

**UNIVERSITE DE LIMOGES**  
**ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé**  
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2007

Thèse N° 40-2007

# THESE

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES**

**Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"**

**Spécialité : "Télécommunications"**

présentée et soutenue par

**Majed KOUBEISSI**

le 12 Octobre 2007

**Etude d'antennes multifaisceaux à base d'une nouvelle  
topologie de matrice de Butler.**

**Conception du dispositif de commande associé.**

Thèse dirigée par Monsieur Thierry MONEDIERE

**JURY :**

<b>Mr. Bernard JARRY</b>	<i>Professeur, Université de Limoges</i>	Président
<b>Mr. Mohamed HIMDI</b>	<i>Professeur, Université de Rennes 1</i>	Rapporteur
<b>Mme. Odile PICON</b>	<i>Professeur, Université Marne-la-vallée</i>	Rapporteur
<b>Mme. Isabelle ALBERT</b>	<i>Ingénieur, CNES, Toulouse</i>	Examineur
<b>Mr. Cyril DECROZE</b>	<i>Maître de conférences, XLIM, Limoges</i>	Examineur
<b>Mr. Thierry MONEDIERE</b>	<i>Professeur, Université de Limoges</i>	Examineur
<b>Mme. Sophia THIZON</b>	<i>Ingénieur, THALES, Colombes</i>	Invitée
<b>Mr. Bernard JECKO</b>	<i>Professeur, Université de Limoges</i>	Invité



*A mes parents,*

*A M.M.J.*

*A tous ceux que j'aime  
et à ceux qu'on oublie.*



# *Remerciements*

Mes travaux ont été effectués à la Faculté des Sciences et Techniques de l'Université de Limoges, au sein du laboratoire XLIM, unité mixte de recherche CNRS – Université de Limoges, dirigé successivement par messieurs les Professeurs P. Y. GUILLON et D. CROS. Je leur exprime toute ma gratitude pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

J'exprime ma déférente gratitude à Monsieur le Professeur B. JECKO, responsable de l'équipe OSA, pour m'avoir accueilli dans son équipe et sa participation à mon jury de thèse.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur T. MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges, qui a bien assuré l'encadrement de cette thèse. La confiance qu'il m'a accordée et ses conseils furent très précieux pour l'accomplissement de ce travail.

Je remercie Monsieur B. Jarry, professeur à l'Université de Limoges pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je remercie très sincèrement Madame O. PICON, Professeur à l'Université de Marne-La-Vallée et Monsieur M. HIMDI, Professeur à l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

J'associe également à ces remerciements Madame I. ALBERT, Ingénieur du Centre National d'Etudes Spatiales, et Madame S. THIZON, Ingénieur au sein de la société THALES Communications pour avoir accepté de siéger à mon jury de thèse.

Je tiens également à remercier Monsieur C. DECROZE, Maître de conférences à l'université de Limoges, pour ces précieux conseils. Je suis heureux de le compter parmi les membres de jury de cette thèse.

Mes remerciements s'adressent aussi à Messieurs J. Y. DADEN et A. LEFEVRE de THALES Communications pour le soin apporté aux réalisations des antennes. Je tiens à saluer Messieurs B. CASTEIGNAU du laboratoire de Microélectronique d'XLIM et Monsieur P.

FRUGIER de l'atelier d'XLIM pour leur savoir faire dans le domaine de réalisations des circuits.

Je tiens aussi vivement à remercier nos secrétaires P. LEROY et N. AYMARD pour leurs disponibilités de tous les instants et leur dévouement. Un merci tout particulier à Monsieur M. THEVENOT, chargé de recherche CNRS, pour les conseils dont j'ai bénéficié tout au long de ma thèse.

Je ne peux que remercier humblement Monsieur E. ARNAUD, Ingénieur d'études au CNRS, qui m'a offert son temps et son aide pour les diverses mesures. Bon parcours des méandres de la thèse.

Depuis la Notre Dame jusqu'au XLIM, il a suivi ma trace. Merci Ouss pour les discussions, les soirées, ... : '*w ba3dak na6er*', Bon courage.

Je tiens à remercier particulièrement ceux qui ont partagé avec moi le bureau : Mich D., Hassan C. et Momo H. Que la Gine CHANTALAT soit vivement remercié pour son aide, les soirées, le café, ... La vie est courte pour perdre du temps à râler.

Il me serait impossible d'oublier ceux qui sont devenus au fil du temps des amis : Jojo D. et Manu R. Encore Merci !

J'exprime toute ma gratitude à mes amis qui ont partagé les moments de difficultés et de joies. Un grand merci à tous mes collègues (Cyrille, Elisa, Lina, Agnès, Dina, Nico, ...) pour l'ambiance chaleureuse et le soutien.

Enfin, je dédie cette thèse à mes parents, pour tout, à mes sœurs et frère en leur souhaitant le plus beau des jours. Une fois encore, je leur dis : mille mercis ! A toujours.

# SOMMAIRE

---

<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>1</b>
------------------------------------	----------

## CHAPITRE I

### **Les antennes multifaisceaux : Etat de l'art**

---

<b>I. INTRODUCTION .....</b>	<b>9</b>
<b>II. LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS .....</b>	<b>11</b>
II.1    PRESENTATION DES DIFFERENTS TYPES DE SYSTEMES DE COMMUNICATIONS .....	11
II.1.1    Faisceaux hertziens point à point.....	11
II.1.2    Systèmes point – multipoints .....	12
II.1.2.a    Système terrestre .....	12
II.1.2.b    Système satellite .....	13
II.2    LES DIFFERENTS TYPES D'ANTENNES .....	14
II.2.1    Les antennes filaires.....	14
II.2.2    Les antennes planaires.....	15
II.2.3    Les antennes à ouverture rayonnante .....	15
II.2.3.a    Principe .....	15
II.2.3.b    Fentes rayonnantes .....	16
II.2.3.c    Cornets .....	16
II.2.4    Les antennes à système focalisant .....	17
<b>III. LES ANTENNES MULTIFAISCEAUX DANS LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS...18</b>	
III.1    COMPOSITION D'UN SYSTEME D'ANTENNE MULTIFAISCEAUX.....	19
III.2    DOMAINES D'UTILISATION.....	19
III.3    INTERET DES ANTENNES MULTIFAISCEAUX.....	20
<b>IV. LES ARCHITECTURES DES ANTENNES A BALAYAGE ELECTRONIQUE.....20</b>	
IV.1    FAMILLES D'ARCHITECTURE .....	22
IV.1.1    Architecture passive .....	22
IV.1.2    Architecture active.....	23
IV.2    LES DIFFERENTS TYPES D'ANTENNE A POINTAGE ELECTRONIQUE.....	24
IV.2.1    Les répartiteurs de faisceaux numériques .....	25
IV.2.1.a    Antenne réseau à commande de phase .....	25
IV.2.1.b    Antenne multifaisceaux à commande numérique .....	26
IV.2.1.c    Antennes adaptatives.....	28
IV.2.2    Les répartiteurs de faisceaux analogiques .....	29
IV.2.2.a    Exemple de type quasi-optique : la lentille de Rotman.....	30
IV.2.2.b    Exemple de type circuit : Les matrices de Blass.....	31
IV.2.2.c    Exemple de type circuit : Les matrices de Butler .....	33
<b>V. COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES TECHNIQUES DE FORMATIONS DE FAISCEAUX .....</b>	<b>35</b>
V.1    COMPARAISON ENTRE LES REPARTITEURS NUMERIQUES ET ANALOGIQUES .....	36
V.2    COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTS REPARTITEURS ANALOGIQUES .....	37
<b>VI. CONCLUSION.....</b>	<b>38</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I .....</b>	<b>40</b>

## CHAPITRE II

### MISE AU POINT D'UNE NOUVELLE TOPOLOGIE DE MATRICE : REALISATION D'UN PROTOTYPE

---

---

<b>I.</b>	<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>47</b>
<b>II.</b>	<b>MATRICE DE BUTLER : RAPPEL.....</b>	<b>49</b>
II.1	DEFINITION.....	49
II.2	TYPES DE LA MATRICE DE BUTLER .....	50
<b>III.</b>	<b>LES COMPOSANTS INTRINSEQUES A LA MATRICE DE BUTLER .....</b>	<b>50</b>
III.1	CHOIX DE LA TECHNOLOGIE.....	51
III.2	LES DEPHASEURS.....	53
III.3	COUPLEUR (3dB, 90°) .....	54
III.4	COUPLEUR (3dB ; 180°) EN ANNEAU .....	54
III.5	LES CROISEMENTS .....	56
III.6	PROBLEMATIQUE : VERS UNE NOUVELLE GENERATION DE MATRICE DE BUTLER .....	56
III.6.1	<i>Intérêt d'un faisceau axial.....</i>	56
III.6.2	<i>Intérêt de mise au point d'une nouvelle topologie .....</i>	59
<b>IV.</b>	<b>MISE AU POINT D'UNE NOUVELLE TOPOLOGIE DE MATRICE DE BUTLER .....</b>	<b>60</b>
IV.1	DETAIL DE LA METHODE DE DESIGN : .....	60
IV.1.1	<i>Types d'hybrides utilisés : .....</i>	60
IV.1.2	<i>Procédure utilisée pour la conception d'une matrice de Butler à faisceau axial d'ordre N : ...</i>	60
IV.1.3	<i>Gestion des sorties et positionnement des déphaseurs. ....</i>	62
IV.1.4	<i>Nombre des déphaseurs et des coupleurs nécessaires : .....</i>	63
IV.2	EXEMPLE D'UNE MATRICE 16 X 16 : DESIGN ET PERFORMANCES .....	64
<b>V.</b>	<b>VALIDATION DE LA PROCEDURE PAR LA REALISATION D'UN PROTOTYPE A 12 GHZ 65</b>	
V.1	CAHIER DE CHARGES .....	66
V.2	LE CHOIX DE LA GEOMETRIE DE LA MATRICE.....	66
V.2.1	<i>Technologie utilisée : coupleur 0 dB.....</i>	66
V.2.2	<i>Substrat utilisé.....</i>	67
V.2.3	<i>Ordre de la matrice à utiliser.....</i>	68
V.3	METHODOLOGIE EMPLOYEE POUR UNE MATRICE D'ORDRE 4.....	68
V.3.1	<i>Etude de la matrice conçue par la procédure proposée.....</i>	69
V.3.2	<i>Etude du réseau d'antennes linéique.....</i>	70
V.3.2.a	Choix de l'élément rayonnant.....	70
V.3.2.b	Diagrammes de rayonnement analytiques .....	71
V.4	SIMULATION DES COMPOSANTS CONSTITUANT LA MATRICE .....	72
V.4.1	<i>Simulation du coupleur (3dB, 90°) à trois branches.....</i>	72
V.4.2	<i>Simulation du coupleur 0dB.....</i>	74
V.5	ASSEMBLAGE DES COMPOSANTS : REMARQUES FONDAMENTALES.....	75
V.5.1	<i>Coefficients de transmission de la matrice 3 x 4.....</i>	78
V.5.2	<i>Coefficients de réflexion de l'antenne simulée .....</i>	79
V.6	CARACTERISTIQUES DE RAYONNEMENT DE L'ANTENNE SIMULEE .....	80
V.6.1	<i>Gain fréquentiel du faisceau axial BS.....</i>	80
V.6.2	<i>Diagrammes de rayonnement du faisceau axial BS.....</i>	81
V.6.3	<i>Diagrammes de rayonnement des faisceaux 1L et 1R.....</i>	82
V.7	REALISATION ET MESURES DU PROTOTYPE .....	83
V.7.1	<i>Adaptation et Isolation.....</i>	83
V.7.2	<i>Gains fréquentiels .....</i>	84

V.7.3	<i>Comparaison entre les résultats expérimentaux et les simulations électromagnétiques pour le faisceau axial (BS).....</i>	85
V.7.4	<i>Comparaison entre les résultats expérimentaux et les simulations électromagnétiques pour les faisceaux 1L et 1R.....</i>	86
V.7.5	<i>Explication du décalage fréquentiel des mesures correspondantes au faisceau BS.....</i>	88
V.7.6	<i>Analyse des causes sur les différences de gain entre simulations et mesures.....</i>	89
V.7.6.a	<i>Estimation des pertes totales de l'antenne.....</i>	89
V.7.6.b	<i>Pertes non incluses dans la simulation.....</i>	90
V.7.7	<i>Evolution des performances des faisceaux sur la bande 11.6 – 12.4 GHz.....</i>	90
<b>VI.</b>	<b>CONCLUSION .....</b>	<b>91</b>
	<b>Bibliographie du chapitre II.....</b>	<b>92</b>

# CHAPITRE III

## ANTENNE MULTIFAISCEAUX EN COSECANTE CARREE : APPLICATION AU LMDS

---

---

<b>I.</b>	<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>97</b>
<b>II.</b>	<b>LES ANTENNES DE STATION DE BASE .....</b>	<b>99</b>
II.1	Problématique de la couverture des réseaux sans fil.....	99
II.1.1	<i>Zones d'ombre proches de l'émetteur .....</i>	<i>99</i>
II.1.2	<i>Eblouissement des abonnés proches de l'émetteur .....</i>	<i>100</i>
II.1.3	<i>Bipolarisation.....</i>	<i>100</i>
II.1.4	<i>Solution .....</i>	<i>101</i>
II.2	LMDS : Local Multipoint Distribution System .....	101
II.3	Projet BROADWAN .....	103
II.3.1	Cahier de charges .....	104
II.3.1.a	Plan vertical .....	104
II.3.1.b	Plan horizontal .....	104
II.3.2	Contraintes techniques.....	104
II.3.3	Solutions proposées.....	105
II.3.3.a	Caractérisation du substrat.....	105
II.3.3.b	Choix de la hauteur du substrat.....	106
<b>III.</b>	<b>FORMATION DE FAISCEAUX AU MOYEN DE LA NOUVELLE TOPOLOGIE DE MATRICE 5 X 8.....</b>	<b>107</b>
III.1	Conception.....	107
III.1.1	<i>Topologie de la matrice à 5 faisceaux et performances analytiques.....</i>	<i>107</i>
III.1.1.a	<i>Calcul de la matrice.....</i>	<i>107</i>
III.1.1.b	<i>Evaluation des pointages de la matrice 5 x 8.....</i>	<i>109</i>
III.2	Etude des éléments constituant la matrice.....	109
III.2.1	<i>Coupleur (3dB, 90°).....</i>	<i>109</i>
III.2.2	<i>Vers une matrice planaire : Coupleur 0 dB.....</i>	<i>110</i>
III.3	Simulation de la matrice .....	111
III.3.1	<i>Problématique et procédé de simulation choisi.....</i>	<i>111</i>
III.3.2	<i>Premier bloc : La sous matrice gauche 2 x 4.....</i>	<i>114</i>
III.3.3	<i>Deuxième bloc : La sous matrice droite 3 x 4.....</i>	<i>115</i>
III.3.4	<i>Les blocs de coupleurs 0 dB.....</i>	<i>117</i>
III.3.5	<i>Paramètres S de la matrice : Evaluation de ses performances.....</i>	<i>117</i>
<b>IV.</b>	<b>LE SOUS RESEAU 1 X 8 EN COSECANTE CARREE .....</b>	<b>120</b>
IV.1	Introduction au diagramme appelé cosécante carrée .....	120
IV.2	Conception de l'antenne en cosécante carrée .....	121
IV.2.1	<i>Choix des pondérations.....</i>	<i>121</i>
IV.2.2	<i>Conception de l'élément rayonnant.....</i>	<i>122</i>
IV.2.2.a	<i>Impédance d'entrée.....</i>	<i>123</i>
IV.2.2.b	<i>Rayonnement.....</i>	<i>123</i>
IV.2.3	<i>Conception du réseau d'alimentation.....</i>	<i>124</i>
IV.2.3.a	<i>Méthodologie.....</i>	<i>124</i>
IV.2.3.b	<i>Simulation.....</i>	<i>124</i>
IV.2.4	<i>Simulation Complète .....</i>	<i>126</i>
IV.2.4.a	<i>Adaptation .....</i>	<i>126</i>
IV.2.4.b	<i>Rayonnement.....</i>	<i>126</i>
<b>V.</b>	<b>SIMULATION GLOBALE DE L'ANTENNE .....</b>	<b>127</b>

V.1	Adaptation.....	128
V.2	Rayonnement de l'antenne dans le plan horizontal .....	129
V.3	Calcul et estimation des pertes dans l'antenne .....	130
V.3.1	<i>Pertes métalliques et diélectriques.....</i>	<i>130</i>
V.3.2	<i>Pertes par rayonnement inutile.....</i>	<i>131</i>
V.3.3	<i>Pertes par réflexion et isolation.....</i>	<i>131</i>
<b>VI.</b>	<b>REALISATION ET MESURES DE L'ANTENNE.....</b>	<b>132</b>
VI.1	Adaptation de l'antenne.....	134
VI.2	Diagrammes de rayonnement de l'antenne.....	135
VI.2.1	<i>Gain et rayonnement du faisceau axial.....</i>	<i>135</i>
VI.2.2	<i>Diagrammes de rayonnement des faisceaux 1L / 1R.....</i>	<i>137</i>
VI.2.2.a	Rayonnement Plan E.....	137
VI.2.2.b	Rayonnement Plan H.....	138
VI.2.2.c	Gains fréquentiels des faisceaux 1L et 1R.....	139
VI.2.3	<i>Diagrammes de rayonnement des faisceaux 2L / 2R.....</i>	<i>140</i>
<b>VII.</b>	<b>EXPLICATION DES DISPARITES OBSERVEES AU MOYEN DES</b>	
	<b>RETROSIMULATIONS.....</b>	<b>142</b>
VII.1	Simulations : calcul des pondérations complexes.....	143
VII.2	Rayonnements associés.....	144
VII.3	Adaptation de l'antenne.....	144
VII.4	Rayonnements de l'antenne.....	145
VII.5	Directivité de l'antenne et vérification des pertes .....	146
<b>VIII.</b>	<b>CONCLUSION .....</b>	<b>148</b>
	<b>BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE III .....</b>	<b>150</b>

## CHAPITRE IV

### ETUDE AFFINEE DES PERTES ET EVOLUTION DES TOPOLOGIES DE MATRICES

---

---

<b>I.</b>	<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>155</b>
<b>II.</b>	<b>LA STRUCTURE MICRORUBAN.....</b>	<b>156</b>
II.1	Définition de la ligne microruban .....	156
II.2	Pertes dans la ligne microruban .....	156
II.2.1	<i>Pertes ohmiques</i> .....	157
II.2.2	<i>Pertes diélectriques</i> .....	158
II.2.3	<i>Pertes par rayonnement</i> .....	159
II.2.3.a	Modélisation d'un coude .....	160
II.2.4	<i>Ondes de surface</i> .....	161
II.3	Conclusion sur les pertes dans les lignes .....	162
<b>III.</b>	<b>REMEDE : VERS UNE NOUVELLE TOPOLOGIE DE MATRICE .....</b>	<b>162</b>
III.1	Première matrice rectangulaire avec des lignes 50 $\Omega$ .....	163
III.1.1	<i>Conception</i> .....	163
III.1.2	<i>Simulation</i> .....	164
III.2	Deuxième matrice rectangulaire avec des lignes 75 $\Omega$ .....	165
III.2.1	<i>Conception</i> .....	165
III.2.2	<i>Simulation</i> .....	166
III.3	Bilan.....	168
III.4	Problème de généralisation et d'estimation exacte et des pertes .....	169
<b>IV.</b>	<b>AUTRES TECHNOLOGIES DE MATRICE.....</b>	<b>170</b>
IV.1	Matrices de Butler en guide d'onde.....	170
IV.2	Matrices de Butler en guide coplanaire.....	171
IV.3	Matrices de Butler en lignes à bande suspendue.....	172
<b>V.</b>	<b>CONCLUSION .....</b>	<b>172</b>
	<b>BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE IV .....</b>	<b>174</b>

# CHAPITRE V

## CONCEPTION D'UN COMMUTATEUR A BASE DE DIODE PIN : APPLICATION A UN SP3T

---

<b>I.</b>	<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>179</b>
<b>II.</b>	<b>LES DIFFERENTES CATEGORIES DE COMMUTATEURS .....</b>	<b>181</b>
II.1	Les commutateurs électromécaniques .....	181
II.1.1	<i>Les relais électromécaniques.....</i>	<i>181</i>
II.1.2	<i>Les MEMS .....</i>	<i>183</i>
II.2	Les commutateurs à base de semiconducteur .....	184
II.2.1	<i>Les commutateurs à base de transistor FET.....</i>	<i>185</i>
II.2.2	<i>Les commutateurs à base de diode PIN.....</i>	<i>185</i>
II.3	Bilan.....	186
<b>III.</b>	<b>LES DIODES PIN .....</b>	<b>189</b>
III.1	Fonctionnement de la diode .....	189
III.1.1	<i>Régime inverse .....</i>	<i>189</i>
III.1.2	<i>Régime direct .....</i>	<i>190</i>
III.2	Caractéristiques des diodes PIN.....	190
<b>IV.</b>	<b>LES ARCHITECTURES DE COMMUTATEURS .....</b>	<b>190</b>
IV.1	Commutateur SPST série.....	191
IV.2	Commutateur SPST parallèle.....	191
IV.3	Commutateur SPDT.....	192
IV.4	Comparaison des différentes architectures .....	193
<b>V.</b>	<b>CHOIX ET MODELISATION DE LA DIODE A UTILISER .....</b>	<b>195</b>
V.1	Choix de la diode .....	195
V.2	Problématique .....	196
V.3	Modélisation de la diode sélectionnée .....	196
V.3.1	<i>En polarisation directe .....</i>	<i>196</i>
V.3.1.a	<i>Méthode de modélisation de la diode .....</i>	<i>197</i>
V.3.1.b	<i>Résultats de modélisation de la diode.....</i>	<i>198</i>
V.3.2	<i>En polarisation inverse.....</i>	<i>199</i>
<b>VI.</b>	<b>CONCEPTION D'UN COMMUTATEUR SP3T .....</b>	<b>201</b>
VI.1	Etude d'une branche de commutateur .....	202
VI.1.1	<i>Cas où les diodes sont bloquées.....</i>	<i>202</i>
VI.1.2	<i>Cas où les diodes sont passantes.....</i>	<i>203</i>
VI.2	Etude du circuit de polarisation .....	204
VI.3	Simulation d'une branche du commutateur SP3T .....	205
VI.3.1	<i>Cas où les diodes sont bloquées.....</i>	<i>205</i>
VI.3.2	<i>Cas où les diodes sont passantes.....</i>	<i>206</i>
<b>VII.</b>	<b>SIMULATION DU COMMUTATEUR SP3T .....</b>	<b>207</b>
VII.1	Layout du SP3T .....	207
VII.2	Branche coudée : Sortie 1 .....	208
VII.3	Branche directe : Sortie 2.....	209
VII.4	Calcul des diagrammes de rayonnement de l'antenne.....	210
<b>VIII.</b>	<b>REALISATION ET RESULTATS EXPERIMENTAUX .....</b>	<b>210</b>
VIII.1	Résultats expérimentaux sur la sortie 1 .....	211
VIII.2	Résultats expérimentaux sur la sortie 2 .....	212

<b>IX. CONCLUSION .....</b>	<b>213</b>
<b>Bibliographie du chapitre V.....</b>	<b>214</b>
<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>217</b>
<b>ANNEXES.....</b>	<b>223</b>

**INTRODUCTION GENERALE**



## INTRODUCTION GENERALE

---

Il n'y a pas de société sans communication. Et de tout temps celle-ci s'est heurtée au problème de la distance. Les premières chaînes de communication utilisaient des signaux sonores et lumineux, et mettaient en jeu des techniques et des moyens qui répondaient essentiellement à des besoins de voisinage. Elles ne permettaient que la transmission de messages rudimentaires.

Il a fallu attendre la fin du XIX<sup>ème</sup> siècle pour vaincre l'horizon et remporter la possibilité de transmettre des signaux à distance et sans fil. Cette possibilité fut entrevue dès la mise en évidence des phénomènes d'induction par M. FARADAY (1831). A posteriori, sous la plume de J.C. MAXWELL (1873) est née la théorie de la propagation des champs électriques et magnétiques sous forme d'ondes et qui fut confirmée au moyen des expériences de H. HERTZ (1887).

Les possibilités offertes par la propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux naturels sont exploitées à des fins multiples : radiodiffusion, télévision, radar, télécommunications, radionavigation...

Dans toutes ces applications, l'antenne désigne le composant indispensable au rayonnement et à la réception des ondes. En 1896, A. POPOV met au point la première antenne qui lui permet de capter les parasites atmosphériques et de prévoir ainsi l'arrivée des orages. Cette invention marque l'exorde des transmissions sans fil aux moyens des signaux électromagnétiques.

Après la vapeur (première révolution industrielle), l'électricité (deuxième), et en passant par les deux guerres mondiales qui confirmeront l'intérêt stratégique de la transmission sans fil, les nouvelles technologies de l'information et de la communication marquèrent l'entrée dans la troisième révolution industrielle. Depuis, les réseaux de télécommunications se sont beaucoup développés qu'ils soient filaires ou hertziens. Ainsi, les technologies sans fil se sont immiscées peu à peu dans la vie de tous les jours au point d'entrer dans les mœurs.

Le développement des réseaux sans fil doit s'accompagner par des avancées technologiques au niveau des composants électroniques, des logiciels informatiques, des techniques de codage ou encore des antennes.

Très vite, ensuite, de nombreux types d'antennes apparaîtront pour faire face à la demande d'une efficacité et d'un esthétisme sans cesse croissants. Au XXI<sup>ème</sup> siècle, nous vivons dans un monde d'antennes de toutes sortes. La maîtrise croissante des techniques de conception a permis d'élaborer des antennes multifaisceaux, c'est dans cette catégorie d'antennes que se situe ce travail.

Les travaux présentés dans ce mémoire s'inscrivent alors dans le vaste domaine de recherche consacré aux antennes multifaisceaux assurant le pointage électronique et des excellentes performances. Le premier objectif de cette thèse est plus précisément d'étudier et de développer une **antenne multifaisceaux susceptible de répondre aux exigences de couverture des réseaux de communications sans fil modernes**. Ces modules antennaires doivent présenter un minimum d'encombrement ainsi qu'un prix réduit. Ce qui impose l'adoption d'une technologie planaire dans la conception des antennes. Afin d'élargir le cadre de cette étude, le deuxième objectif consiste à étudier une maquette intégrant un dispositif de commutation associé à une antenne multifaisceaux.

Pour mener à bien cette thèse, l'étude se scinde en cinq parties.

Au fil du chapitre 1, nous allons donc décrire diverses **architectures d'antennes multifaisceaux**. Ce chapitre expose les différents **répartiteurs de faisceaux numériques et analogiques** connus pour rendre une antenne agile en faisceau et jauge les avantages et les limitations de chacun pour une application de communication sans fil terrestre. Grâce à cette évaluation et selon des critères fixés, nous avons déterminé le répartiteur de faisceaux susceptible d'être le plus performant pour ce projet : **les matrices de Butler**.

Le chapitre 2 de ce document a pour but de situer le problème en définissant précisément les familles de matrices de Butler, les caractéristiques et les propriétés recherchées. Aussi, les **couvertures de terrain** assurées par chaque famille de matrice seront présentées afin de faire apparaître les **difficultés rencontrées** comme par exemple **les zones d'ombre**. Ainsi, la matrice non standard sera privilégiée. Or, cette matrice présente des difficultés de conception liées aux types de coupleurs utilisés dans sa structure. Nous mettons alors au point **une procédure de conception d'une nouvelle topologie de matrice à faisceau axial** employant des coupleurs simples et adéquats. Ensuite, nous validerons cette nouvelle topologie par la **réalisation d'une antenne multifaisceaux** qui sera mesurée. Finalement, les résultats expérimentaux viendront pour conclure sur la nouvelle topologie,

mettre en évidence les améliorations obtenues sur la couverture d'une zone et l'intérêt de développement de ce type d'antenne.

Le chapitre 3 sera entièrement consacré à l'étude d'une **antenne à pointage électronique dans le plan horizontal et un diagramme en cosécante carrée dans le plan vertical**. Cette antenne sera étudiée dans le domaine millimétrique en ayant pour cadre le **projet européen BROADWAN**. Un des aspects particuliers d'une telle antenne est qu'elle couvre une zone géographique importante tout en évitant les zones d'ombres aussi bien proches que lointaines, ce qui peut apparaître fort pertinent dans les applications sans fil. Nous exposerons, ensuite, le cahier des charges et les choix technologiques que nous avons fait dans le cadre d'une application particulière, le **LMDS (Local Multipoint Distribution Services)**. Finalement, la conception et la réalisation d'un prototype dans le cadre d'une collaboration avec THALES Communications valideront les études et les résultats énoncés.

Le chapitre 4 est dédié à la compréhension des origines de pertes dans les circuits imprimés en microruban et notamment dans les matrices de Butler. Nous proposons une **étude affinée sur les origines des pertes**. Au terme de cette analyse, des règles de conception sont fixées et nous concevons une matrice de Butler tout en respectant ces règles afin de réduire les pertes. Ainsi, **une contribution à l'amélioration des topologies de matrice sera faite** afin d'arriver à une meilleure efficacité et des meilleures performances.

Le chapitre 5 proposera un **dispositif de commutation intervenant en amont de l'antenne** étudiée dans le chapitre 2 et pouvant être intégré sur le même substrat que celui de l'antenne. Premièrement, une étude sur les commutateurs RF susceptibles d'intervenir en amont de la matrice est présentée. Les avantages et les limitations de chacun sont relevés afin de sélectionner le plus intéressant pour notre application, à savoir **les diodes PIN**. Ensuite, la méthode de conception d'un **commutateur à base de diode PIN en technologie microruban** sera détaillée. Une réalisation et une série de mesures viendront pour valider la théorie.

Ce manuscrit se terminera par une conclusion et des perspectives sur le travail effectué.



# **Chapitre I**

## **LES ANTENNES MULTIFAISCEAUX : ETAT DE L'ART**

---

- LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS**
- LES ANTENNES MULTIFAISCEAUX DANS LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS**
- LES ARCHITECTURES DES ANTENNES A BALAYAGE ELECTRONIQUE**
- COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES TECHNIQUES DE FORMATIONS DE FAISCEAUX**



## I. INTRODUCTION

Ce premier chapitre est consacré à la présentation de l'étude et des généralités qui vont permettre de situer dans leur contexte les travaux effectués et de souligner leurs intérêts.

Les **antennes présentées** tout au long de ce manuscrit sont **destinées pour les applications de réseaux de télécommunication sans fil**, qu'ils s'agissent de réseaux de téléphonie, de proximité ou de diffusion.

Tout d'abord, nous présentons les antennes qui dominent sur le marché des télécommunications terrestre et spatial : les antennes filaires, les antennes à ouverture rayonnante et les antennes à système focalisant.

Le choix d'une antenne est bien sûr différent selon le type de réseaux : la zone à couvrir, urbaine ou rurale, les niveaux d'émission ou encore le besoin d'agilité sont des paramètres à prendre en compte afin de choisir le type d'antenne le mieux adapté à un réseau particulier. Aussi, le coût et la complexité de l'antenne ne sont guère écartés des critères de choix.

En effet, une antenne rayonnant un diagramme à large ouverture peut être réalisée avec un seul élément rayonnant. Cette solution s'avère insuffisante pour accomplir des fonctions complexes comme le balayage électronique (suivi de satellite, liaison satellite/avion pour Internet multimédia à bord, diffusion à haut débit, ...), la conformation en temps réel du diagramme de rayonnement (système de brouillage ECM) ou encore le **pointage électronique**. De telles performances requièrent **l'association en réseau** des éléments rayonnants.

A cet égard, nous faisons le point sur les **antennes multifaisceaux** dans les systèmes de télécommunications, leurs intérêts et leurs domaines d'utilisation.

Après avoir mis en évidence **l'intérêt des antennes multifaisceaux**, nous présenterons les **différentes architectures des antennes à balayage électronique**.

Un paragraphe va ensuite évoquer les caractéristiques des **répartiteurs de faisceaux numériques et analogiques**.

Au terme d'une comparaison entre ces répartiteurs, nous devons cependant sélectionner une technique de répartiteurs selon des critères fixés. Il sera ensuite primordial de choisir le répartiteur de faisceaux susceptible d'être le plus performant dans la technique adoptée.

Les antennes présentées tout au long de ce manuscrit seront basées sur le répartiteur choisi. Nous envisagerons les problèmes récurrents, les difficultés rencontrées ainsi que les développements et les réalisations faites pendant cette thèse et qui sont apparus utiles pour les antennes multifaisceaux.

## **II. LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS**

La part des produits des technologies de l'information et de la communication dans le budget des ménages est passée de 1.3 % à 4.2 % entre 1960 et 2005. Cette hausse quasiment ininterrompue n'a pas d'équivalent parmi les autres postes de taille significative (un chiffre d'affaire de 46 milliard d'euros en 2002). L'abaissement du coût du droit à une communication (voix, vidéo ou données) est le résultat de nombreux efforts conduisant à la maîtrise croissante des techniques micro-ondes qui a permis de réaliser des amplificateurs d'émission de puissance plus élevée, d'élaborer des antennes multifaisceaux à faisceaux conformés épousant la forme de la zone géographique, de réutiliser la même bande de fréquences, plusieurs fois, d'un faisceau à l'autre. Commençons par une présentation des différents types de systèmes de communications.

### **II.1 Présentation des différents types de systèmes de communications**

Nous allons maintenant nous intéresser aux différents types de systèmes de communications, en commençant par les systèmes point à point.

#### **II.1.1 Faisceaux hertziens point à point**

Un faisceau hertzien est une liaison radioélectrique point à point, bilatérale et permanente, à ondes directives, offrant une liaison de bonne qualité et sûre, permettant la transmission d'informations en mode multiplex à plus ou moins grande capacité, de 3 à 60 voies.

En fonction de la bande passante de chaque type, il est possible d'acheminer plusieurs communications téléphoniques simultanément en utilisant le multiplexage soit en transposition de fréquences ou en répartition dans le temps. En télécommunications terrestres par faisceau hertzien, on utilise surtout des paraboloïdes de révolution à des fréquences de 4 à 12GHz.

La *figure I.1* montre des antennes sur un pylône dédiées à des liaisons hertziennes.



figure I.1. Exemple d'antennes pour faisceaux hertziens

### **II.1.2 Systèmes point – multipoints**

Parmi les nombreux systèmes de télécommunication, le domaine des communications personnelles constitue le secteur ayant subi un développement particulièrement spectaculaire ces vingt dernières années, affichant un taux de croissance annuel compris entre 20 et 50 % un peu partout dans le monde. Cet engouement témoigne d'un fort marché potentiel qui résulte des besoins grandissant émanant de l'évolution de la société, où les notions de mobilité et de liberté sont devenues indispensables aux progrès socio-économiques.

La mobilité de l'utilisateur est réalisée dans les réseaux de télécommunication par l'intermédiaire d'une liaison radio entre le terminal mobile et la station de base (ou le répéteur) connecté au réseau fixe. Selon le type et la localisation de la station de base, deux grandes catégories de systèmes de communication mobile peuvent être définies [I.1] : le système terrestre et le système satellite.

#### **II.1.2.a Système terrestre**

Dans le réseau mobile terrestre, le répéteur ou la station de base sont généralement localisés sur un lieu géographique élevé pour offrir une couverture maximum. La zone de service globale d'un système est divisée en de nombreux sous domaines appelés cellules de taille variable selon les caractéristiques techniques du système (fréquence, puissance, ...) et les caractéristiques géographiques ou démographiques du domaine couvert (relief, urbanisation, densité de population, ...).

Cette architecture de réseau (*figure I.2*) autorise la réutilisation de mêmes fréquences de liaison radio dans des cellules non adjacentes, ce qui permet d'augmenter le débit de communications et contribue à contourner les problèmes liés à l'encombrement spectral. Egalement, la diminution des tailles des cellules, en raccourcissant la longueur des liaisons radioélectriques, permet d'améliorer la qualité des services. Toutefois, le découpage du

domaine de service en cellules complique fortement l'infrastructure du réseau, avec, par exemple, l'introduction de nouveaux services tels que la localisation de l'abonné ou la gestion du changement de cellule.

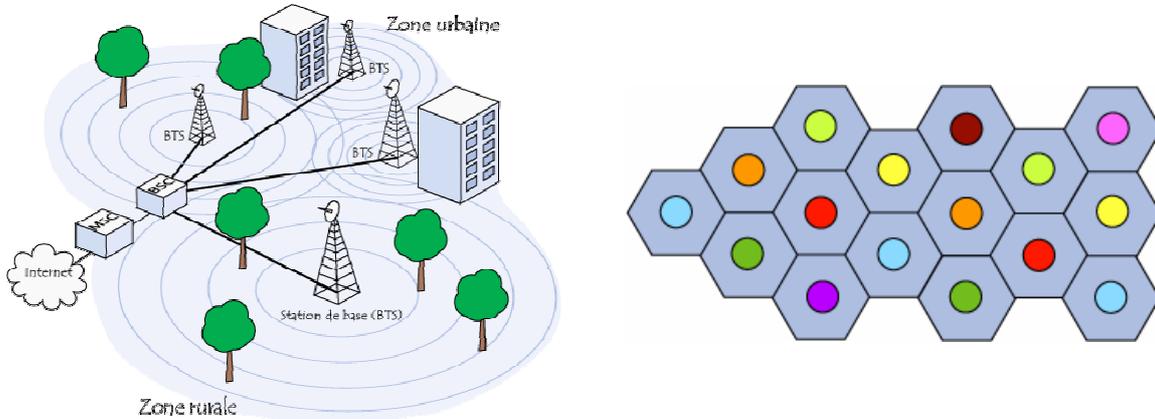


figure 1.2. Adaptation à l'évolution la densité des utilisateurs et réutilisation des fréquences.

### ***II.1.2.b Système satellite***

Ces réseaux de communication mobile emploient un ou plusieurs satellites en tant que station de base ou répéteur. La position des satellites vis-à-vis de la zone de service est d'une importance cruciale pour la couverture, la qualité des transmissions, le prix et la complexité du réseau global.

Le domaine géographique de service envisagé est généralement vaste. La couverture d'une région particulière (couverture régionale) ou la couverture du globe terrestre entier (couverture globale) peut être réalisée soit par un nombre restreint de satellites en orbite géostationnaire (orbite circulaire géosynchronisée haute altitude dans le plan de l'équateur), soit par différentes constellations constituées d'un nombre important de satellites (jusqu'à une centaine) disposés sur des orbites elliptiques géosynchronisées, inclinées ou polaires, de moyenne ou basse altitude.

Les systèmes satellites peuvent présenter un seul (système global à faisceau unique) ou plusieurs faisceaux radioélectriques (systèmes focalisés à **multiples faisceaux**). Le système à faisceaux multiples devient similaire aux systèmes cellulaires terrestres et emploie des antennes directives pour limiter la zone de couverture. La technique de réutilisation de fréquence est employée et complique le système de façon comparable au réseau terrestre.

## II.2 Les différents types d'antennes

Dans l'exigence de communiquer à des grandes distances, des antennes plus sophistiquées doivent être utilisées pour émettre et recevoir les signaux devant traverser des millions de kilomètres.

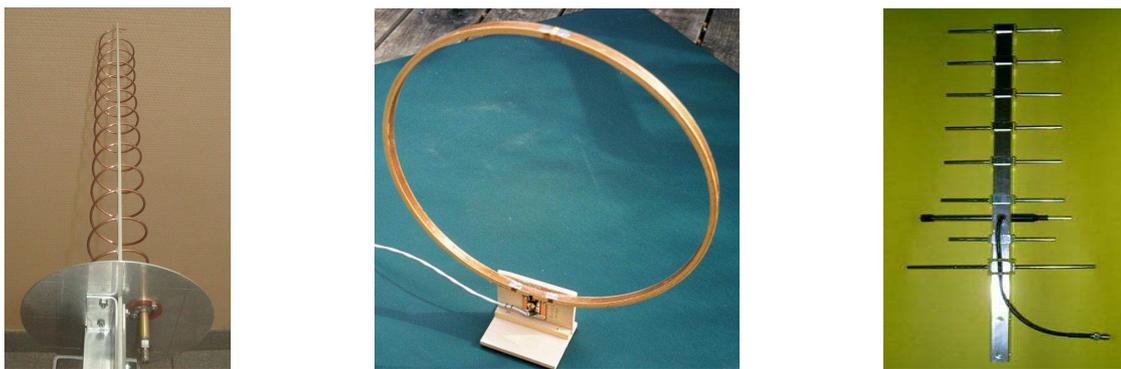
Un paramètre important de classification est la dimension de l'antenne en fonction de la longueur d'onde. On verra d'abord les antennes filaires, puis on passera aux antennes dont la plus grande dimension est beaucoup plus grande que la longueur d'onde : réflecteurs, lentilles, ...

On va introduire une discussion succincte sur quelques types d'antennes et leurs différentes applications.

### II.2.1 Les antennes filaires

Les antennes filaires [I.2] existant actuellement sont le plus souvent réalisées à partir du groupement de conducteurs rectilignes, circulaires ou hélicoïdaux (antennes du type Yagi, antennes en V ou en losange, antenne en hélice) (*figure I.3*).

Des antennes filaires quart d'onde à structure hélicoïdale sont parfois utilisées dans le but de réduire l'encombrement de l'aérien [I.3]. D'autres structures du type monopôle 5/8 d'onde sont aussi utilisées pour obtenir un rayonnement directif et un gain plus élevé [I.4].



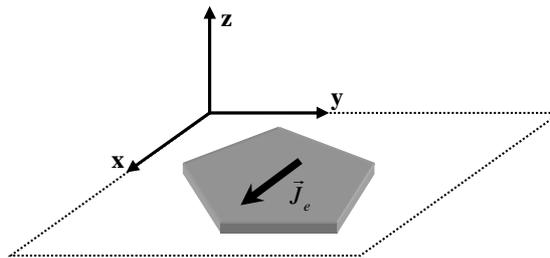
*figure I.3. Exemple d'antennes filaires : hélice, boucle et Yagi*

En général, les antennes filaires sont employées en présence d'un réflecteur métallique ou tout simplement du sol pour de nombreuses applications telles que la radiodiffusion FM, la radiocommunication avec les mobiles ainsi que pour certains systèmes de radionavigation et

mobiles embarqués. Leur inconvénient réside surtout dans leurs dimensions, la faible bande passante et dans l'efficacité de rayonnement réduite.

### II.2.2 Les antennes planaires

Les antennes planaires [I.5] se définissent comme des structures rayonnantes pouvant être représentées en deux dimensions dans un repère cartésien (*figure I.4*). Ces antennes sont largement utilisées en technologie imprimée, sous forme de structures microrubans pour différentes types d'applications.



*figure I.4. Structure d'une antenne planaire et le courant schématique*

Deux atouts majeurs vont entraîner un développement très important de ce type d'antenne : leur faible coût de réalisation, et leur capacité d'intégration. En effet, la conformation facile et leur compatibilité avec l'intégration de circuit actifs, font qu'elles sont particulièrement adaptées pour réaliser des systèmes compacts de réception-émission ou de larges réseaux d'antennes.

Quant aux caractéristiques, ces antennes présentent des propriétés de rayonnement identiques à celles du monopôle (par exemple : un patch) et leurs bandes passantes peuvent être relativement importantes.

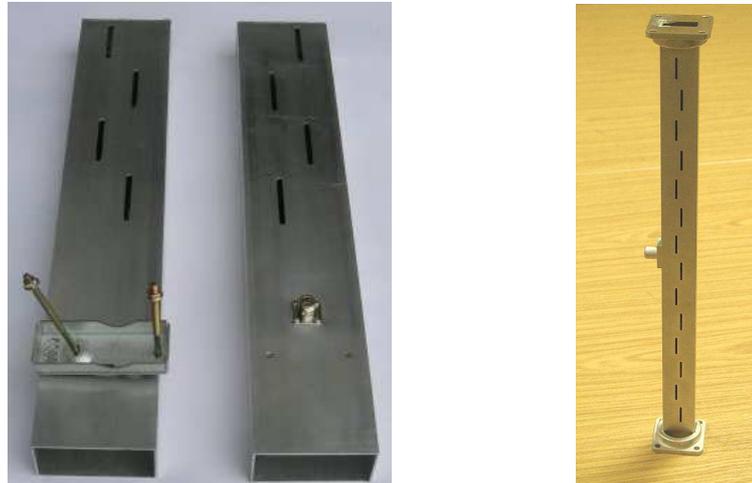
### II.2.3 Les antennes à ouverture rayonnante

#### II.2.3.a Principe

Les champs  $(\vec{E}_s, \vec{H}_s)$  créés dans l'ouverture par un système interne rayonnent vers l'extérieur. L'application du principe d'Huygens permet d'évaluer à partir des courants  $\vec{J}_s = \vec{n} \wedge \vec{H}_s$  et  $\vec{J}_m = -\vec{n} \wedge \vec{E}_s$  le champ rayonné à grande distance. Le diagramme de rayonnement obtenu n'est autre que la transformée de Fourier spatiale de la répartition des courants dans l'ouverture.

### **II.2.3.b Fentes rayonnantes**

Les antennes à fentes [I.6] sont en général alimentées par des guides (*figure I.5*) ou des lignes microrubans. Elles constituent un résonateur avec des modes de résonances duaux de ceux des antennes imprimées. Elles sont en général utilisées en réseau.



*figure I.5. Exemples d'antennes à fente rayonnante*

### **II.2.3.c Cornets**

Le cornet [I.7] est une source élémentaire très utilisée. C'est la terminaison naturelle d'un guide d'onde et le moyen de transmission idéal en hyperfréquence en raison de ses faibles pertes et de sa grande tenue en puissance. Parmi les cornets lisses on peut considérer quatre types principaux : cornet plan E, cornet plan H, cornet pyramidal, cornet conique. (*figure I.6*).

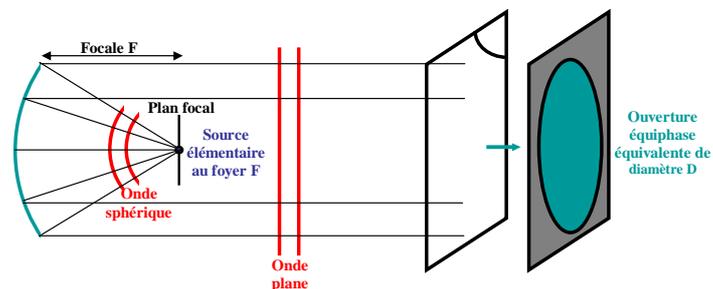


*figure I.6. Exemple de cornets*

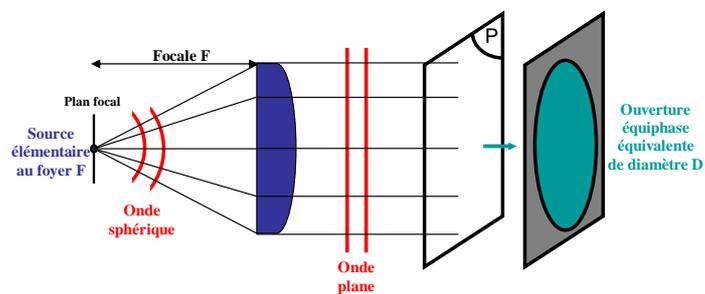
## II.2.4 Les antennes à système focalisant

Un système focalisant transforme une onde sphérique produite par une source élémentaire placée en son foyer en une onde plane sur l'ouverture de l'antenne permettant ainsi d'avoir un gain maximum pour une envergure donnée. Deux types de système sont particulièrement utilisés : la lentille [I.8] [I.9] et le réflecteur parabolique [I.10] [I.11].

Dans le cas d'un réflecteur parabolique, la focalisation s'effectue en réflexion (*figure I.7*) alors que dans le cas de la lentille celle-ci est effectuée en transmission (*figure I.8*). L'ensemble des rayons issus du foyer, qui sont transmis ou réfléchis (suivant le focaliseur choisi) émergent parallèlement à l'axe de l'antenne. Dans un plan P orthogonal à cet axe situé en sortie de focaliseur, tous les rayons ont parcouru le même chemin optique. Ce faisceau de rayons délimite donc, dans ce plan, une ouverture équivalente circulaire équiphase de diamètre D. Une antenne à système focalisant peut être assimilée en première approximation à une antenne à ouverture rayonnante. Le gain est directement lié aux dimensions de l'ouverture rayonnante équivalente affectée de pertes. L'insertion de plusieurs sources au voisinage du foyer du focaliseur permet de générer une multitude de faisceaux.



*figure I.7. Réflecteur parabolique : système focalisant en réflexion*

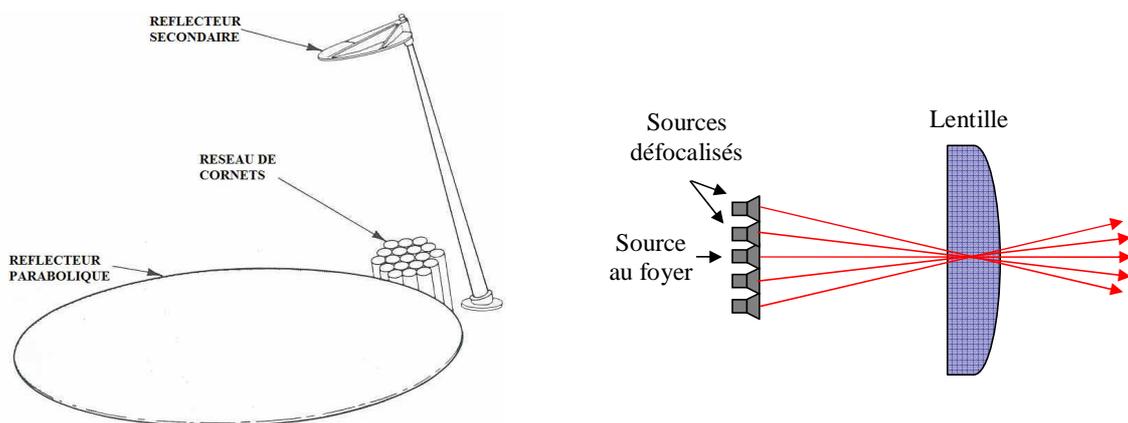


*figure I.8. Lentille : système focalisant en transmission*

Les principaux types de systèmes de communications ainsi que les principaux types d'antennes existants étant définis. La partie suivante est consacrée à la présentation des antennes multifaisceaux, la thématique de ce manuscrit.

### III. LES ANTENNES MULTIFAISCEAUX DANS LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS

Il convient tout d'abord de signaler que la potentialité des antennes multifaisceaux (*figure I.9*) a été reconnue dès la mise en œuvre de la première antenne à réflecteur. En 1888, le physicien allemand Heinrich HERTZ met en évidence l'existence des ondes électromagnétiques imaginées par James MAXWELL en 1873 et réalise le premier réflecteur. Cela a permis aux antennes multifaisceaux des années 1980 d'être conçues à base de réflecteurs excités par un réseau de cornet (*par exemple, l'antenne du satellite DSCS III*). La reconfiguration du diagramme de rayonnement des antennes multifaisceaux est dépourvue de tout mouvement mécanique. En effet, le diagramme de rayonnement variable peut s'adapter à des tâches désirées telles que le changement de la zone de surveillance et la suppression des signaux interférents [I.12]. Par conséquent, cette flexibilité est primordiale dans les systèmes antennaires terrestres et spatiales.



*figure I.9. Principe du multifaisceau avec un système focalisant*

Nous passons maintenant à une présentation des caractéristiques fondamentales des antennes multifaisceaux.

### III.1 Composition d'un système d'antenne multifaisceaux.

Une antenne multifaisceaux peut présenter des formes très diverses mais elle comporte toujours les organes ci-dessous :

- Les sources rayonnantes : Une antenne multifaisceaux peut être formée d'une lentille excitée par un réseau de cornets, un réflecteur illuminé par un réseau de cornets, un réseau planaire, etc....
- Le réseau de formation de faisceau : ce réseau permet de répartir la puissance d'alimentation sur les sources selon une loi d'amplitude et de phase servant à former le lobe de rayonnement. Il peut varier d'une configuration simple réalisant la commutation des sources à des configurations plus complexes permettant de reconfigurer les faisceaux. Il peut être basé sur des déphaseurs, fibres optiques ou un répartiteur de faisceau de type circuit (ou optique). Les faisceaux produits en excitant chaque port à part définissent le champ de vue (*FOV : field of view*) de l'antenne multifaisceaux.
- Le circuit de contrôle (ou le calculateur) : Il évalue les amplitudes et les phases en fonction de la tâche désirée et commande le circuit de formation de faisceaux.

### III.2 Domaines d'utilisation

Les antennes multifaisceaux peuvent être utilisées dans les systèmes de télécommunication comprenant des unités mobiles (systèmes de poursuite) ou fixes (réseaux de desserte), nous allons citer quelques exemples :

- Les antennes de réception satellite ont souvent deux ou trois faisceaux, permettant de recevoir le signal émis par deux ou trois satellites avec la même antenne (les unités sont fixes si les satellites sont géostationnaires).
- Certaines antennes de satellites de télécommunication sont capables de générer plusieurs faisceaux simultanément. Chaque faisceau correspond à la couverture d'une zone précise de la surface terrestre [I.13] [I.14].
- Les antennes pour radars sont utilisées dans le domaine militaire et civil. Elles peuvent par exemple, équiper un véhicule mobile chargé de détecter la position d'autres véhicules, effectuer du guidage de missile, effectuer des missions de surveillance, ou encore des cartographies de terrain [I.14] [I.15].

- Des antennes multifaisceaux peuvent également équiper les stations de base des systèmes de télécommunication afin d'élargir la zone de couverture [I.16].

Parmi les caractéristiques requises pour ce type d'antenne on peut citer : l'angle de couverture spatiale, l'ouverture du faisceau, le gain, les lobes secondaires, la polarisation. Pour les antennes multifaisceaux, on indique par exemple la vitesse de commutation et le nombre de faisceaux simultanés.

### **III.3 Intérêt des antennes multifaisceaux**

En dehors du cas simple de la couverture globale, des antennes doivent pouvoir rayonner plusieurs faisceaux afin de pouvoir desservir plusieurs points, simultanément ou par commutation. Dans le cas d'une couverture multifaisceaux, si les faisceaux sont disjoints et suffisamment séparés (l'angle entre axes de faisceau doit typiquement être supérieur à deux fois l'angle d'ouverture d'un faisceau), on peut réutiliser les mêmes bandes de fréquence d'un faisceau à l'autre. En théorie et par combinaison des techniques de diversité de polarisation (où le facteur de réutilisation de fréquence est égal à 2) et de diversité spatiale (où le facteur de réutilisation de fréquence est au plus égal au nombre de faisceaux), un satellite multifaisceaux à 10 faisceaux disjoints peut offrir 20 fois plus de capacité pour la même bande allouée qu'un satellite monofaisceau travaillant sur une seule polarisation.

Les principaux types d'antennes ainsi que l'intérêt des antennes multifaisceaux sont maintenant bien connus. Nous allons voir les architectures des antennes multifaisceaux garantissant une fonction de balayage électronique.

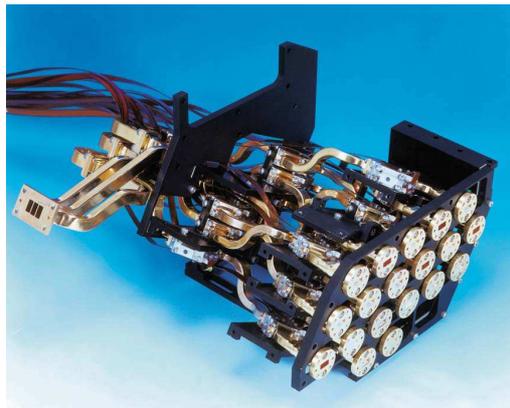
## **IV. LES ARCHITECTURES DES ANTENNES A BALAYAGE ELECTRONIQUE**

Aujourd'hui tout le monde s'accorde à souligner l'importance des antennes à balayage électronique qui offrent des capacités considérables envers les applications militaires et industrielles, terrestres et spatiales. Les antennes à commande de phase commençaient à connaître leur grand essor dans les années 1960 et 1970 [I.17] [I.18].

Dans le cadre de liaisons mobiles - cible fixe, la conservation de la communication quelque soit la position du mobile peut s'avérer indispensable. Toutefois, lorsque l'antenne fonctionne en réception, un diagramme de rayonnement omnidirectionnel capte aussi bien le signal utile que les signaux parasites voire même les brouilleurs. Il convient donc d'utiliser un lobe principal plus étroit et de l'orienter vers la position fixe : on parle alors de "pointage".

Le pointage s'effectue dans certaines applications mécaniquement. Citons par exemple les tourelles d'orientation des antennes de radar : elles ont, de part leur inertie, des constantes de temps supérieures à la seconde. Pour pointer successivement différentes cibles, cette perte de temps peut s'avérer rédhibitoire si la vitesse du mobile relativement à la cible fixe est importante.

A cela vient s'ajouter l'encombrement propre du système mécanique. Il faut alors s'affranchir de l'inertie du système en orientant électroniquement le faisceau. Le procédé de réseaux à déphasage, connu depuis longtemps, retenu pour notre étude, illustre la technique du pointage électronique.



*figure I.10. Antenne multifaisceaux pour des communications satellitaires dans la bande Ka*

Des architectures associant les antennes plaques et des circuits hyperfréquences à haute densité d'intégration améliorent les potentialités de la solution passive : on parlera alors de balayage électronique actif.

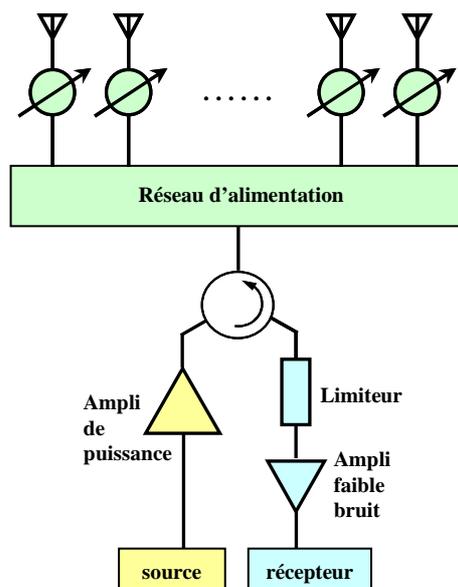
L'étude de ces antennes se scindera en deux catégories : architecture passive et architecture active.

## IV.1 Familles d'architecture

### IV.1.1 Architecture passive

Les architectures passives utilisent un transmetteur et un récepteur central dont chaque élément rayonnant comporte son propre déphaseur (*figure I.11*). Ces antennes ont une source RF commune qui envoie l'énergie à chaque déphaseur (normalement, ces déphaseurs sont commandés numériquement). En général, ces architectures ne permettent pas un contrôle d'amplitude, seule une pondération de phase est appliquée au réseau, elle autorise un pointage suivant une direction.

La chaîne de réception comporte un limiteur et un amplificateur faible bruit. Le limiteur, communément à base de diode PIN, est utilisé pour la protection de composants sensibles dans la chaîne de réception comme les amplificateurs faible bruit et les mélangeurs par exemple. Parmi les fonctions critiques d'une chaîne de réception RF, il existe l'amplificateur faible bruit (LNA) qui est un élément très important car il participe majoritairement à la sensibilité et la dynamique de la chaîne. Quant à la chaîne d'émission, le signal transitant sur le système de télécommunication, après les différentes étapes de codage, de modulation et de translation en fréquence, est amplifié pour résister à l'atténuation provoquée par les pertes de l'antenne et la propagation dans le canal. Un circulateur vient pour relier ces deux chaînes au réseau de distribution (*figure I.11*).



*figure I.11. Architecture passive d'un réseau à balayage avec un déphaseur pour chaque élément*

Le défi dans les architectures passives est de minimiser les pertes dans le réseau de distribution ou les déphaseurs afin d'augmenter la sensibilité et l'efficacité du système. De crainte des pertes, la plupart des réseaux d'alimentation des antennes à architecture passive sont basés sur une technique guide d'onde ce qui augmente sensiblement le poids de ces antennes.

#### IV.1.2 Architecture active

Dans les architectures actives, le module d'émission/réception [I.19] (TRM : *Transmit/Receive Module*) placée en amont de chaque élément rayonnant est responsable de la génération d'une forte puissance pour l'émission, de l'amplification faible bruit en réception et du contrôle de la phase (figure I.12). Il s'ensuit que ces architectures présentent des capacités supplémentaires comparées aux architectures passives. Manifestement, celles-ci n'ont pas soulevé l'attention que ces 15 dernières années du fait de leurs complexités et leurs coûts de conception et de développement. Donc, la constatation qui s'impose est qu'avec ces architectures, la sensibilité des systèmes antennaires est améliorée grâce l'amplification faible bruit et la génération de la forte puissance à l'entrée des éléments rayonnants. Ajoutons à cela, les TRM offrent une flexibilité en amplitude et en phase pour les voies montante et descendante.

Cependant, l'arrivée des MMIC AsGa faible coût, l'assemblage automatisée des composants microondes et la croissance continue des vitesses d'horloge des processeurs numériques, les architectures actives conviendront parfaitement aux systèmes nécessitant un balayage rapide de l'espace et ainsi, une faible probabilité d'être intercepté.

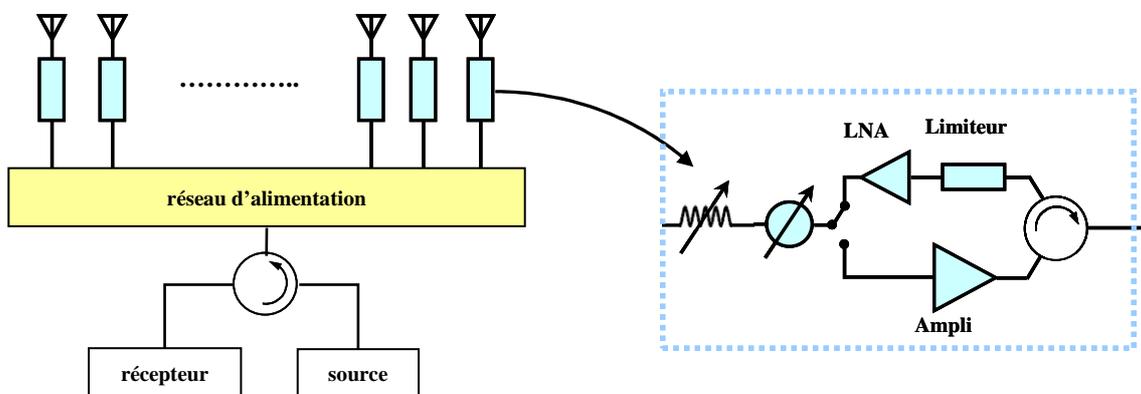


figure I.12. Architecture active d'un réseau à balayage avec un module TRM pour chaque élément

Le mode de fonctionnement de l'antenne conditionne la nature et la disposition des éléments actifs mis en place : pour une antenne travaillant en émission / réception, la couche supportant les éléments actifs doit contenir les amplificateurs faible bruit, les amplificateurs de puissance, les déphaseurs, les commutateurs et le répartiteur. Cela peut se réaliser sur une couche unique si l'antenne pointe dans l'axe. Dès lors que l'on associe à chaque élément son propre déphaseur pour assurer le dépointage, il faut alors utiliser plusieurs niveaux [I.20].

Il faut remarquer à ce stade qu'il existe une architecture hybride (figure I.13) qui est particulièrement intéressante dans la mesure où elle combine les propriétés des deux autres architectures. Le module d'émission/réception central est utilisé pour alimenter le réseau comme dans les architectures passives, par contre un amplificateur faible bruit est introduit entre chaque élément rayonnant et son déphaseur approprié afin d'améliorer la sensibilité du système. Un circuit de réception avec des limiteurs à juste titre de protection est utilisé et optimisé pour des faibles lobes secondaires.

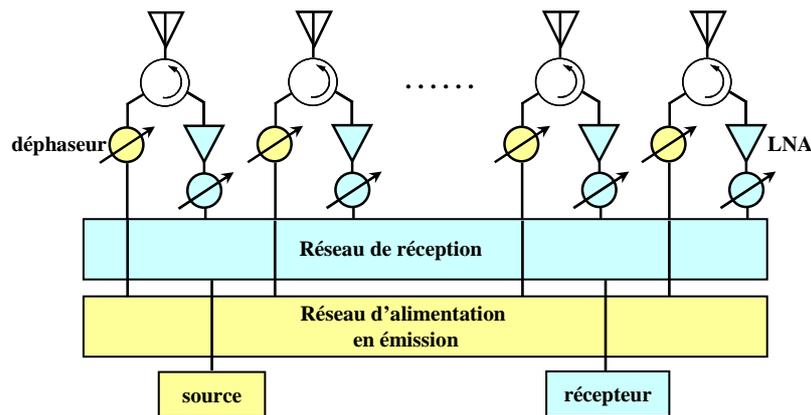


figure I.13. Architecture hybride d'un réseau à balayage avec un double réseau d'alimentation

## IV.2 Les différents types d'antenne à pointage électronique

La décennie des années 1990 a vu l'émergence des systèmes de télécommunications sans fil. Il est manifeste qu'il y a une demande accentuée sur les opérateurs sans fil afin qu'ils offrent un service de voix et données haut débit. A cet égard, ces opérateurs doivent supporter plus d'utilisateurs par station de base pour réduire le coût du réseau et garantir une communication fiable en même temps. Par conséquent, les systèmes sans fil avec des débits et des capacités plus élevées sont une nécessité impérieuse. Malheureusement, à cause du

spectre limité en fréquence, les tentatives d'augmentation du trafic dans une largeur de bande créent des interférences dans le système et dégradent la qualité de signal.

En particulier, quand des antennes omnidirectionnelles sont utilisées en station de base, la transmission/réception du signal de et à chaque utilisateur devient une source d'interférence pour d'autres utilisateurs situés dans la même cellule, il s'ensuit de tout cela des interférences dans tout le système. Une solution efficace mais pas suffisante à la réduction de ce type d'interférence est la découpe de la cellule en de multiples secteurs et l'utilisation d'antennes sectoriels. La solution appropriée à ce problème réside sûrement dans la technologie des **antennes intelligentes**.

En effet, les antennes sont passives c'est-à-dire qu'elles ne contiennent pas d'éléments actifs (transistor, diodes, etc.). Mais de plus en plus la tendance est à l'intégration des composants et des systèmes. Ainsi, l'électronique est maintenant au plus près de l'antenne, voire dans l'antenne. On a alors une antenne active avec beaucoup de variantes : antenne adaptative, antenne à pointage électronique, à balayage électronique, etc., .... Ces antennes sont appelées antennes intelligentes.

Il est à noter que les performances et la complexité de chaque système de communication sont proportionnelles. Parmi ces systèmes, on trouve les antennes multifaisceaux, les antennes adaptatives et les systèmes MIMO. En fait, chacun de ces systèmes doit avoir son propre circuit de commande précédé par une synthèse numérique (algorithme, etc., ...).

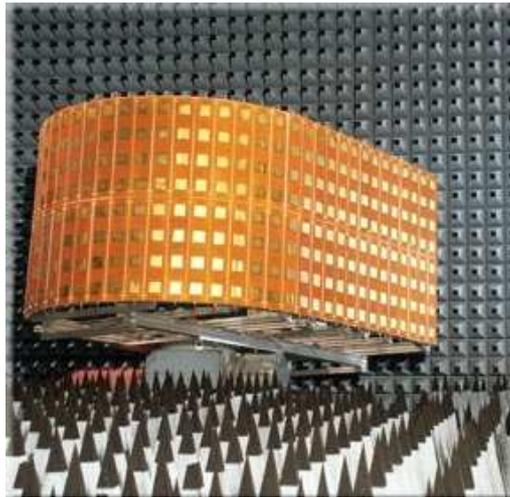
#### **IV.2.1 Les répartiteurs de faisceaux numériques**

Dans ce paragraphe, on présentera trois types de répartiteurs de faisceaux numériques qui participent à la formation du diagramme.

##### ***IV.2.1.a Antenne réseau à commande de phase***

Il est souvent souhaitable de balayer électroniquement le faisceau d'une antenne. Ceci n'est guère accompli qu'en changeant les phases des signaux reçus sur les éléments de l'antenne. Les réseaux à commande de phase (*phased arrays*) [I.6] se composent simplement d'un réseau d'éléments rayonnants précédés par des déphaseurs et un diviseur de puissance.

Les déphaseurs contrôlent la phase du courant d'excitation afin de diriger le faisceau de l'antenne à la région souhaitée dans l'espace. Les déphaseurs peuvent être classés sous deux types : les déphaseurs variables et les déphaseurs contrôlés numériquement. Quant au diviseur de puissance, il sert à distribuer le signal sur les éléments rayonnants. Il peut aussi être utilisé pour fournir une loi d'illumination adéquate pour former un faisceau ou réduire les lobes secondaires.



*figure I.14. Exemple d'une antenne réseau à commande de phase*

Donc, ces antennes à balayage électronique utilisent des centaines de modules par lesquels la phase et l'amplitude du signal émis doivent être maîtrisées et commandées. Les circuits de déphasage sont un élément clé des circuits microondes et ils sont réalisés depuis longtemps en technologie hybride à base d'éléments distribués associés à des diodes PIN ou même des dispositifs à ferrite.

Ces antennes sont utilisées pour sonder l'atmosphère sans avoir recours à une antenne mobile. Suite à son coût important, les principaux utilisateurs de ce type d'antenne sont surtout les militaires qui doivent suivre des cibles très agiles qui échapperaient aux antennes conventionnelles.

#### **IV.2.1.b Antenne multifaisceaux à commande numérique**

La montée en fréquence des horloges des microprocesseurs contribue à banaliser le domaine des micro-ondes en le faisant s'interpénétrer avec celui de l'électronique numérique et en ouvrant la voie à la notion de récepteur hyperfréquence numérique. C'est un nouveau domaine qui s'ouvre : l'électronique numérique hyperfréquence.

Le répartiteur de faisceaux numérique (DBF : *Digital Beamforming*) [I.21] est le fruit de l'union entre la technologie des antennes et le savoir-faire de l'électronique numérique. Une antenne peut être considérée comme un dispositif capable de transformer des signaux spatio-temporels en des signaux strictement temporels accessibles à une large variété des techniques de traitement du signal. Il s'ensuit de cela que toute information portée par ces signaux est extraite. En effet, une antenne associée à un DBF pourrait être considérée comme une antenne optimale qui convertit les signaux arrivant à son ouverture rayonnante sans introduire une distorsion sur ces signaux.

Les antennes multifaisceaux à commande numérique sont les plus simples du point de vue théorique. Chaque élément rayonnant est connecté à un amplificateur faible bruit puis un démodulateur qui reçoit l'oscillateur local et transpose le signal reçu, en basse fréquence, en phase et en quadrature (*qui représentent les canaux I et Q*) ; le convertisseur analogique numérique numérise les signaux précédents pour traitement numérique. Les sorties du convertisseur sont connectées à un bus de données d'une façon à récupérer les données en série. Ainsi, "l'ordinateur" peut former n'importe quel nombre de faisceaux, effectuer un balayage rapide, réduire les lobes secondaires, créer des zéros dans une direction souhaité, implémenter des algorithmes pour les effets multitrajets, ...

De ce fait, les pondérations d'amplitude et de phase contribuant à calculer le facteur du réseau seront formées dans le domaine numérique (dans l'ordinateur). La plupart des fonctions de réception, telles que la conversion en basse fréquence, le filtrage et l'amplification jusqu'à un niveau correspondant à celui requis par le convertisseur analogique/numérique, sont implémentées dans des logiciels exécutés sur des ordinateurs puissants. Donc, un DBF dispose d'un degré de flexibilité important indépendant du SNR (Signal to Noise Ratio). La *figure I.15* représente une simple structure d'un DBF.

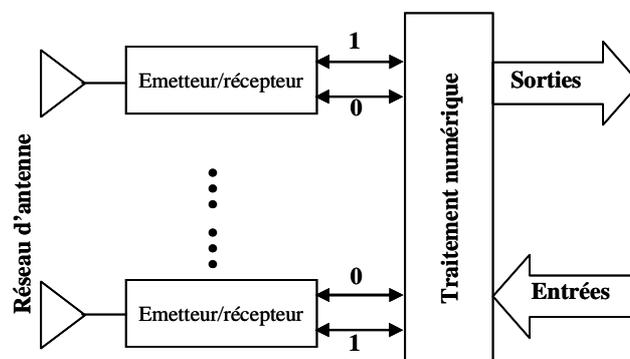


figure I.15. Synoptique d'un répartiteur de faisceau numérique

La sortie du DBF, à l'instant  $t_0$ ,  $y(t_0)$  est donnée par une combinaison linéaire des données captées par l'élément  $k$  :

$$y_n(t_0) = \sum_{k=0}^{k-1} w_k^* x_k(t_0) \quad (\text{Eq. I.1})$$

$x_k(t_0)$  est le signal capté par l'élément  $k$  à l'instant  $t_0$

$w_k^*$  est la conjuguée de la pondération appliquée à l'élément  $k$ .

La conclusion inéluctable sur la caractérisation d'un DBF est que sa flexibilité permet l'implémentation totale des antennes adaptatives qui seront détaillées le paragraphe suivant.

À l'heure actuelle, le système semble adapté seulement à de basses fréquences. Les améliorations faites sur les convertisseurs analogique/numérique supraconducteurs sont prometteuses, mais la réalisation pratique de ce matériel apparaîtra prochainement. Les antennes à commande numérique sont utilisées dans les radars ou les systèmes de télécommunications ayant besoin de hautes performances.

#### Avantage :

Les antennes à commande numérique ont des qualités remarquables :

- Formation simultanée de multiples faisceaux
- Choix du meilleur type de faisceau pour chaque direction
- Adaptabilité et flexibilité
- Possibilité d'utiliser des algorithmes de haute résolution

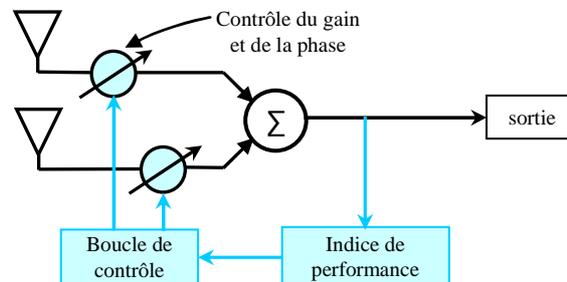
Les inconvénients sont les suivants :

- Ce sont des antennes complexes et donc onéreuses
- Les puissances de calculs nécessaires, lorsque le nombre de faisceaux à former est grand, sont importantes.

#### **IV.2.1.c Antennes adaptatives**

Une antenne adaptative [I.22] évoque la possibilité de séparer des signaux (*utile et interférence*) non orthogonaux dans le domaine fréquentiel et orthogonaux dans le domaine spatial. Cette antenne est capable d'optimiser automatiquement le diagramme de rayonnement

en ajustant les pondérations appliquées jusqu'à ce que l'objectif prescrit soit atteint à l'aide d'un algorithme prédéfini. Les antennes adaptatives sont tout d'abord employées dans les systèmes de radar et de sonar [I.23]. La *figure 1.16* représente un synoptique d'une antenne adaptative.



*figure 1.16. Synoptique d'une antenne adaptative*

Le concept d'une antenne adaptative est basé sur l'utilisation d'une boucle à contre réaction, cruciale pour l'optimisation des performances de l'antenne. Les critères d'optimisation sont nombreux et on peut trouver la maximisation du SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio) à la fin de la chaîne de réception ou la minimisation du MSE (Mean Square Error) des fonctions récursives gérant le calcul des pondérations. Ainsi, l'antenne s'adapte en maximisant son gain dans la direction du signal utile et en intercalant un zéro dans les directions d'interférence.

Jusqu'à présent, les répartiteurs de faisceaux numériques ont été traités. Ils révèlent des excellentes performances mais ils sont onéreux et enferment une difficulté tant numérique (convergence des algorithmes, ...) qu'analogique (exigence des convertisseurs analogique/numérique, mélangeurs, ...)

Aussi, il est manifeste que les répartiteurs de faisceaux numériques requièrent des circuits de contrôle de leurs éléments actifs (déphaseurs, amplificateurs, limiteurs). Les circuits de contrôle sont commandés numériquement en temps réel et au moyen des algorithmes.

Passons maintenant à un état de l'art abrégé sur les répartiteurs de faisceaux analogiques.

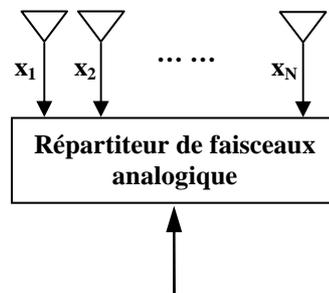
#### **IV.2.2 Les répartiteurs de faisceaux analogiques**

Il existe des différents types de répartiteurs de faisceaux analogiques. On peut trouver les répartiteurs de type optique ou quasi optique (réflecteur hybride [I.24], lentille de Luneberg

[I.25], lentille de Rotman, ...) et les répartiteurs de type circuit (matrice de Blass, matrice de Nolen [I.26], matrice de Butler, ...).

Il faut mentionner ici qu'une importante analyse des différentes techniques de répartiteurs de faisceaux analogiques a été menée à l'OSA/XLIM [I.27]. Cette étude a permis de faire ressortir trois types de répartiteurs de faisceaux analogiques susceptibles d'être employés par la suite dans une technologie imprimée, car celle-ci est à très faible coût en comparaison d'une technologie en guide d'ondes ou à base de supraconducteurs et peut facilement être intégrable à son réseau d'antennes. Ces trois types sont les lentilles de Rotman, les matrices de Blass et les matrices de Butler.

Dans cette partie, nous décrirons brièvement ces trois exemples de répartiteurs. Le synoptique général d'un répartiteur de faisceaux analogique est illustré sur la *figure I.17*.



*figure I.17. Synoptique d'un répartiteur de faisceau analogique*

#### **IV.2.2.a Exemple de type quasi-optique : la lentille de Rotman**

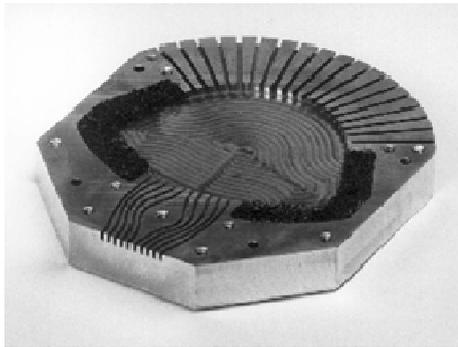
##### Principe de fonctionnement :

La lentille de Rotman [I.28] est le type quasi-optique le plus connu. La procédure de synthèse d'une lentille de Rotman est basée sur des principes de l'optique géométrique. L'excitation d'un port d'entrée produit une distribution d'amplitude approximativement uniforme et un gradient de phase constant aux ports de sortie.

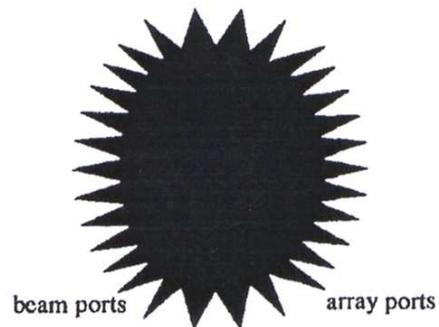
##### Applications

La lentille de Rotman dans le domaine millimétrique [I.29] est essentiellement fabriquée en guides d'onde. Dans l'exemple ci-dessous [I.30] (*figure. I.18.a*), le fonctionnement de la lentille s'effectue à la fréquence centrale de 94 GHz en guides d'onde WR8 standard pour des applications radars et de communications. La lentille de Rotman peut être conçue en

technologie microruban. La *figure 1.18.b* montre le layout d'une lentille imprimée pour un système de communication indoor fonctionnant à 27-30 GHz [I.31].



(a)



(b)

*figure 1.18. (a) Photographie de l'intérieur d'un système de lentille de Rotman à 94 GHz, (b) Lentille de Rotman en circuit imprimée*

### Avantages et inconvénients :

La lentille de Rotman est intéressante car elle autorise une certaine liberté de conception avec de nombreux paramètres à ajuster, elle bénéficie de l'obtention d'une quantité appréciable de faisceaux et elle dispose surtout d'un système stable en fréquence. Cependant ses inconvénients ne sont pas négligeables :

- le couplage mutuel entre chaque port d'entrée est réel et est difficile à maîtriser
- inexistence des faisceaux orthogonaux
- limitation dans le choix d'une direction du faisceau

Un des types des répartiteurs de faisceaux analogiques de type quasi optique, la lentille de Rotman, a été traité. Nous allons passer maintenant aux types circuits : les matrices de Blass et les matrices de Butler.

### **IV.2.2.b Exemple de type circuit : Les matrices de Blass**

#### Introduction et Définition

La matrice de Blass [I.32, I.33] est un réseau d'alimentation en série (*figure 1.19*), dans laquelle la puissance est diminuée séquentiellement dans des lignes (appelées "through line" et "branch line" en anglais) au moyen de coupleurs directionnels. Ces coupleurs déterminent

la distribution en amplitude du réseau d'antennes et par conséquent le niveau des lobes secondaires des diagrammes de rayonnement.

Même si la matrice possède une grande souplesse pour la pondération de ses éléments rayonnants, le nombre de composants mis à sa disposition est conséquent.

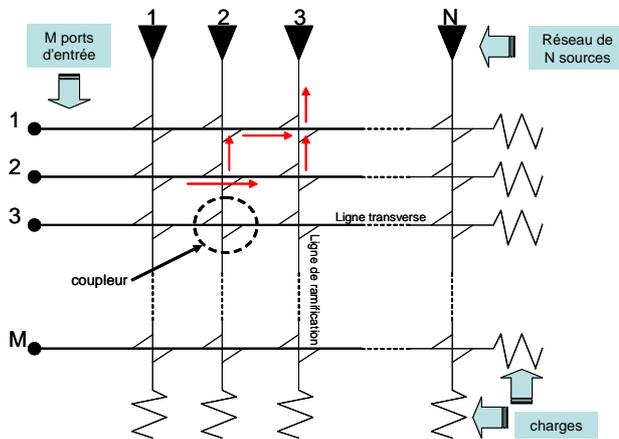


figure I.19.

Topologie de la matrice de Blass de base.

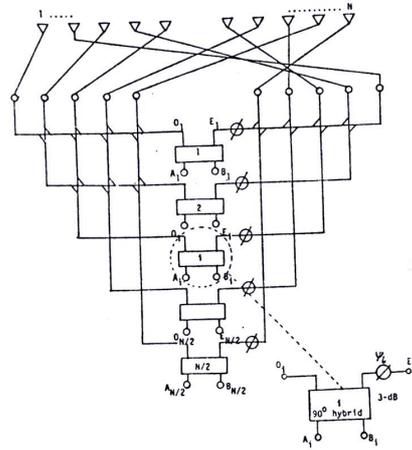


figure I.20.

Topologie de la matrice à alimentation centrée.

### Applications de la matrice de Blass

La matrice de Blass autorise l'usage de diverses technologies. Ainsi des versions en guide d'ondes ont vu le jour, comme par exemple pour des applications d'imagerie satellite à l'aide d'un radar à synthèse d'ouverture (SAR) [I.34]. Dernièrement une réalisation optique de la matrice de Blass basée sur une structure en guide d'ondes de substrat opérant entre 18 et 26 GHz, a été menée pour un système photonique de réseau d'antennes à déphasage.

### Avantages et inconvénients :

Les principaux avantages d'utilisation de la matrice de Blass sont :

- la disposition d'intercommunication du circuit est simple car il n'y a pas de croisements
- la pondération en amplitude est possible pour chaque faisceau
- Le temps de retard assure une certaine constance des faisceaux avec la fréquence

Néanmoins les désavantages qu'elle offre sont de loin plus conséquents :

- La conception devient complexe avec un nombre d'éléments de réseau et/ou d'entrée important. Dans ce cas, le nombre de coupleurs devient aussi important
- plus le nombre de faisceaux augmente, plus les réseaux sont difficiles à concevoir

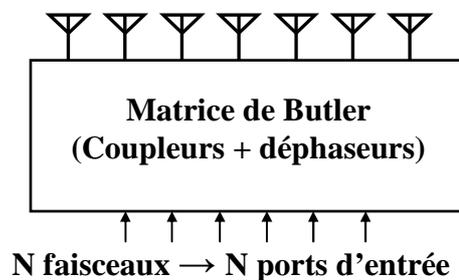
#### **IV.2.2.c Exemple de type circuit : Les matrices de Butler**

##### Définition

La théorie des matrices de Butler remonte aux années 1960. Ces matrices sont de plus en plus étudiées aujourd'hui pour la mise en œuvre des réseaux de formation de faisceaux pour les antennes multifaisceaux tant actives que passives.

La matrice de Butler [I.35, 36] est sûrement un des répartiteurs de faisceaux les plus pratiqués. C'est un circuit passif à  $N$  ports d'entrées et  $N$  ports de sorties qui pilote  $N$  éléments rayonnants produisant  $N$  faisceaux orthogonaux différents.

Le nombre de faisceaux d'une matrice de Butler est égal au nombre de ports d'entrée ( $N$ ). Les différents étages de division de puissance composés de coupleurs et de déphaseurs permettent ensuite d'obtenir les incréments de phase à imposer au réseau de  $N$  éléments pour aboutir au dépointages désirés. La *figure I.21* montre le schéma de principe d'une matrice de Butler.



*figure I.21. Schéma système d'une matrice de Butler.*

Le signal d'alimentation, introduit à un port d'entrée, est divisé en signaux d'amplitudes égales aux  $N$  ports de sortie. Le réseau combine les signaux dans  $N$  chemins différents pour produire  $N$  faisceaux. Le dépointage de ces  $N$  faisceaux est alors donné par la formule :

$$\varphi_m = \frac{2\pi d}{\lambda_0} \sin(\theta_m) \quad (\text{Eq. I.2})$$

Où :  $d$  : distance entre éléments rayonnants

$\theta_m$  : angle fait par le faisceau  $m$  avec la normale au réseau d'antennes

$\lambda_0$  : longueur d'onde dans l'air

$\varphi_m$  : gradient de phase entre deux éléments rayonnants consécutifs

Nous observons que l'angle de dépointage d'un faisceau  $\theta_m$  dépend bien de la distance  $d$  entre les antennes élémentaires. Afin d'illustrer ces explications, nous traitons dans l'**annexe 1** un exemple détaillé de calcul d'un réseau linéaire pondéré en phase.

### Familles de la matrice de Butler

On distinguera deux grandes familles de matrice de Butler :

- Les matrices standards, employant des coupleurs hybrides (3dB, 90°), dont les faisceaux générés sont situés de part et d'autre de la normale au plan contenant les éléments rayonnants,
- Les matrices non standards, employant des coupleurs hybrides (3dB, 180°), dont les faisceaux générés sont aussi situés de part et d'autre de la normale au plan contenant les éléments rayonnants. Mais, elles possèdent deux faisceaux supplémentaires, l'un dans l'axe principal correspondant à la normale au réseau d'antennes et l'autre, un faisceau rasant qui pointe dans l'horizon.

### Avantages et inconvénients de la matrice de Butler

La matrice de Butler possède de nombreux avantages, on citera :

- Les faisceaux générés sont orthogonaux (combinaison optimale)
- Le niveau des chevauchements des faisceaux est constant sur l'angle de balayage qu'elle fournit avec la fréquence. Cela permet une bonne couverture avec un gain

Par contre, elle renferme des inconvénients :

- Pas de pondérations d'amplitude et les niveaux des lobes secondaires sont fixés dès que le nombre de faisceaux désiré est choisi
- Le pointage et l'ouverture à mi-puissance du faisceau varient avec la fréquence
- Le nombre de croisements croît à une vitesse prodigieuse avec celui des faisceaux.

### Applications

Les matrices de Butler ont souvent été pratiquées dans les télécommunications satellitaires. Au niveau des transpondeurs de satellites commerciaux (répéteurs multicanaux), l'insertion d'amplificateurs non linéaires identiques entre deux matrices mises en bout à bout a apporté une réduction non négligeable d'interférence IMP (InterModulation Product) [I.37]. On les retrouve dans les satellites géostationnaires, tel qu'INMARSAT-3 pour les systèmes de communications mobiles, où l'utilisation de matrices 4 x 4 en technologie stripline opérant à 1.542 GHz amène jusqu'à une puissance maximale de 20 W les signaux vers une ou plusieurs antennes.

Dans le cas de systèmes GSM (Global System Mobile) fonctionnant autour de 900 MHz, aussi bien pour des stations de base de type PCS que pour des communications d'intérieur (indoor) autour de 60 GHz [I.38], les matrices de Butler sont présentes et offrent un bon compromis au niveau des couvertures et du nombre de faisceaux.

## **V. COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES TECHNIQUES DE FORMATIONS DE FAISCEAUX**

Après avoir présenté l'intérêt des antennes multifaisceaux et les différents types de répartiteurs de faisceaux, nous allons sélectionner un parmi ces derniers dans l'objectif de concevoir une antenne pour des applications de communications sans fil terrestre. Cette sélection se fera selon des critères de coût, de complexité, de performances et de difficulté de conception (temps d'étude).

Pour ce faire, nous allons commencer par une comparaison entre les répartiteurs numériques et analogiques.

## V.1 Comparaison entre les répartiteurs numériques et analogiques

Jusqu'à présent, différentes techniques, numériques et analogiques, de formation de faisceaux ont été étudiées. Nous allons maintenant récapituler dans le *tableau I.1* leurs différentes performances, avantages et inconvénients dans un système de communications sans fil.

Type	Caractéristiques	Avantages	Inconvénients
<b>Répartiteurs de faisceaux numériques</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Un maximum du gain dans la direction de l'utilisateur</li> <li>▪ Un zéro du diagramme de rayonnement dans la direction des interférences</li> <li>▪ Le SNR et le SINR sont optimisés avec des critères imposés</li> </ul>	Très bonnes performances	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Exigent la connaissance de l'angle d'arrivée du signal utile et des interférences</li> <li>▪ Implémentation d'algorithmes de calcul</li> <li>▪ Coût élevé</li> </ul>
<b>Répartiteurs de faisceaux analogiques</b>	Ensemble de faisceaux dans des directions fixes	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Très bonnes performances dans le cas d'un canal à bruit blanc et à débit de diffusion égal</li> <li>▪ Coût modéré</li> </ul>	Impossibilité ou difficulté de poursuite

*Tableau I.1 : tableau récapitulatif des avantages et inconvénients des répartiteurs de faisceaux numériques et analogiques*

Les antennes à commande numérique font une partie des architectures actives d'antennes.

La notion des répartiteurs de faisceaux numériques est fondée sur l'association d'une source rayonnante et d'un circuit actif à commande numérique. Le circuit actif est un ou un ensemble de modules T/R. La commande numérique est la solution d'algorithmes dans le cas des répartiteurs de faisceaux à commande numérique et des critères d'optimisation imposés dans le cas des antennes adaptatives. Cependant, les antennes à commande de phase sont plutôt utilisées pour des applications radars que pour des communications sans fil. Toutes ces antennes offrent de très bonnes performances surtout avec les progrès de l'électronique monolithique sur substrat AsGa. Leurs points faibles restent dans le coût élevé des modules

T/R et le choix de l'algorithme permettant la conformation en temps réel du diagramme de rayonnement lors du pointage et sa rapidité de convergence.

A propos des répartiteurs de faisceaux analogiques, ils n'offrent que des multiples faisceaux fixes, donc des systèmes à pointage électronique et non à balayage. D'autres parts, ils sont moins complexes et moins onéreux de leurs homologues numériques.

Il importe de signaler que les répartiteurs de faisceaux analogiques n'ont pas la capacité de modifier la pondération en amplitude au cours du pointage. Egalement, le lobe se déforme inéluctablement lorsqu'il change d'orientation.

Ceci, ne présente pas un intérêt primordial pour notre application ; à savoir les communications sans fil terrestre à haut débit.

En effet, malgré l'énorme avantage des répartiteurs de faisceaux numériques en terme d'agilité de rayonnement, ceux-ci ne seront pas retenus du fait des difficultés de conception (temps d'étude), notamment à cause du coût.

Maintenant, nous passons donc à une comparaison entre les différents types de répartiteurs de faisceaux analogiques.

## V.2 Comparaison entre les différents répartiteurs analogiques

Quelques performances représentatives des caractéristiques de deux répartiteurs de faisceaux analogiques, existant dans la littérature, sont récapitulées sur le *tableau I.2*. Leurs avantages et inconvénients ont été traités dans le *paragraphe IV.2.2*.

Type	Nombre de faisceaux	Couverture angulaire	Niveau des lobes secondaires	Substrat utilisé	Efficacité
<b>Lentille de Rotman [I.39]</b>	9	$\pm 40^\circ$	- 9 dB pour un pointage à $20^\circ$	$\epsilon_r = 2.2$	21 %
<b>Matrice de Butler [I.40]</b>	7	$\pm 30^\circ$	-11dB pour un pointage à $20^\circ$	$\epsilon_r = 2.2$	66 %

Tableau I.2 : tableau récapitulatif des performances des répartiteurs de faisceaux analogiques

Les répartiteurs comparés sont : une lentille de Rotman 11 x 11 [I.39] et une matrice de Butler 8 x 8 [I.40]. Elles sont conçues en technologie microruban autour de la fréquence de 30 GHz : L'efficacité d'une matrice de Butler reste meilleure que celle de la lentille mais ceci est sur une bande plus faible (efficacité de 10.5% et 6.7% respectivement).

Il en résulte de ceci et de l'état de l'art sur les différentes techniques de pointage électronique, antérieurement réalisé lors d'une thèse dans le département OSA d'XLIM [I.27], que le répartiteur de faisceaux analogique, susceptible d'être le plus performant pour les communications terrestres sans fil est **la matrice de Butler**.

## VI. CONCLUSION

Les télécommunications terrestre ou satellitaire sont l'aboutissement d'une recherche vers des portées et des capacités toujours plus grandes à des coûts aussi faibles que possible. Le principal intérêt de notre travail ne se limite pas seulement à trouver la meilleure solution aux critères géographiques, démographiques et/ou techniques, mais aussi à ce que ces solutions puissent être industrialisées, intégrées dans un système complet et ce à un moindre coût.

En résumé et après avoir pesé le pour et le contre, on peut conclure en faveur des répartiteurs de faisceaux analogiques pour les critères fixés au début du *paragraphe V*.

D'un autre côté, une analyse des différentes techniques de faisceaux commutables analogiquement a été menée à l'OSA/XLIM [I.27]. Cette étude a permis de faire ressortir trois types de répartiteurs de faisceaux analogiques susceptibles d'être employés par la suite dans une technologie imprimée, car celle-ci est à très faible coût en comparaison d'une technologie en guide d'ondes ou à base de supraconducteurs et peut facilement être intégrable à son réseau d'antennes associé. Ces trois types sont les lentilles de Rotman, les matrices de Blass et les matrices de Butler.

Donc, un important état de l'art sur les différentes techniques de pointage électronique a été fait, mettant en avant leurs points forts et leurs points faibles. Ces différentes techniques étaient ensuite comparées afin d'opter pour le répartiteur de faisceaux susceptible d'être le plus performant pour les communications terrestres sans fil : **Les matrices de Butler**.

Il se tient d'ores et déjà à notre disposition un répartiteur de faisceaux pour répondre aux problématiques des communications sans fil et ainsi, examiner les solutions les plus pertinentes aux éventuels problèmes.

Le chapitre suivant va maintenant être consacré entièrement à mettre en œuvre une nouvelle topologie de matrice de Butler capable de répondre aux besoins des communications terrestres. Ainsi, une réalisation viendra pour valider cette solution.

## Bibliographie du Chapitre I

---

- [I.1] **A.D. KUCAR**  
"Mobile Radio: an overview".  
The Mobile Communications Handbook, I.E.E.E. C.R.C. PRESS, Salem,  
Massachussetts, U.S.A., 1996, pp. 242-262.
- [I.2] **C. BALANIS**  
"Antenna Theory: Analysis and Design"  
2<sup>nd</sup> Edition, John wiley and Sons, 1997
- [I.3] **K. FUJIMOTO, J.R. JAMES**  
"Mobile Antenna Systems Handbook"  
Artech House, pp. 200 – 216, 1994
- [I.4] **K. OGAWA, T. UWANO**  
"A Diversity Antenna for small 800 MHz Band Portable Telephones"  
IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 42, n° 9, pp. 1342, Sept. 1994
- [I.5] **R. GARG, P. BHARTIA, I. BAHL, A. ITTIPIBOON**  
"Microstrip Antenna Design Handbook"  
Artech House, 2001
- [I.6] **R. HANSEN**  
"Phased array antennas"  
John wiley and Sons, 2001
- [I.7] **A.D. OLVER**  
"Microwave Horns and Feeds"  
IEE Electromagnetic Waves Series 39
- [I.8] **J.J LEE**  
"Lens antennas"  
ANTENNA HANDBOOK – Theory Applications and design, chap16
- [I.9] **C.CHATENET**  
"Etude de dispositifs rayonnants millimétriques à lentilles diélectriques alimentées par des antennes imprimées. Application à la réalisation de systèmes de télécommunications haut débit "  
Thèse de Doctorat, n°33-1999 - U.E.R des Sciences - Université de Limoges - Novembre 1999
- [I.10] **P.F. COMBES**  
"Micro-ondes tome 2 : Circuit passif, propagation, antennes "  
Dunod -1997 – Chap. 13
- [I.11] **Y. RAHMAT-SAMII**  
"Reflectors antennas"  
ANTENNA HANDBOOK – Theory Applications and design, chap15
- [I.12] **DION A. R. and RICARDI, L. J.**  
"A variable coverage satellite antenna system"  
Proc. IEEE, 59, 1971 pp. 252-262

**[I.13] Régis CHANTALAT**

*"Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l'utilisation d'une antenne à bande interdite électromagnétique multisources."*

Thèse de doctorat- n°36-2003 Université de Limoges- 3 novembre 2003

**[I.14] Y. T. LO, S.W. LEE**

*"Antenna handbook, Theory, applications, and design",*

Van Nostrand Reinhold Company, New York 1988

**[I.15] I. MERRILL, SKOLNIK**

*"Radar Handbook 2<sup>nd</sup> Edition"*

Mc. Graw-Hill, Janvier 1990

**[I.16] B. AGBA, L. FREYTAG, B. JECKO**

*"Planning tool for LMDS coverage using 3D Geographic Information System Data"*

ICETE Août 2004, Portugal

**[I.17] R. S. ELLIOTT,**

*"Beamwidth and directivity of large scanning arrays,"*

Microwave J., pt. 1, vol. 6, pp. 53–60, Dec. 1963.

**[I.18] A. A. OLINER and G. H. KNITTEL,**

*"Phased Array Antennas".*

Norwood, MA: Artech House, 1972.

**[I.19] B. KOPP, M. BORKOWSKI, and G. JERINIC,**

*"Transmit/receive modules,"*

IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 50, pp. 827–834, Mar. 2002.

**[I.20] L. R. WHICKER**

*"Active Phased Array Technology Using Coplanar Packaging Technology"*

IEEE Transactions on Antennas and Propagation - Vol. 43 - n°9 - September 1995.

**[I.21] J. LITVA, T.K.Y. LO**

*"Digital Beamforming in Wireless Communications"*

Artech House 1996.

**[I.22] W. F. GABRIEL,**

*"Adaptive arrays – an introduction,"*

IEEE Proc. Vol. 64 pp. 239-272 Feb 1976

**[I.23] R.A. MONZINGO AND T.W. MILLER,**

*"Introduction to Adaptive arrays"*

The Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 70, Issue 3, p.913, Sept. 1981.

**[I.24] R.N. ASSALY and L.J. RICARDI,**

*"A theoretical study of a multi-element scanning feed system for a parabolic cylinder ", IRE*

Trans., 1969, PGAP, pp. 601-605

- [I.25] **R. K. LUNEBURG,**  
"Mathematical theory of optics,"  
University of California Press, 1964, p. 180
- [I.26] **M. SHUJI, K. MASAYUKI, I. NAOKI, K. NOBUYOSHI,**  
"Application of Planar Multibeam Array Antennas to Diversity Reception",  
Electronics & Communications in Japan, Part I: Communications  
Vol. 79, no. 11, pp. 104-113. 1996
- [I.27] **C. DALL'OMO**  
"Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de matrice de Butler"  
Thèse de doctorat- n°42-2003 Université de Limoges- Novembre 2003
- [I.28] **W. ROTMAN and R. F. TURNER,**  
"Wide-Angle Microwave Lens for Line Source Applications,"  
IEEE Transactions on antennas and propagation, 1963, AP. 11, pp. 623-632
- [I.29] **E.O. RAUSCH, A. F. PETERSON and W. WIEBACH,**  
"A Low Cost, High Performance, Electronically Scanned MMW Antenna," Microwave J.,  
January 1997, pp. 20-32
- [I.30] **H. H. FUCHS and D. NÜBLER,**  
"Design of Rotman lens for beamsteering of 94 GHz antenna array,"  
Electronics Letters, 27 May 1999, Vol. 35, n° 11
- [I.31] **Y. M. TAO and G. Y. DELISLE,**  
"Lens-fed multiple beam array for millimeter wave indoor communications," Antennas and Propagation Society International Symposium, 1997.  
IEEE, 1997 Digest, pp. 2206 –2209, Vol.4
- [I.32] **J. BLASS,**  
"Multi-directional antenna – new approach top stacked beams,"  
IRE International Convention record, Pt. 1, 1960, pp. 48-50
- [I.33] **J. BLASS,**  
"Blass matrix for shaped beam conformal antenna,"  
Conference on aerospace antennas, IEE n° 77, London, UK, 1971, pp. 280
- [I.34] **M. BONNEDAL, I. KARLSSON and K. VAN'T KLOOSTER,**  
"A dual beam slotted waveguide array antenna for SAR applications,"  
ICAP 91, IEE, London, UK, 1991, Vol. 2, pp. 559-562
- [I.35] **J. BUTLER and R. LOWE,**  
"Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electrically Scanned Antennas," Electronic Design, April 12, 1961
- [I.37] **W.A. SANDRIN,**  
"The Butler matrix transponder",  
Comsat Technical Review, Vol. 4, No. 2, 1974, pp. 319-345
- [I.38] **O. LAFOND and M. HIMDI,**  
"Multibeam antenna in millimeter waves",  
32nd European Microwave Conf. 2002 (EuMC 2002), Milan, Italy, 24-26 Sept. 2002

- [I.39] **Y. TAO and G.Y. DELISLE,**  
"Multiple beam antenna arrays for indoor communications",  
Rapport annuel d'activités 1997-1998, pp. 25-28  
[http://www.gel.ulaval.ca/~telecom/rapports\\_annuels/97-98/Section\\_I/YumingT.pdf](http://www.gel.ulaval.ca/~telecom/rapports_annuels/97-98/Section_I/YumingT.pdf)
- [I.40] **T. SEKI, K. UEHARA, and K. KAGOSHIMA,**  
"30 GHz Multibeam antenna using bi-layer Butler Matrix circuits",  
Proceedings of ISAP '96, CHIBA, Japan, pp 161 - 164.



## **Chapitre II**

### **MISE AU POINT D'UNE NOUVELLE TOPOLOGIE DE MATRICE : REALISATION D'UN PROTOTYPE**

---

- MATRICE DE BUTLER : RAPPEL**
  
- LES COMPOSANTS INTRINSEQUES A LA MATRICE DE BUTLER**
  
- MISE AU POINT D'UNE NOUVELLE TOPOLOGIE DE MATRICE DE BUTLER**
  
- VALIDATION DE LA PROCEDURE PAR LA REALISATION D'UN PROTOTYPE A 12 GHZ**



## I. INTRODUCTION

Dans l'ensemble des communications sans fil actuelles et à venir, l'agilité des antennes et notamment l'agilité de faisceau apparaît comme un enjeu des plus importants, un autre pré-requis récurrent étant une technologie le plus faible coût possible.

Après avoir présenté le principe des **antennes multifaisceaux** et avoir exposé l'intérêt de ces types d'antenne et les avantages qu'elles procurent à un système dans le chapitre précédent, nous exposons ici l'étude allant de **la conception d'une antenne multifaisceaux basée sur une matrice de Butler** jusqu'à sa réalisation et son expérimentation.

Ce chapitre commencera par une succincte présentation des matrices de Butler ainsi que les familles de matrice existantes. Ensuite, nous relèverons les **difficultés rencontrées avec les topologies de ces familles de matrice pour l'obtention d'une couverture optimale**. En effet, certains problèmes récurrents apparaissent comme la présence de zones d'ombre dans le secteur couvert. Ce phénomène est très pénalisant puisque entraînant l'impossibilité d'utiliser le réseau sur certaines zones et donc la perte d'abonnés potentiels. **Il est donc essentiel d'obtenir une efficacité maximale des réseaux en terme de couverture**.

Pour pallier à ces difficultés, nous proposerons **une procédure de conception d'une nouvelle génération de matrice de Butler**. Cette solution se présente sous l'aspect d'une matrice permettant de produire un faisceau axial qui ne nécessite que des coupleurs simples à concevoir. Nous expliquons comment cette matrice permet d'améliorer la couverture.

La seconde étape consiste à appliquer cette topologie de matrice à la conception d'une antenne multifaisceaux en utilisant la technologie microruban, très largement utilisée en raison de son faible coût de production.

En vue de la validation expérimentale de la procédure développée, la troisième phase décrit le fonctionnement théorique de l'antenne multifaisceaux.

Une quatrième partie viendra confronter les résultats expérimentaux avec les prévisions théoriques.

## II. MATRICE DE BUTLER : RAPPEL

La théorie des matrices de Butler remonte aux années 1960 [I.1]. Ces matrices sont de plus en plus étudiées aujourd'hui pour la mise en œuvre de réseaux formateurs de faisceaux pour les antennes à commande de phase ou actives. On cherche à réaliser le pointage angulaire d'un ou de plusieurs faisceaux dans des directions prédéterminées.

Le principe du pointage angulaire est le suivant : un ensemble de sources équiphase placées dans un plan horizontal rayonne dans la direction normale à l'antenne. Pour réaliser un rayonnement dans une direction  $\theta$ , il faut appliquer un gradient de phase constant sur les sources rayonnantes. Ce gradient de phase permet de compenser la différence de marche due à la différence de trajet des 'rayons' qui existe entre deux sources rayonnant dans la direction  $\theta$ . La matrice de Butler permet d'imposer ce gradient de phase.

### II.1 Définition

Le principe général de la matrice de Butler est détaillé dans la référence [II.2]. Nous donnons ici simplement les règles de conception de ce type d'antennes multifaisceaux. Quelques propriétés de la matrice de Butler sont développées dans l'**annexe 2**.

Il est tout d'abord nécessaire de fixer le nombre de faisceaux désiré qui est égal au nombre de ports d'entrée de la matrice (*figure II.1*). Les différents étages de division de puissance composés de coupleurs et déphaseurs permettent ensuite d'obtenir les incréments de phase à imposer au réseau de  $N$  éléments pour aboutir aux dépointages désirés.

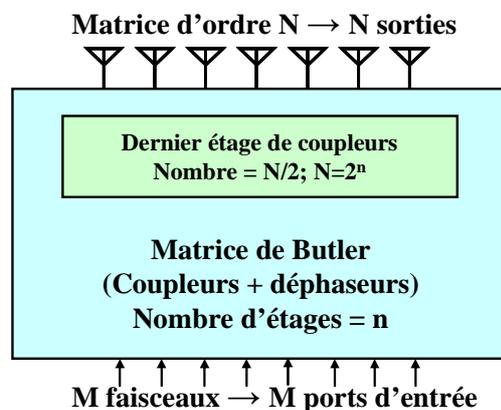


figure II.1. Schéma de principe d'une matrice de Butler

A partir d'un réseau de  $N$  éléments, la matrice de Butler permet de créer au maximum  $N$  pointages différents. Le nombre d'éléments du réseau est une puissance de 2 ( $N=2^n$ ). La puissance  $n$  est égale au nombre d'étages de division de puissance dans la matrice de Butler. En outre, le dernier étage composé uniquement de coupleurs permet d'exciter les éléments rayonnants. Comme chaque coupleur possède 2 sorties découplées, le nombre de coupleurs sur cet étage est donc de  $N/2$ .

## **II.2 Types de la matrice de Butler**

Les matrices de Butler se divisent en deux types : les matrices standards et les matrices non standards.

- Les matrices standards, employant des hybrides  $90^\circ$ , produisent des faisceaux situés de part et d'autre de la normale au plan contenant les éléments rayonnants.
- Les matrices non standards, employant des hybrides  $180^\circ$ , produisent des faisceaux situés de part et d'autre de la normale au plan contenant les éléments rayonnants, mais elles possèdent aussi un faisceau supplémentaire dans l'axe principal correspondant à la normale au réseau d'antennes.

## **III. LES COMPOSANTS INTRINSEQUES A LA MATRICE DE BUTLER**

La matrice de Butler est constituée de trois composants que sont les déphaseurs, les croisements et les coupleurs 3dB. La *figure II.2* montre un exemple d'une structure de matrice de Butler standard permettant de produire 4 faisceaux.

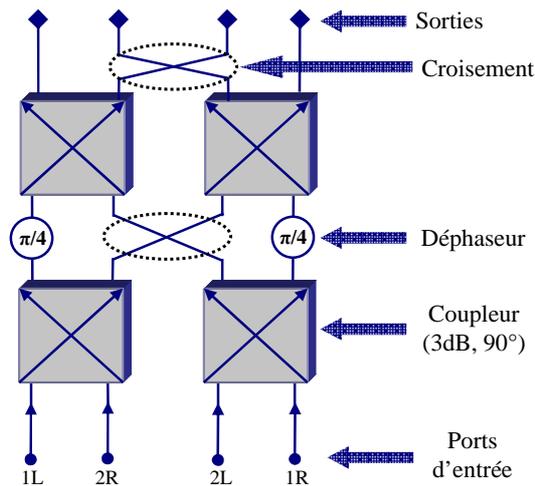


figure II.2. Exemple d'une structure de matrice de Butler standard 4 x 4

Une pré étude des composants de la matrice est nécessaire afin de prévoir les problèmes ou les difficultés de conception. Pour ce faire, nous devons adopter une technologie adaptée à notre application.

### III.1 Choix de la technologie

De nombreuses structures peuvent être utilisées pour réaliser des structures planaires [II.3]. Chaque structure a ses propres avantages et inconvénients. Toutes les structures comportent un métal et un diélectrique qui influence évidemment la propagation de l'onde.

Nous montrons sur le *tableau I.1* une comparaison entre les différents types de lignes de transmission.

Type de ligne de transmission	Facteur de qualité	Rayonnement	Plage d'impédance	Dispersion
Microruban (Microstrip)	250	faible	20 ~ 120 Ω	faible
Ligne à bande suspendue (Suspended Stripline)	500	faible	40 ~ 150 Ω	rien
Guide d'onde coplanaire (Coplanar Waveguide)	150	moyen	20 ~ 250 Ω	faible
Ligne à encoche (Slotline)	100	moyen	60 ~ 200 Ω	forte
Ligne à ailette (Finline)	500	rien	10 ~ 400 Ω	faible

Tableau II.1 : tableau récapitulatif des caractéristiques des différentes technologies planaires

Les trois premiers types de ligne (les trois premières lignes du *tableau I.1*) supportent une forme de mode quasi TEM de transmission.

Bien que les pertes dans une ligne à bande suspendue soient toutes assez faibles, ce qui donne un facteur de qualité assez élevé, on peut exciter des modes de guides d'onde aux fréquences supérieures. Cette solution n'est pas admissible pour des applications d'antennes du fait que le plan de masse est réalisé de manière à inclure totalement la structure.

En dépit des gros avantages des lignes à ailettes, qui s'agissent des faibles pertes (3 fois mieux que la ligne microruban) et d'un fonctionnement très haut en fréquence (pouvant atteindre 100 GHz), elles ne peuvent pas être utilisables pour des applications d'antennes vu que la structure doit être entourée par un boîtier isolant.

Quant à la ligne à encoche, elle présente le plus faible facteur de qualité et une forte dispersion. En plus, il est difficile d'obtenir des impédances caractéristiques de moins de 60  $\Omega$  avec cette technique.

Il s'ensuit de tout cela que ces trois types de lignes ne sont pas adaptés à notre application.

Passons maintenant aux guides d'onde coplanaire, la métallisation de ce type de ligne se trouve sur un seul côté du substrat. Le fait qu'il s'agisse d'une structure ouverte constitue une contrainte dans la mesure où l'on a un rayonnement important aux hautes fréquences microondes. Dans le cas où on cherche des structures plus compactes, les lignes seront plus étroites et la ligne coplanaire introduit plus de pertes qu'une ligne microruban. Les lignes coplanaires présentent un gros avantage là où des éléments passifs ou actifs doivent être montés en surface. La facilité de fabrication est un argument important en faveur de ce type de lignes surtout quand il s'agit de concevoir des circuits MMIC sur un substrat, notamment épais.

Bien que la structure microruban ait une structure géométrique très simple, les champs électromagnétiques sont très complexes et des nombreux paramètres peuvent influencer sur ses performances. Leur facteur de qualité est élevé et elle garde des bonnes performances jusqu'à environ 60 GHz. Au-delà de ces fréquences, le facteur de qualité se dégrade à cause des pertes, notamment par rayonnement et les modes d'ordre supérieurs posent des problèmes ainsi que les tolérances de fabrication deviennent difficiles à respecter.

En dépit des quelques limitations des lignes microrubans, il en résulte de cette comparaison que ce type de ligne de transmission reste le mieux adapté à notre application. Ainsi, toutes les antennes présentées le long de ce manuscrit sont conçues avec des lignes microrubans.

### III.2 Les déphaseurs

Dans ce paragraphe, nous ne parlerons pas des déphaseurs variables à commande électronique, c'est-à-dire de déphaseurs actifs tels que les déphaseurs à diodes, déphaseurs à ferrites, ... car les pertes engendrées par ces dispositifs sont importantes. Leurs coûts et leurs complexités deviennent vite élevés. C'est pourquoi, nous ne verrons qu'un type de déphaseur passif en technologie microruban : les lignes de transmission à retard de phase.

La ligne microruban possède une certaine longueur d'onde guidée à une fréquence particulière. Pour créer un retard de phase  $\theta$  avec une ligne microruban par rapport à une autre, on ajoute donc une longueur de ligne supplémentaire  $\Delta L$  (figure II.3) de telle manière que :

$$\Delta L = \theta \cdot \lambda_g / 360 \quad (\text{Eq. II.1})$$

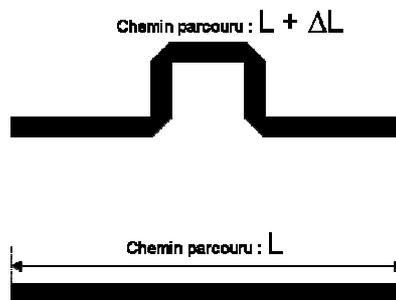


figure II.3. Lignes à retard de phase en technologie microruban.

Remarque : Le rajout d'un tronçon de ligne modifie la valeur de l'impédance ramenée sauf dans le cas particulier où l'impédance caractéristique de la ligne est identique à l'impédance de charge à ramener. Il sera donc possible de créer un déphasage, sans pour autant modifier l'impédance ramenée.

### III.3 Coupleur (3dB, 90°)

Ces coupleurs permettent d'envoyer la moitié de la puissance d'entrée sur chacun des deux ports de sortie mais en quadrature de phase. Ce déphasage est dû au tronçon de ligne de longueur quart d'onde ( $\lambda_g/4$ ) entre les ports 3 et 4 (figure II.4). Les coupleurs hybrides sont souvent réalisés en technologie microruban. Ils existent d'autres types de coupleurs (3dB, 90°) tels que le coupleur de Lange [II.4] et les structures à lignes couplées. La première constatation qui s'impose est que le coupleur hybride (3dB, 90°) est symétrique. En effet, chaque port peut être utilisé comme une entrée et les sorties seront du côté opposé de l'entrée.

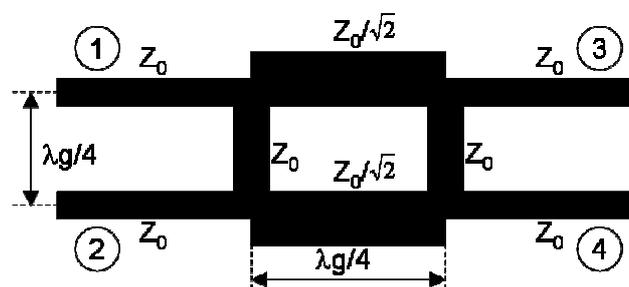


figure II.4. exemple d'un coupleur hybride en technologie imprimée et sa matrice [S]

Les différents tronçons quart d'onde sont présents pour assurer l'adaptation d'impédance. Il y a deux différents tronçons de ligne quart d'onde qui forment la structure du coupleur. Entre les ports 1 et 2 et entre les ports 3 et 4 nous avons une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique  $Z_0$  équivalente à celle des ports d'entrée et de sorties du coupleur. Enfin, entre les ports 1 et 3 et entre les ports 2 et 4, nous avons une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique  $Z_0/\sqrt{2}$  pour obtenir le couplage de 3 dB. On peut ainsi assez facilement recueillir des couplages compris entre 3 et 9 dB en changeant la valeur de l'impédance caractéristique des tronçons de ligne quart d'onde, au-delà des problèmes technologiques se posent notamment pour la réalisation des lignes de forte impédance.

### III.4 Coupleur (3dB ; 180°) en anneau

Ces coupleurs hybrides sont souvent utilisés dans des applications millimétriques tels que les mélangeurs, circuit de formation de faisceaux, amplificateurs, ... [II.5]

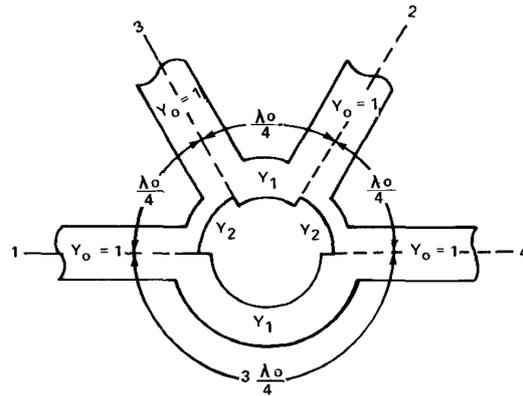


figure II.5. Version microruban d'un coupleur (3dB, 180°) en anneau

Cet hybride (figure II.5) est composé d'une structure annulaire de circonférence d'une fois et demie la longueur d'onde guidée ( $\lambda_g$ ) des lignes microrubans employées, avec une disposition de quatre ports.

En posant :

- $Y_0$  : admittance d'entrée et de sortie du dispositif
- $Y_1$  : première admittance annulaire
- $Y_2$  : seconde admittance annulaire

Donc, la condition d'adaptation est  $Y_1^2 + Y_2^2 = Y_0^2$

Dans le cas où :

- Le port somme n°3 est alimenté, les sorties 1 et 2 sont en phase et leurs amplitudes relatives vérifient :  $\frac{b_1}{b_2} = \frac{Y_2}{Y_1}$ .
- Le port différence n° 4 est alimenté, les sorties 1 et 2 sont en opposition de phase et leurs amplitudes relatives vérifient :  $\frac{b_1}{b_2} = -\frac{Y_2}{Y_1}$ .

Ainsi, pour un coupleur 3 dB et une admittance  $Y_0 = 1/Z_0$ , on a :

- $Z_2 = \sqrt{3} \cdot Z_0$  (soit pour  $Z_0 = 50 \Omega$ ,  $Z_2 = 86.6 \Omega$ )
- $Z_1 = \sqrt{3/2} \cdot Z_0$  (soit pour  $Z_0 = 50 \Omega$ ,  $Z_1 = 61.2 \Omega$ )

On notera que, contrairement au coupleur (3dB, 90°), le coupleur (3dB, 180°) n'est pas symétrique, aussi selon le port d'entrée choisi le déphasage aura lieu ou pas (un déphasage de 180° se présente entre les ports 3 et 4 dans le cas où l'entrée 1 est alimentée).

Dans la littérature, des améliorations en termes de bande passante et encombrement (*figure II.6*) étaient faites sur ces coupleurs en anneau [II.6 – 8]. Aussi, il existe d'autres types de coupleurs (3dB, 180°) tels que ceux faits en technologie guide d'ondes [II.9] ou en utilisant des lