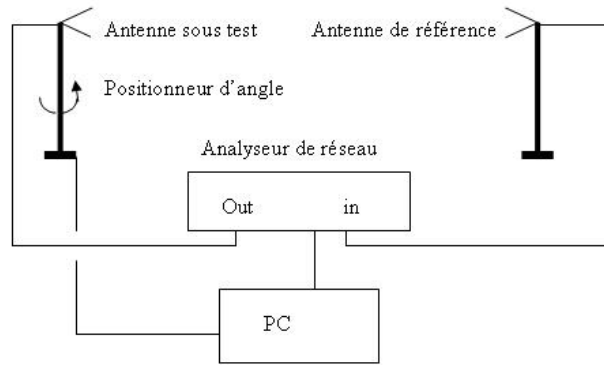


Figure A1.9 – Banc de test du diagramme de rayonnement

Concernant le rayonnement d'une antenne à polarisation circulaire, il faut récupérer les deux composantes E_θ et E_φ d'un même plan φ .

Il suffit alors d'appliquer les deux formules suivantes pour connaître le diagramme en polarisation gauche E_g ou droite E_d .

$$E_g = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{(\operatorname{Re}(E_\theta) + \operatorname{Im}(E_\varphi))^2 + (\operatorname{Im}(E_\theta) - \operatorname{Re}(E_\varphi))^2}$$

$$E_d = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{(\operatorname{Im}(E_\theta) + \operatorname{Re}(E_\varphi))^2 + (\operatorname{Re}(E_\theta) - \operatorname{Im}(E_\varphi))^2}$$

Le gain mesuré est le gain réalisé, c'est-à-dire qu'il tient compte de l'adaptation de l'antenne et des pertes intrinsèques de l'antenne. Ce gain est exprimé en dBi (en prenant comme référence une antenne isotrope).

En général, pour calculer le gain, il faut connaître le rapport entre la puissance reçue et la puissance fournie. Nous voyons que le dispositif employé est identique à celui de la mesure du diagramme de polarisation ou de rayonnement. Il suffit d'introduire l'équation de transmission de FRISS qui est :

$$\frac{P_d}{P_f} = G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot R} \right)^2$$

Avec λ = longueur d'onde
 R = distance entre les deux antennes
 P_d = Puissance délivrée par l'antenne
 P_f = Puissance fournie à l'antenne

Nous avons trois possibilités pour connaître le gain de l'antenne à tester :

Nous avons deux antennes identiques à tester alors les gains sont :

$$G = \frac{4.\pi.R}{\lambda} \sqrt{\frac{P_d}{P_f}}$$

Nous avons trois antennes différentes à tester. Nous faisons trois mesures et ainsi nous pouvons récupérer trois paramètres.

$$G_{12} = G_1 G_2$$

$$G_{13} = G_1 G_3$$

$$G_{23} = G_2 G_3$$

alors, les différents gains sont :

$$G_1 = \sqrt{\frac{G_{12}.G_{13}}{G_{23}}} \quad G_2 = \sqrt{\frac{G_{12}.G_{23}}{G_{13}}} \quad G_3 = \sqrt{\frac{G_{13}.G_{23}}{G_{12}}}$$

Nous connaissons parfaitement une antenne G_c alors le gain de l'antenne à tester est :

$$G_1 = \frac{P_d}{P_f} \cdot \left(\frac{4.\pi.R}{\lambda}\right)^2 \cdot \frac{1}{G_c}$$

Une autre méthode peut être employée à savoir la mesure par comparaison d'une antenne de référence. Cette solution consiste à utiliser une antenne étalon de gain parfaitement connu qui est en général un cornet standard. Nous mesurons le niveau reçu en fonction de la fréquence pour le cornet étalon et pour l'antenne sous test. En réécrivant deux fois la formule de FRISS, puis en soustrayant les deux équations et en sachant que la puissance P_1 est identique entre les deux mesures, nous obtenons :

$$G_{ast} = G_{étalon} + \frac{P_2}{P_1} \Big|_{ast} - \frac{P_2}{P_1} \Big|_{étalon}, \text{ en décibels}$$

La directivité :

C'est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction de l'antenne sur la densité de puissance qui aurait été rayonnée si l'antenne était une antenne isotrope rayonnant la même puissance totale. Plus l'antenne est directive, plus elle a la capacité à concentrer l'énergie dans une direction. Il est souvent intéressant de connaître la directivité dans la direction du maximum de rayonnement. Elle ne dépend que du diagramme de rayonnement. L'intérêt de la mesure de la directivité est de supprimer ou réduire certaines erreurs dues aux incertitudes de mesures comme la précision du cornet de référence, ce qui donne un résultat plus précis, sans compter bien sûr, les pertes de l'antenne (perte d'adaptation, perte de polarisation, perte diélectriques et métalliques). La différence entre la directivité et le gain

réalisé donne ces pertes. En enlevant les pertes d'adaptation et les pertes en polarisation, un nouveau gain appelé gain intrinsèque est obtenu.

Note explicative du CNES

Dans ce qui suit, les acquisitions des composantes E_θ et E_ϕ sont obtenues dans un repère sphérique (**Figure A1.10**)

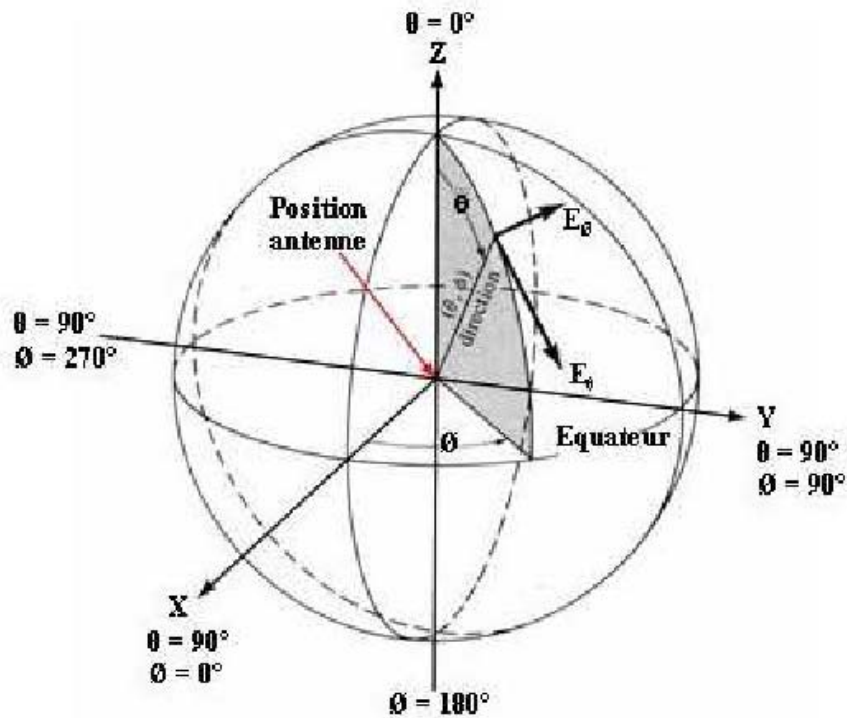


Figure A1.10 : Repère Sphérique

En pratique, dans les bases de mesures, l'axe Z étant placé horizontalement, un positionneur capable de deux mouvements circulaires orthogonaux permet de réaliser les acquisitions adéquates. Il s'agit, par exemple, d'un positionneur roulis/azimut. Le roulis permet l'exploitation de la sphère suivant un parallèle (coupe à φ variable et θ constant) et l'azimut suivant un méridien (coupe θ à variable et φ constant).

La valeur de la directivité maximale est donnée par :

$$D_m : \frac{4 * \pi * E_m^2}{\int_0^\pi \left(\int_0^{2\pi} E^2(\theta, \varphi) d\varphi \right) \sin \theta d\theta}$$

E_m est l'énergie maximale mesurée toutes coupes confondues, $E(\theta, \varphi)$ est l'énergie mesurée dans la direction considérée.

Cas des coupes à φ constant

$$D_m : \frac{4 * \pi * E_m^2}{\sum (\int E^2(\theta) \sin \theta d\theta) * \Delta\varphi} \text{ avec } \Delta\varphi = \frac{2 * \pi}{N} \text{ et } \varphi \text{ variant de } 0 \text{ à } 2\pi, N \text{ étant le}$$

nombre de coupes et θ variant de 0 à π .

En pratique $\Delta\varphi = \frac{\pi}{N}$, $\varphi \in [0, \pi[$ (π non compris) ; c'est-à-dire qu'il faut un nombre pair de coupes selon φ : 2 coupes espacées de 90° ($\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$), ou 4 coupes espacées de 45° ($\varphi = 0^\circ$ $\varphi = 45^\circ$ $\varphi = 90^\circ$ $\varphi = 135^\circ$) etc.

Dans le cas où le calcul n'est effectué que sur une coupe (diagramme à symétrie de révolution autour de l'axe de rayonnement OZ)

$$D_m : \frac{4 * \pi * E_m^2}{\left(\int_{-\theta_m}^{\theta_m} E^2(\theta) \sin \theta d\theta \right)}$$

Cas des coupes à θ constant

$$D_m : \frac{4 * \pi * E_m^2}{\sum (\int E^2(\theta_i, \varphi) d\varphi) \sin \theta_i * \Delta\theta} \text{ avec } \theta_i = \frac{\pi * i}{M} \text{ et } \Delta\theta = \frac{\pi}{M} \text{ étant le nombre de}$$

coupes réalisées pour φ variant de 0 à 2π et θ variant de 0 à π .

Ce dernier cas n'est pas pratiquement jamais utilisé, les acquisitions sur la sphère complète étant en général réalisées avec θ variable.

NOTA : E^2 est l'énergie dans la direction considérée:

$$E^2 = 10^{\left(\frac{E_\theta}{10}\right)} + 10^{\left(\frac{E_\varphi}{10}\right)} \quad E_\theta \text{ et } E_\varphi \text{ étant exprimées en dB.}$$

Source : Microwave antennas measurements de Hollis, Lyon, Clayton

Pour que la mesure de la directivité avec les diagrammes de rayonnement fonctionne correctement, il faut :

- Pour une antenne directive, avoir au minimum 8 plans de coupes
- Pour une antenne peu directive, avoir au minimum quatre coupes
- Pour des diagrammes complètement différents sur les différentes coupes, ajouter des plans pour se rapprocher de la bonne valeur.

Pour éviter de prendre en compte le rayonnement arrière, en supposant que celui-ci soit faible, un nombre de coupes le plus grand possible doit être pris.

ANNEXE I.2

Antenne imprimée

Amélioration du taux d'ellipticité des antennes imprimées à double sonde d'alimentation

Amélioration de la compacité des antennes imprimées à simple sonde d'alimentation

Amélioration du taux d'ellipticité des antennes imprimées à simple sonde d'alimentation

Conception d'antenne bibande

Antenne de forme particulière

Amélioration du taux d'ellipticité des antennes imprimées à double sonde d'alimentation

Une solution pour augmenter la bande de fonctionnement des antennes résonantes type "patch" alimentées avec une double sonde est d'augmenter l'épaisseur du substrat et de réduire sa permittivité diélectrique. Malheureusement, cette nouvelle structure dégrade la bande à **3 dB AR** en raison de présence de rayonnements indésirables créés par l'augmentation de la longueur de la sonde. Pour éviter cela, l'introduction de deux autres sondes déphasées de 180° par rapport aux premières permet de supprimer cet effet (**Figure A1.11**). Ainsi, il est possible d'avoir une bande d'adaptation de plus de 30 % en optimisant le diamètre des sondes, tout en gardant la bande à **3 dB AR**. Cependant, il faut relativiser ce résultat, car c'est un résultat théorique. En pratique, la réalisation d'un tel dispositif n'est pas faisable. En effet, conserver la même amplitude, tout en gardant les différents déphasages entre les accès, n'est pas réalisable sur une aussi large bande.

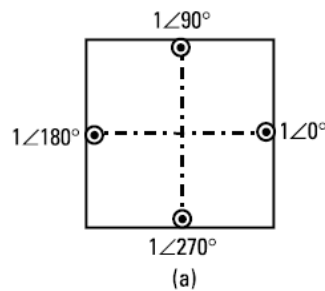


Figure A1.11– Patch carré alimenté par quatre sondes

D'autres méthodes permettant l'amélioration de la bande de fonctionnement sont indiquées ci-dessous. En effet, nous avons vu que l'augmentation de l'épaisseur du substrat et/ou la diminution de la permittivité diélectrique permettent d'augmenter cette bande. Cependant, il n'est pas possible d'augmenter indéfiniment la hauteur et déduire le second paramètre. A partir d'une hauteur supérieure à $\lambda_0/10$ (longueur d'onde dans le vide), des ondes de surface apparaissent et dégradent le fonctionnement de l'antenne. D'autres solutions ont donc été trouvées.

L'une d'elles utilise un ou des patchs supplémentaires (**Figure A1.12**). Ils sont positionnés à côté de celui qui est alimenté en polarisation circulaire [I.5]. Par couplage, le ou les patchs sont excités. Ces patchs de dimensions différentes (patchs parasites) fonctionnent à une fréquence proche de celle du patch principal. La bande de travail de l'antenne finale est une superposition des deux réponses de fonctionnement. Plus le nombre de patchs est grand plus la bande **3 dB AR** augmente. Il est possible avec la configuration (e) d'obtenir plus de 20% de bande.

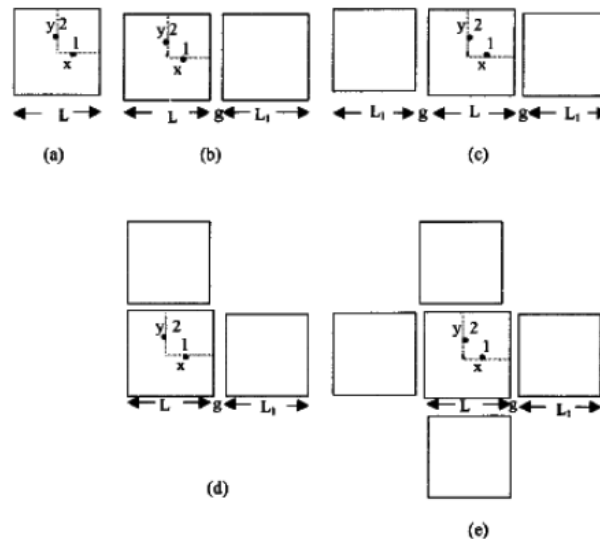


Figure A1.12 – Plusieurs configurations de patchs parasites

Un autre exemple est donné ci-dessous [I.6]. Il consiste à la superposition de deux patchs de dimensions différentes (**Figure A1.13**). Le patch parasite est positionné au-dessus d'un autre. L'intérêt de cette technique par rapport à la première est qu'il est possible de garder une taille transverse de l'antenne identique à un patch élémentaire. Seule la hauteur est modifiée, mais elle reste raisonnable. Ce premier patch est alimenté en polarisation circulaire par deux sondes d'alimentation. La méthode des patchs empilés permet d'avoir une bande plus importante. Le taux d'ellipticité d'un tel dispositif est inférieur à 2 sur plus de 14 % de bande.

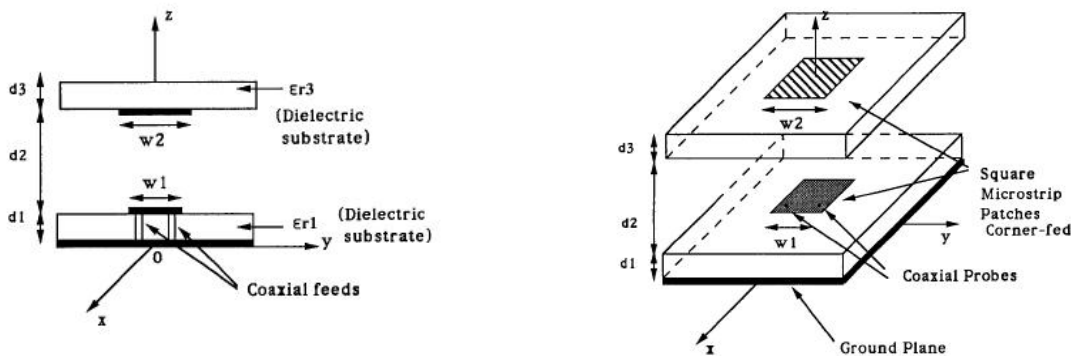


Figure A1.13 – Augmentation de la bande passante par ajout d'un patch parasite

A noter que certaines personnes ont étudié d'autres configurations permettant d'obtenir la polarisation circulaire sur une antenne imprimée. Par exemple, dans la publication [I.7], l'auteur fait une comparaison sur des conceptions d'antennes "patch" alimentées par fentes en polarisation circulaire. Quatre conceptions ont été testées (**Figure A1.24**). Trois sont des patchs à double polarisation avec un coupleur hybride 90° (A, B et C). La première utilise deux fentes orthogonales placées en dessous du bord du patch. Les deux autres utilisent une fente circulaire ou une fente de forme carrée. Le dernier emploie deux paires de fentes

orthogonales alimentées par des lignes coudées avec une longueur en $\lambda/4$ (D). Pour une bande de fréquences de l'ordre de 2 %, l'axial ratio obtenu est inférieur à 1 dB uniquement pour le design A. Pour les autres, ce paramètre est très vite dégradé ($< 2\text{dB}$). En conclusion, cette méthode n'est pas très performante pour concevoir de la polarisation circulaire et demande une très grande précision entre les différents alignements entre les fentes, le coupleur et le patch.

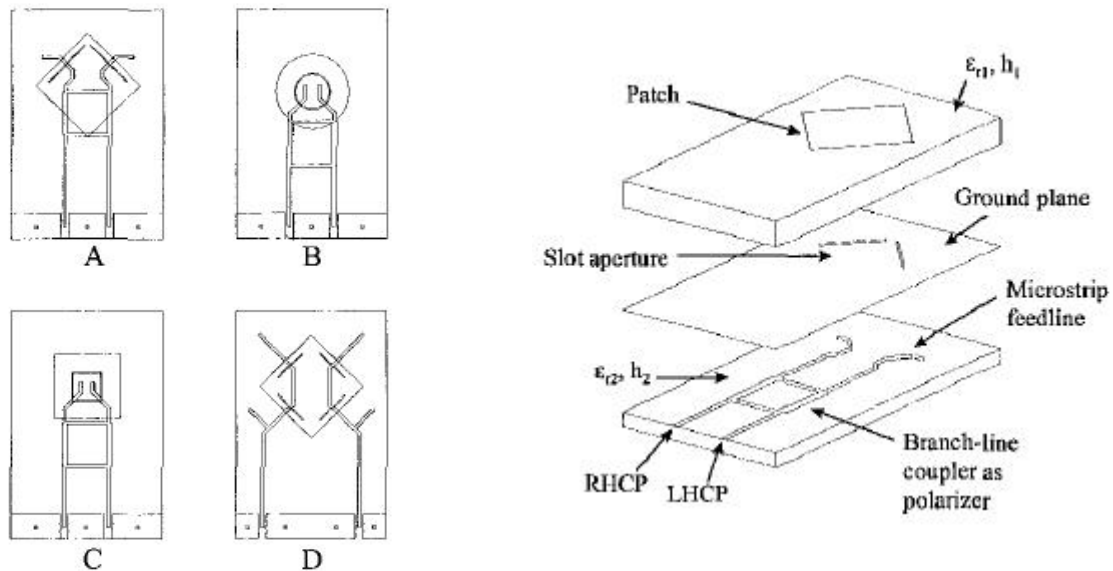


Figure A1.14 – Différentes configurations de patches en polarisation circulaire

Il est tout de même possible d'améliorer le paramètre **3 dB AR** avec ce type de structure en modifiant les fentes. Par exemple, une bande de fréquences en polarisation circulaire de 17 % est obtenue par l'utilisation de fentes en forme de H (**Figure A1.15**) [I.8].

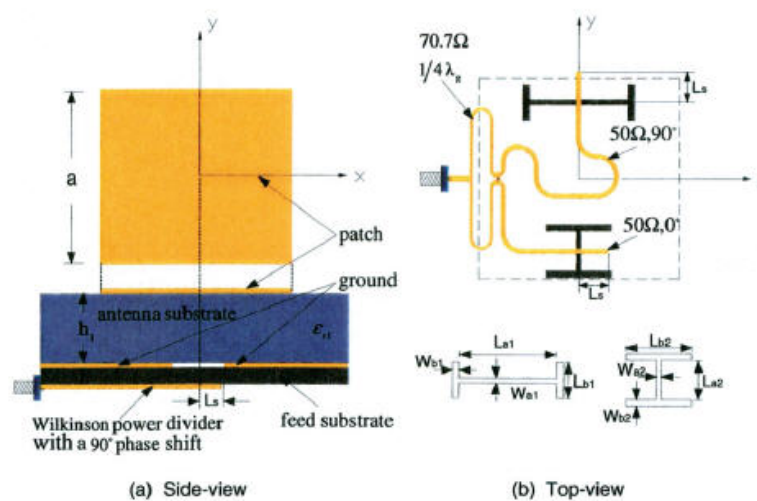


Figure A1.15 – Patch carré alimenté par des fentes en H

Amélioration de la compacité des antennes imprimées à simple sonde d'alimentation

Il est possible de réduire la taille de l'antenne. L'exemple suivant [I.9] en donne une des multitudes configurations. Le principe est d'introduire des éléments (fente, stub, ergot, ..) dans le but de créer un nouveau mode de résonance ayant une fréquence plus basse que le mode fondamental. La **Figure A1.26** montre un patch triangulaire avec des fentes fonctionnant vers 1.6 GHz alors que la fréquence de fonctionnement du patch sans les fentes est de 1.9 GHz, tout en gardant la même bande à **3 dB AR**.

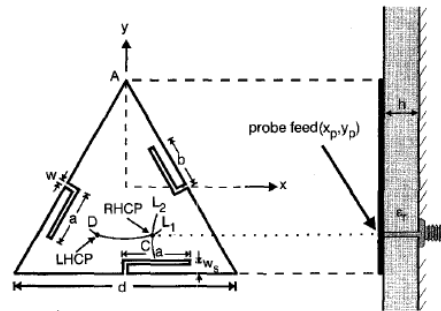


Figure A1.16 – Patch triangulaire avec des fentes

Amélioration du taux d'ellipticité des antennes imprimées à simple sonde d'alimentation

La principale technique d'amélioration des performances est de mettre en réseau plusieurs patches dit réseau séquentiel [I.4]. L'inconvénient majeur de cette solution est que cela demande l'utilisation d'un circuit de distribution et augmente considérablement les dimensions de l'antenne. Ceci complique de nouveau l'antenne.

Par exemple, le design présenté sur la **Figure A1.17** permet d'augmenter cette bande. Le principe est le suivant. Deux patches circulaires à encoches orientés spatialement à 90° sont alimentés par deux signaux de même amplitude, mais déphasés de 90° . Les deux patches ont une bonne polarisation circulaire à la fréquence centrale f_0 . Cette polarisation devient rapidement elliptique quand la fréquence de travail s'écarte de la fréquence optimale. Le premier patch crée une polarisation elliptique dont l'axe majeur est orienté vers le plan $\varphi = 0^\circ$ à $f_1 < f_0$ alors que pour une fréquence $f_2 > f_0$, cet axe est dirigé vers $\varphi = 90^\circ$. L'autre patch a un comportement opposé. La superposition des deux fonctionnements donne une polarisation circulaire sur une plus grande bande de fréquences.

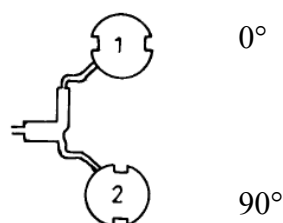


Figure A1.17– Mise en réseau de deux patches à encoches orientés à 90°

Bien sûr plus le nombre de patches est important, avec une distribution spatiale et temporelle adéquate, plus la bande **3 dB AR** augmente. Il est possible d'obtenir une bande fréquentielle de près de 14 % en ayant une bande d'adaptation similaire comme l'antenne réseau de la **Figure A1.18**. L'angle d'orientation est identique à l'angle temporel.

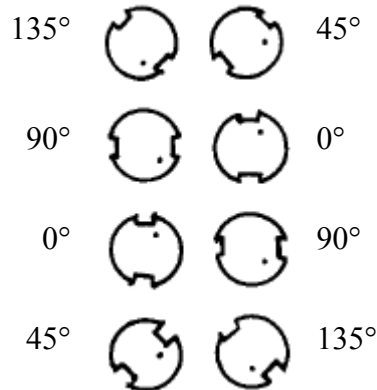


Figure A1.18 – Mise en réseau de plusieurs patches à encoches

Il est possible d'obtenir une polarisation circulaire à partir de patches à polarisation linéaire comme le montre la **Figure A1.19.a** et **Figure A1.19.b**. Pour cela, une rotation séquentielle d'éléments mis en réseau est réalisée. Cela peut être des patches, des fentes...

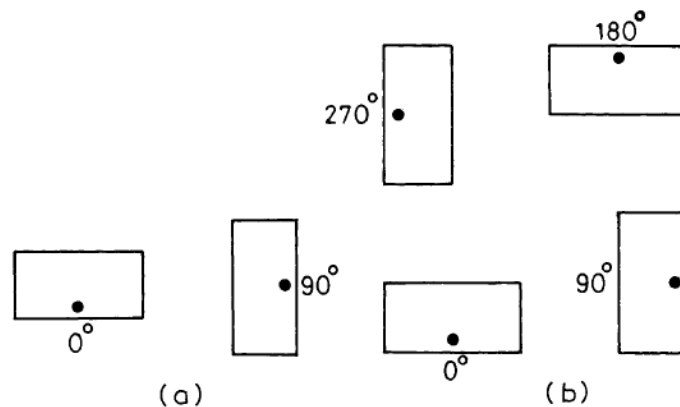
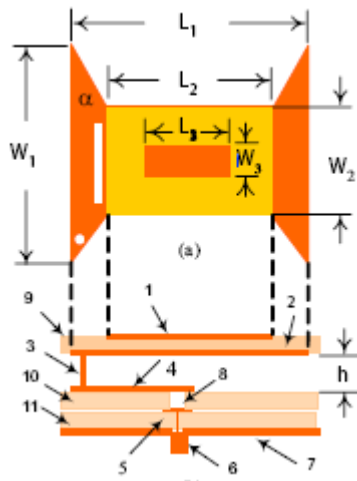


Figure A1.19 – Antenne à CP à partir d'une mise en réseau de plusieurs patches à LP

Pour finir, il est possible de trouver des configurations qui conjuguent la plupart des procédés cités auparavant. L'article [I.10] donne un exemple d'une antenne **CP** à 2 GHz avec une seule sonde alimentation, des fentes, des patches de forme spéciale ainsi qu'un patch parasite (**Figure A1.20**) afin d'obtenir une bande à **3 dB AR** de plus de 20 % et une bande d'adaptation de près de 30 %. Cette antenne est très compliquée et devient presque irréalisable à des fréquences élevées.



1	Rectangular parasitically element
2	Bow-Tie shape radiating element
3	Cylindrical conductor
4	Rectangular microstrip feed line
5	Circularly couple patch
6	SMA connector
7	Ground plane
8	Slot
9	RO substrate
10	FR4 substrate
11	FR4 substrate
h	Polymer

Figure A1.20 – Antenne CP large bande

Conception d'antenne bibande

Le fait de vouloir augmenter la bande à **3 dB AR** permet dans certains cas de créer une antenne bibande. L'exemple suivant [I.11] montre un patch circulaire avec deux paires de trous (Figure A1.21) qui permettent d'exciter deux modes orthogonaux proches fréquentiellement ou éloignés suivant la taille et la position des trous. Dans le dernier cas, l'antenne est une antenne bibande. Cette technique permet de garantir des bandes d'adaptation et de taux d'ellipticité $> \pm 2\%$.

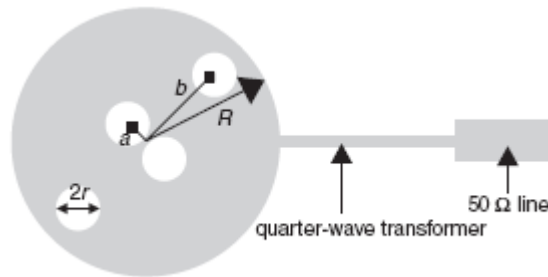


Figure A1.21 – Antenne patch circulaire à CP avec deux paires de trous

Antenne de forme particulière

Toutes les antennes montrées dans ce paragraphe sont des antennes planaires. Il est possible avec un patch rectangulaire de forme de cylindrique d'obtenir une polarisation circulaire [I.12]. La Figure A1.22 en montre la géométrie.

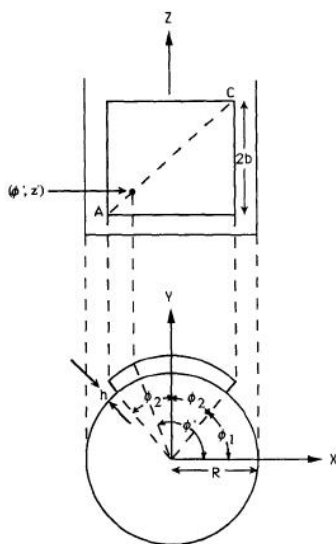


Figure A1.22– Antenne patch cylindrique

En excitant le patch sur sa diagonale, il est possible de mettre en quadrature les modes TM_{10} et TM_{01} de ce dernier. Une optimisation du rapport entre la hauteur du patch ($2b$) et la longueur de l'arc de cercle ($2 \cdot (R+h) \cdot \Phi_2$) permet d'obtenir cette caractéristique. Ce dispositif donne une bande en polarisation circulaire faible à savoir 1%

ANNEXE I.3

Antenne filaire

Antenne rhombique

Antenne à boucle rectangulaire sur substrat

Antenne monopole à jupe en présence d'un polariseur

Antenne rhombique

L'exemple (**Figure A1.23**) donne une autre configuration d'antenne filaire [I.14]. Cette antenne rhombique à deux boucles permet d'avoir une bande passante à **3 dB AR** de plus de 20% avec un gain de l'ordre de 10 dBi.

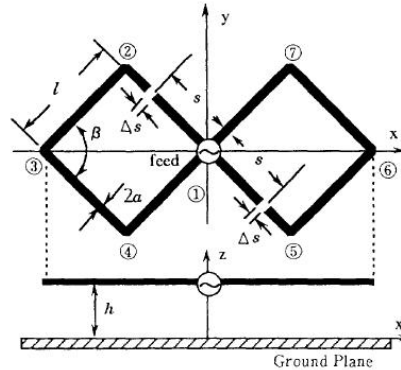


Figure A1.23 – Antenne rhombique

Pour une question de conception, l'antenne filaire peut être réalisée sur un substrat. Comme dans le cas du "patch", il est possible d'augmenter la bande à **3 dB AR** au ajoutant des boucles parasites. Dans l'article [I.15], l'auteur démontre qu'il est possible d'atteindre une valeur de plus de 50 %.

Antenne à boucle rectangulaire sur substrat

Une antenne boucle rectangulaire (**Figure A1.24**) de dimensions L_1 , W_1 avec deux coupures de chaque côté permet de réaliser la polarisation circulaire. L'ajout de deux boucles supplémentaires parasites de dimensions L_2 , W_2 permet d'augmenter la bande passante en polarisation circulaire. La première permet d'avoir un minimum de taux d'ellipticité à une fréquence et les boucles parasites un autre minimum à une fréquence différente de la première. L'association des deux permet donc d'avoir deux minimums et ainsi d'avoir une bande de fréquences à **3 dB AR** très importante. Un balun permet de réaliser l'alimentation de l'antenne et de garantir une bonne adaptation en ajustant ses dimensions

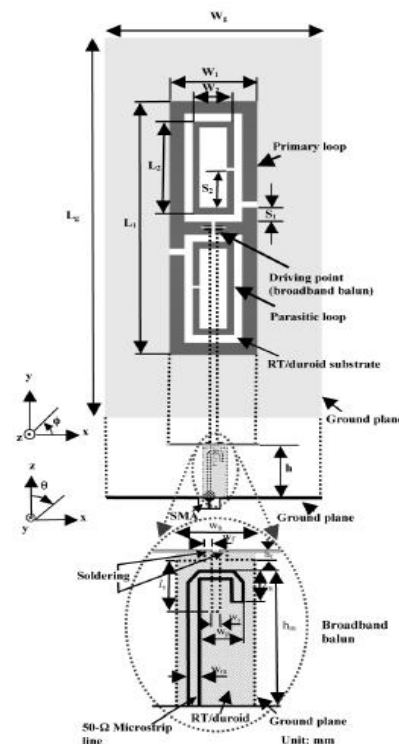


Figure A1.24– Antenne à boucles rectangulaires

Antenne monopole à jupe en présence d'un polariseur

L'exemple suivant [I.16] est mis, non pas pour introduire un procédé d'augmentation de la bande **3 dB AR**, mais plutôt une technique permettant de convertir une antenne à polarisation linéaire (monopôle) en polarisation circulaire par un élément extérieur (polariseur). Ce principe sera utilisé dans le chapitre III sur une antenne B.I.E.

Un monopôle à jupe (skirt -monopole) linéaire rayonne de manière circulaire par l'ajout d'un polariseur extérieur constitué de deux couches de lignes imprimées espacées d'une longueur voisine de $\lambda/4$ (**Figure A1.25**). L'onde verticale à polarisation linéaire créée par le monopôle peut être décomposée en deux ondes orthogonales de même amplitude (E_{\perp}) et (E_{\parallel}). L'onde (E_{\perp}) traverse le polariseur sans perturbation, l'autre est déphasée de 90° si les différents paramètres (longueur et largeur des lignes, espace entre les lignes et les couches) du polariseur ont bien été optimisés. Ceci permet d'avoir en théorie une polarisation (< 3 dB) sur un angle d'ouverture de l'ordre de $\pm 10^{\circ}$ en élévation et presque sur toute l'ouverture en azimut (plan omnidirectionnel). Dans cet exemple, la bande de fréquences en polarisation circulaire était de l'ordre de 1%.

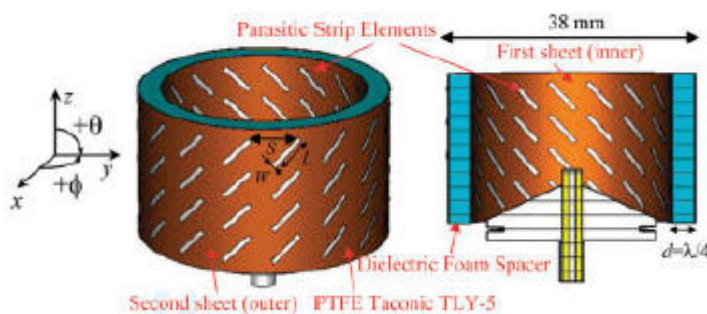


Figure A1.25 – Antenne monopole à jupe en présence d'un polariseur

ANNEXE I.4

Méthode d'analyse électromagnétique des antennes B.I.E diélectrique

Méthode d'analyse électromagnétique des antennes B.I.E diélectrique

Cette méthode d'analyse comporte quatre étapes :

- Caractéristique du demi-matériau B.I.E
- Calcul de la sélectivité spatiale du filtre B.I.E
- Couplage du filtre B.I.E et de la source d'excitation
- Etude du dimensionnement latéral de l'antenne par approche analytique

La première étape est la détermination du demi-matériau B.I.E à savoir la connaissance du coefficient de réflexion $r_{TE/TM}(\theta, f)$ et de transmission $t_{TE/TM}(\theta, f)$ de celui-ci en module et phase en fonction de la fréquence et de l'angle d'incidence θ pour les polarisations TE et TM (**Figure A1.26**).

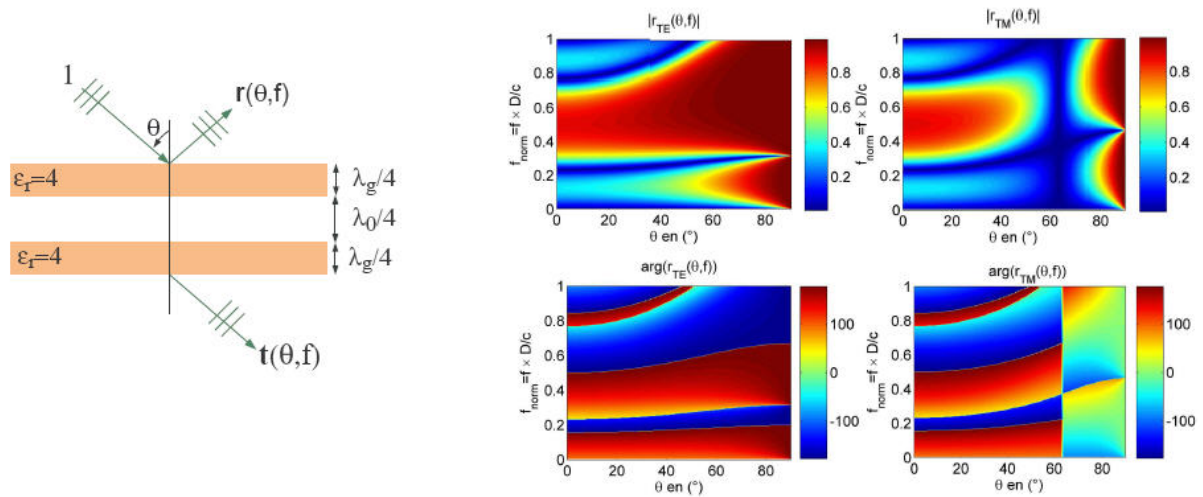


Figure A1.26 – Coefficient de réflexion (module et phase) pour les deux polarisations en fonction de la fréquence et de l'angle d'incidence θ

La seconde étape est la détermination de la sélectivité spatiale du filtre B.I.E, c'est-à-dire le filtrage spatial. Pour cela, le demi-matériau B.I.E est associé à un plan métallique (plan de masse) formant ainsi une cavité résonante à fuite (**Figure A1.27**). En insérant, une source d'excitation en onde plane à une distance h du plan métallique, il est possible de calculer le coefficient de transmission de l'ensemble en fonction de la fréquence et de l'angle (**Figure A1.28**) qui dépend des paramètres précédents.

$$S_{TM/TE}(\theta, f) = \frac{t_{TM/TE}(\theta, f) \cdot e^{-j(k_0 d \cos(\theta))}}{1 + r_{TM/TE}(\theta, f) \cdot e^{-j(2k_0 d \cos(\theta))}} \cdot j \sin(k_0 h \cos(\theta))$$

avec $k_0 = \frac{2\pi f}{c} * \sqrt{\epsilon_r * \mu_r}$ vecteur d'onde dans la cavité (air en général)

Cette sélectivité montre par exemple pour $\frac{f * d}{c} = 0.5$, c'est dire pour $d = \frac{\lambda}{2}$ que la sélectivité est maximale pour un angle d'incidence nul. En dessous, cette sélectivité diminue et au-delà, il faut se placer à un angle d'incidence différent de 0 pour avoir la valeur maximale. Ce graphe montre l'évolution traditionnelle du gain de l'antenne en fonction de la fréquence. A partir de la fréquence de coupure, l'antenne B.I.E dépointe. Il faut noter aussi que cette valeur peut être supérieure à 0 et donc, l'antenne permet d'augmenter le gain de la source d'excitation.

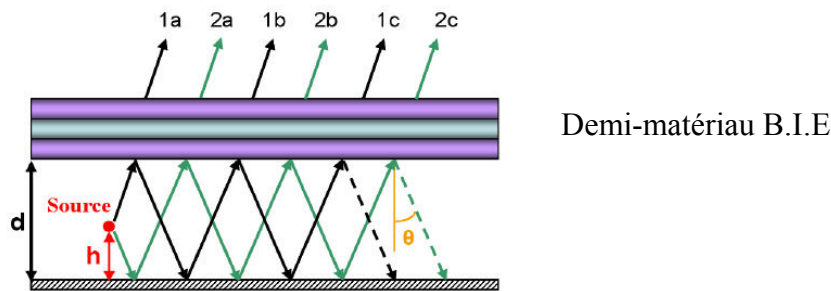


Figure A1.27 – Schéma de principe de la détermination de la sélectivité

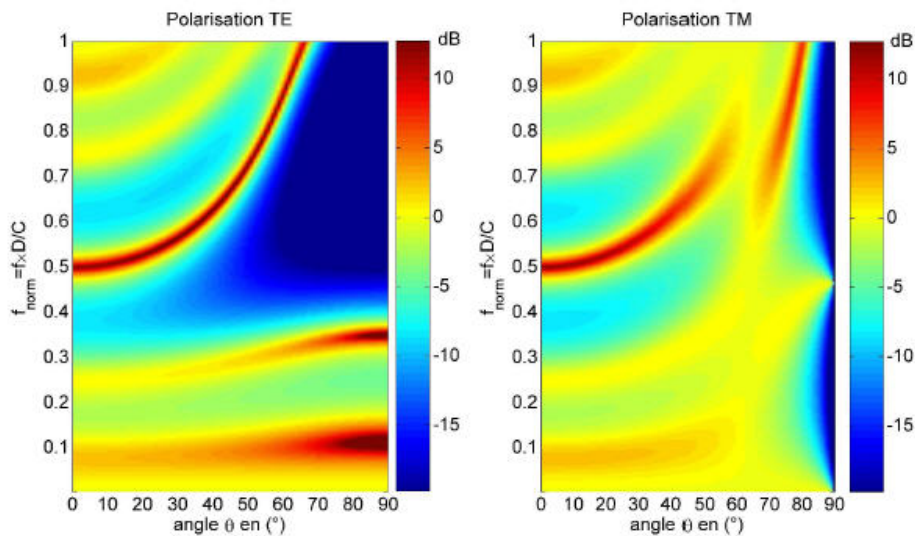


Figure A1.28 – Sélectivité spatiale de la structure en fonction de la fréquence et de l'angle d'incidence

La troisième étape est l'association du filtre spatial avec la vraie source d'excitation. En connaissant les champs $E_{\theta}(\theta, \varphi)$ et $E_{\varphi}(\theta, \varphi)$ de cette dernière et en supposant que ceux-ci soient très peu perturbés par la présence du matériau B.I.E, il est possible de trouver le diagramme de rayonnement 3D de l'antenne B.I.E. Pour cela, il faut multiplier ce diagramme avec le paramètre de la sélectivité STM/TE(θ, f).

$$E_{ray(\varphi)}(\theta, \varphi) = E_{\varphi}(\theta, \varphi) \cdot S_{TE}(\theta) |_{f_i} \quad (1)$$

$$E_{ray(\theta)}(\theta, \varphi) = E_{\theta}(\theta, \varphi) \cdot S_{TM}(\theta) \Big|_{f_i} \quad (2)$$

Connaissant le diagramme 3D, il est possible de trouver la directivité de l'antenne $D(\theta, \varphi)$.

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \cdot \frac{dP(\theta, \varphi)}{\int_{\varphi} \int_{\theta} dP(\theta, \varphi) \cdot \sin \theta d\theta d\varphi}$$

avec $dP(\theta, \varphi) = |E_{ray(\varphi)}(\theta, \varphi)|^2 + |E_{ray(\theta)}(\theta, \varphi)|^2$

Au final, il est possible d'obtenir les graphes suivants (**Figure A1.29**).

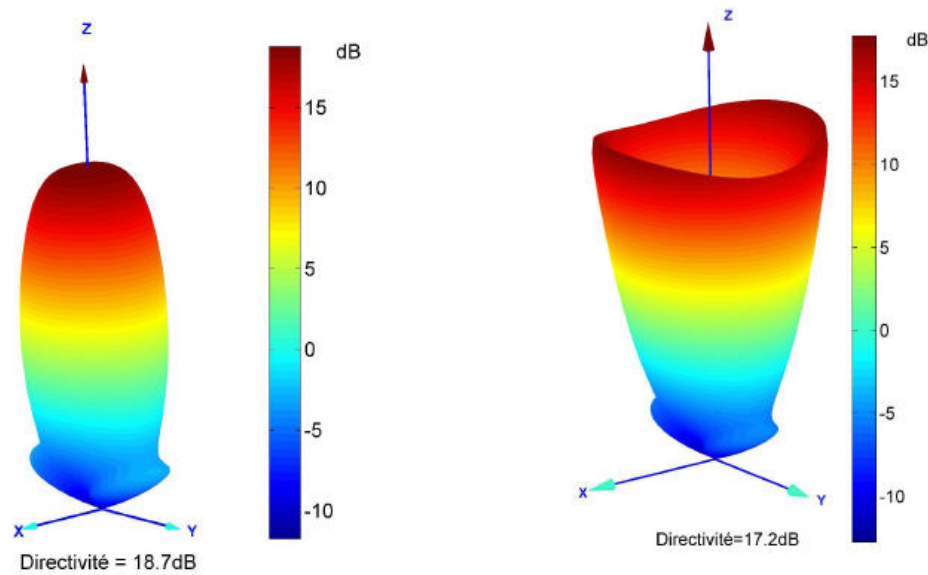


Figure A1.29 – Diagramme 3D déterminé par le code analytique (gauche pour $\frac{f * d}{c} = 0.5$ et à droite $\frac{f * d}{c} = 0.523$)

Ces diagrammes confirment qu'à partir d'une fréquence supérieure à la fréquence de résonance de la cavité à fuite (f_{res}), l'antenne B.I.E dépointe.

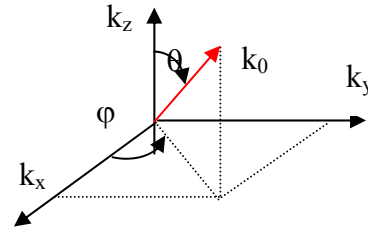
La dernière étape est la détermination des dimensions latérales de l'antenne. Une première approche est de dimensionner l'antenne à partir de l'équation ($G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} * \eta$) d'une ouverture rayonnante. Cependant, Julien DROUET a donné une méthode analytique permettant de connaître ses dimensions suivant les caractéristiques recherchées.

Pour cela, il transforme les équations (1) et (2) afin de trouver le diagramme 3D dans la base des vecteurs d'ondes (k_x, k_y et k_z).

Une relation entre l'espace des vecteurs d'ondes et les angles θ et φ a été définie :

$$\theta(k_x, k_y) = \cos^{-1}\left(\frac{k_z}{k_0}\right)$$

$$\varphi(k_x, k_y) = \tan^{-1}\left(\frac{k_y}{k_x}\right)$$



Les nouvelles équations sont les suivantes :

$$E_{ray(\theta)}(k_x, k_y) = E_\theta(k_x, k_y) \cdot S_{TE}(k_x, k_y) \text{ et } E_{ray(\varphi)}(k_x, k_y) = E_\varphi(k_x, k_y) \cdot S_{TM}(k_x, k_y)$$

Au final, il est possible d'obtenir la représentation sur un plan suivant (z) du champ total par unité de longueur d'ondes en fonction de la fréquence (**Figure A1.30 a et b**). Dans les deux cas suivants, la fréquence est $f_1 < f_{res}$ et $f_2 = f_{res}$:

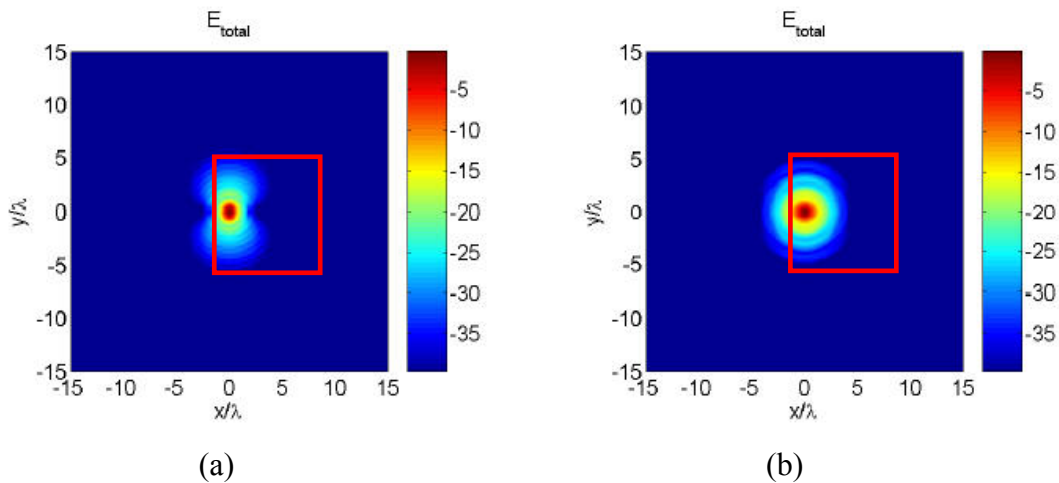


Figure A1.30 – Étalement du champ total en dB : (a) $\rightarrow f_1 < f_c$ et (b) $\rightarrow f_2 = f_c$

A partir de ces graphes, pour une antenne pointant dans l'axe, une dimension transverse de 10λ par 10λ est suffisante pour être sûr que peu d'énergie sera présente au bord de l'antenne et donc peu de perturbations seront engendrées.

La **Figure A1.31** montre cette caractéristique pour une fréquence supérieure à la fréquence de coupure de la cavité à fuite. L'étalement du champ est plus important. Cela signifie qu'il faut une antenne avec des dimensions transverses plus grandes pour pouvoir faire une antenne B.I.E à dépointage.

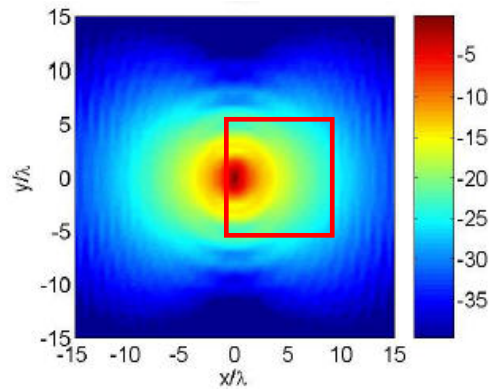


Figure A1.31– Etallement du champ total en dB ($f_1 > f_c$)

Cette méthode analytique est très performante pour l'antenne B.I.E diélectrique, mais elle n'est pas opérationnelle pour des demi-matériaux métalliques. En effet, la première étape est relativement simple à mettre sous équation pour des matériaux diélectriques, mais ceci n'est plus le cas pour des matériaux métalliques. Il est possible de trouver le coefficient de réflexion et de transmission pour une incidence normale, mais pour les autres angles, cette recherche devient de plus en plus complexe. Actuellement, il est possible de le faire avec un logiciel "Fullwave 3D". Cependant, la détermination de l'ensemble des points nécessaires serait longue en temps de simulation. Bien sûr, il est toujours possible de faire évoluer ce code analytique pour réaliser cette étude, mais le travail de cette thèse n'avait pas cette priorité. C'est pourquoi dans les chapitres III et IV consacrés à l'étude des antennes B.I.E métalliques à polarisation circulaire, la détermination des coefficients réflexion et de transmission du matériau B.I.E se fera, seulement, pour un angle d'incidence normal.

ANNEXE I.5

Les surfaces sélectives en fréquence

Les surfaces sélectives en fréquence

Les caractéristiques du matériau B.I.E ainsi constitué dépendent de la forme, de la périodicité et des dimensions des éléments. La **Figure A1.32** en montre quelques échantillons.

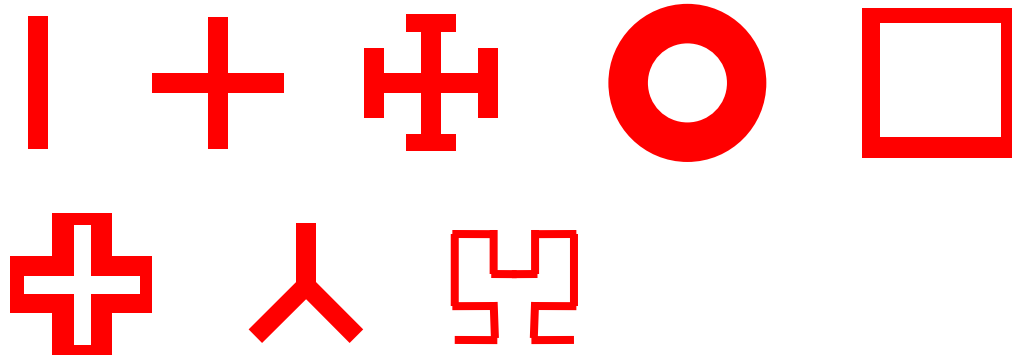


Figure A1.32 – Quelques motifs élémentaires de F.S.S

Ces structures sont apparues dans les années 70 par l'intermédiaire de G.H. SCHENNUN. Elles ont souvent été employées pour des systèmes à réflecteur. En général, elles ont la propriété d'interdire la transmission d'une onde aux fréquences voisines de la fréquence de résonance du matériau et de la transmettre en dehors. Il est possible de trouver une structure "duale" permettant d'avoir le comportement inverse. En effet, les deux exemples suivants ont une réponse fréquentielle opposée [I.33]. Le premier (Figure A1.33 a) dont le motif résonant élémentaire est une boucle métallique peut être considéré comme un stop bande (Figure A1.34), le second (Figure A1.33 b) étant un passe-bande (Figure A1.35). La structure du dernier étant composée d'une grille dans laquelle le premier motif est inscrit dans les interstices de celle-ci

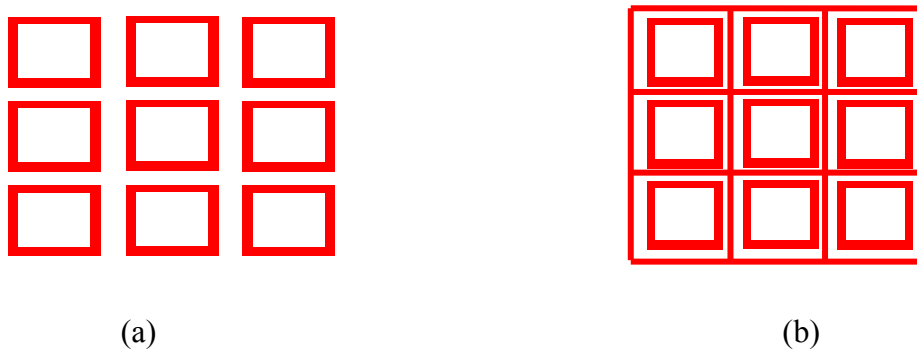


Figure A1.33 –Matériau B.I.E par F.S.S : (a)→stop bande, (b) → passe-bande

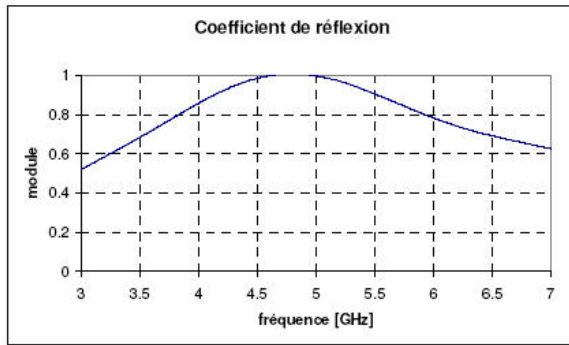


Figure A1.34 – Réponse fréquentielle du premier

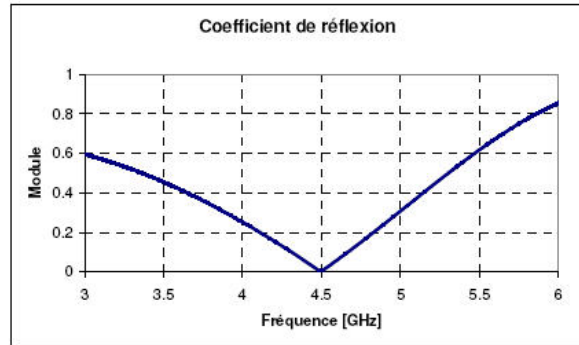


Figure A1.35 – Réponse fréquentielle du second

Ces surfaces sélectives peuvent être positionnées près du plan de masse. Dans ce cas, cette structure se comporte comme une surface à haute impédance. Ce n'est plus exactement des antennes B.I.E comme définies précédemment, mais la communauté scientifique les appellent "antenne à substrat B.I.E" (EBG substrate en anglais) Cette structure a l'avantage de transformer artificiellement un plan métallique en un plan magnétique autour de sa fréquence de résonance (bande interdite). A l'intérieur de celle-ci, l'onde réfléchi a donc la même phase que l'onde incidente ce qui permet de réduire la hauteur de la cavité de l'antenne B.I.E. Elle passe d'une dimension proche de $\lambda/2$ à une dimension voisine de $\lambda/4$ (**Figure A1.36**) [I.33].

En effet, par rapport à l'équation (Eq I.3) :

$$h_{cav} = \frac{c}{2 \cdot f_{res}} \cdot \left(\frac{\angle r_1 + \angle r_2}{2 \cdot \pi} \right) \quad \text{si} \quad \angle r_1 = 0 \text{ alors } h_{cav} = \frac{\lambda}{4}$$

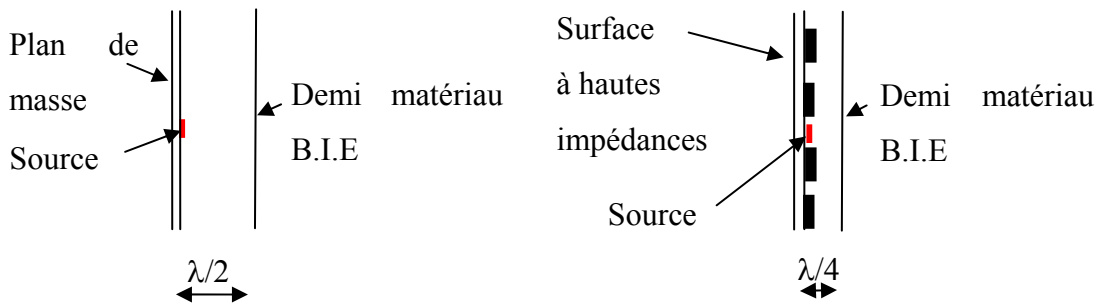


Figure A1.36 – Changement de la hauteur de cavité par l'ajout d'une surface haute impédance

De plus, la propagation des ondes de surface est interdite, ce qui améliore le rayonnement de l'antenne.

Les surfaces à hautes impédances apparues dans les années 90 peuvent être facilement représentées en circuit équivalent LC avec une fréquence de résonance $f_r = \frac{1}{2.\pi.\sqrt{LC}}$

Il est possible de citer deux principales structures :

- La surface à hautes impédances de Sievenpiper
- La surface ultra compacte Tatsuo Itoh

La première, appelée mushroom en anglais (champignon en français), est un réseau de patches répartis périodiquement et reliés par un plot métallique au plan de masse (**Figure A1.37**). Ce réseau est placé au dessus du plan de masse.

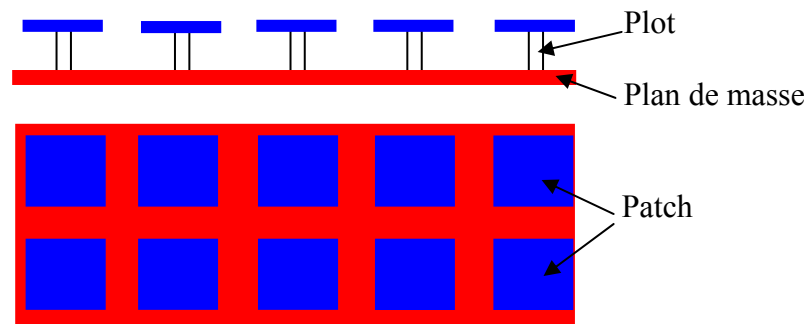


Figure A1.37 –Structure de Sievenpiper

La seconde est une structure directement faite sur le plan de masse, ce qui facilite la réalisation (**Figure A1.38**) et réduit encore la hauteur de l'antenne.

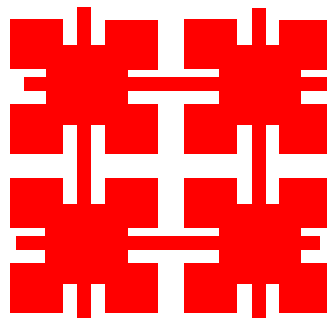


Figure A1.38–Structure de Tatsuo Itoh

ANNEXE I.6

Antenne B.I.E à polarisation circulaire

Antenne B.I.E à polarisation circulaire

- **Antenne B.I.E "fort gain"**

Durant sa thèse faite à Limoges [I.35], Cédric SERIER a conçu une antenne B.I.E diélectrique fort gain à 14 GHz alimentée par un patch (**Figure A1.39**). La directivité théorique était supérieure à 31 dBi. Celle du prototype final (**Figure A1.40**) était, seulement, supérieure à 29 dBi en raison de planéité de surface entre le plan de masse et les plaques diélectriques. Cette antenne montre l'intérêt de l'antenne B.I.E à savoir la compacité en épaisseur pour un tel gain. Seul un réseau de "patch" permet de réduire ce paramètre, mais la réalisation devient compliquée vu le nombre élevé d'éléments nécessaires (500 "patches" pour avoir une directivité supérieure à 30 dBi)

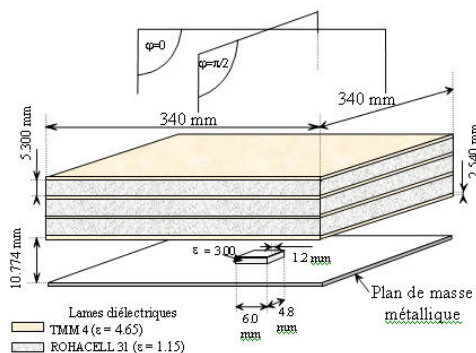


Figure A1.39– Dimension de l'antenne B.I.E **Figure A1.40** – Prototype de l'antenne B.I.E (30 dBi)

- **Antenne B.I.E omnidirectionnelle dans le plan azimutal**

Hassan CHREIM a conçu une antenne B.I.E omnidirectionnelle dans le plan azimutal à 5 GHz [I.36]. Pour cela, il utilise une analogie avec une antenne planaire directive (**Figure A1.41**). En effet, à partir de cette antenne, il est possible de créer une antenne omnidirectionnelle en la repliant sur 360° (**Figure A1.42**). Il suffit d'implanter deux sources autour du plan de masse pour exciter cette structure.

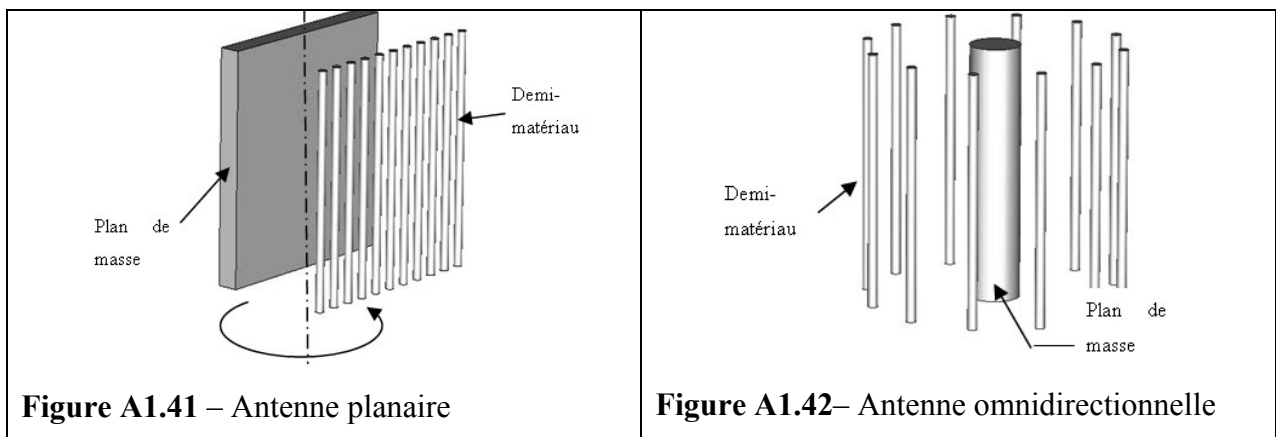


Figure A1.41 – Antenne planaire

Figure A1.42– Antenne omnidirectionnelle

Au final, il conçoit une antenne omnidirectionnelle avec des oscillations inférieures à 1 dB et une directivité supérieure de 9dBi (**Figure A1.43**). Le prototype confirme ces résultats (**Figure A1.44**). Ce type d'antenne permet d'avoir une meilleure omnidirectionnalité qu'un réseau de dipôles par exemple. De plus, le circuit d'alimentation est plus simple. En effet, pour obtenir la même directivité, il faut un réseau d'environ 6 dipôles au lieu de 2 pour l'antenne B.I.E.

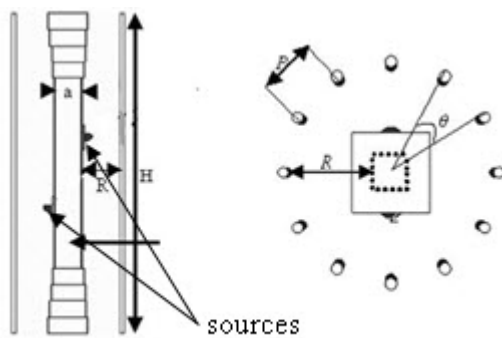


Figure A1.43 – Schéma l'antenne B.I.E omnidirectionnelle)



Figure A1.44 – Prototype de l'antenne B.I.E omnidirectionnelle

- **Antenne B.I.E multi bandes**

Laure Mercier durant sa thèse faite à Limoges a conçu une antenne B.I.E reconfigurable permettant de la faire fonctionner sur trois fréquences différentes [I.37]. Pour cela, elle utilise deux surfaces F.S.S (**Figure A1.45** et **Figure A1.46**) mises l'une sur l'autre. Sur l'une d'entre elles, des commutateurs (diodes ou MEMS) sont implantés, ce qui permet de créer artificiellement deux matériaux B.I.E. En effet, le motif de la F.S.S est modifié par l'état du commutateur. La phase du coefficient de réflexion du matériau B.I.E est, donc elle aussi, modifiée. Comme ce paramètre influence sur la fréquence de fonctionnement de l'antenne (Eq I.3), il est possible avec une seule F.S.S de faire fonctionner l'antenne sur une autre fréquence. Au final, l'antenne fonctionne sur trois fréquences différentes (2.35 (**Figure A1.47**), et 3.1 GHz (**Figure A1.48**), pour l'état OFF des diodes et 2.85 GHz (**Figure A1.49**), pour l'état ON). La directivité théorique obtenue pour ces trois fréquences est supérieure à 18 dBi.

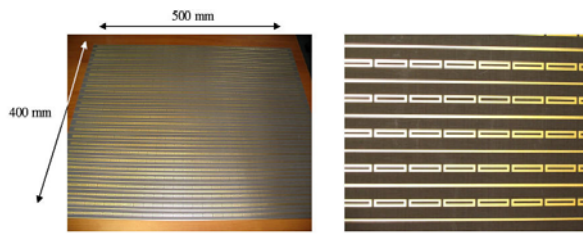


Figure A1.45 – F.S.S (surface 1)

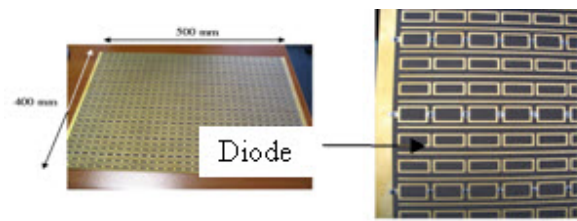


Figure A1.46 – F.S.S (surface 2) avec les commutateurs

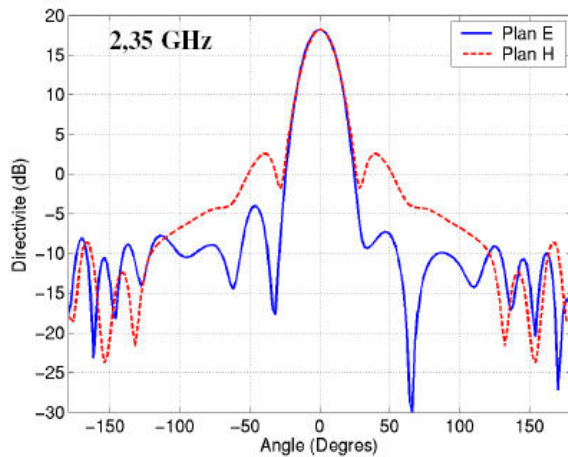


Figure A1.47 – Diagramme de directivité à la fréquence de 2.35 GHz (Etat OFF)

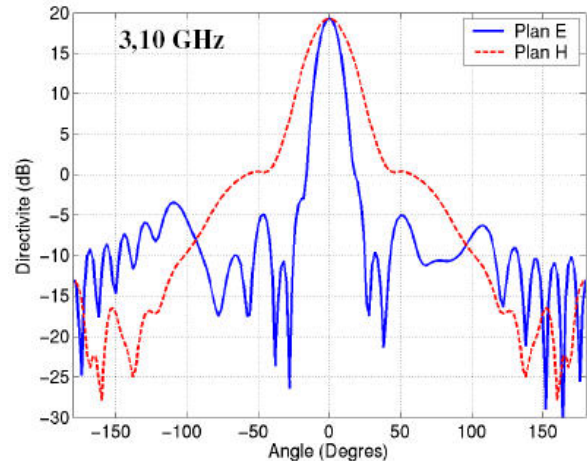


Figure A1.48 – Diagramme de directivité à la fréquence de 3.1 GHz (Etat OFF)

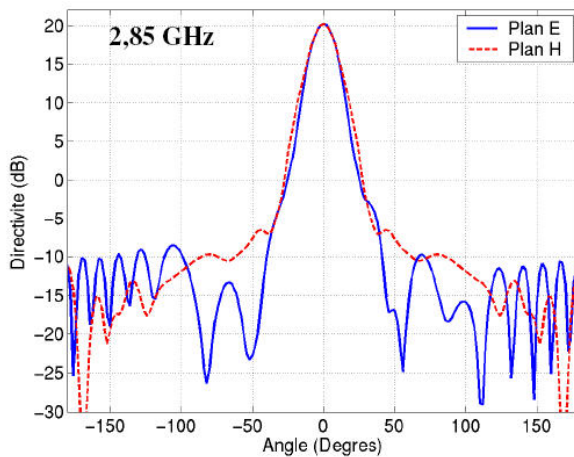


Figure A1.49 – Diagramme de directivité à la fréquence de 2.85 GHz (Etat ON)

- **Antenne B.I.E multi sources**

Un des intérêts de l'antenne B.I.E est l'entrelacement des taches rayonnantes dans une antenne multi-sources (**Figure A1.50**). Ceci permet de rapprocher les sources tout en gardant une directivité importante [I.38]. Cette conclusion n'est pas possible avec un jeu de cornets (**Figure A1.51**). En effet, la dimension de la tache rayonnante d'un cornet est environ celle de

son ouverture. Plus une directivité importante est demandée, plus la taille de cette ouverture sera grande. Cette propriété d'entrelacement permet par exemple de réduire le nombre d'antennes nécessaire pour un système multimédia multi-faisceaux couvrant l'Europe élargie [I.39].

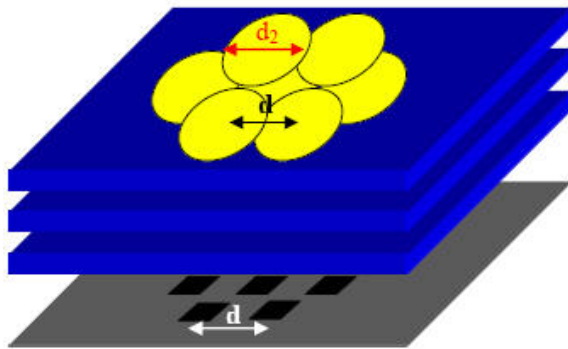


Figure A1.50 – Entrelacement possible avec une antenne B.I.E multi sources

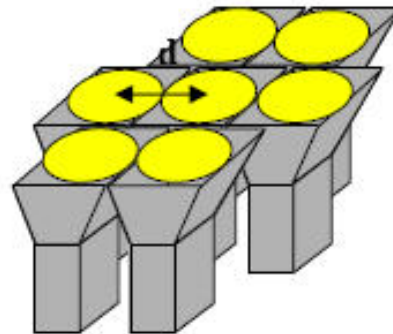


Figure A1.51 – Entrelacement impossible avec un jeu de cornets

R. Chantalat a donc conçu une antenne B.I.E multi-faisceaux à 30 GHz avec une bande de fréquences de 500 MHz (29.5- 30 GHz) découpée en 4 canaux. Il n'y a pas d'accès adjacents fonctionnant sur le même canal. Cette antenne est constituée d'un plan de masse sur lequel sont installés des cornets de faible directivité et une cavité B.I.E déportée composée de deux grilles métalliques partiellement réfléchissantes.

Ce procédé permet d'avoir la cavité à fuite en dehors de la zone des cornets d'excitation (**Figure A1.52**) et ainsi, diminue l'effet de l'ouverture du cornet sur l'énergie emmagasinée entre le plan de masse et le demi-matériau dans le cas d'une antenne B.I.E classique.

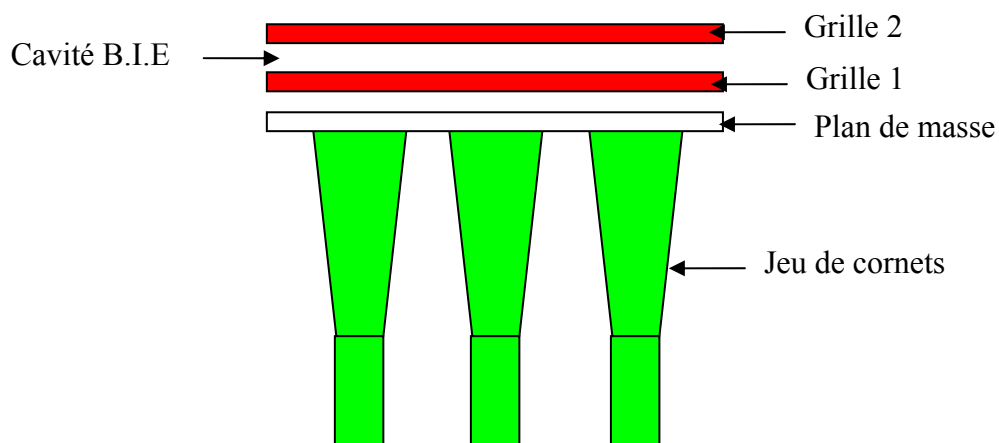


Figure A1.52 – Schéma de principe de l'antenne B.I.E multifaisceaux

La **Figure A1.53** représente le prototype réalisé permettant de valider le principe.

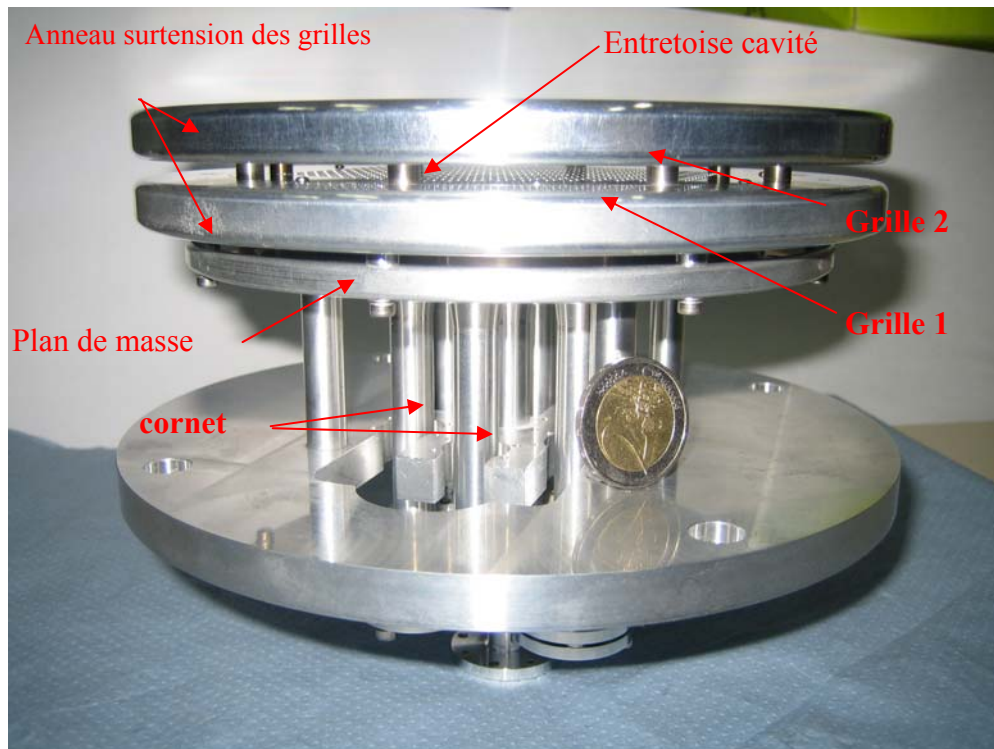


Figure A1.53 – Prototype de l'antenne B.I.E multi-faisceaux (30 GHz)

Le graphe de la **Figure A1.54** donne une comparaison des gains réalisés entre l'antenne B.I.E mono source et multi sources. Il permet de conclure que le fonctionnement de l'antenne est correct en multi-sources. Il est possible de voir l'effet des modes parasites sur ce paramètre.

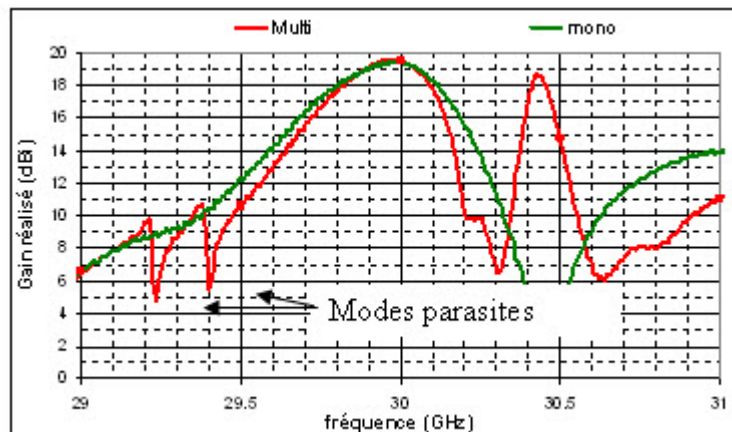
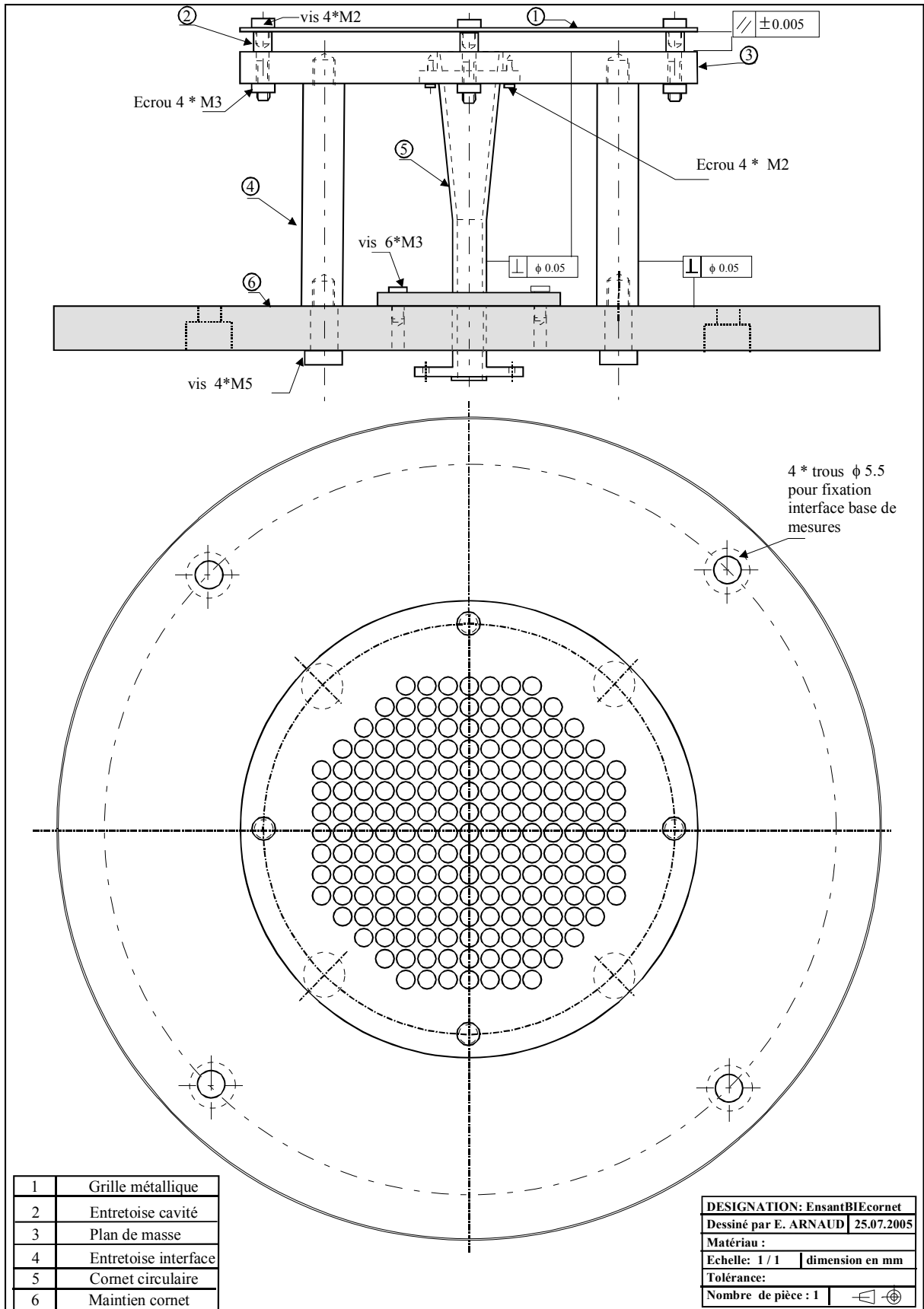
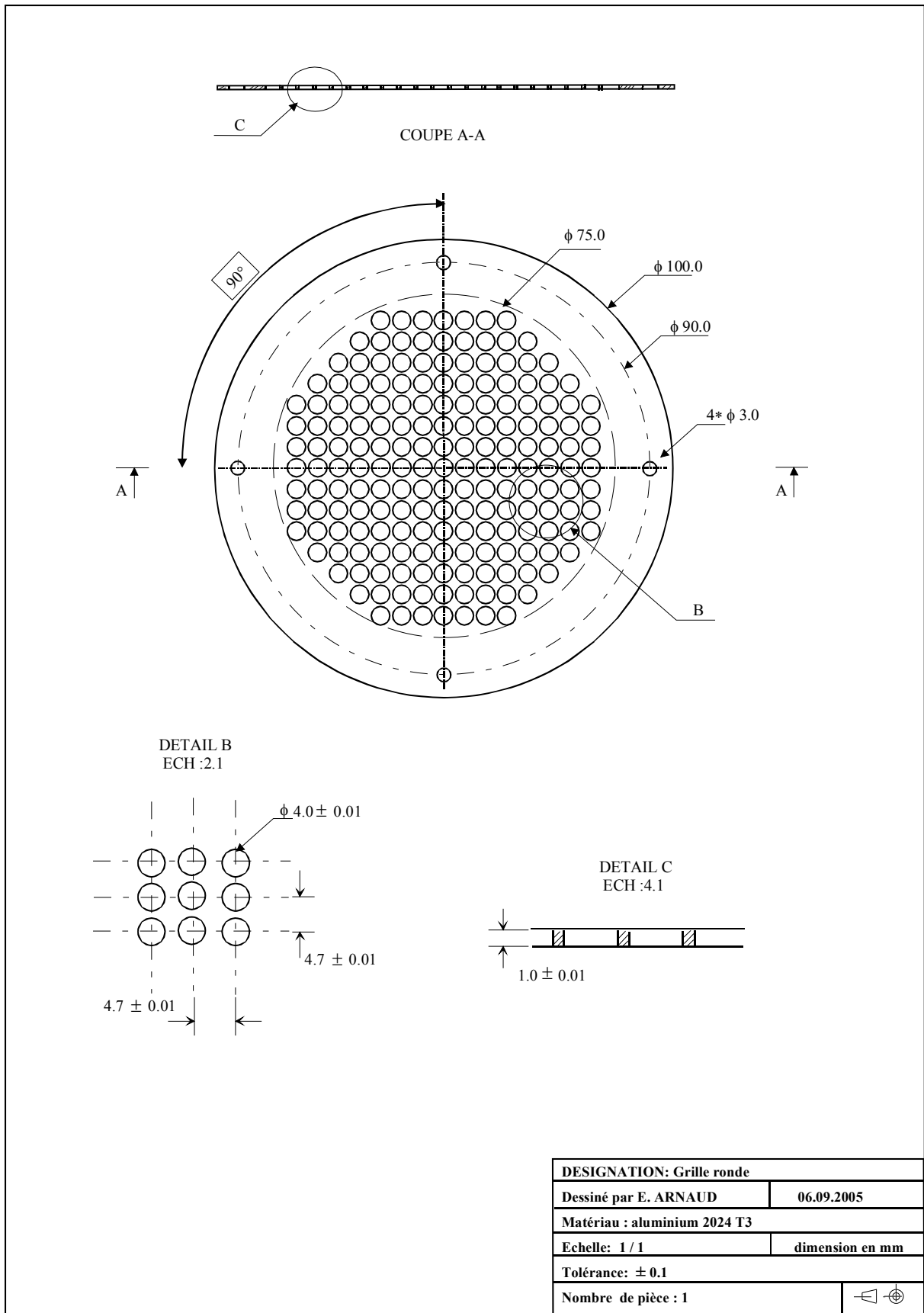


Figure A1.54 – Entrelacement impossible avec un jeu de cornets

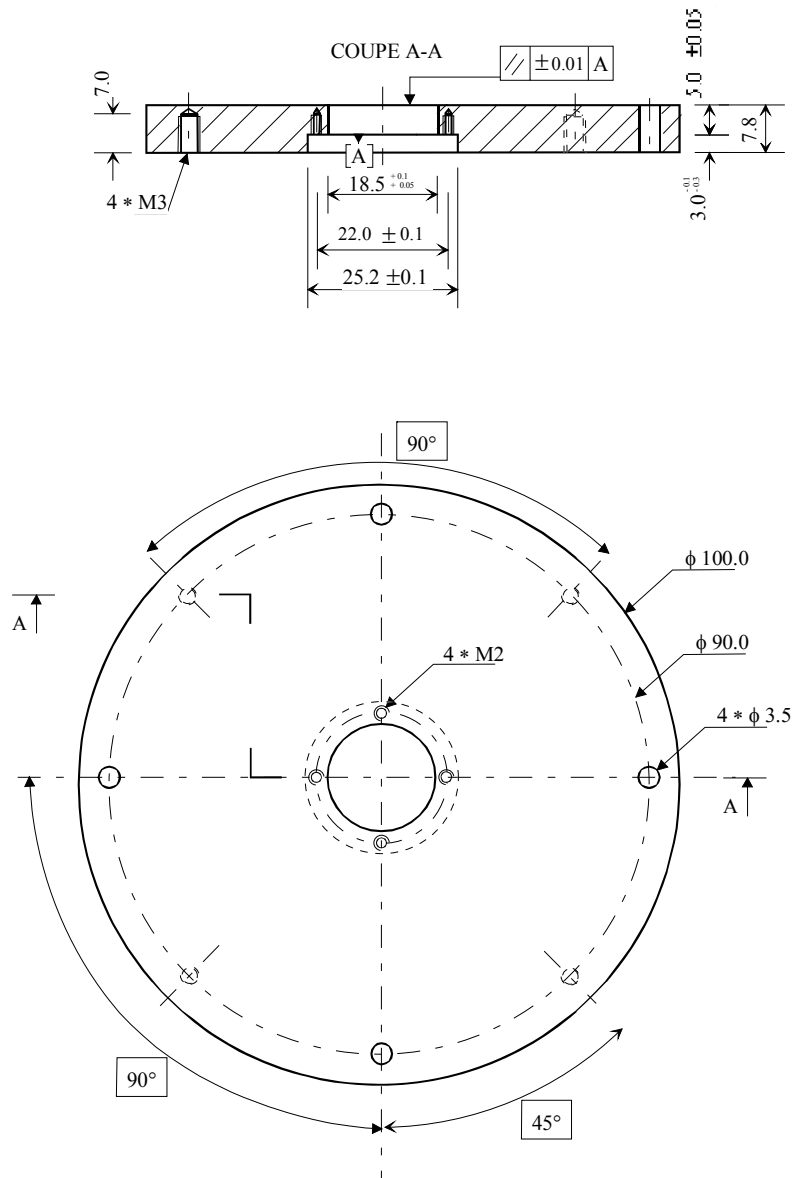
ANNEXE II.1

Plans de l'antenne métallique à polarisation linéaire de référence

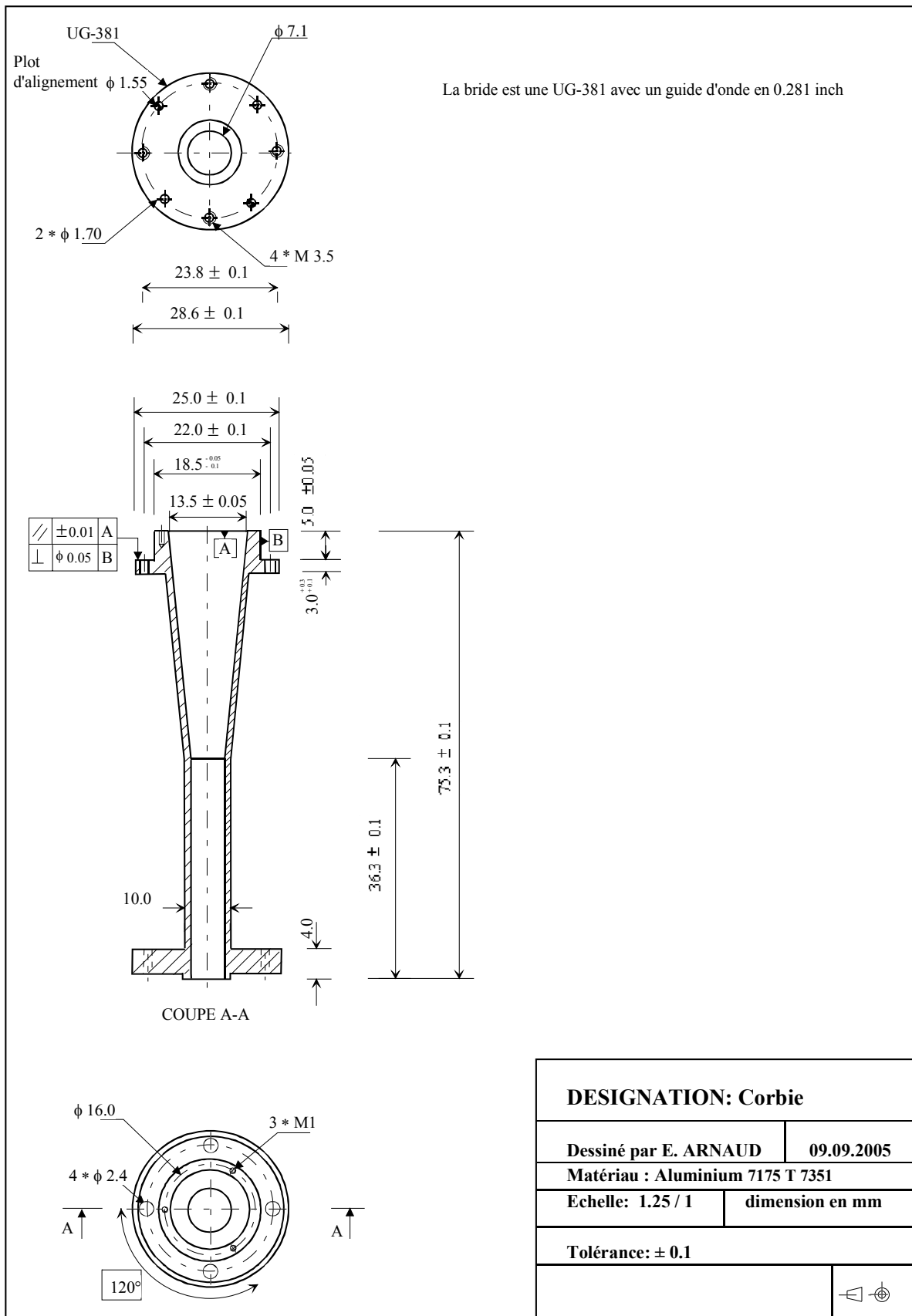


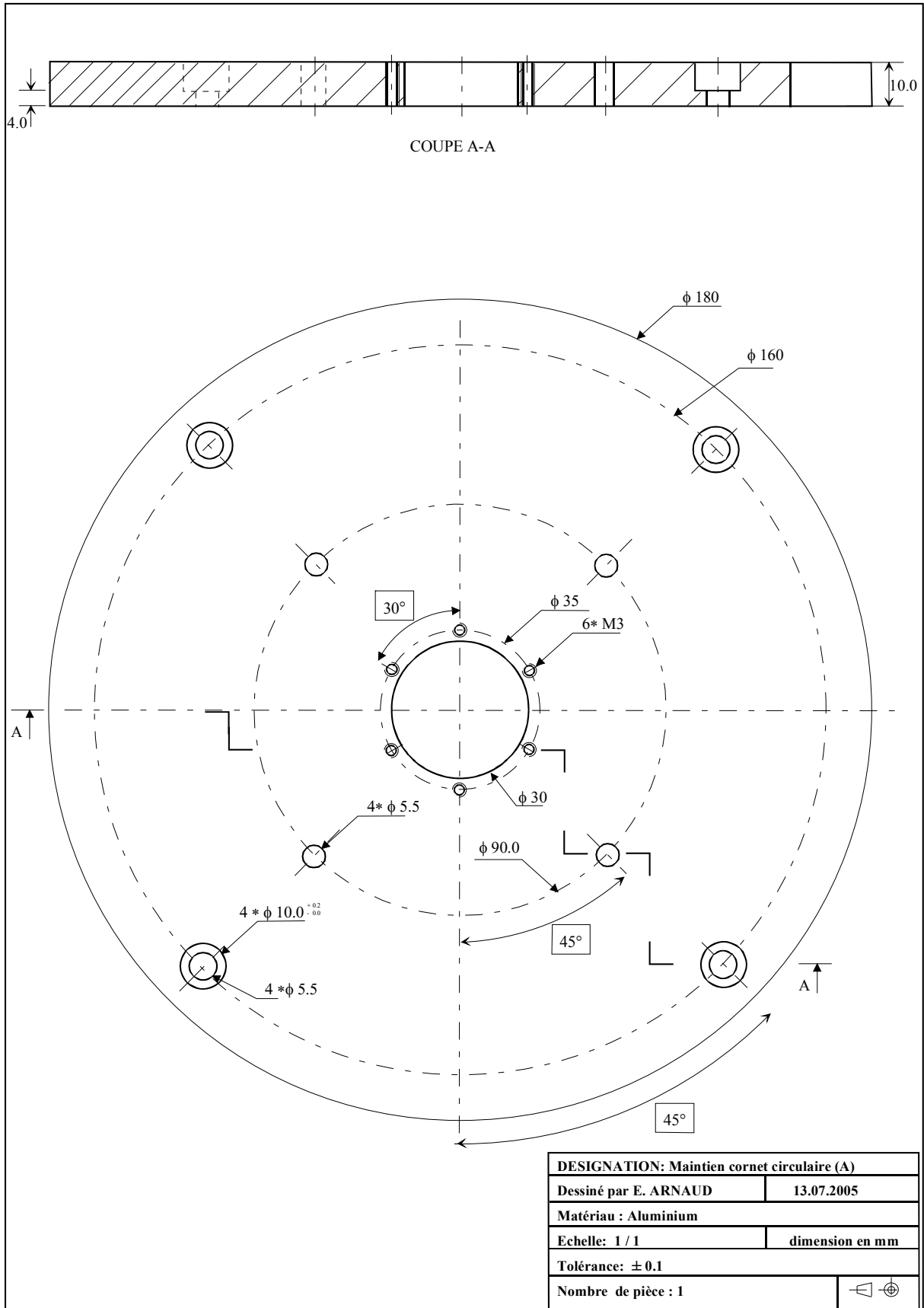


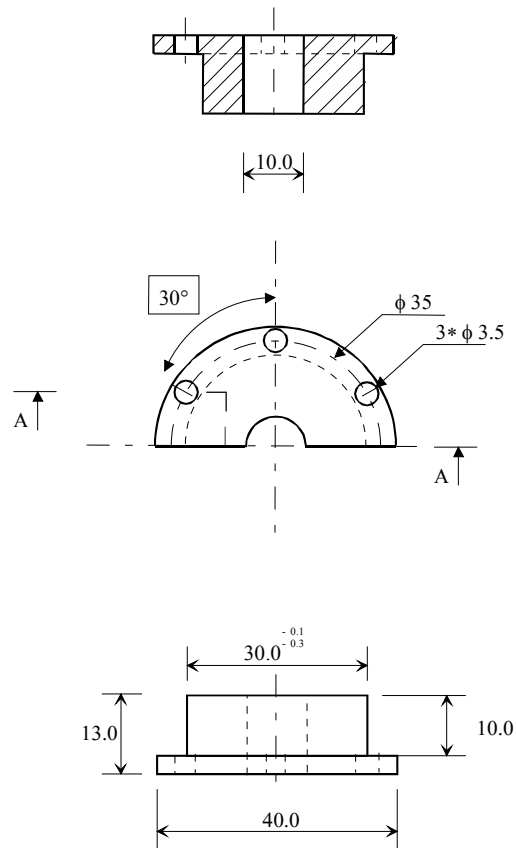
DESIGNATION: Grille ronde	
Dessiné par E. ARNAUD	06.09.2005
Matériau : aluminium 2024 T3	
Echelle: 1 / 1	dimension en mm
Tolérance: ± 0.1	
Nombre de pièce : 1	



DESIGNATION: Plan de masse	
Dessiné par E. ARNAUD	09.09.2005
Matériau : aluminium 2024 T3	
Echelle: 1 / 1	dimension en mm
Tolérance: ± 0.1	
Nombre de pièce : 1	







DESIGNATION: Maintien cornet circulaire (B)

Dessiné par E. ARNAUD

25.07.2005

Matériau : teflon

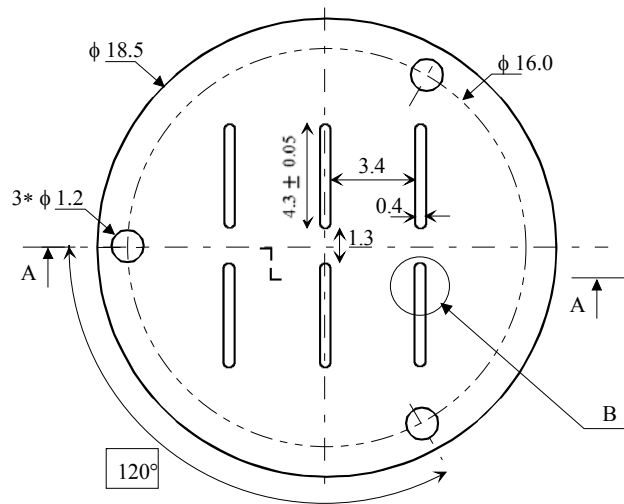
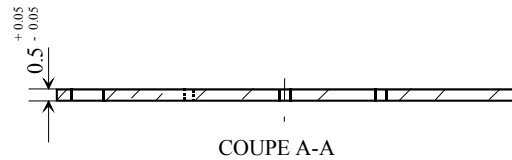
Echelle: 1 / 1

dimension en mm

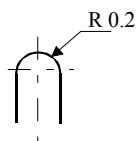
Tolérance: ± 0.1

Nombre de pièce : 2





DETAIL B
ECH : 8.1



DESIGNATION: pastillefente	
Dessiné par E. ARNAUD	14.09.2005
Matériau : Aluminium	
Echelle: 4 / 1	dimension en mm
Tolérance: ± 0.1	

ANNEXE II.2

Moyen de simulation et de mesure

Outils de simulation

Toutes les simulations ont été faites avec le logiciel du commerce CST Microwave Studio. Il utilise la méthode F.I.T (Finite Integration Technique), c'est à dire une discrétisation de la forme intégrale des équations de Maxwell [A2.1]. De plus, elle est complétée par une méthode permettant de gérer des matériaux différents se trouvant sur une même maille. Son outil performant en dessin assisté par ordinateur permet de générer des formes complexes tout en minimisant le nombre de mailles.

Deux principaux moteurs de calcul peuvent être utilisés (transitoire ou harmonique). Le premier est utilisé pour simuler l'antenne afin de déterminer ses caractéristiques électromagnétiques. Le second est plus utilisé, par exemple, pour la simulation d'un motif élémentaire périodique.

Dans notre cas, la distribution du champ électromagnétique dans la cavité de l'antenne B.I.E peut être considérée comme une onde quasi plane. La grille de l'antenne B.I.E a une nature périodique, une étude d'un motif élémentaire est suffisante pour connaître le coefficient de réflexion et de transmission en module et en phase. Ces paramètres sont aussi suffisants pour connaître par exemple une estimation de la directivité de l'antenne, de la hauteur de la cavité B.I.E et du taux d'ellipticité. Ainsi, le temps de calcul est énormément réduit. Cette méthode de simulation peut être appliquée en utilisant des ports de type guide d'ondes (**Figure A2.1**) et en plaçant des plans de référence à l'endroit souhaité (**Figure A2.2**). Ces deux ports créent une onde plane. Plusieurs modes peuvent être choisis pour simuler la ou les polarisations souhaitées.

Pour chaque méthode, des conditions aux limites particulières doivent être prises. Le moteur de calcul transitoire demande des conditions "open add space" (**Figure A2.3**) tout autour de l'antenne permettant ainsi de mettre des couches absorbantes (Perfectly Matched Layers). Les différents champs électromagnétiques mis en jeu autour de l'antenne sont calculés et ainsi il est possible par transformation champ proche - champ lointain de remonter au diagramme de rayonnement. En z min, une condition Court Circuit Electromagnétique est mise pour créer un champ électrique au niveau du port d'accès de l'antenne qui est, dans notre cas, un port guide d'ondes. Le rayonnement arrière est faussé, mais cela réduit le temps de calcul. Il est possible de le faire, car par expérience il est faible par rapport à celui dans l'axe (< 30 dB).

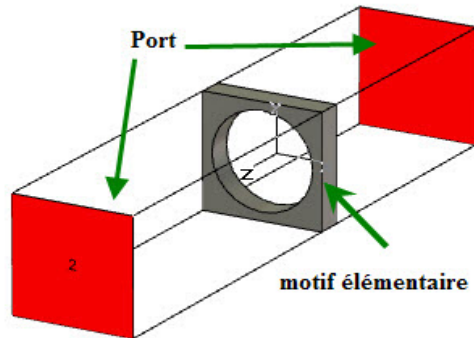


Figure A2.1– Principe de simulation d'une cellule élémentaire

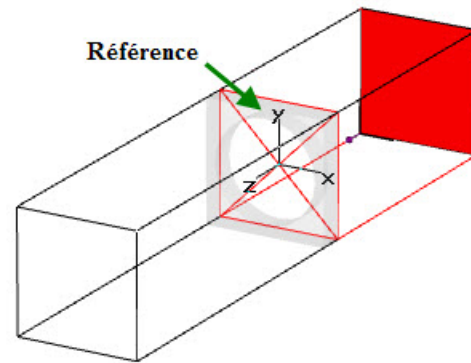


Figure A2.2– Plan de référence de l'accès 1 à l'entrée de la grille

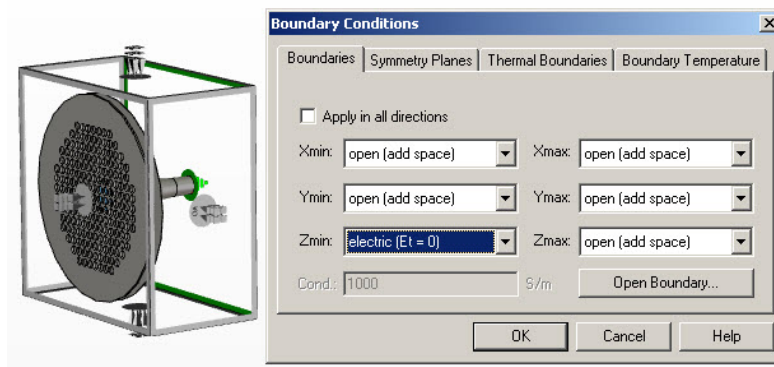


Figure A2.3– Condition aux limites en résolution transitoire

Le moteur de calcul harmonique nécessite, quant à lui, des conditions périodiques suivant les deux axes (x et y) (**Figure A2.3**). Une condition C.C.E est définie sur l'axe Z pour simuler, à nouveau, le champ électrique dans le guide d'onde.

L'effet d'une incidence oblique ne sera pas traité dans les différentes simulations. Seul le résultat en antenne permettra de connaître les performances pour d'autres angles.

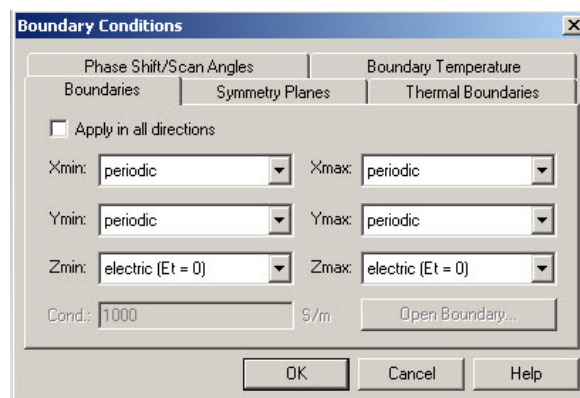


Figure A2.4– Conditions aux limites en résolution harmonique

[A2.1] : T. Weiland, "A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six component fields", *Electronics and Communication*, (AEÜ), Vol. 31, pp. 116-120, 1977

Moyens de mesures

Les mesures faites sur les différents prototypes ont été réalisées dans la base compacte du laboratoire [A2.2]. La particularité de ce moyen est de transformer le rayonnement en onde sphérique d'une antenne source (cornet) en une onde localement plane, caractéristique d'un champ lointain dont la répartition transverse est constante en amplitude et en phase. Ceci se produit dans un volume limité permettant une implémentation dans une chambre 'indoor' de contrôle d'environnement, appelée chambre anéchoïque.

L'onde plane idéale n'est jamais réalisée en pratique, et nombre de facteurs limitent les performances de la base. La zone de test, appelée généralement zone tranquille (notée par la suite **ZT**), est caractérisée par deux grandeurs appliquées à l'amplitude et à la phase (**Figure A2.4**) :

- l'apodisation ('taper' en anglais).
- l'ondulation ('ripple' en anglais).

L'apodisation est une grandeur employée surtout pour l'amplitude (en dB). Elle traduit un écart de champ moyen dans une zone déterminée. L'ondulation représente une amplitude de variation autour de la répartition moyenne de champ. Pour la phase, on parle surtout d'ondulation, puisqu'il n'y a pas d'équivalent pour l'apodisation.

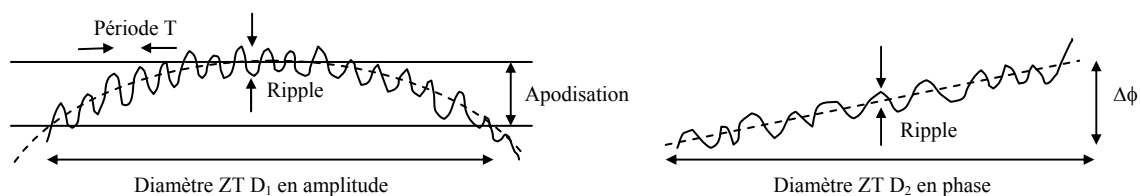


Figure A2.5 : Dimension de la zone tranquille

La répartition d'amplitude présente une forme apodisée. La répartition moyenne en phase ($\Delta\phi$) est représentée ici linéairement ; selon la défocalisation (centre de phase de la source primaire en dehors du point focal), elle présente parfois une répartition convexe ou concave. Les critères de la zone tranquille sont les suivantes :

- apodisation = ± 0.25 dB
- ondulation de phase = $\pm 5^\circ$

Le diamètre de la ZT est donné par la plus petite valeur entre D1 et D2. Dans cette zone, le champ est quasi uniforme.

L'implantation de la base est la suivante (**Figure A2.5**). Un cornet source éclaire la parabole (**Photographie 2**) avec un angle d'offset. Le centre de phase de ce cornet doit être

positionné au point focal de la parabole. Ainsi, l'onde réfléchie est une onde quasi plane sur une longueur d'environ 15 m (zone de Rayleigh). Elle est dirigée vers l'antenne sous test positionnée sur un support motorisé (**Photographie 3**).

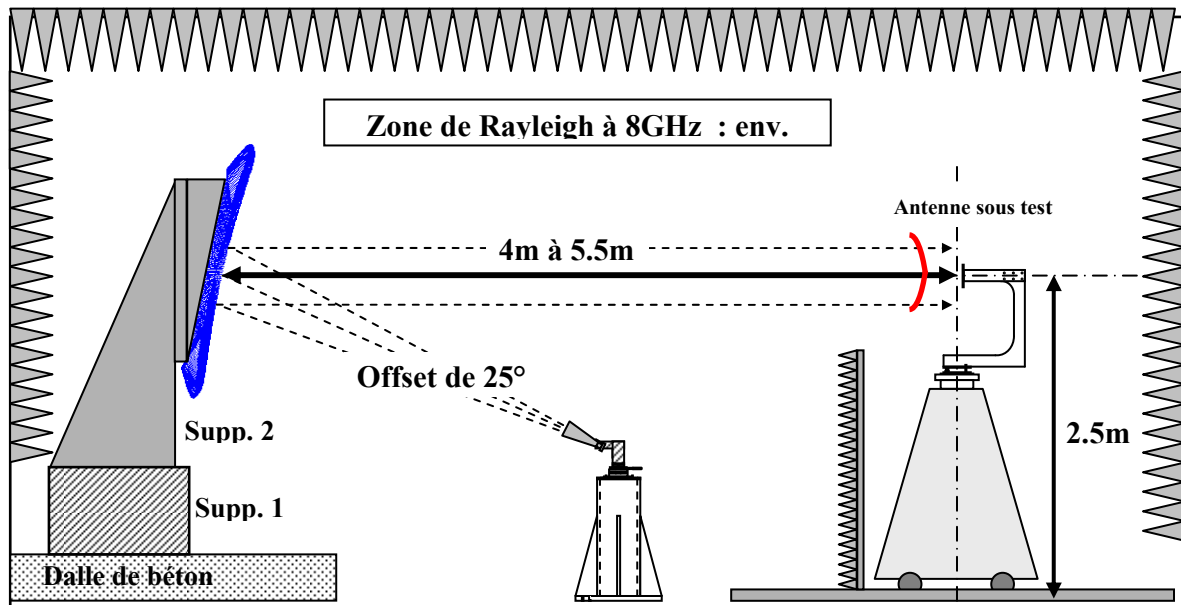


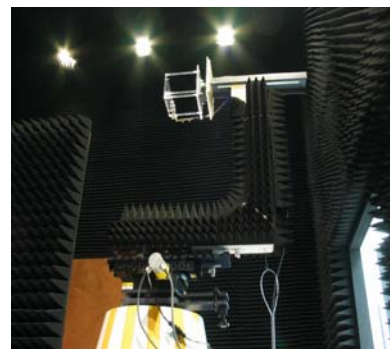
Figure A2.6 : Implantation de la base de mesure

Les principales spécifications de la base compacte sont :

- Fréquences de travail : 8 à 50 GHz
- Zone tranquille : circulaire ou elliptique avec **70 à 80 cm** de diamètre, et 1 m de profondeur, centrée à **2.5 m** de hauteur.
- collimateur : simple parabole à source décalée, plan d'offset vertical
- Locaux : **ESTER Technopole (Limoges)** Chambre anéchoïque de 7.6 m × 5 m × 5 m (L×l×H).



Photographie 2 : Collimateur de la base compacte d'XLIM



Photographie 3 : support de l'antenne sous test

Les différentes mesures sont faites de la manière citée dans l'**annexe I.1**.

[A2.2] : E. Arnaud, D. Belot, B. Jecko, M. Thevenot, "Design, realisation and characterisation of a low cost compact antenna test range", *11th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, ANTEM 2005, St Malo, France, T1B1 and T1B2 : "Measurement Techniques"*, pp. 228-229, 15-17 June 2005

ANNEXE II.3

Conception de l'antenne de référence

Principales caractéristiques électromagnétiques de l'antenne.

Le coefficient de réflexion de la grille

Les différentes études précédemment faites par notre équipe ont établi une courbe empirique permettant de connaître une valeur approchée de la directivité maximale en fonction du module du coefficient de réflexion (en champ) (**Figure A2.7**). Cette dernière a été réalisée en prenant un patch comme source d'alimentation de l'antenne B.I.E. Le fait de prendre un cornet à la place de cet élément augmente la directivité de l'antenne B.I.E de l'ordre de 3 dB en raison d'une meilleure directivité du cornet seul comparée à celle du "patch". Pour être sûr d'avoir 20 dBi sur toute la bande de fréquences, il faut, en prenant une marge, une directivité maximale de 24 dBi. Par rapport à la courbe, la valeur de 21 dBi est celle à prendre pour connaître le module du coefficient de réflexion. Cela signifie donc que la grille doit avoir ce coefficient proche de 0.95.

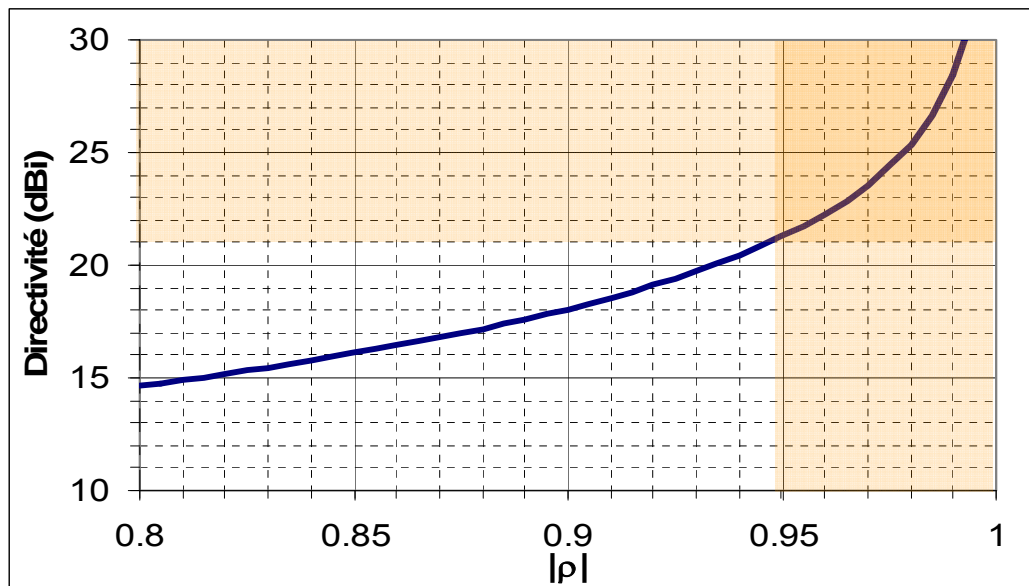


Figure A2.7 : Directivité en fonction du module du coefficient de réflexion (source "patch")

A partir de la méthode de simulation décrite précédemment, il est possible de connaître le coefficient de réflexion de la grille de l'antenne B.I.E. Après optimisation, le coefficient de réflexion est celui indiqué en **Figure A2.8**. Le diamètre des alésages, la période et l'épaisseur de la grille sont ceux cités au paragraphe I.

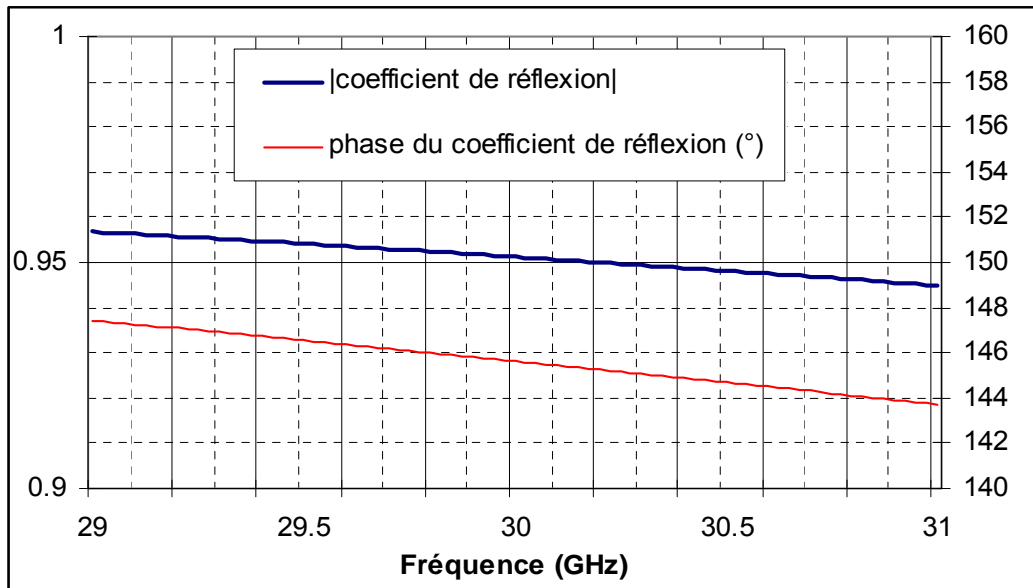


Figure A2.8 : Module et phase du coefficient de réflexion de la grille de l'antenne B.I.E de référence

En utilisant la formule du chapitre I,

$$h_{\text{cav}} = \frac{c}{2.f} \cdot \left(\frac{\angle r_1 + \angle r_2}{2.\pi} \right)$$

et en prenant $\angle r_1 = 146^\circ$ à 30 GHz, la hauteur de cavité est 4.56 mm. A partir de là, l'antenne est simulée (**Figure A2.9**) et les caractéristiques électromagnétiques sont déterminées



Figure A2.9 : Antenne de référence simulée

La directivité

Pour une valeur de cavité de 4.56 mm, la directivité entre 29.5 et 30 GHz est supérieure à 20 dBi tout en éloignant l'effet du second mode, c'est-à-dire le dépointage qui serait gênant pour l'application C.N.E.S (**Figure A2.10**).

La comparaison des directivités simulée et mesurée en champ total de l'antenne de référence est faite sur la même figure. Un décalage fréquentiel de près de 200 MHz avec une perte de près 1 dB a été observé. Il n'a pas été possible, en pratique, de réajuster le fonctionnement de l'antenne à la bonne fréquence malgré un jeu de cales prévu pour cet effet. La valeur finale de la hauteur de cavité est 4.52 mm. Il faut savoir que la sensibilité sur cette dimension est de 6 MHz/ μm . Les imperfections mécaniques de la grille ont sans doute entraîné ces changements. Cependant, dans la bande de travail, la directivité est toujours supérieure à 20 dBi.

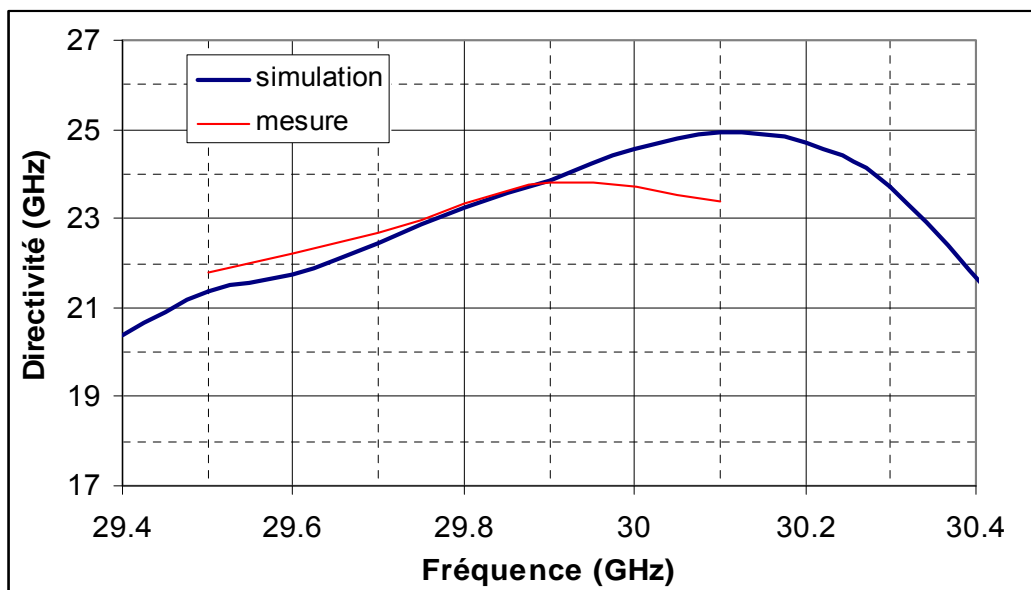


Figure A2.10 : Comparaison des directivités simulée et mesurée de l'antenne de référence

Return Loss

La Figure A2.11 représente l'adaptation de l'antenne en simulation et en mesure. Cette mesure confirme le décalage fréquentiel trouvé en directivité. En supposant que la fréquence de fonctionnement de l'antenne mesurée soit correcte et en réajustant la courbe, le niveau est sensiblement identique. Comme nous pouvions l'attendre avec ce type d'aérien, ce niveau est extrêmement haut. Une solution rapide a été étudiée par R. Chantalat. Une pastille métallique avec six fentes (**voir annexe II.1**) placée au niveau l'ouverture du cornet crée une résonance entre la grille et le cornet. Pour cela, il faut que le coefficient de réflexion de l'ensemble cornet + pastille soit le conjugué de celui de la grille de l'antenne B.I.E. Cette pastille peut être considérée comme un transformateur d'impédance d'ondes.

Les six fentes permettent d'avoir une directivité équivalente à celle du cornet. Ainsi, la directivité de l'antenne avec ou sans pastille sera aussi équivalente. Cette technique ne donne pas complètement satisfaction, mais c'était un moyen rapide de montrer les performances

d'une antenne B.I.E métallique adaptée, alimentée par un cornet (**Figure A2.12**). L'idéal est de réaliser un filtre-antenne adaptatif [A2.3]. En effet, dans notre cas, l'antenne est adaptée sur seulement 100 MHz.

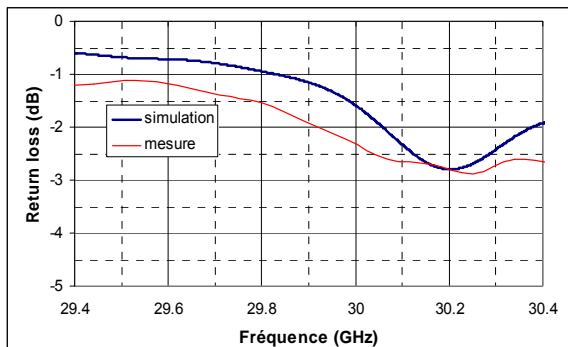


Figure A2.11 : Comparaison des "Return loss" simulé et mesuré de l'antenne de référence

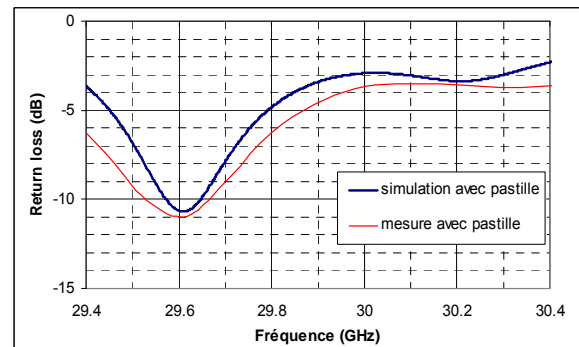


Figure A2.12 : Comparaison des "Return loss" simulé et mesuré de l'antenne de référence avec pastille d'adaptation

A noter que la mesure de l'adaptation n'est pas obtenue directement. En effet, entre la simulation et la mesure, une transition guide d'ondes/SMA a été ajoutée en mesure. Cette dernière modifie l'adaptation de l'antenne. Il faut réaliser un calcul pour connaître l'adaptation réelle de l'antenne (**voir annexe II.4**).

[II.9] [A2.3] : M. Troubat, S. Bila, M. Thevenot, D. Baillargeat, T. Monediere, S. Verdeyme and B. Jecko "Mutual-Synthesis of Combined Microwave Circuits Applied to the Design of a Filter-Antenna Subsystem". *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique*, vol. 55, n°6, pp.1182-1189, part 1, june 2007. Digital Object Identifier 10.1109/TMTT.2007.897719

Le rayonnement

Les **Figure A2.13** et **Figure A2.14** montrent, respectivement, le diagramme de rayonnement E_θ simulé et mesuré pour différentes fréquences. Etant donné que le fonctionnement de l'antenne repose sur le principe d'une cavité, les diagrammes sont de plus en plus directifs jusqu'à la fréquence de coupure (30.1 GHz). A partir de là, le mode supérieur de la cavité s'installe et crée des épaulements (30.2 GHz). Concernant le diagramme de rayonnement mesuré, les remarques faites précédemment sont respectées. A cela, il faut ajouter une dissymétrie du rayonnement dans ce plan due à une déformation de la grille de + 40 μm dans une zone voisine à celui-ci (**Figure A2.15**) Le fait de tourner la grille de 90° a

reproduit cette déformation sur le plan H et supprimé celle du plan E. Cette mesure montre la grande complexité de réalisation de l'antenne B.I.E à 30 GHz.

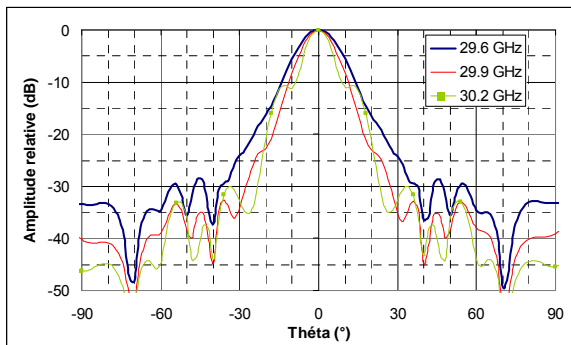


Figure A2.13 : Diagramme de rayonnement simulé

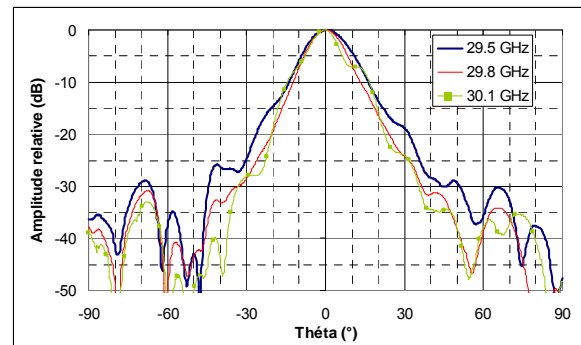


Figure A2.14 : Diagramme de rayonnement mesuré

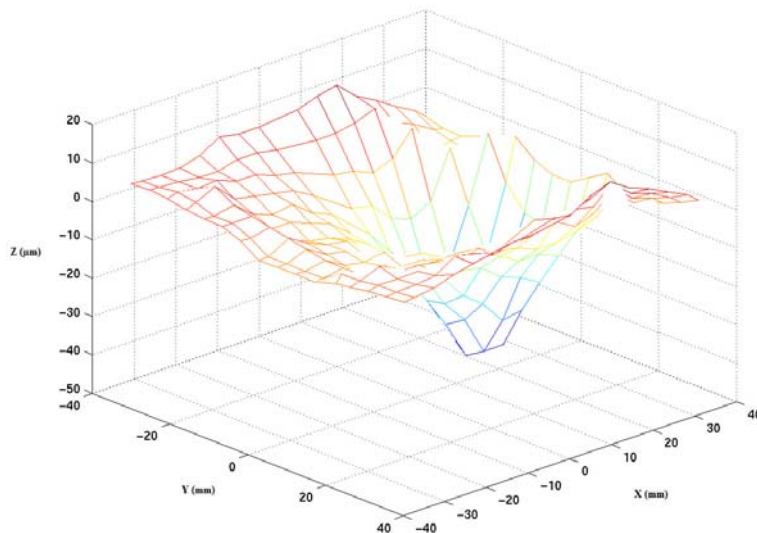


Figure A2.15 : Tracé tridimensionnel de la grille de l'antenne de référence

Pour continuer, la **Figure A2.16** et **Figure A2.17** comparent le rayonnement, à directivité équivalente (29.9 GHz), de l'antenne simulée et réalisée en polarisation principale et croisée. Mis à part le phénomène parasite cité précédemment sur le plan E, l'antenne de référence a de bonnes performances.

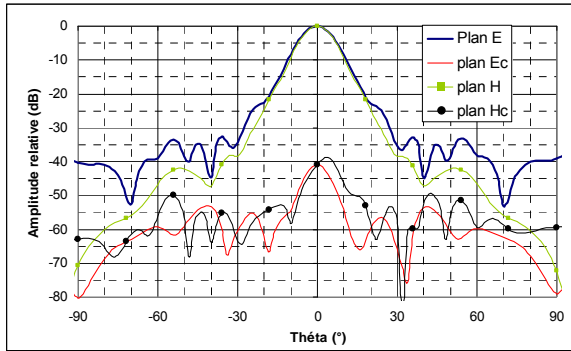


Figure A2.16 : Diagramme de rayonnement simulé à 29.9 GHz

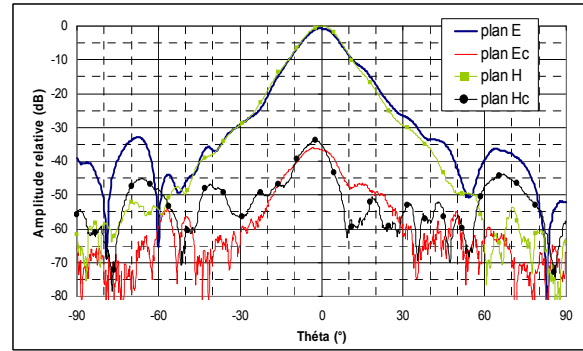


Figure A2.17 : Diagramme de rayonnement mesuré à 29.9 GHz

ANNEXE II.4

Calcul réel de la mesure du "Return loss"

Pour une question de commodité, la mesure de l'adaptation est faite sur l'analyseur vectoriel ANRITSU 37277C alors que celle du rayonnement est faite par l'analyseur de la société ABmillimètre. Le premier appareil a des ports en connecteurs coaxiaux. C'est pourquoi il faut insérer entre l'antenne et l'analyseur une transition guide/coaxial. Le guide d'onde de cette dernière est un guide WR28 avec une bride rectangulaire UG 599/U. Mais comme le guide d'ondes d'entrée de l'antenne est un guide circulaire (ϕ 0.281 inch), une autre transition a été introduite permettant ainsi une bonne liaison (**Figure A2.18**). Cependant, ces deux éléments entraînent des pertes d'insertion qu'il faut absolument prendre en compte surtout lorsque le système à mesurer a une mauvaise adaptation.

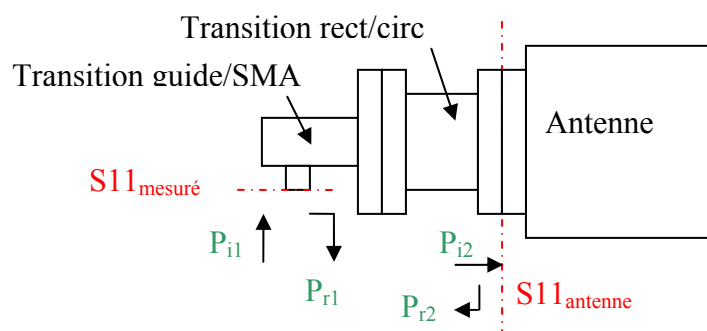


Figure A2.18 : Dispositif de mesure de l'adaptation

Pour mesurer les pertes d'insertion de ces deux transitions, un dispositif similaire est connecté à la sortie de la transition circulaire/rectangulaire (**Figure A2.19**).

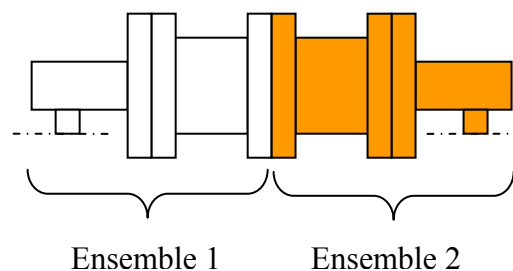


Figure A2.19 : Ensemble des deux dispositifs

Les pertes d'insertion de l'ensemble se trouvent sur la **Figure A2.20**.

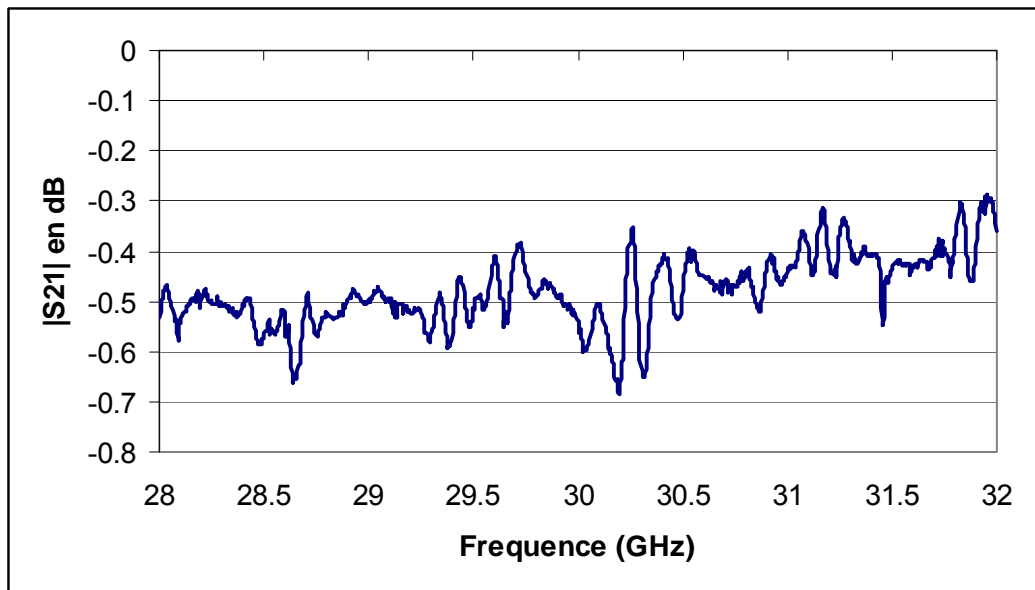


Figure A2.20– Pertes d'insertion de l'ensemble du dispositif

Pour connaître l'adaptation réelle de l'antenne, il faut utiliser l'équation suivante ((5) :

$$S_{11}(\text{antenne}) = \frac{|S_{11}(\text{mesuré})|^2}{|S_{21}(\text{transition})|^2 \times |S_{21}(\text{transition})|^2} \quad (5)$$

Avec le paramètre $|S_{21}(\text{transition})|^2$ égal aux pertes d'insertion d'une transition guide/coaxial et d'une transition rectangulaire/circulaire

En effet,

$$|S_{11}(\text{mesuré})|^2 = \frac{P_{r1}}{P_{i1}} \quad P_{r1} = |S_{21}(\text{transition})|^2 \times P_{r2}$$

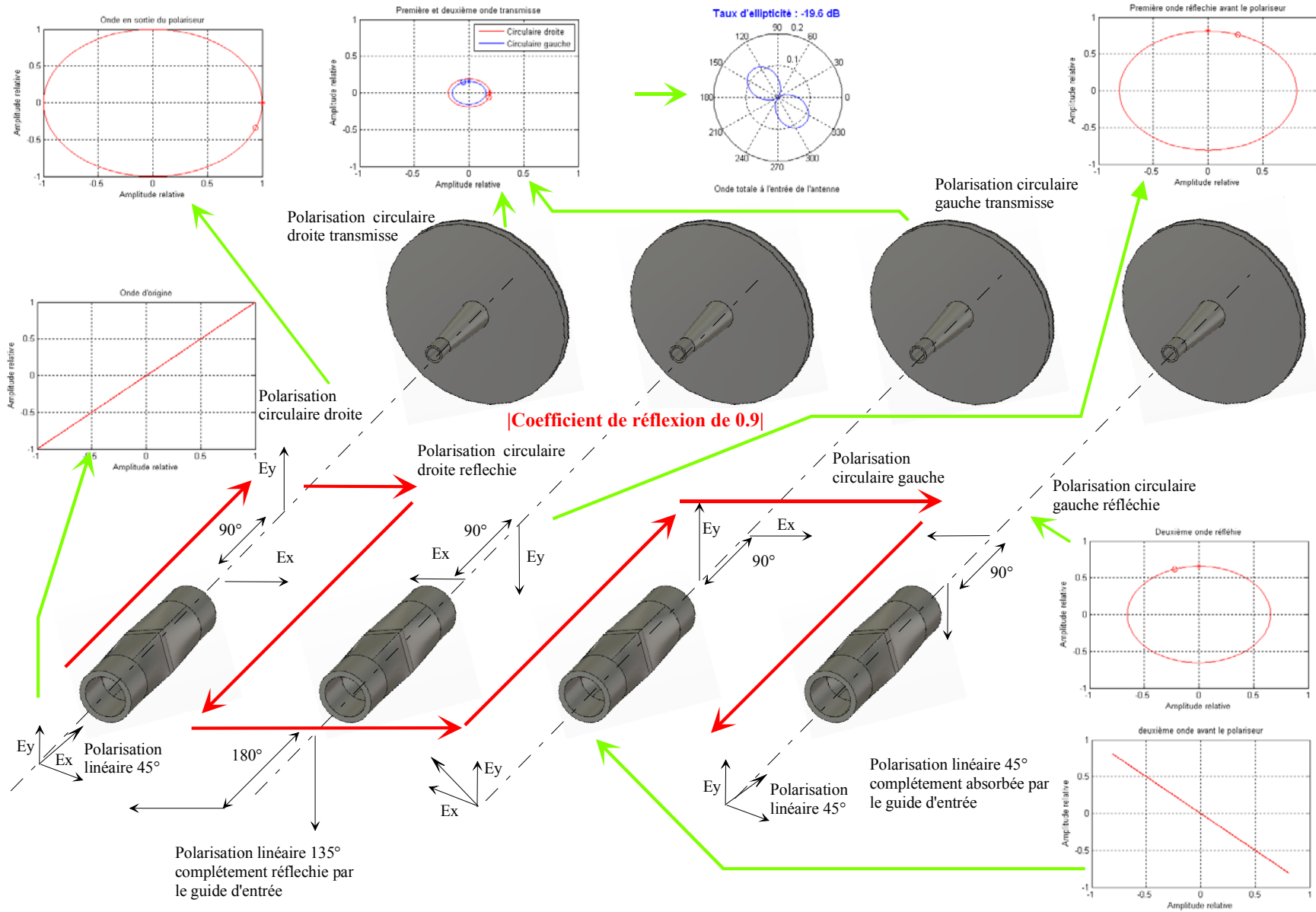
$$P_{i2} = |S_{21}(\text{transition})|^2 \times P_{i1}$$

$$S_{11}(\text{antenne}) = \frac{P_{r2}}{P_{i2}} = \frac{1}{|S_{21}(\text{transition})|^2 \times |S_{21}(\text{transition})|^2} \times \frac{P_{r1}}{P_{i1}}$$

Finalement, $|S_{21}(\text{transition})|^2 \times |S_{21}(\text{transition})|^2$ sont les pertes d'insertion de l'ensemble des deux dispositifs trouvées sur la **Figure A2.20**. Cela signifie qu'il faut ajouter au paramètre $S_{11}(\text{mesuré})$ deux fois les pertes d'insertion du dispositif permettant de faire la mesure pour obtenir la valeur de ce paramètre à l'entrée de l'antenne et ainsi pouvoir comparer le résultat à la théorie.

ANNEXE II.5

Schéma de principe de dysfonctionnement du polariseur connecté sur une antenne non adaptée



ANNEXE II.6

Caractéristique du polariseur ELVA-1 FP-28/30


ELVA-1

46 Robeska str. * LV-1004 Rīga * Latvia

Phone : +371-7-065100; Fax: +371-7-065101

Mm-wave Division in St. Petersburg, Russia

Phone: +7-812-316-69-24; Fax: +7-812-316-10-00, str. P. Ivanov

CERTIFICATE

Polarizer
Part No: FP-28/30
Serial No. 1115

SPECIFICATIONS.



Parameters	Specified	Measured
Operating Frequency	30+/-1 GHz	30+/-1 GHz
Input /Output Waveguide	circular d=0.281"	circular d=0.281"
Flange	UG-381/U	UG-381/U
VSWR	1.2	1.18
Input Polarization	Rectangular	Rectangular
Output Polarization	circular	circular
Axial ratio	1.0 dB	0.8dB@29GHz 0.8dB@30GHz 0.8dB@31GHz
Insertion Loss	1.0 dB	0.8 dB
Temperature range	-50...+60°C	-50...+60°C

ANNEXE II.7

Deux sondes déphasées spatialement et temporellement de 90°

Quatre sondes déphasées spatialement et temporellement de 90°

Pour obtenir une polarisation circulaire dans un guide d'onde à section cylindrique, la première idée est d'utiliser deux sondes coaxiales déphasées spatialement et temporellement de 90° (**Figure A2.21**). Cette configuration ne fonctionne pas correctement en raison du couplage existant entre les deux accès (< -16 dB) perturbant le taux d'ellipticité (**Figure A2.22**). La principale raison est la différence des modules des deux composantes E_θ et E_ϕ . Le couplage est constructif dans un des cas et destructif dans l'autre, en fonction la phase des accès.

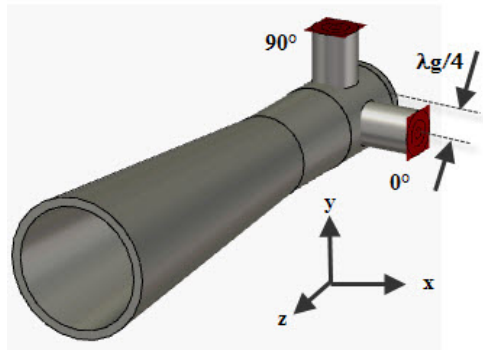


Figure A2.21 : Cornet alimenté par deux sondes coaxiales

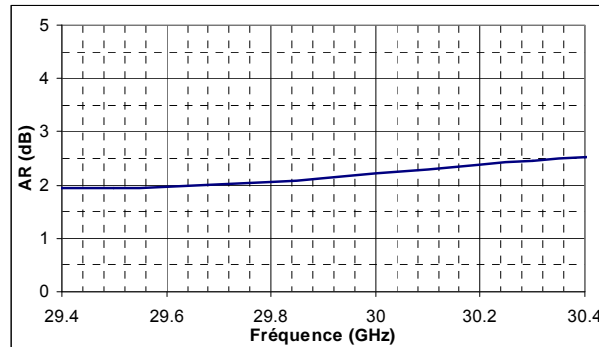


Figure A2.22 : Axial ratio du cornet

Le problème est presque identique à celui d'un réseau d'antennes. En effet, le rayonnement d'un élément est perturbé par les antennes environnantes en raison du couplage entre accès et d'un "couplage" en rayonnement. Au final, le rayonnement de l'antenne réseau n'est pas, exactement, celui prévu par la méthode du facteur de réseau.

Des études précédentes [A2.4] ont permis de trouver une méthode résolvant ce problème. Le but est de créer un diagramme de rayonnement objectif. Ce dernier est obtenu en réalisant la meilleure combinaison des diagrammes de rayonnement de chaque élément, ces diagrammes étant calculés en présence des autres accès. Un poids (amplitude et phase) est déterminé pour chaque entrée de l'antenne. Ces différents poids induisent une impédance particulière de chaque sortie du réseau de distribution, tout en maximisant le transfert de puissance (pas de réflexion).

En polarisation circulaire, l'antenne peut être considérée comme deux antennes à polarisation linéaire. Ces deux antennes se perturbent mutuellement par le biais d'un couplage. Le schéma de principe du cornet est représenté sur la **Figure A2.23**. L'objectif est de trouver les deux ondes incidentes (E_1 et E_2).

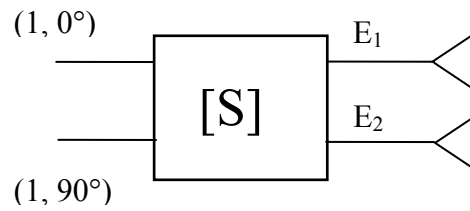


Figure A2.23 : Schéma de principe de l'antenne cornet double alimentation

A partir de l'article [A2.4], l'équation simplifiée Eq A2.1 permet de trouver les deux ondes incidentes et par conséquent, une bonne estimation du taux d'ellipticité théorique.

$$\vec{E} = [1 + S] * \vec{P} \quad \text{Eq A2.1}$$

Avec S : Matrice S lorsque les deux accès sont alimentés séparément en chargeant sur l'impédance caractéristique l'accès non utilisé.

\vec{P} : Poids d'entrée des deux accès.

La Figure A2.24 donne une comparaison des valeurs du taux d'ellipticité trouvées par le calcul et par la simulation de l'antenne. Malgré le fait que le calcul est simplifié (effet du couplage en rayonnement non pris en compte), l'erreur est inférieure à 0.5 dB. Il faut trouver une solution pour réduire ou éliminer ce couplage.

[II.10] [A2.4] : J. Drouet; M. Thevenot; R. Chantalat, C. Menudier, M. Koubeissi, T. Monediere, B. Jecko, Global Synthesis method for the optimization of multifeed EBG antennas, International Journal of Antennas and Propagation, Vol 2008, Article ID 790358

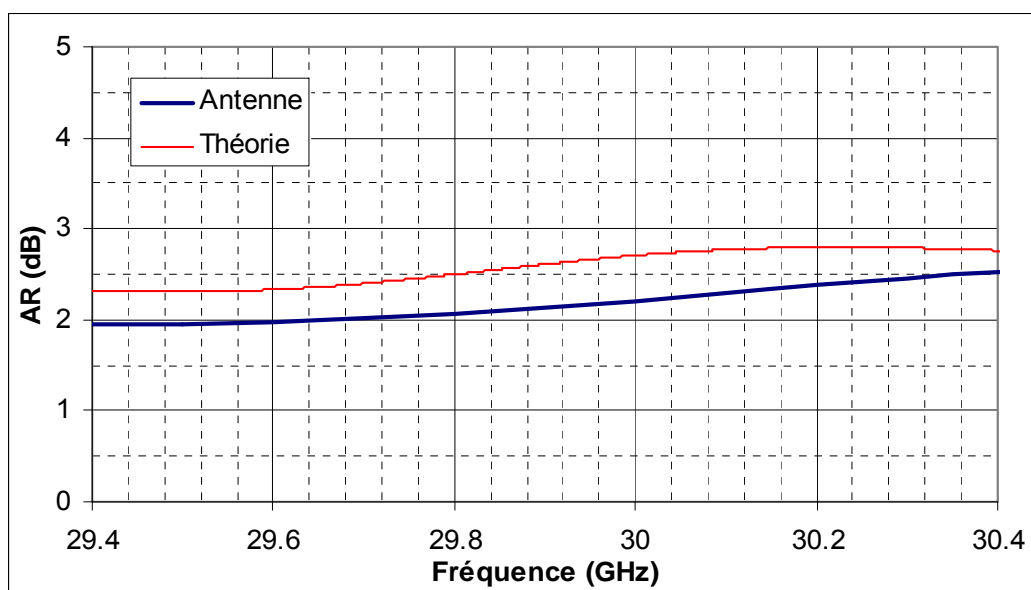


Figure A2.24 : Comparaison des taux d'ellipticité théorique et simulé par CST

Le principe des quatre sondes déphasées spatialement et temporellement de 90° (**Figure A2.25**) permet de supprimer l'effet du couplage entre accès (**Figure A2.26**). Par exemple sur la **Figure A2.25**, les deux ondes principales (E_1 et E_2) créées par l'accès 1 et 3 positionnés en opposition de phase spatialement et temporellement vont s'ajouter. Par contre, l'effet du couplage (C_1 et C_2) va s'annuler sur ces deux accès. En effet, le fait d'avoir un déphasage de 180° élimine l'effet du couplage sur chaque voie. Il en est de même pour les autres accès.

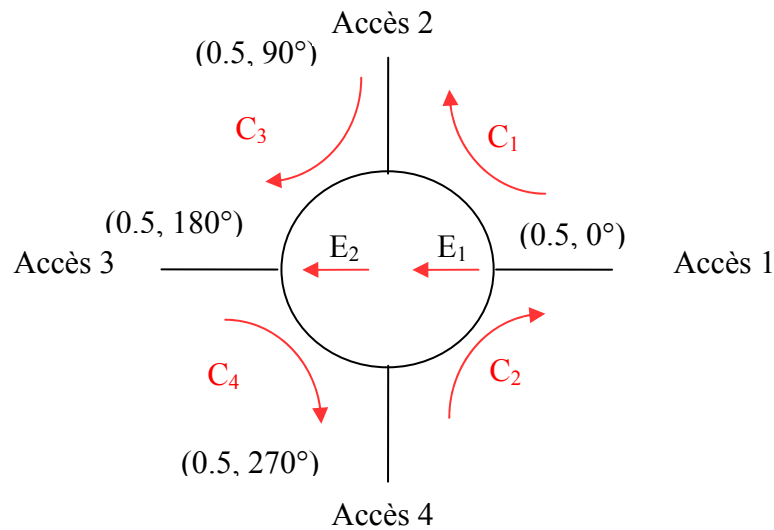


Figure A2.25 : Schéma de principe d'un guide d'ondes alimenté par quatre sondes coaxiales

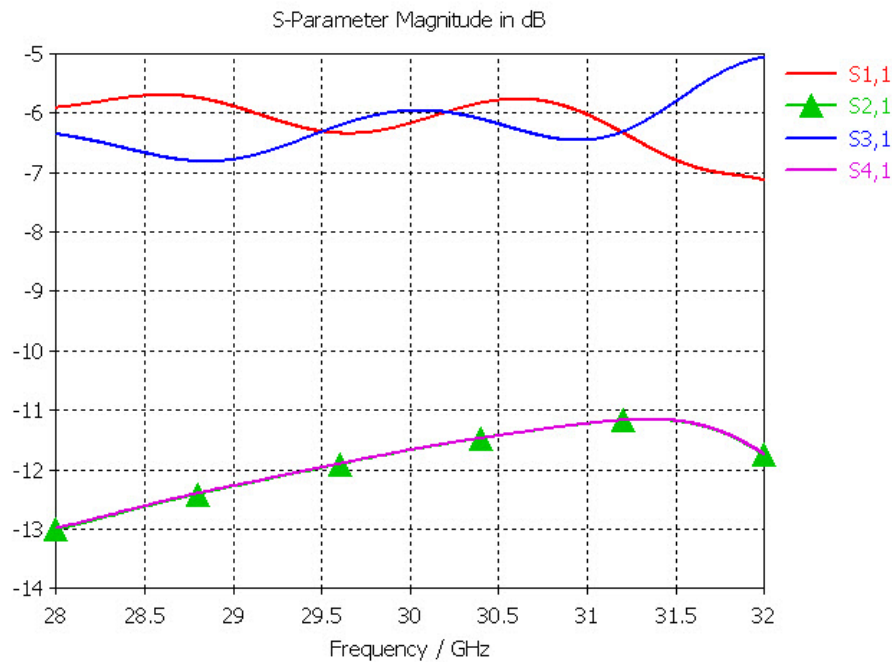


Figure A2.26 : Paramètres des accès de l'accès 1 vers les trois autres

ANNEXE III.1

Influence des différents paramètres du polariseur sur le coefficient transmission du PLM :

Etude du polariseur isolé

Les tableaux ci-dessous donnent la variation relative (en %) du module et de la phase du coefficient de transmission lorsque la dimension du paramètre considéré est augmentée de + 5%.

Influence de la largeur T1

D'après les courbes de la **Figure A3.1**, la **Figure A3.2**, la **Figure A3.3**, la **Figure A3.4** et le **Tableau AIII.1**, l'effet du paramètre T1 sur le polariseur est, en grande partie, fait sur la polarisation x.

	$ S_{21} _x$	$ S_{21} _y$	Phase S21x	Phase S21y
Variation (%)	-0.5	-0.01	0.8	0.5

Tableau AIII.1 : Variation du module et de la phase du coefficient de transmission en fonction de la largeur T1

Une variation de + 5% de ce paramètre permet de modifier le module du coefficient de transmission suivant x de -0.5% alors que la phase, quant à elle, varie de plus 0.8%. La différence de phase s'accroît en augmentant T1.

A noter que le fait d'avoir une seule couche entraîne, comme cela a été aussi dit précédemment, un module du coefficient de transmission suivant x de 0.75, soit un module de coefficient de réflexion voisin de 0.66, c'est-à-dire que plus de 40% de la puissance est réfléchi. Il faut, donc, une deuxième couche pour supprimer cet effet. Il n'y a pas ce problème sur l'autre polarisation, car l'angle engendré par la ligne est faible ($< 10^\circ$) et donc sa représentation sur l'abaque de SMITH est proche du centre.

Ce paramètre ajuste l'écart du module et augmente la différence de phase.

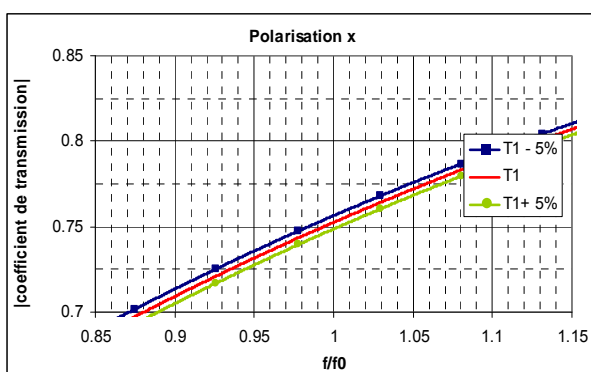


Figure A3.1 : Module du coefficient de transmission du polariseur (polarisation x)

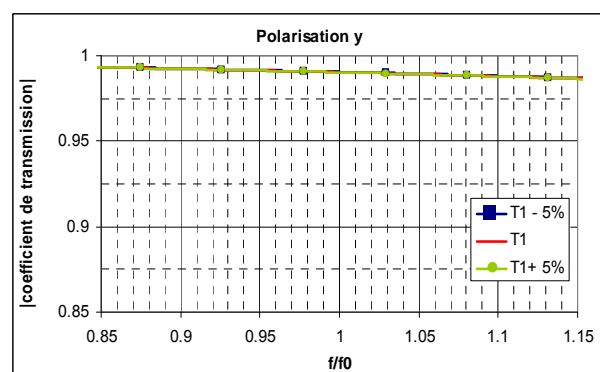


Figure A3.2 : Module du coefficient de transmission du polariseur (polarisation y)

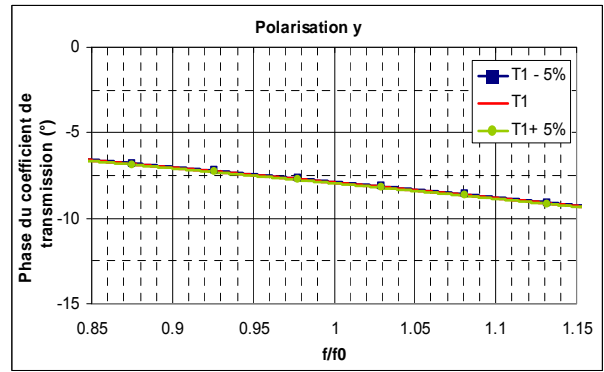
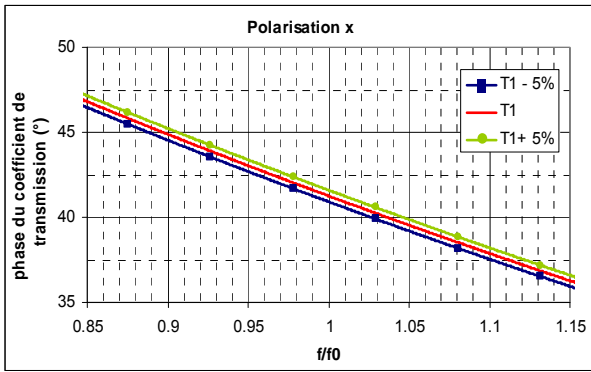


Figure A3.3 : Phase du coefficient de transmission du polariseur (polarisation x)

Figure A3.4 : Phase du coefficient de transmission du polariseur (polarisation y)

Influence de la largeur T2

Comme pour le paramètre précédent, la largeur de la piste horizontale n'influe que sur la polarisation x (**Figure A3.5, Figure A3.6, Figure A3.7 Figure A3.8 et Tableau AIII.2**). En effet, une modification de + 5% engendre, respectivement, une variation de 1.5% et 2.4% sur le module et la phase du coefficient de transmission. Ce changement entraîne une modification significative de la forme générale de la self-inductance équivalente, car la longueur du tronçon de ligne modifiée par ce paramètre est plus importante que celle modifiée par le paramètre T1.

	$ S21 _x$	$ S21 _y$	Phase S21x	Phase S21y
Variation (%)	-1.6	0.003	2.4	-0.2

Tableau AIII.2 : Variation du module et de la phase du coefficient de transmission en fonction de la largeur T2

Le comportement en phase est différent entre les deux polarisations. La phase diminue pour une et augmente pour l'autre. Ceci est différent du paramètre T1.

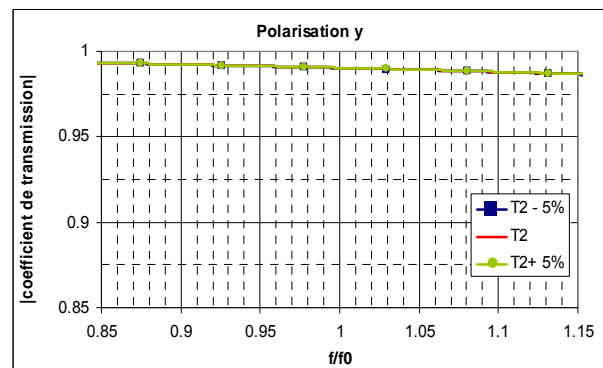
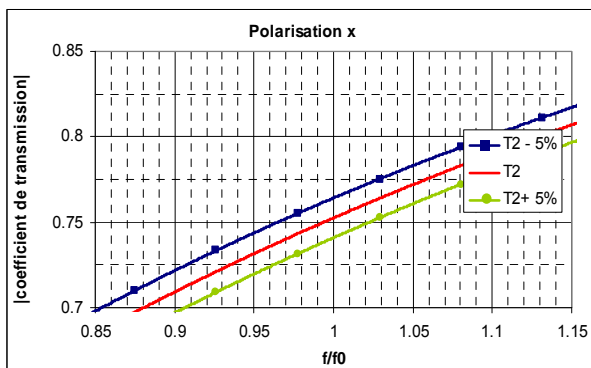


Figure A3.5 : Module du coefficient de transmission du polariseur (polarisation x)

Figure A3.6 : Module du coefficient de transmission du polariseur (polarisation y)

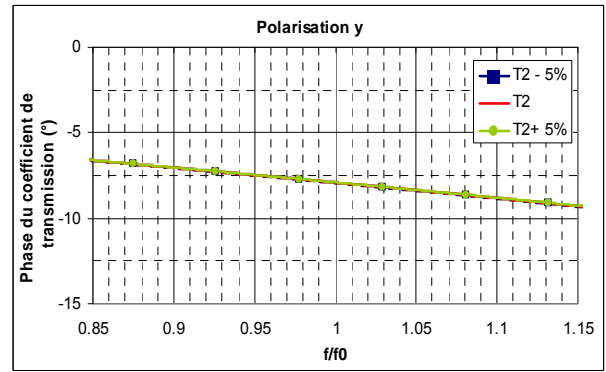
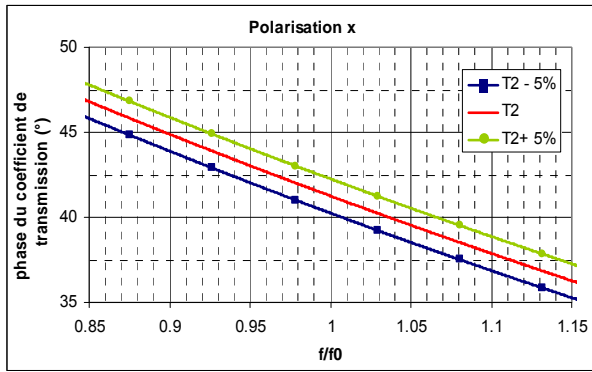


Figure A3.7 : Module du coefficient de transmission du polariseur (polarisation x)

Figure A3.8 : Phase du coefficient de transmission du polariseur (polarisation y)

Influence de la période P

Le fait de faire varier la période P de + 5% n'entraîne pas de modification significative sur le résultat en module (Figure A3.9, Figure A3.10, Figure A3.11, Figure A3.12 et Tableau AIII.3). Son influence est moins importante que les deux premiers paramètres. Par contre, elle permet de faire varier la phase de la polarisation y de manière significative.

	$ S21 _x$	$ S21 _y$	Phase S21x	Phase S21y
Variation (%)	-0.2	-0.2	0.3	8.5

Tableau AIII.3 : Variation du module et de la phase du coefficient de transmission en fonction de la période P

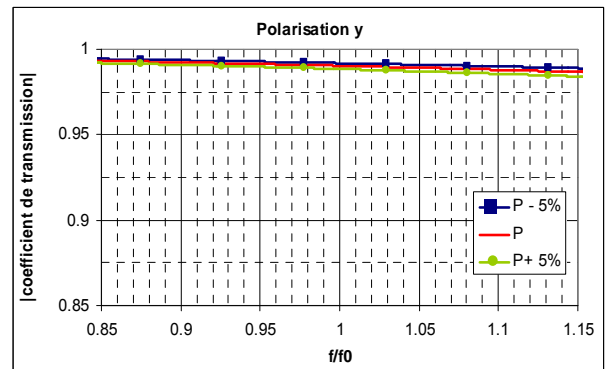
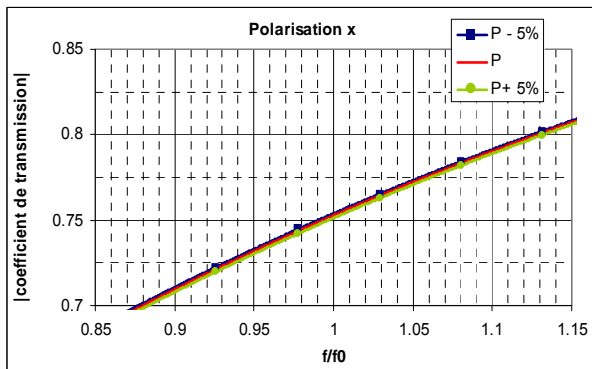


Figure A3.9 : Module du coefficient de transmission du polariseur (polarisation x)

Figure A3.10 : Module du coefficient de transmission du polariseur (polarisation y)

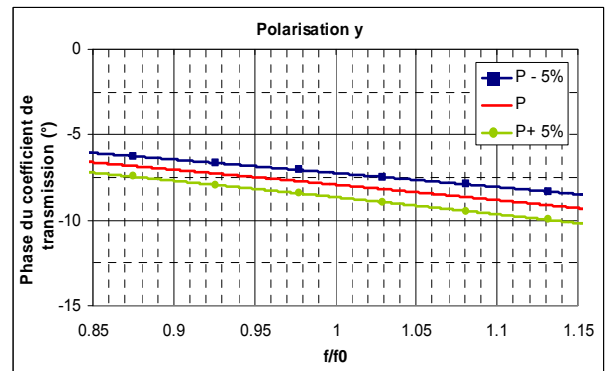
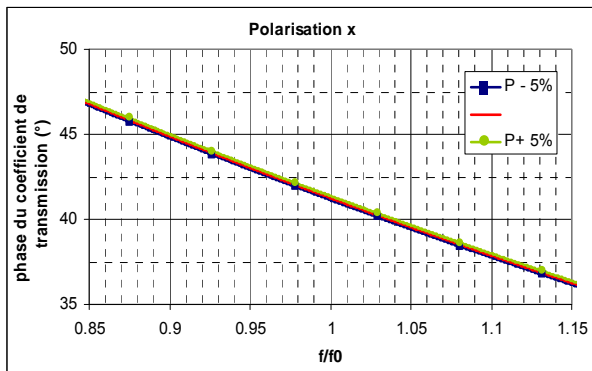


Figure A3.11 : Module du coefficient de transmission du polariseur (polarisation x)

Figure A3.12 : Phase du coefficient de transmission du polariseur (polarisation y)

Influence de la largeur W

Le paramètre W influe sur les deux polarisations, même si cet effet est plus important sur la polarisation x (Tableau AIII.4, Figure A3.13, Figure A3.14, Figure A3.15 et Figure A3.16). Il permet à la fois de modifier la largeur de la ligne et l'espace entre les lignes, c'est-à-dire la valeur de la self inductance et de la capacité équivalente. Son influence est plus importante sur la phase du coefficient de transmission en polarisation y (> 8 %) et sur le module en polarisation x (1.6 %).

	$ S_{21} _x$	$ S_{21} _y$	Phase S_{21x}	Phase S_{21y}
Variation (%)	1.6	-0.2	-2.7	8.5

Tableau AIII.4 : Variation du module et de la phase du coefficient de transmission en fonction de la largeur W

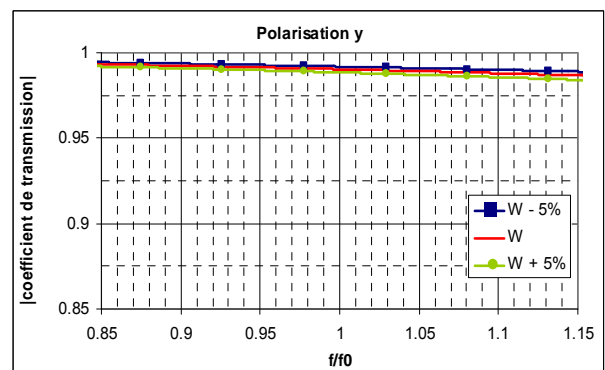
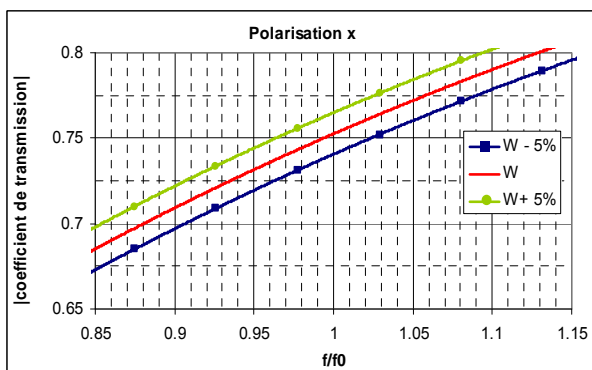


Figure A3.13 : Module du coefficient de transmission du polariseur (polarisation x)

Figure A3.14 : Module du coefficient de transmission du polariseur (polarisation y)

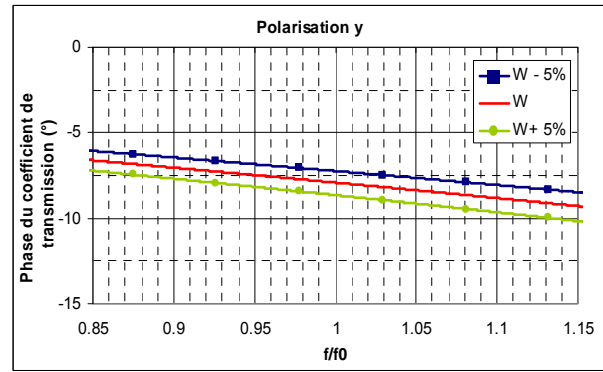
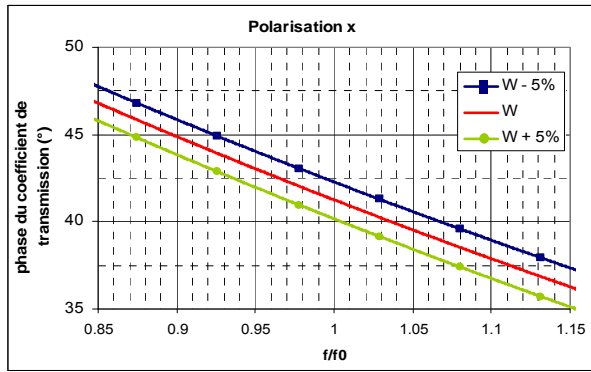


Figure A3.15 : Module du coefficient de transmission du polariseur (polarisation x)

Figure A3.16 : Phase du coefficient de transmission du polariseur (polarisation y)

Influence de la période S

La période suivant y (S) engendre des modifications plus significatives sur la polarisation x (Tableau AIII.5, Figure A3.17, Figure A3.18, Figure A3.19 et Figure A3.20). La self-inductance équivalente est influencée par un couplage magnétique entre lignes. Ceci se confirme en simulant une seule ligne. Les Figure A3.21 et Figure A3.22 en donnent le résultat. Le module et la phase du coefficient de transmission en polarisation x ne sont plus les mêmes.

Ainsi, ce paramètre permet de changer le module du coefficient de transmission de plus de 3% et de plus de 5% sa phase pour la polarisation x. La phase de l'autre polarisation est, modifiée dans la même proportion.

	$ S_{21} _x$	$ S_{21} _y$	Phase S21x	Phase S21y
Variation (%)	3.1	0.1	-5.4	-4.2

Tableau AIII.5 : Variation du module et de la phase du coefficient de transmission en fonction de la période S

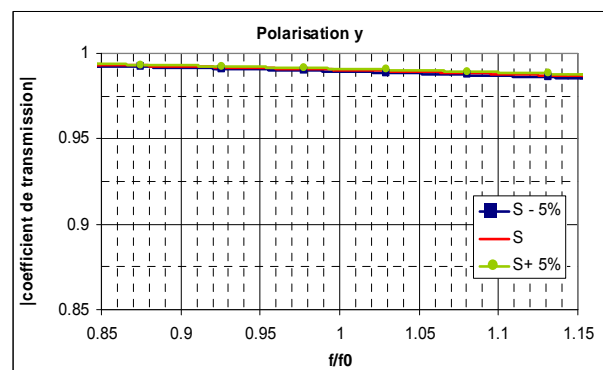
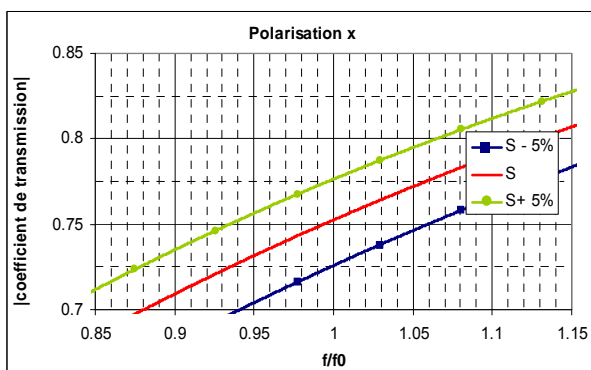


Figure A3.17 : Module du coefficient de transmission du polariseur (polarisation x)

Figure A3.18 : Module du coefficient de transmission du polariseur (polarisation y)

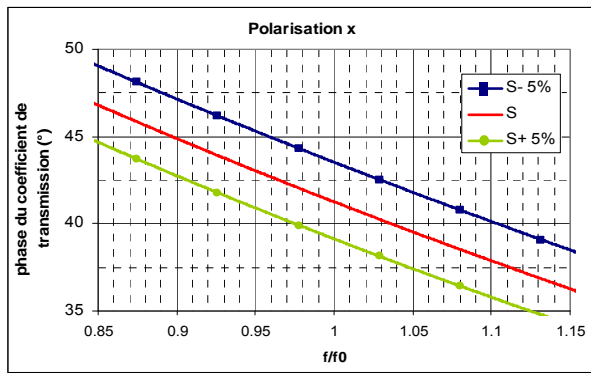


Figure A3.19 : Module du coefficient de transmission du polariseur (polarisation x)

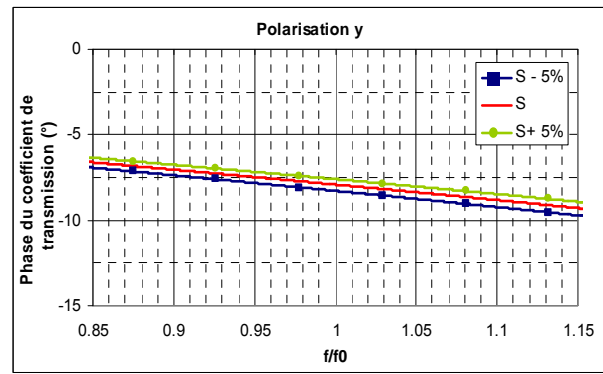


Figure A3.20 : Phase du coefficient de transmission du polariseur (polarisation y)

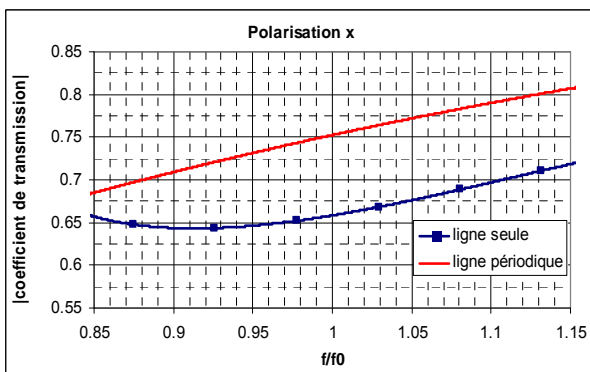


Figure A3.21 : Module du coefficient de transmission du polariseur (polarisation x)

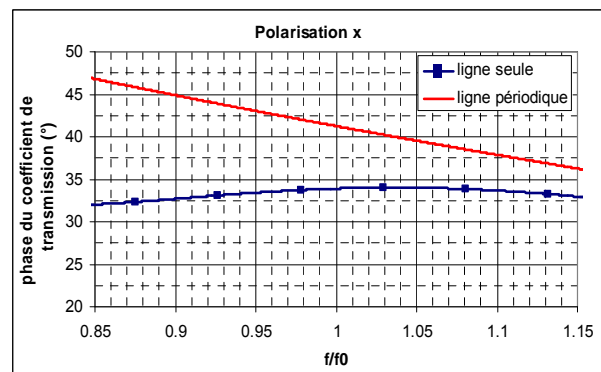


Figure A3.22 : Phase du coefficient de transmission du polariseur (polarisation x)

Influence de l'épaisseur du séparateur (EG)

La Figure A3.23, Figure A3.24, la Figure A3.25, la Figure A3.26 et le Tableau AIII.6 montrent les variations des caractéristiques en fonction de la modification de EG. Il modifie, encore, une fois le module du coefficient de transmission de la polarisation x sans changer celui de l'autre polarisation. Par contre, la phase ne change pas sauf celle de la polarisation y.

	$ S_{21} _x$	$ S_{21} _y$	Phase S_{21x}	Phase S_{21y}
Variation (%)	-1.2	-0.1	-0.8	5.1

Tableau AIII.6 : Variation du module et de la phase du coefficient de transmission en fonction de l'épaisseur EG

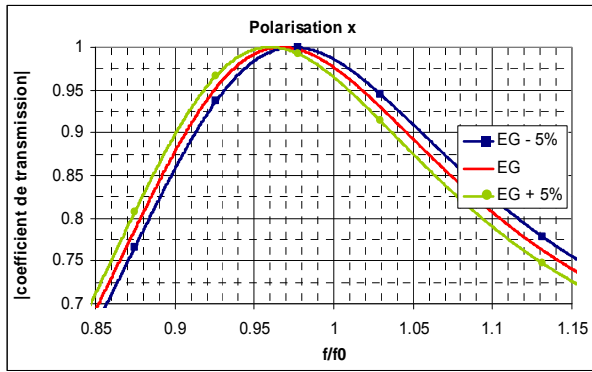


Figure A3.23 : Module du coefficient de transmission du polariseur (polarisation x)

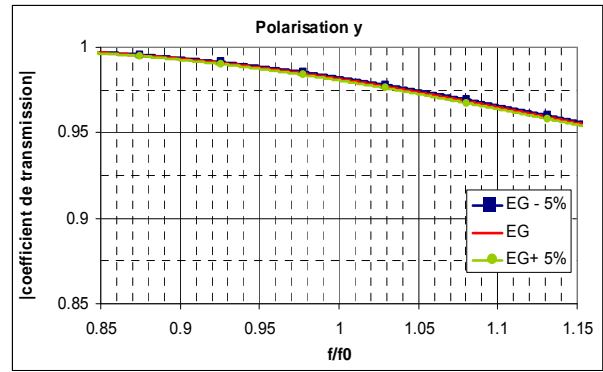


Figure A3.24 : Module du coefficient de transmission du polariseur (polarisation y)

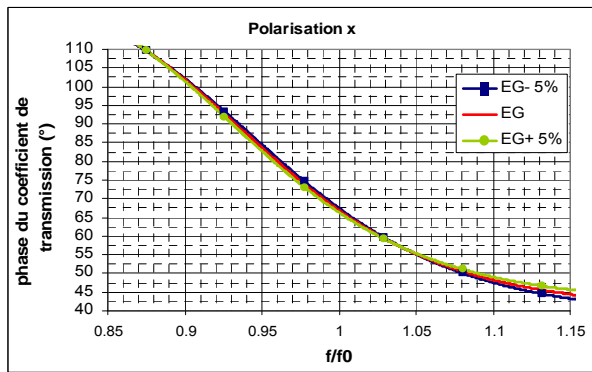


Figure A3.25 : Phase du coefficient de transmission du polariseur (polarisation x)

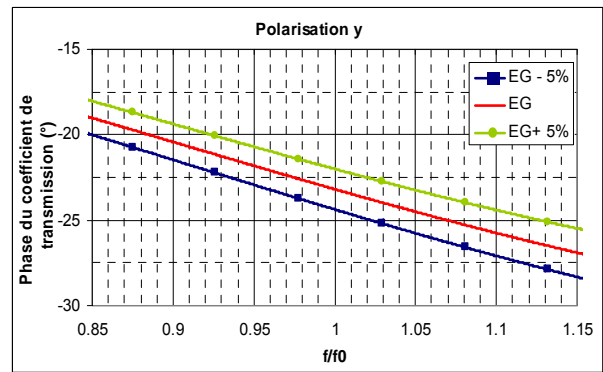


Figure A3.26 : Phase du coefficient de transmission du polariseur (polarisation y)

ANNEXE III.2

Caractéristique du substrat Duroïd 5880 et du Rohacell 71 HF



Advanced Circuit Materials

Advanced Circuit Materials Division
100 S. Roosevelt Avenue
Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382, Fax: 480-961-4533
www.rogerscorporation.com

Data Sheet
1.5000

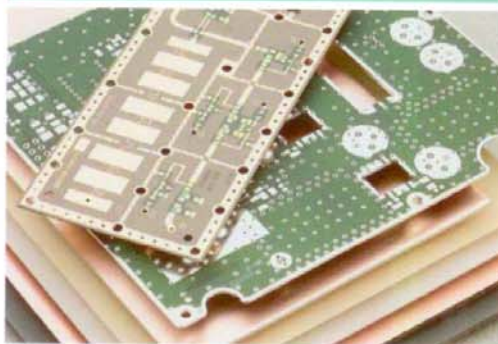
RT/duroid® 5870 /5880 High Frequency Laminates

Features:

- Lowest electrical loss for reinforced PTFE material.
- Low moisture absorption.
- Isotropic
- Uniform electrical properties over frequency.
- Excellent chemical resistance.

Some Typical Applications:

- Commercial Airline Telephones
- Microstrip and Stripline Circuits
- Millimeter Wave Applications
- Military Radar Systems
- Missile Guidance Systems
- Point to Point Digital Radio Antennas



RT/duroid® 5870 and 5880 glass microfiber reinforced PTFE composites are designed for exacting stripline and microstrip circuit applications.

Glass reinforcing microfibers are randomly oriented to maximize benefits of fiber reinforcement in the directions most valuable to circuit producers and in the final circuit application.

The dielectric constant of RT/duroid 5870 and 5880 laminates is uniform from panel to panel and is constant over a wide frequency range. Its low dissipation factor extends the usefulness of RT/duroid 5870 and 5880 to Ku-band and above.

RT/duroid 5870 and 5880 laminates are easily cut, sheared and machined to shape. They are resistant to all solvents and reagents, hot or cold, normally used in etching printed circuits or in plating edges and holes.

Normally supplied as a laminate with electrodeposited copper of $\frac{1}{4}$ to 2 ounces/ft.² (8 to 70 μ m) on both sides, RT/duroid 5870 and 5880 composites can also be clad with rolled copper foil for more critical electrical applications. Cladding with aluminum, copper or brass plate may also be specified.

When ordering RT/duroid 5870 and 5880 laminates, it is important to specify dielectric thickness, tolerance, rolled or electrodeposited copper foil, and weight of copper foil required.

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit material laminates. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit material laminates for each application.

The world runs better with Rogers.®

Typical Values

RT/duroid® 5870/5880 Laminates

PROPERTY	TYPICAL VALUE				DIRECTION	UNITS	CONDITION	TEST METHOD
	RT/duroid® 5870		RT/duroid 5880					
Dielectric Constant, ϵ_r	2.33 2.33 ± 0.02 spec.		2.20 2.20 ± 0.02 spec.		Z		C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650, 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM-2.5.5.5
Dissipation Factor, $\tan \delta$	0.0005 0.0012		0.0004 0.0009		Z		C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650, 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM-2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r	-115		-125			ppm/°C	-50 - 150°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Volume Resistivity	2×10^7		2×10^7		Z	Mohm cm	C96/35/90	ASTM D257
Surface Resistivity	2×10^8		3×10^7		Z	Mohm	C/96/35/90	ASTM D257
Tensile Modulus	Test at 23°C	Test at 100°C	Test at 23°C	Test at 100°C		MPa (kpsi)	A	ASTM D638
	1300 (189)	490 (71)	1070 (156)	450 (65)	X			
ultimate stress	1280 (185)	430 (63)	860 (125)	380 (55)	Y	MPa (kpsi)	A	ASTM D638
	50 (7.3)	34 (4.8)	29 (4.2)	20 (2.9)	X			
ultimate strain	42 (6.1)	34 (4.8)	27 (3.9)	18 (2.6)	Y	%	A	ASTM D638
	9.8	8.7	6.0	7.2	X			
Compressive Modulus	9.8	8.6	4.9	5.8	Y	MPa (kpsi)	A	ASTM D695
	1210 (176)	680 (99)	710 (103)	500 (73)	X			
ultimate stress	1360 (198)	860 (125)	710 (103)	500 (73)	Y	MPa (kpsi)	A	ASTM D695
	803 (120)	520 (76)	940 (136)	670 (97)	Z			
ultimate strain	30 (4.4)	23 (3.4)	27 (3.9)	22 (3.2)	X	MPa (kpsi)	A	ASTM D695
	37 (5.3)	25 (3.7)	29 (5.3)	21 (3.1)	Y			
Deformation Under Load, Test at 150°C	54 (7.8)	37 (5.3)	52 (7.5)	43 (6.3)	Z	%	A	ASTM D695
	4.0	4.3	8.5	8.4	X			
Heat Distortion Temperature	3.3	3.3	7.7	7.8	Y	%	A	ASTM D695
	8.7	8.5	12.5	17.6	Z			
Heat Distortion Temperature	>260 (>500)		>260 (>500)		X,Y	°C (°F)	1.82 MPa (264 psi)	ASTM D648
Specific Heat	0.96 (0.23)		0.96 (0.23)			J/g/K (cal/g/C)		Calculated
Moisture Absorption	Thickness 0.31" (0.8mm)	0.9 (0.02)		0.9 (0.02)		mg (%)	D24/23	ASTM D570
	0.62" (1.6mm)	13 (0.015)		13 (0.015)				
Thermal Conductivity	0.22		0.20		Z	W/m/K		ASTM C518
Thermal Expansion	X	Y	Z	X	Y	Z	mm/m	ASTM D3386 (10K/min) (Values given are total change from a base temperature of 35°C)
	-5.0	-5.5	-11.6	-6.1	-8.7	-18.7		
	-0.6	-0.9	-4.0	-0.9	-1.8	-6.9		
	-0.3	-0.4	-2.6	-0.5	-0.9	-4.5		
	0.7	0.9	7.5	1.1	1.5	8.7		
	1.8	2.2	22.0	2.3	3.2	28.3		
	3.4	4.0	58.9	3.8	5.5	69.5		
Td	500		500			°C TGA		ASTM D3850
Density	2.2		2.2					ASTM D792
Copper Peel	20.8 (3.7)		22.8 (4.0)			pli (N/mm)	after solder float	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	94V-0		94V-0					UL
Lead-Free Process Compatible	Yes		Yes					

[1] SI unit given first with other frequently used units in parentheses.
 [2] References: Internal TR's 1430, 2224, 2854. Test were at 23°C unless otherwise noted.
 Typical values should not be used for specification limits.

STANDARD THICKNESS:	STANDARD PANEL SIZE:	STANDARD COPPER CLADDING:
0.005" (0.127mm), 0.031" (0.787mm)	18" X 12" (457 X 305mm)	¼ oz. (8 µm) electrodeposited copper foil.
0.010" (0.254mm), 0.062" (1.575mm)	18" X 24" (457 X 610mm)	½ oz. (17µm), 1 oz. (35µm), 2 oz. (70µm) electrodeposited and rolled copper foil.
0.015" (0.381mm), 0.125" (3.175mm)	18" X 36" (457 X 915mm)	
0.020" (0.508mm)	18" X 48" (457 X 1,224mm)	

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit material laminates. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit material laminates for each application.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited. RT/duroid and DUROID are licensed trademarks of Rogers Corporation.

Dielectric Properties of ROHACELL® HF

Properties	Unit	ROHACELL® 31 HF	ROHACELL® 51 HF	ROHACELL® 71 HF	Survey
ϵ' (f= 2,5 GHz)	[-]	1,05	1,06	1,07	Seavey Engineering Ass., Report 9335-700
$\tan \delta$ (f= 2,5 GHz)	[-]	<0,0002	<0,0002	<0,0002	
ϵ' (f= 5 GHz)	[-]	1,04	1,06	1,106	
$\tan \delta$ (f= 5 GHz)	[-]	0,0016	0,0008	0,0016	
ϵ' (f= 10 GHz)	[-]	1,04	1,07	1,09	
$\tan \delta$ (f= 10 GHz)	[-]	0,0017	0,0041	0,0038	
ϵ' (f= 26,5 GHz)	[-]	1,04	1,05	1,09	
$\tan \delta$ (f= 26,5 GHz)	[-]	0,0106	0,0135	0,0155	

The values above are based on limited batches only and are not calculated on statistical evaluation. Our technical advice on the applications of our products is given without obligation. The buyer is responsible for their use and processing, and is also liable for observing any third-party rights. Technical data concerning our products are typical values. Subject to alteration. ROHACELL® is a registered trademark of Röhm GmbH & Co. KG, D-Darmstadt.

2001-01-09

ANNEXE III.3

Influence des différents paramètres du PLM sur le taux d'ellipticité et sur les deux
composantes E_θ et E_φ : Etude antennaire

Influence de h_{cav}

Le fait d'augmenter la hauteur de cavité de $+ 5 \mu\text{m}$ influence la fréquence pour laquelle le taux d'ellipticité est le plus faible (**Figure A3.27**). Entre les deux valeurs, il est décalé d'une valeur supérieure à 150 MHz. Ce décalage est plus visible en regardant les composantes E_θ et E_ϕ (**Figure A3.28**). Elles évoluent dans le même sens. Ainsi, il sera possible de régler l'antenne en fréquence sans trop modifier le taux d'ellipticité. Il semble, cependant, que la composante E_θ est la plus sensible. En effet, le niveau de directivité augmente après ce changement. Il semble évident qu'il aurait diminué si la valeur h_{cav} avait été augmentée. Le résultat à cela aurait été une détérioration du taux d'ellipticité. Il n'est, donc, pas possible de modifier infiniment ce paramètre. Cependant, la tolérance sur ce paramètre est imposée par le choix de la variation de la fréquence de travail. A l'instar de l'antenne circulaire, la tolérance de la hauteur de cavité doit être égale à $\pm 5 \mu\text{m}$.

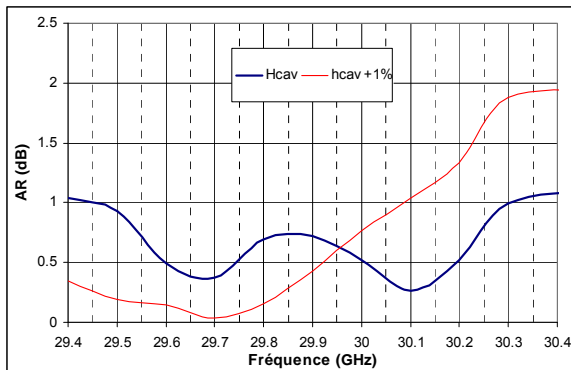


Figure A3.27 – Comparaison des taux d'ellipticité en fonction H_{cav}

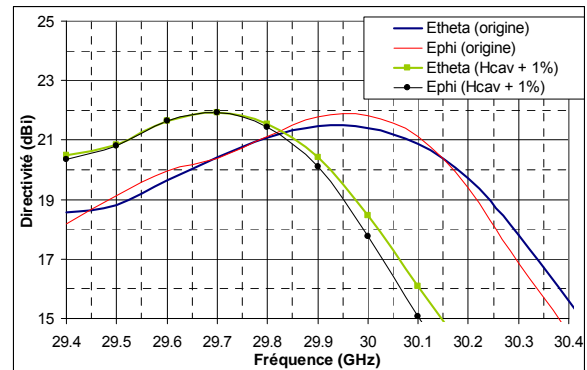


Figure A3.28 - Comparaison des deux composantes E_θ et E_ϕ en fonction H_{cav}

Influence de h_{pol}

Figure A3.29 et **Figure A3.30** montrent l'effet de ce paramètre sur les résultats. Le taux d'ellipticité est légèrement dégradé par rapport à l'importance de l'erreur. La raison est que le module de la composante E_θ se décale vers les fréquences basses alors que l'autre composante fait le contraire. Au final, un écart entre les deux composantes apparaît. Concernant le déphasage entre composantes, il évolue, mais reste voisin à 90° . Comme nous l'avons dit précédemment, ce paramètre permet de caler les deux composantes à des fréquences proches. La tolérance mécanique doit être de $\pm 20 \mu\text{m}$ pour espérer garder les bonnes spécifications.

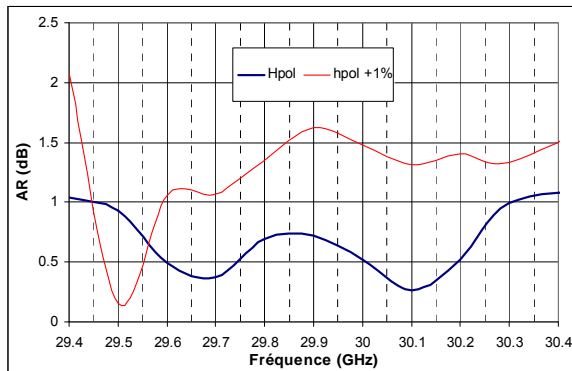


Figure A3.29– Comparaison des taux d'ellipticité en fonction H_{pol}

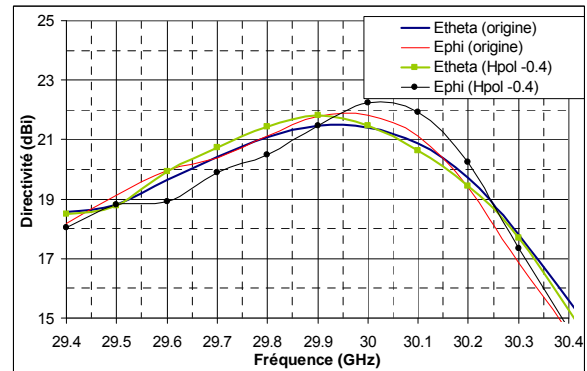


Figure A3.30 - Comparaison des deux composantes E_{θ} et E_{ϕ} en fonction H_{pol}

Influence de T_1

La variation de 5% sur la largeur de la ligne (T_1) a très peu d'influence sur le résultat final (voir **Figure A3.31** et **Figure A3.32**). Une tolérance de $\pm 50 \mu\text{m}$ peut être retenue.

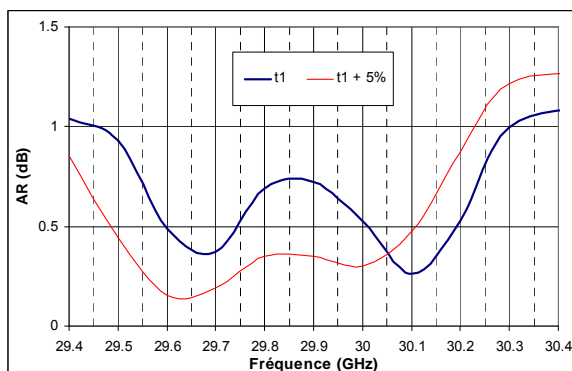


Figure A3.31– Comparaison des taux d'ellipticité en fonction T_1

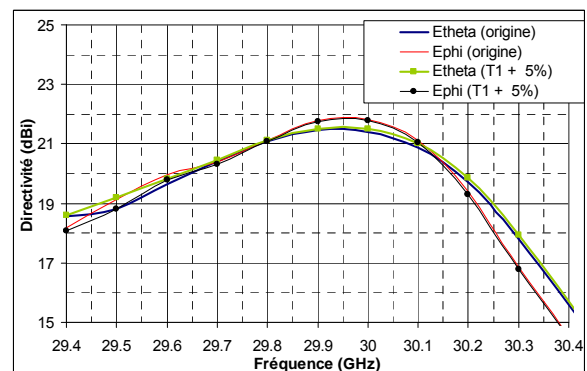


Figure A3.32 - Comparaison des deux composantes E_{θ} et E_{ϕ} en fonction T_1

Influence de T_2

L'influence de ce paramètre est plus importante que celle du paramètre T_1 . Elle est inversée entre les deux composantes, ce qui accentue dans notre cas, l'écart entre composantes (**Figure A3.33**). Le taux d'ellipticité est, alors, complètement détérioré (**Figure A3.34**). Une tolérance de $\pm 20 \mu\text{m}$ doit être retenue.

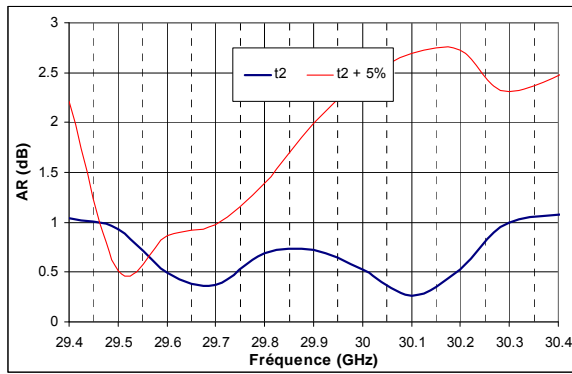


Figure A3.33 – Comparaison des taux d'ellipticité en fonction T_2

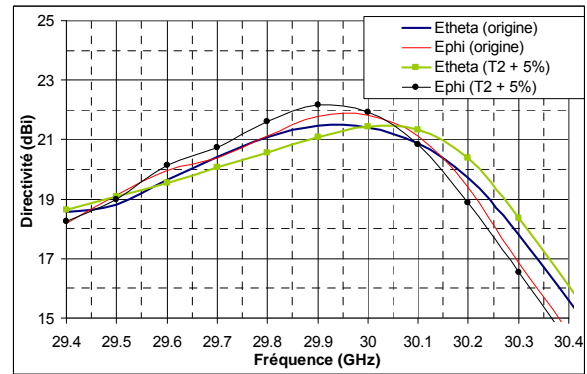


Figure A3.34 - Comparaison des deux composantes E_0 et E_φ en fonction T_2

Influence de EG

La **Figure A3.35** et la **Figure A3.36** montrent l'effet d'une variation de l'espace entre les 2 couches. Une variation de 5 % entraîne une variation de près de 160 μm . La composante E_0 une nouvelle fois plus modifiée que l'autre. Une bonne valeur de cette grandeur est primordiale. Une tolérance de $\pm 10 \mu\text{m}$ doit, encore, être retenue.

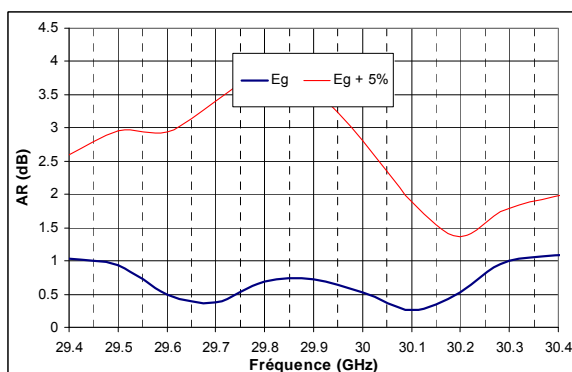


Figure A3.35 – Comparaison des taux d'ellipticité en fonction EG

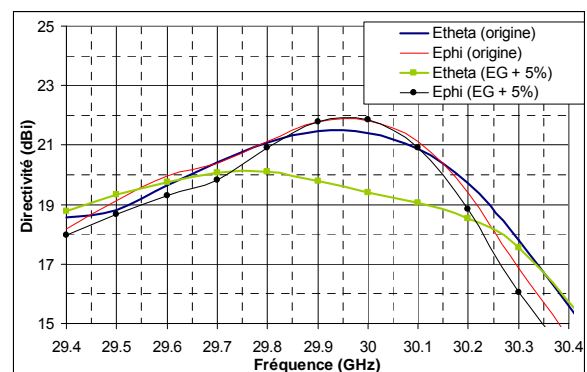


Figure A3.36 - Comparaison des deux composantes E_0 et E_φ en fonction EG

Influence de W

La variable W a moins d'effet que le précédent (**Figure A3.37**). L'effet est de nouveau inversé entre les deux composantes (**Figure A3.38**). Une légère diminution de cette valeur aurait amélioré le taux d'ellipticité. Une tolérance de $\pm 15 \mu\text{m}$ peut être prise.

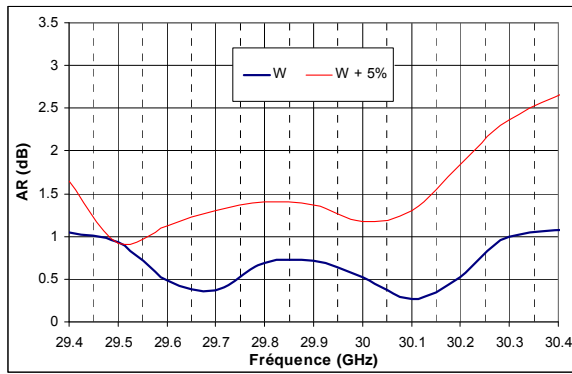


Figure A3.37– Comparaison des taux d'ellipticité en fonction W

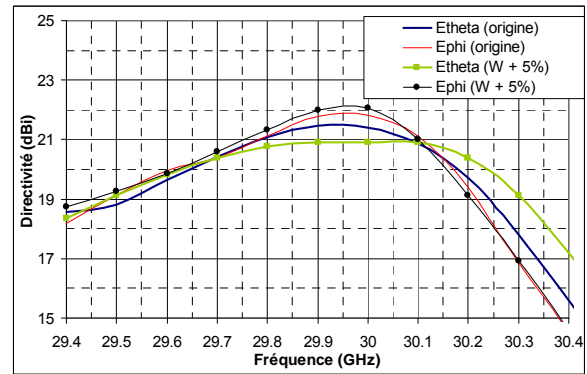


Figure A3.38- Comparaison des deux composantes E_θ et E_φ en fonction W

Influence de P

La période P des motifs n'entraîne pas trop de dégradation sur le taux d'ellipticité (**Figure A3.39**). Les deux composantes subissent le même effet (**Figure A3.40**). Seule la valeur à 29.5 GHz est complètement faussée. La raison est que les deux composantes ne réagissent pas de la même manière. La composante E_θ a été augmentée au-dessous de la fréquence de 29.6 GHz et l'autre a été diminuée. Comme nous l'avons déjà dit dans le chapitre I, il semble qu'une résonance dans le cornet apparaisse à ces fréquences. Il est possible de la supprimer en changeant la dimension longitudinale du cornet. Une tolérance de $\pm 50 \mu\text{m}$ peut être prise.

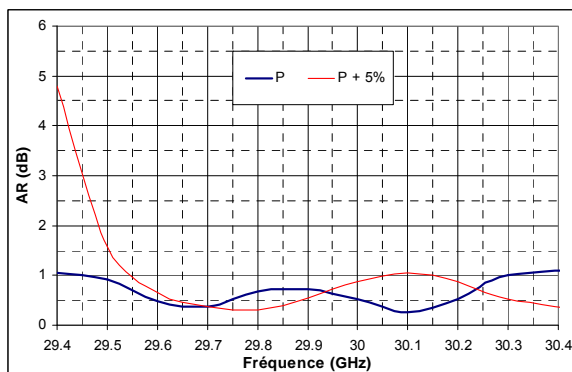


Figure A3.39 – Comparaison des taux d'ellipticité en fonction P

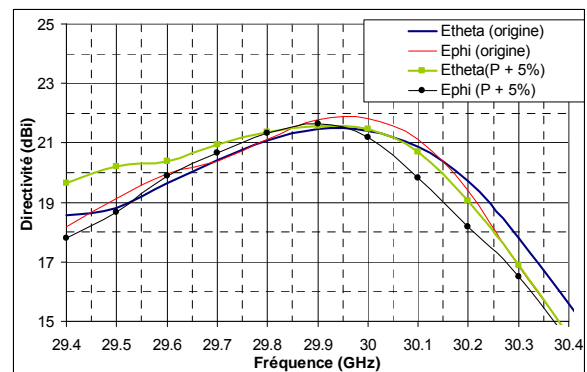


Figure A3.40- Comparaison des deux composantes E_θ et E_φ en fonction P

Influence de S

La période entre les lignes (S) a le même effet que la plupart des paramètres à savoir une modification de la composante E_θ (**Figure A3.41**). La **Figure A3.42** montre le résultat sur le taux d'ellipticité, ce dernier étant, maintenant, hors caractéristiques. Une tolérance de $\pm 20 \mu\text{m}$ peut être prise

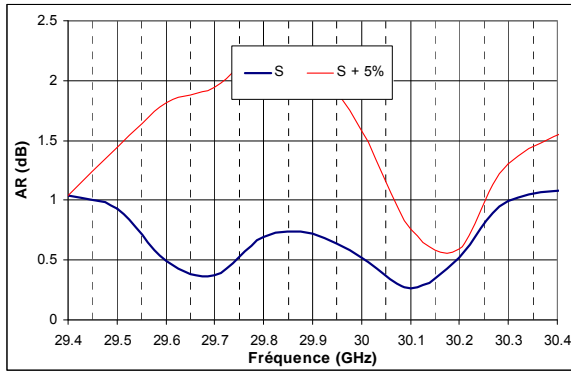


Figure A3.41– Comparaison des taux d'ellipticité en fonction S

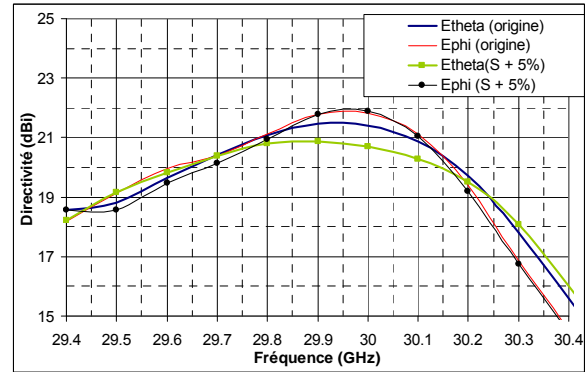


Figure A3.42-Comparaison des deux composantes E_θ et E_φ en fonction S

Influence des constantes diélectriques du circuit imprimé (ϵ_1) et du séparateur (ϵ_2)

Une erreur de + 5% sur la valeur de la constante diélectrique du circuit imprimé détériore le taux d'ellipticité (**Figure A3.43**). La Figure A3.44 montre que la composante E_φ est la composante qui est la plus modifiée cette fois-ci. Cependant, 5% représente une variation de 0.11 sur la constante diélectrique, ce qui est important par rapport à l'incertitude du constructeur (± 0.02). Cela signifie que la tolérance du produit ne devrait pas trop affecter le résultat final. C'est cette valeur qui sera prise comme précision

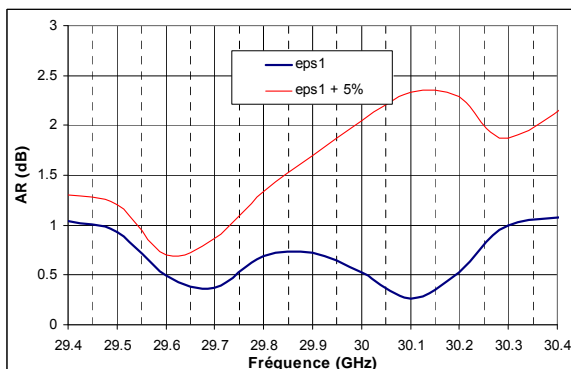


Figure A3.43– Comparaison des taux d'ellipticité en fonction ϵ_1

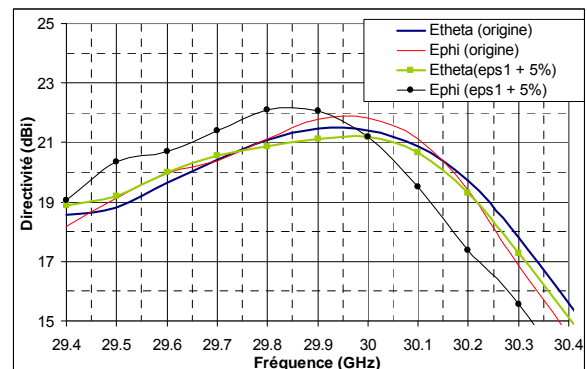


Figure A3.44 - Comparaison des deux composantes E_θ et E_φ en fonction ϵ_1

La **Figure A3.45** et la **Figure A3.46** montrent que le fait de modifier la valeur de la constante diélectrique du substrat séparant les deux couches est identique à celui d'augmenter la dimension du séparateur sans changer la valeur du diélectrique, ce qui est normal. Par contre, le séparateur est un élément demandant une grande précision. 5% d'incertitude sur sa constante diélectrique est trop pénalisant. Une valeur de 1% est le maximum, c'est-à-dire 1.1 ± 0.01 . Comme la valeur du constructeur est donnée pour 1.09. Il semble évident qu'il faudra modifier la dimension EG pour prendre en compte cette incertitude.

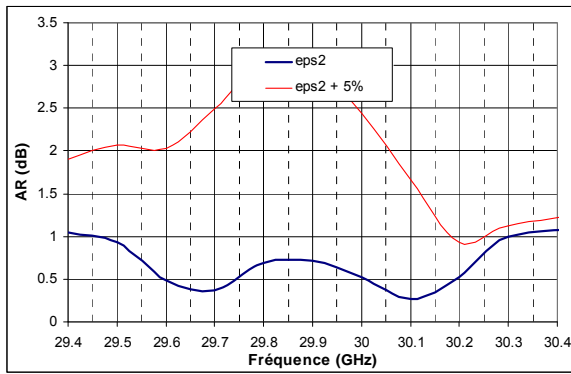


Figure A3.45 – Comparaison des taux d'ellipticité en fonction ϵ_2

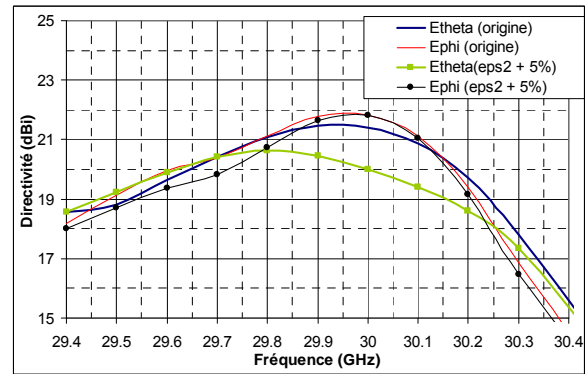


Figure A3.46 - Comparaison des deux composantes E_θ et E_ϕ en fonction ϵ_2

La **Figure A3.47** compare le taux d'ellipticité lorsque l'angle de polarisation du cornet a été tourné de $+2^\circ$. La forme générale est la même, seul le niveau a été augmenté. En regardant la **Figure A3.48** les deux composantes ont varié dans un sens différent sans décalage fréquentiel, ce qui a fait augmenter l'écart entre les deux qui se retrouve, ensuite, sur le taux d'ellipticité. Il semble évident qu'un angle 43° aurait amélioré le taux d'ellipticité. Une tolérance de $\pm 2^\circ$ peut être envisagée.

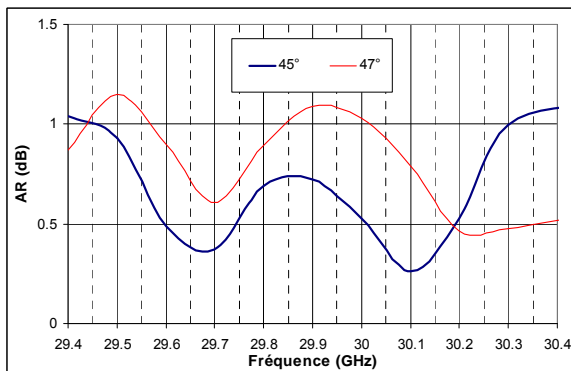


Figure A3.47 – Comparaison des taux d'ellipticité en fonction de l'angle de polarisation

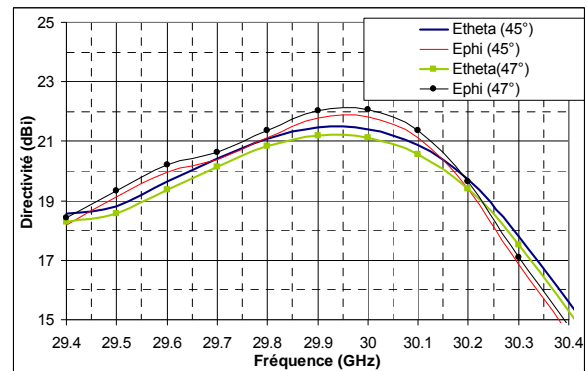


Figure A3.48- Comparaison des deux composantes E_θ et E_ϕ en fonction de l'angle de polarisation

ANNEXE IV.1

Conception du matériau B.I.E "autopolarisant" et valeurs des paramètres de barreaux (cas 2
ou 3 couches)

Pour les deux cas à savoir un matériau B.I.E avec deux ou trois couches, l'optimisation des paramètres du matériau B.I.E peut être résumé par la **Figure A4.3** . Les simulations sont faites comme indiquées en **annexe II.2**.

Simulation numérique (coefficient de réflexion et de transmission)

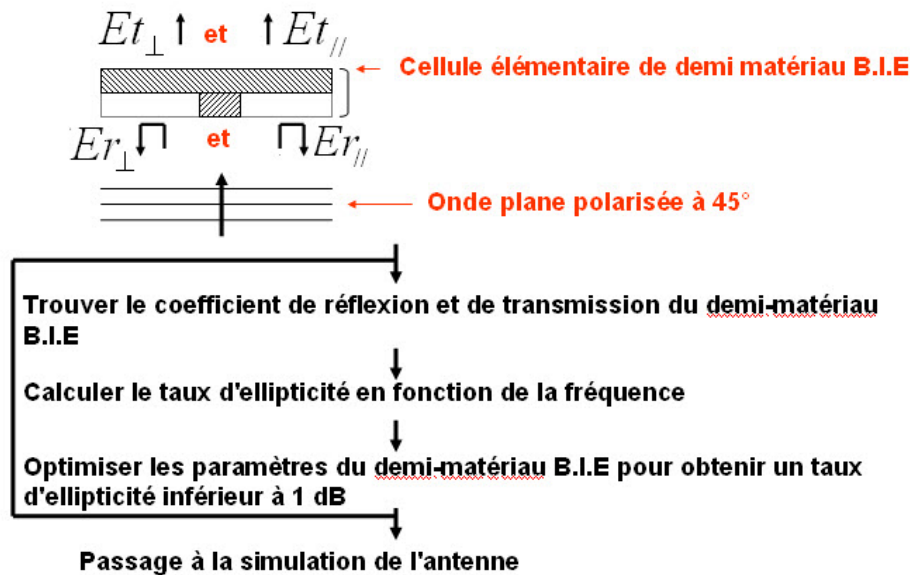


Figure A4.1 – Méthode de conception

Les différents paramètres du matériau B.I.E "autopolarisant" (2 et 3 couches) sont illustrés sur la **Figure A4.4**

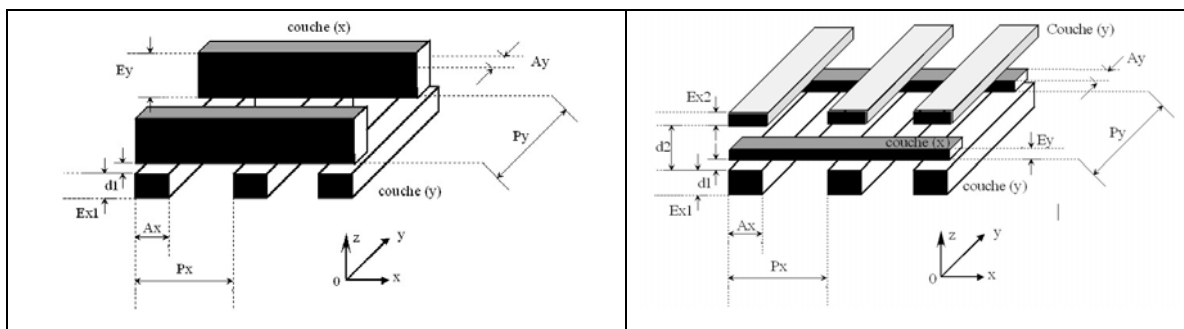


Figure A4.2: les paramètres du matériau B.I.E "autopolarisant" (2 ou 3 couches)

Le **Tableau A4.1** et le **Tableau A4.2** donnent les différentes valeurs des paramètres.

Paramètre	Dimension (mm)	Paramètre	Dimension (mm)
A_x	1.0	d_1	11.5
A_y	1.0	P_x	7.89
E_{x1}	1.0	P_y	15.77
E_y	14.0		

Tableau A4.1 : Valeurs du matériau B.I.E (deux couches)

Paramètre	Dimension (mm)	Paramètre	Dimension (mm)
A_x	3.00	d_1	0.10
A_y	1.60	d_2	9.08
$E_{x1} = E_{x2}$	1.70	P_x	15.53
E_y	1.60	P_y	10.25

Tableau A4.2 : Valeurs du matériau B.I.E (trois couches)

ANNEXE IV.2

Influence des différents paramètres de l'antenne 'autopolarisante" sur le taux d'ellipticité et les deux composantes E_θ et E_φ : Etude antennaire

Pour faire les comparaisons, les résultats de simulation récupérés sont ceux du plan $\varphi = 0^\circ$. Cela signifie que la composante E_θ correspond la polarisation (x) et que la composante E_φ correspond à l'autre. Tous les résultats obtenus sont les pires cas. En effet, les modifications sont faites sur tous les éléments alors qu'en réalisation les variations apparaissent de manière aléatoire, certains barreaux peuvent par exemple avoir une épaisseur plus petite que la valeur de référence, d'autres une épaisseur plus grande.

Influence de h_{cav}

Le fait d'augmenter la hauteur de cavité de $15 \mu\text{m}$ diminue la fréquence de fonctionnement de l'antenne comme attendu (**Figure A4.5 et Figure A4.6**). La fréquence pour laquelle la directivité est maximale est de 9.025 GHz au lieu de 9.075 GHz précédemment. Par contre, les deux composantes n'ont pas subi le même décalage. Ceci est normal, car le demi-matériau B.I.E "autopolarisant" a été optimisé pour la hauteur de cavité de référence. Le fait de la modifier ne permet plus de faire travailler les deux composantes à la même fréquence à cause des valeurs différentes des phases du coefficient de réflexion. Ceci est confirmé par l'étude de matériau B.I.E. La valeur de $15 \mu\text{m}$ n'est pas idéale au point de vue du taux d'ellipticité. Il est préférable de retenir une valeur de $\pm 10 \mu\text{m}$.

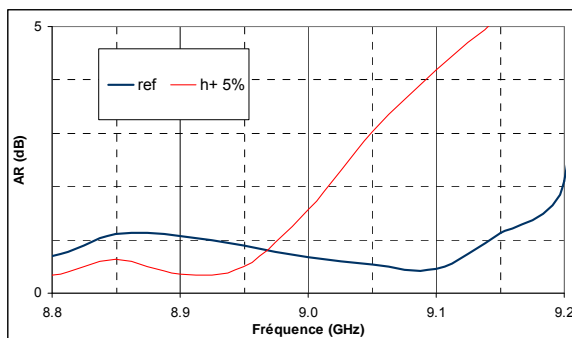


Figure A4.3 – Comparaison des taux d'ellipticité en fonction H_{cav}

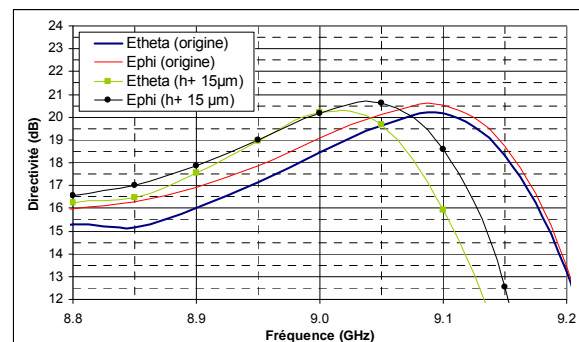


Figure A4.4 - Comparaison des deux composantes E_θ et E_φ en fonction H_{cav}

Influence de A_x

Le fait de modifier A_x de $+5 \%$ ($+150 \mu\text{m}$) influence bien sûr beaucoup plus la composante E_φ que la composante E_θ (**Figure A4.7 et Figure A4.8**). Pour ne pas trop influencer le résultat final, il semble que la tolérance sur ce paramètre doit être de $\pm 50 \mu\text{m}$.

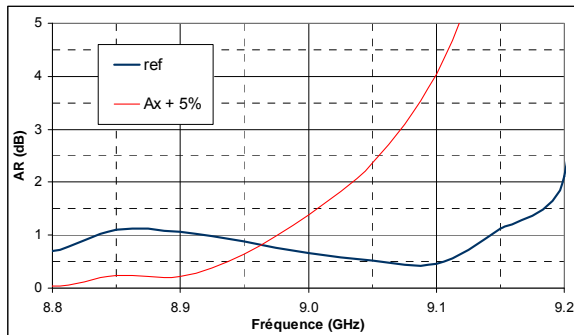


Figure A4.5– Comparaison des taux d'ellipticité en fonction A_x

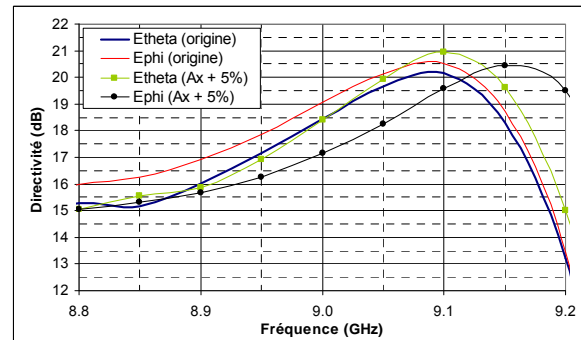


Figure A4.6 - Comparaison des deux composantes E_θ et E_ϕ en fonction A_x

Influence de A_y

La variation de 5% (+ 80 μm) sur la largeur des barreaux A_y a très peu d'influence sur le résultat final (**Figure A4.9 et Figure A4.10**). Une tolérance de $\pm 80 \mu\text{m}$ peut être retenue.

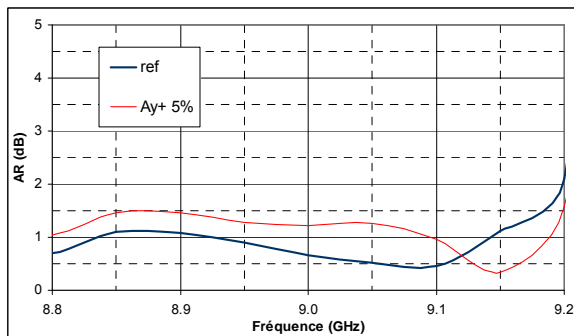


Figure A4.7 – Comparaison des taux d'ellipticité en fonction A_y

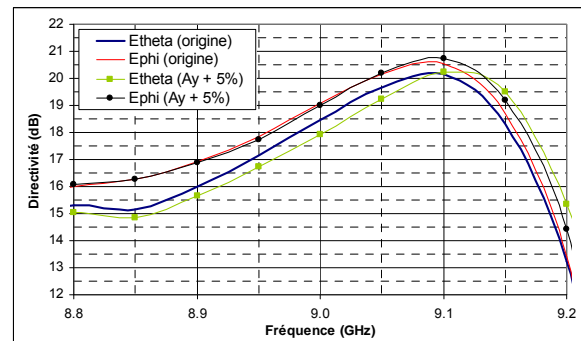


Figure A4.8 - Comparaison des deux composantes E_θ et E_ϕ en fonction A_y

Influence de E_x

L'influence de ce paramètre (+ 90 μm) n'a pas trop d'effet sur le module des composantes (**Figure A4.11 et Figure A4.12**), mais le décalage est inversé. Le taux d'ellipticité est détérioré en fin de bande passante. Une tolérance de $\pm 50 \mu\text{m}$ doit être retenue.

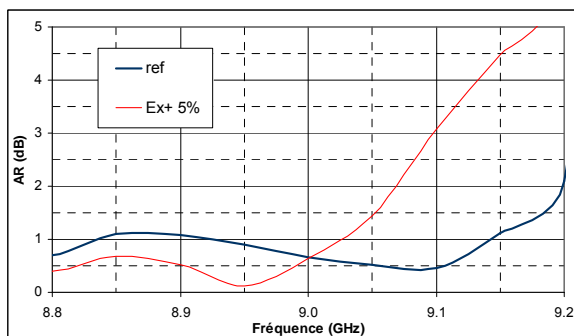


Figure A4.9– Comparaison des taux d'ellipticité en fonction E_x

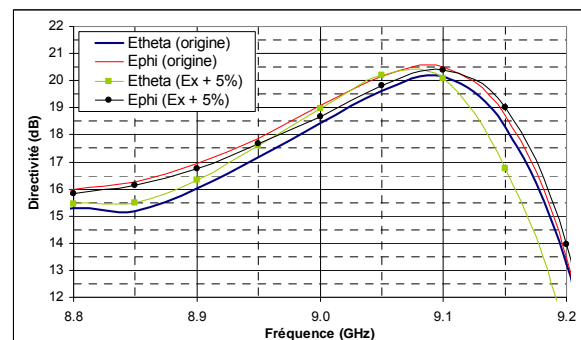


Figure A4.10 - Comparaison des deux composantes E_θ et E_ϕ en fonction E_x

Influence de E_y

La **Figure A4.13** et **Figure A4.14** montrent l'effet d'une variation de l'épaisseur des barreaux orientés suivant (x). Une variation de 5 % (+ 80 μm) entraîne peu de variation sur ces caractéristiques. Une tolérance de $\pm 80 \mu\text{m}$ peut être retenue.

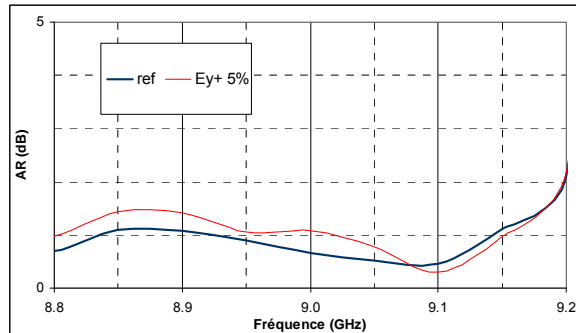


Figure A4.11 – Comparaison des taux d'ellipticité en fonction E_y

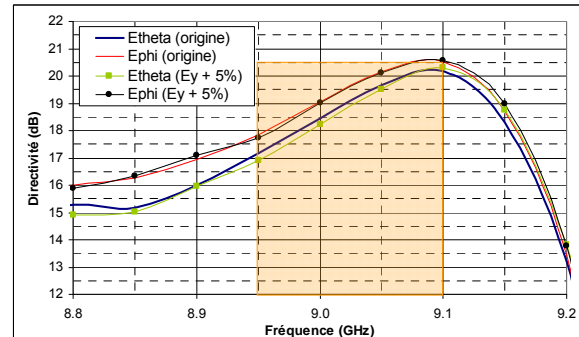


Figure A4.12 - Comparaison des deux composantes E_θ et E_ϕ en fonction E_y

Influence de D_2

Une variation de +5 % (450 μm) sur ce paramètre a beaucoup d'effet sur les résultats (**Figure A4.15** et **Figure A4.16**). Avec une valeur semblable aux précédentes, l'influence serait moins importante. Comme attendu, la composante E_ϕ est la plus influencée. Une tolérance de $\pm 100 \mu\text{m}$ peut être prise.

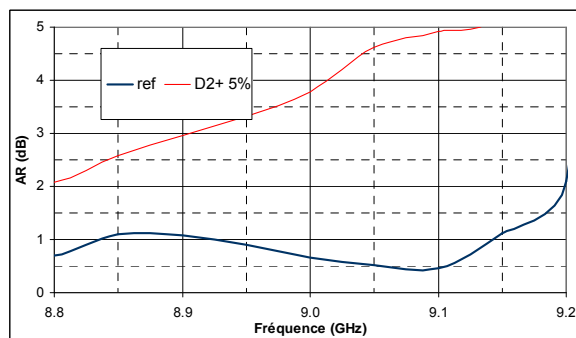


Figure A4.13 – Comparaison des taux d'ellipticité en fonction D_2

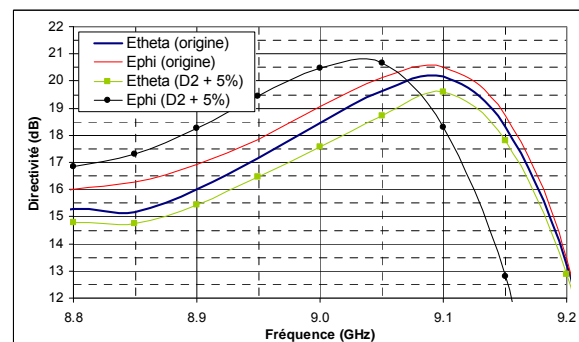


Figure A4.14 - Comparaison des deux composantes E_θ et E_ϕ en fonction D_2

Influence de P_x

La modification de la période P_x de + 770 μm des barreaux entraîne une dégradation importante du taux d'ellipticité (**Figure A4.17**). La composante E_ϕ est celle qui est la plus modifiée (200 MHz), ce qui est normal (**Figure A4.18**). Cependant, il faut relativiser le résultat. En effet, la variation de la période suivant (x) a été fait sur les deux couches pour une

question de simulation. Cependant pour ne pas avoir de problème, une tolérance voisine de $\pm 50 \mu\text{m}$ est idéale.

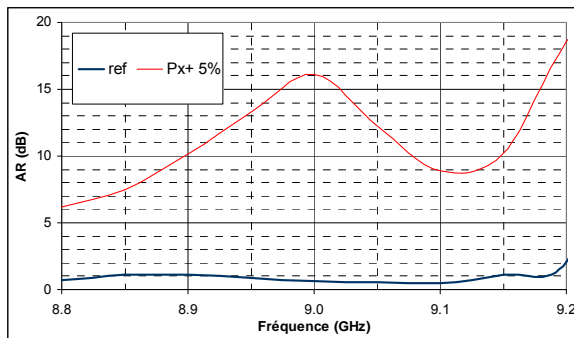


Figure A4.15 – Comparaison des taux d'ellipticité en fonction P_x

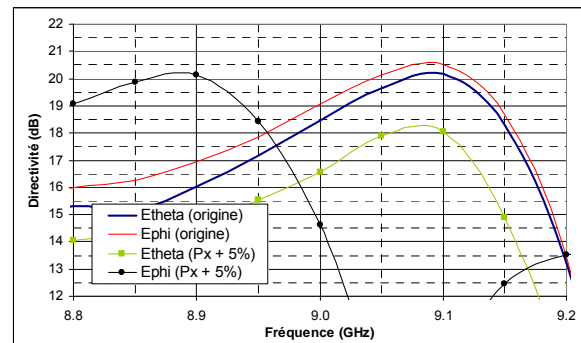


Figure A4.16 - Comparaison des deux composantes E_θ et E_φ en fonction P_x

Influence de P_y

La **Figure A4.19** montre le résultat sur le taux d'ellipticité d'une variation de + 5% (500 μm). Il est complètement dégradé, mais une tolérance de $\pm 50 \mu\text{m}$ peut convenir pour garantir un bon taux. La période entre les barreaux suivant (y) a l'effet opposé à la période suivant (x). C'est la composante E_θ qui est la plus changée (**Figure A4.20**).

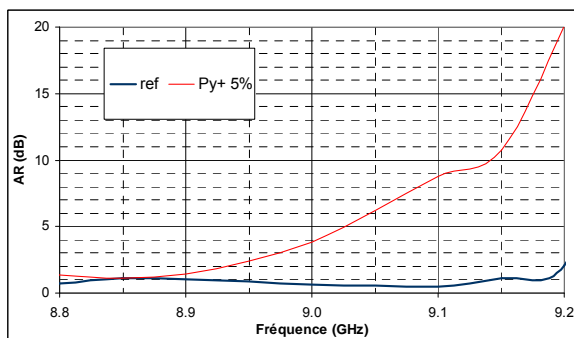


Figure A4.17– Comparaison des taux d'ellipticité en fonction P_y

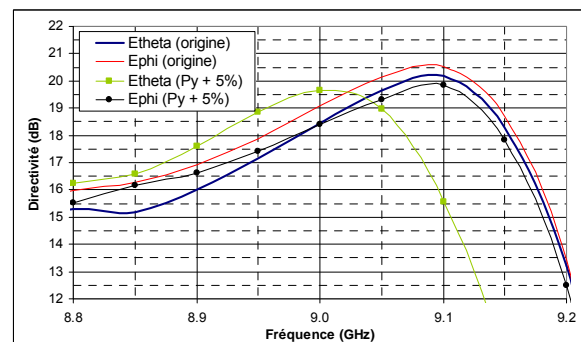


Figure A4.18 - Comparaison des deux composantes E_θ et E_φ en fonction P_y

Influence de l'orientation du demi-matériau

Le dernier paramètre est l'orientation de la source par rapport au demi-matériau B.I.E. La **Figure A4.19** montre le taux d'ellipticité lorsque l'angle de polarisation du cornet a été tourné de $+2^\circ$. La forme générale est la même, seul le niveau a été augmenté. La **Figure A4.20** confirme que le fait d'avoir une orientation non parfaite permet d'améliorer une composante tout en dégradant l'autre. Ainsi, l'écart entre les deux augmente impliquant la détérioration du taux d'ellipticité. La polarisation de la source doit être de $45 \pm 1^\circ$ pour ne pas trop influencer le résultat.

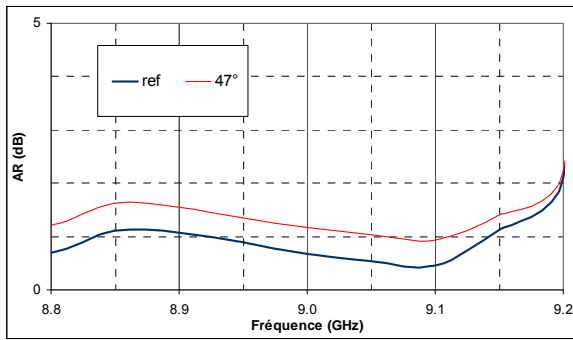


Figure A4.19 – Comparaison des taux d'ellipticité en fonction de l'orientation la source

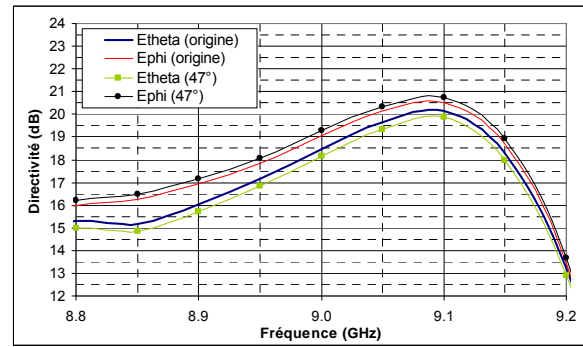
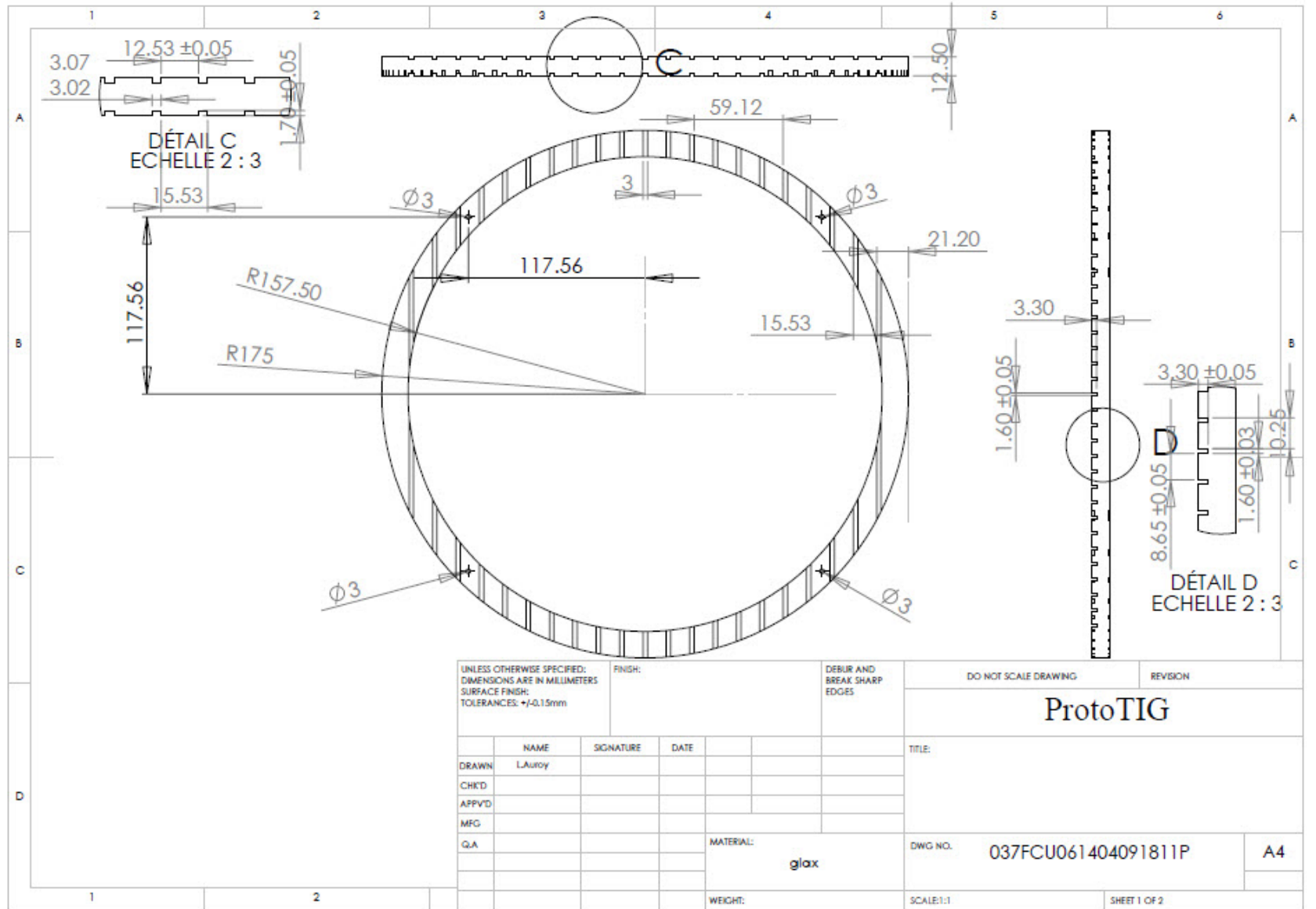
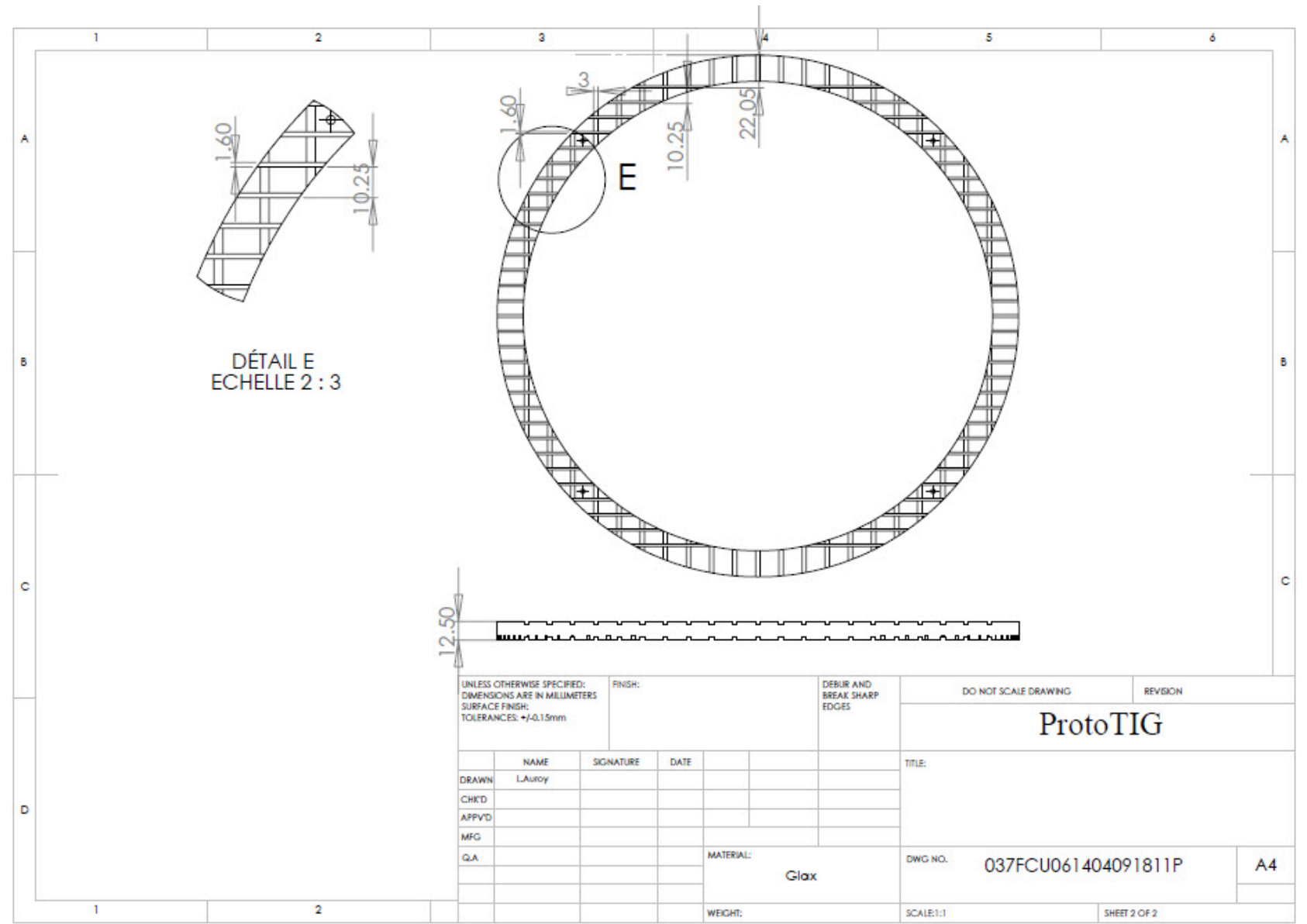


Figure A4.20 - Comparaison des deux composantes E_θ et E_ϕ en fonction de l'orientation de la source

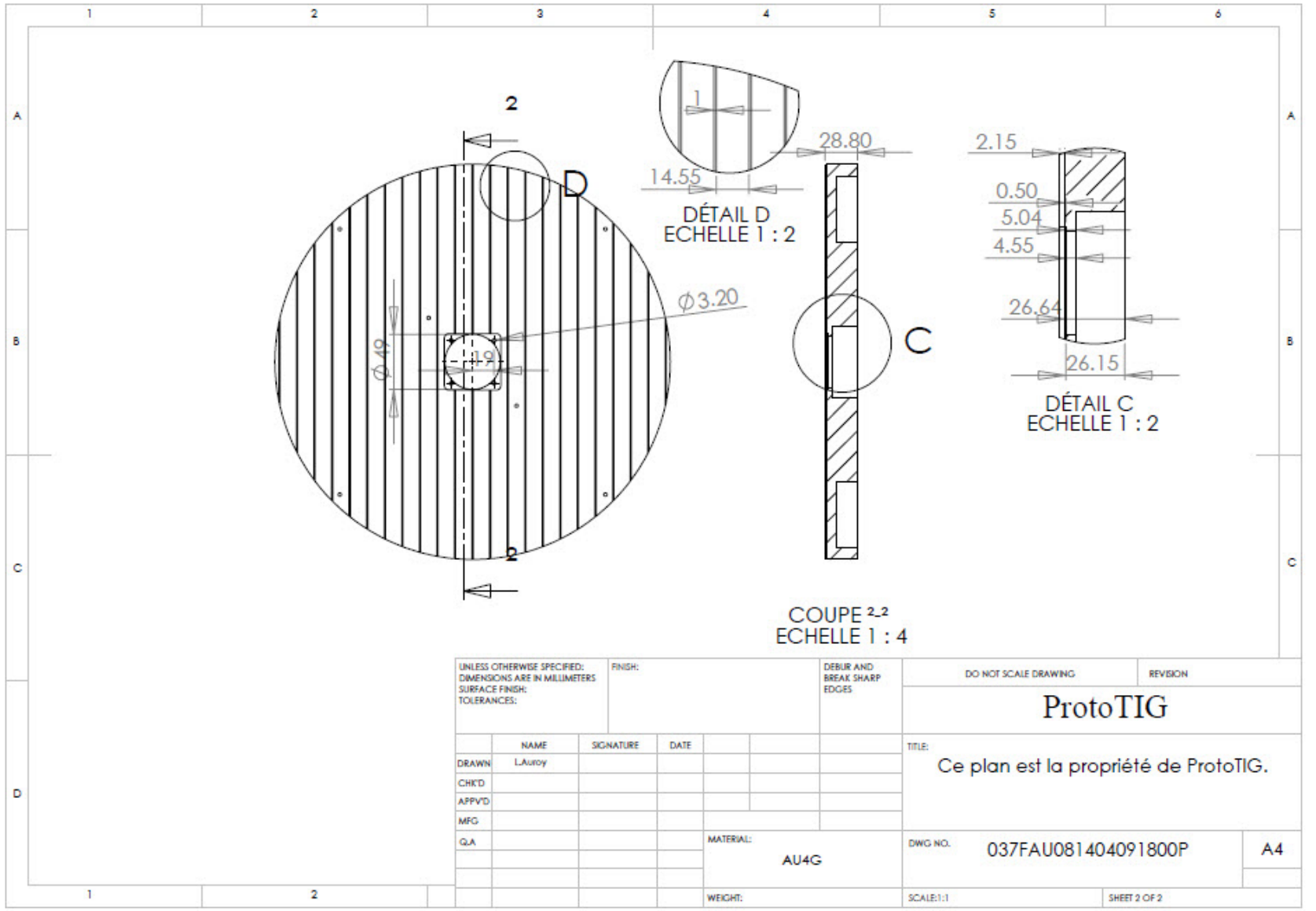
ANNEXE IV.3

Plans mécaniques de l'antenne "autopolarisante"



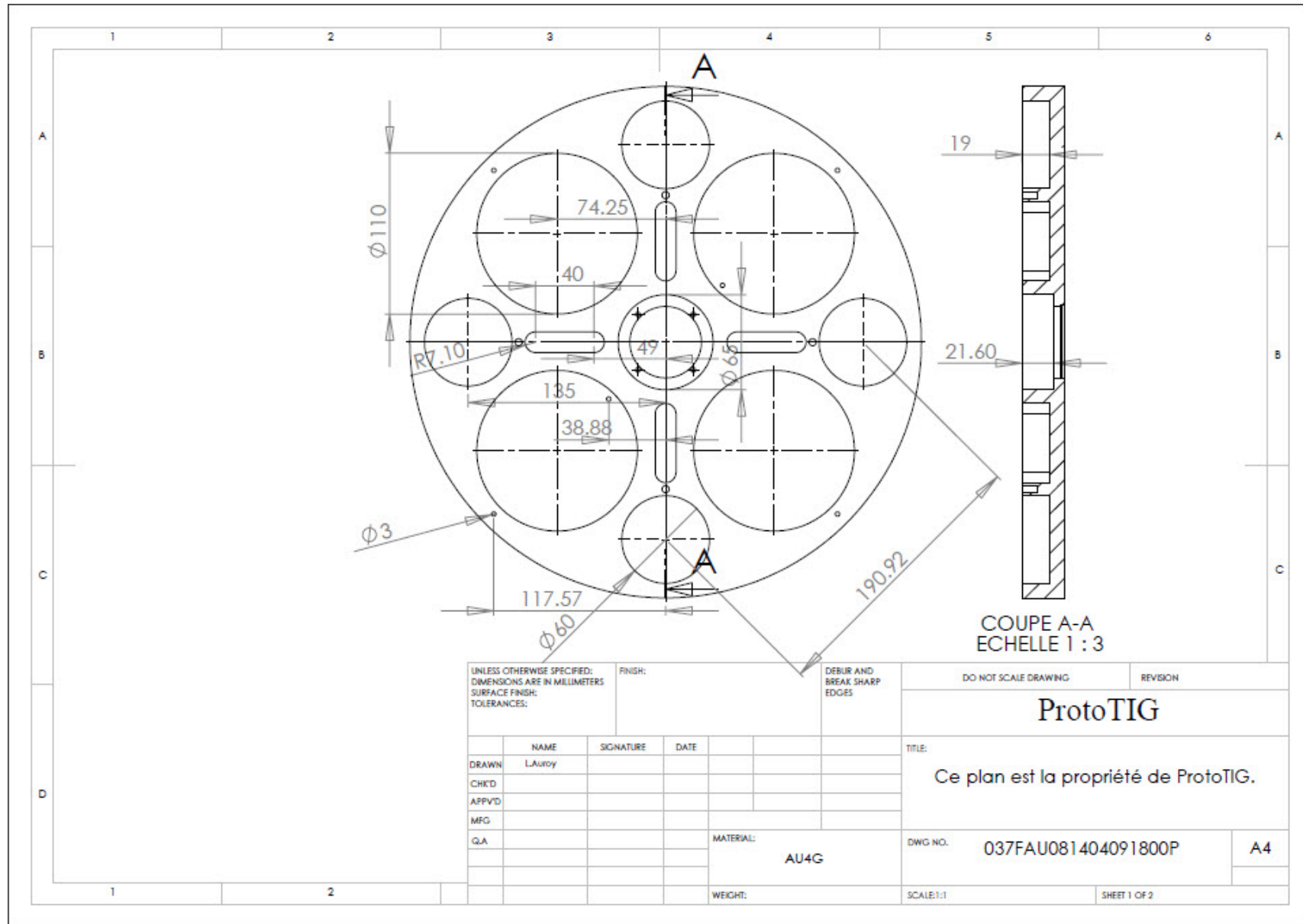


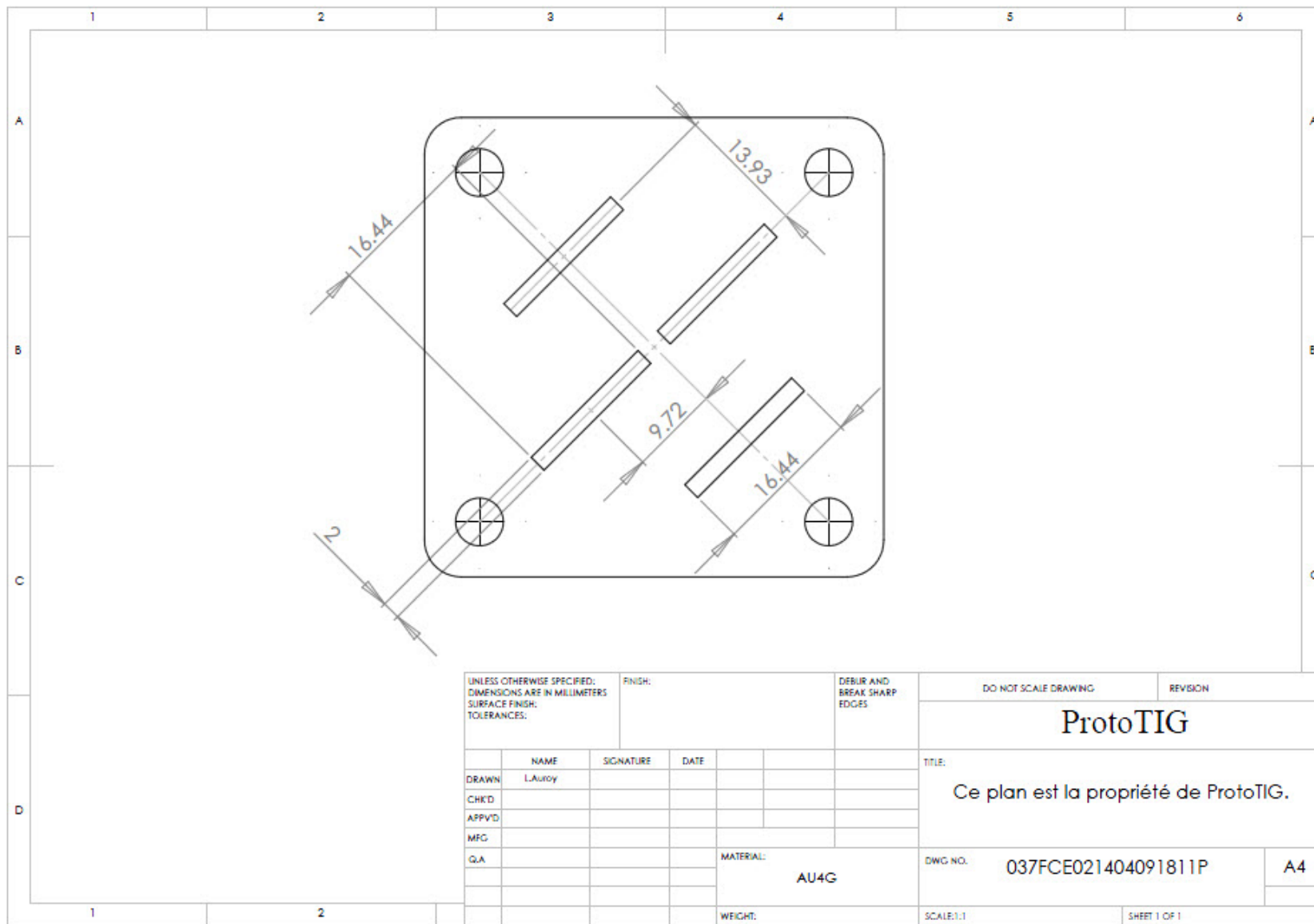
UNLESS OTHERWISE SPECIFIED: DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS SURFACE FINISH: TOLERANCES: $\pm 0.15\text{mm}$			FINISH:	DEBUR AND BREAK SHARP EDGES	DO NOT SCALE DRAWING	REVISION
					ProtoTIG	
			TITLE:			
DRAWN	NAME	SIGNATURE	DATE			
CHKD	L.Auroy					
APPVD						
MFG						
Q.A.				MATERIAL:	DWG NO.	
				Glax	037FCU061404091811P	A4
				WEIGHT:	SCALE:1:1	SHEET 2 OF 2



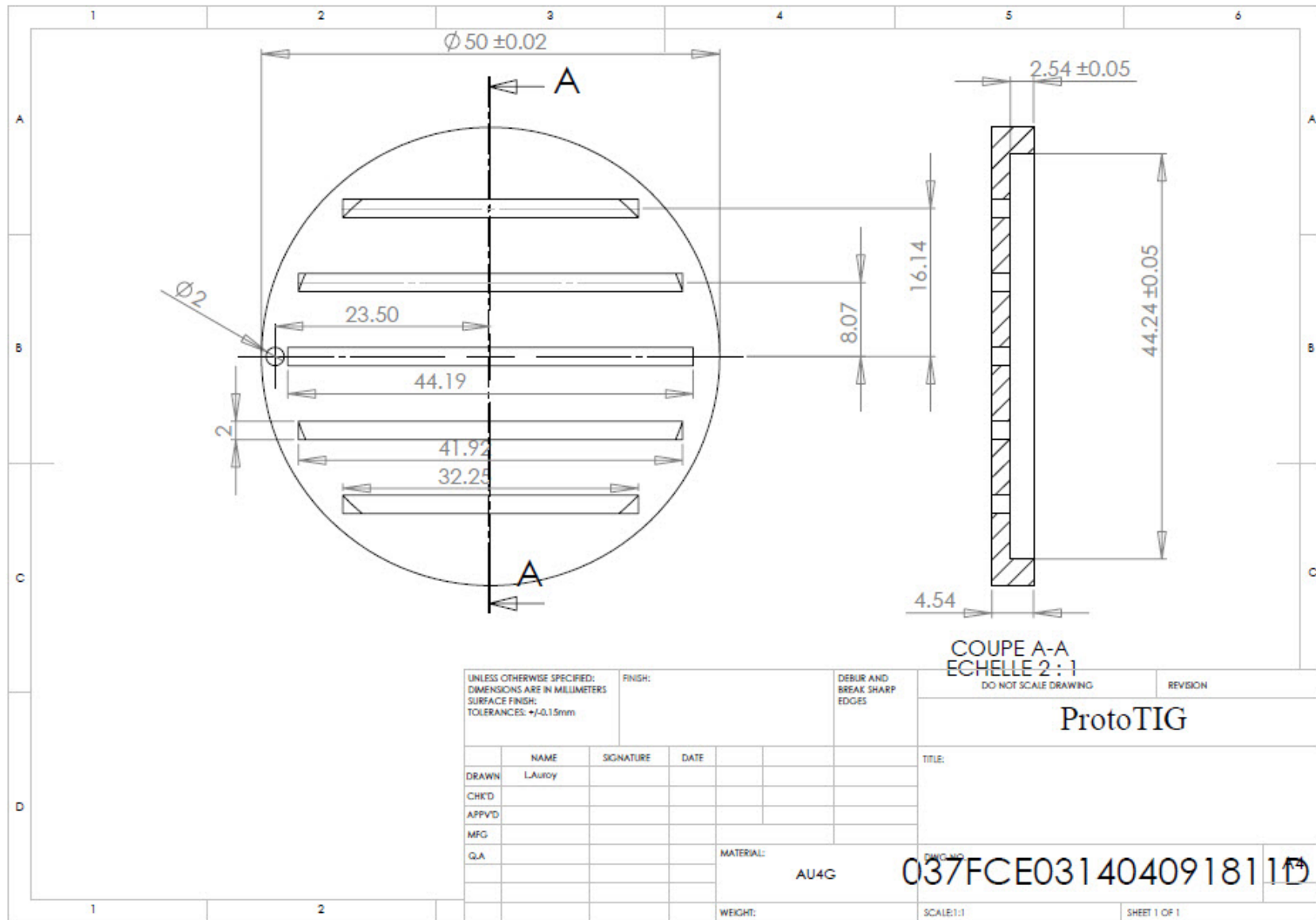
COUPE 2-2
ECHELLE 1 : 4

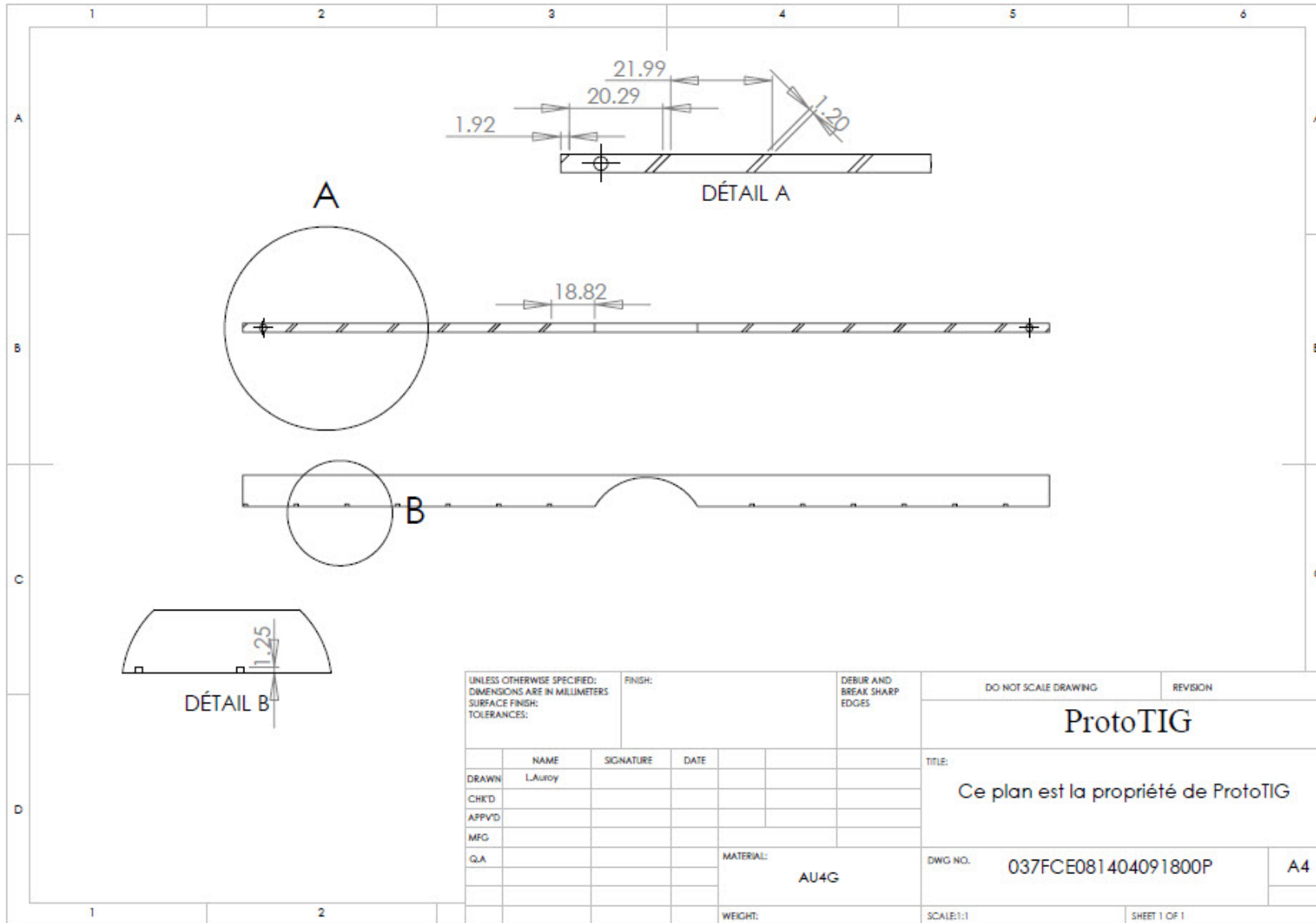
UNLESS OTHERWISE SPECIFIED: DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS SURFACE FINISH: TOLERANCES:		FINISH:	DEBUR AND BREAK SHARP EDGES		DO NOT SCALE DRAWING	REVISION
					ProtoTIG	
					TITLE: Ce plan est la propriété de ProtoTIG.	
DRAWN	NAME	SIGNATURE	DATE		DWG. NO.	037FAU081404091800P
CHKD						A4
APPVD						
MFG						
QA				MATERIAL:		
				AU4G		
				WEIGHT:	SCALE:1:1	SHEET 2 OF 2





UNLESS OTHERWISE SPECIFIED: DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS SURFACE FINISH: TOLERANCES:		FINISH:		DEBUR AND BREAK SHARP EDGES		DO NOT SCALE DRAWING		REVISION	
						ProtoTIG			
						TITLE: Ce plan est la propriété de ProtoTIG.			
DRAWN L.Auroy		SIGNATURE		DATE		MATERIAL: AU4G		DWG NO. 037FCE021404091811P	
CHK'D								A4	
APP'VD									
MFG									
Q.A									
						WEIGHT:		SCALE:1:1	
								SHEET 1 OF 1	





UNLESS OTHERWISE SPECIFIED: DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS SURFACE FINISH: TOLERANCES:		FINISH:		DEBUR AND BREAK SHARP EDGES		DO NOT SCALE DRAWING		REVISION	
						ProtoTIG			
						TITLE:			
						Ce plan est la propriété de ProtoTIG			
DRAWN L.Auroy		SIGNATURE		DATE		MATERIAL: AU4G		DWG NO. 037FCE081404091800P	
CHKD								A4	
APPVD									
MFG									
Q.A									
						WEIGHT:		SCALE:1:1	
								SHEET 1 OF 1	

ANNEXE IV.4

Spécification de la transition guide/coaxiale et transition guide circulaire /rectangulaire

Rectangular to Circular Waveguide Transitions

Series 64*

Features

- **Low Ellipticity Ratio**
- **Precision Electroformed**
- **Linear to Linear Polarisation Versions**
- **Linear to Circular Polarisation Versions**



Each transition consists of a short length of rectangular waveguide and a stepped or tapered section leading into circular waveguide.

Models are available optionally fitted with combinations of rectangular port flanges, circular port flanges, resistive elements and dielectric elements. The standard rectangular flange types are listed in the table below. Alternative flange types can be fitted to order. The circular waveguide ports are fitted with the flange as detailed below or to customer requirements as other flange styles are available to special order.

The simple rectangular to circular waveguide transition will launch linearly polarized waves into the circular waveguide section (10643 to 28643). However, line reflections from the circular waveguide section may interact with the incident wave resulting in cross polarization.

If cross polarization is undesirable then the transition selected should be one fitted with a resistive film element to absorb the cross polarized waves (models 10644 to 28644).

For circular polarization, the transitions are fitted with resistive film element and have an extended circular waveguide section containing a dielectric quarter wave plate (models 10648 to 28648).

Model 17648-RH

ORDERING INFORMATION
Model: polarization suffix (Series 648 only), description

Series	Rectangular Port Flange Fitted	Circular Port Flange Fitted	Resistive Wave Plate Fitted	Dielectric Quarter Wave Plate Fitted
643	Yes	Yes	No	No
644	Yes	Yes	Yes	No
648-***	Yes	Yes	Yes	Yes

Example: Model 18648-RH rectangular to circular waveguide transition-right hand polarization (fitted with a dielectric quarter wave plate producing right hand polarization)

LH	for left hand polarization (standard)
RH	for right hand polarization (optional)

Model	Frequency Range (GHz)	Waveguide			Overall Length A		Rectangular Port Flange Type	Circular Port Flange Dimensions					Weight (kg) Series 643/4 Only
		WG	R	WR	Series 643 & 644	Series 648		B	C	D (PCD)	E	H	
1064*	2.60 - 3.95	10	32	284	241	on request	5985-99-080-11030310	146	6.9	132.0	11	73.9	4.30
11A64*	3.30 - 4.90	11A	40	229	178	330	UGR 40	101	5.4	83.0	7	59.7	1.90
1264*	3.94 - 5.99	12	48	187	140	249	UAR 48	89	5.4	80.0	7	48.8	1.50
1364*	4.64 - 7.05	13	58	159	120	on request	UAR 58	89	5.4	80.0	7	41.4	1.10
1464*	5.38 - 8.18	14	70	137	102	232	UAR 70	76	4.4	60.3	7	35.8	0.80
1564*	6.58 - 10.0	15	84	112	82.5	222	UBR 84	60	3.2	52.0	7	28.6	0.30
1664*	8.20 - 12.5	16	100	90	76.0	174	UBR 100	56	3.2	48.0	6	23.4	0.25
1764*	9.84 - 15.0	17	120	75	64.0	149	UBR 120	56	3.2	48.0	6	19.4	0.20
1864*	11.9 - 18.0	18	140	62	51.0	120	UBR 140	50	3.2	41.0	6	16.1	0.10
1964*	14.5 - 22.0	19	180	51	51.0	120	UBR 180	50	3.2	41.0	6	13.3	0.10
2064*	17.6 - 26.7	20	220	42	77.5	141	UBR 220	50	3.2	41.0	5	10.9	0.10
2164*	21.7 - 33.0	21	260	34	67.5	122.5	UBR 260	50	3.2	41.0	5	8.8	0.10
2264*	26.4 - 40.1	22	320	28	51.5	79.5	UG-599U	44	3.2	35.0	3.5	7.3	0.06
2364*	33.0 - 50.1	23	400	22	46.0	on request	UG-383U	Fixing detail as for UG- 383U				5.8	0.06
2464*	39.3 - 59.7	24	500	19	43.0	68	UG-383U MOD					4.8	0.05
2564*	49.9 - 75.8	25	620	15	33.5	61.5	UG-385U	Fixing detail as for UG- 385U				3.9	0.03
2664*	60.5 - 92.0	26	740	12	28.0	51.5	UG-387U					3.1	0.03
2764*	73.8 - 112	27	900	10	28.0	43	UG 387U MOD	Fixing detail as for UG- 387U				2.6	0.03
2864*	92.3 - 140	28	1200	8	28.0	on request	UG 387U MOD					2.0	0.03

Waveguide to SMA Coax Adaptors

Series 094 - SF

Features

- **Very Low VSWR**
- **Full Waveguide Band models**
- **Manufactured from Brass or *Aluminium**

The Flann Series 094-SF waveguide to coax adaptors offer enhanced VSWR performance over the full waveguide frequency band.

The adaptors are fitted with SMA Female connectors as standard. However, models are optionally available with male connectors, please contact our sales office for further details.

Narrowband models covering typically 20% of the full waveguide band with a VSWR of 1.05 are also available.



Model 16094-SF40

Specifications:

Model	Frequency Range (GHz)	Waveguide			VSWR (max)	*Dimensions (Brass)			Model
		WG	R	WR		A	B	C	
11A094-SF40	3.300 - 4.900	11A	40	229	1.15	52.5	74.0	28.3	11A094-SF40
12094-SF40	3.940 - 5.990	12	48	187	1.15	60.2	78.5	24.5	12094-SF40
13094-SF40	4.640 - 7.050	13	58	159	1.15	32.6	46.5	22.8	13094-SF40
14094-SF40	5.380 - 8.180	14	70	137	1.15	35.8	46.5	21.4	14094-SF40
15094-SF40	6.580 - 10.000	15	84	112	1.12	37.5	48.5	19.9	15094-SF40
16094-SF40	8.200 - 12.500	16	100	90	1.12	26.2	42.0	18.25	16094-SF40
17094-SF40	9.840 - 15.000	17	120	75	1.12	26.2	34.5	17.1	17094-SF40
18094-SF40	11.90 - 18.000	18	140	62	1.12	38.5	47.3	16.9	18094-SF40
19094-SF40	14.500 - 22.000	19	180	51	1.20	Details on Request			19094-SF40
20094-SF40	17.600 - 26.700	20	220	42	1.20	21.5	27.9	15.1	20094-SF40

ORDERING INFORMATION

Model: description

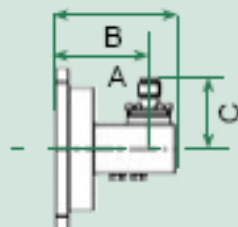
Example: Model 18094-SF40 waveguide to SMA female coax adaptor

If the adaptor is required to be manufactured in aluminium please suffix the order information with \AL

Example: Model 18094-SF40\AL

Note: models with suffix SF40 are full band units. Please see page 56 for narrowband models.

*Note: The dimensions of aluminium adaptors may vary from those manufactured in brass.



Series 094-SF

LISTE DES TRAVAUX

LISTE DES TRAVAUX

Publications dans les revues scientifiques internationales :

E. Arnaud, R. Chantalat, T. Monédière, E. Rodes, M. Thevenot

"Performance enhancement of self-polarizing metallic EBG antennas"

IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters (en cours de publication)

E. Arnaud, R. Chantalat, M. Koubeissi, T. Monédière, E. Rodes, M. Thevenot

"Global Design of an EBG Antenna and Meander-Line Polarizer for Circular Polarization"

IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters (en cours de publication)

C. Menudier, R. Chantalat, E. Arnaud, M. Thevenot, T. Monédière, P. Dumon, B. Jecko

"EBG focal feed design optimization"

IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, volume 8, 2009, pp. 315-318

C. Menudier, R. Chantalat, E. Arnaud, M. Thevenot, T. Monédière, P. Dumon, B. Jecko

"EBG focal feed improvements for Ka Band multibeam space applications"

IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Volume 8, 2009, pp 611-615

R. Chantalat, C. Menudier, M. Thevenot, T. Monediere, E. Arnaud, P. Dumon, B. Jecko.

"Enhanced ebg resonator antenna to feed a reflector antenna in Ka band",

IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters –Volume 7, 2008 pp 349-353

Communications internationales :

H. Chreim, R. Chantalat, E. Arnaud, M. Thevenot, U. Naeem, S. Bila, S. Verdeyme, T. Monédière, P. Dumon, B. Palacin, H. Diez, D. Pacaud, Y. Cailloce, G. Caille, P. de Maagt

"Design of a multi-feed EBG antenna as a focal array for Ka-Band space applications"

The 4th European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2010, Barcelone-Espagne

E. Arnaud, R. Chantalat, M. Koubeissi, T. Monédière, M. Thevenot, B. Jecko

"Improved Self Polarizing Metallic EBG Antenna"

The 3rd European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2009, Berlin - Allemagne

C. Menudier, R. Chantalat, T. Monédière, M. Thevenot, E. Arnaud, P. Dumon, B. Jecko

"Metallic EBG structure design optimisation for a reflector antenna"

29th ESA Workshop on multiple beams and reconfigurable antennas, ESTEC - Hollande, pp. 106-109, Avril 2007.

E. Arnaud , R. Chantalat, M. Koubeissi, C. Menudier, T. Monediere, M. Thevenot, B. Jecko

"New Process of Circularly Polarized EBG Antenna by Using a Meander Lines"

European Conference on Antennas and Propagation, Edinburgh - UK, Nov. 2007.

R. Chantalat, C. Menudier, E. Arnaud, T. Monédière, M. Thevenot, P. Dumon, B. Jecko
“Enhanced Two Level Ebg Antenna For A High F/D Multibeam Reflector Antenna In Ka Band : Design And Characterization”

European Conference on Antennas and Propagation, Edinburgh - UK, Nov. 2007.

R. Chantalat, C. Menudier, E. Arnaud, T. Monédière, M. Thevenot, P. Dumon, B. Jecko
“Improvement of the performances of a metallic EBG structure dedicated to a multibeam reflector antenna”

European Conference on Antennas and Propagation, Nice - France, Nov. 2006.

Résumé :

L'antenne B.I.E a la propriété d'entrelacer ses taches rayonnantes en configuration multi sources. De plus, la polarisation circulaire est demandée pour certaines applications, là où le positionnement des antennes d'émission et de réception varie pendant le temps. L'association des deux caractéristiques est très intéressante pour des applications spatiales. Par exemple, l'antenne B.I.E peut être utilisée pour illuminer une antenne à réflecteur multifaisceaux. Il est tout d'abord nécessaire de connaître ses performances en configuration monosource. C'est pourquoi ce mémoire est consacré à la conception d'antennes B.I.E métalliques à polarisation circulaire alimentées par cornet. Trois configurations ont été étudiées. La polarisation circulaire a été réalisée par la source, par un polariseur à lignes à méandres et par le matériau B.I.E. La qualité de cette polarisation dépend de l'adaptation de l'antenne. Les résultats théoriques obtenus ont été validés par des prototypes.

CONTRIBUTION TO THE DESIGN OF HORN-FED CIRCULARLY POLARIZED METALLIC E.B.G ANTENNAS.

Abstract :

EBG antennas allow the overlapping of their radiating apertures in multi-feed configuration. Moreover, circular polarization is required for some applications, especially when the position of the emitting and receiving antennas varies over time. The combination of these two characteristics is therefore very interesting for spatial applications. For example, an EBG antenna in a multi-feed configuration can be used to illuminate a reflector antenna. It is however necessary to know the performances of such an antenna in single feed configuration. This manuscript is dedicated to the design of horn-fed circularly polarized metallic EBG antennas. Three different configurations have been studied. The circular polarization of the antenna has been generated successively by the feeding source, by an external element such a polarizer and by the EBG material itself. The quality of this polarization depends on the antenna matching. Theoretical results have then been validated by the prototypes.

Discipline : " Electronique des Hautes Fréquences, Photoniques et Systèmes "

Mots clés :

Bande interdite électromagnétique
Polarisation circulaire
Polarisation par la source
Polariseur à lignes à méandres

Matériau B.I.E "autopolarisant"
Adaptation
Cornet

Adresse du laboratoire : XLIM, UMR CNRS n°6172, Département OSA, Faculté des Sciences – Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex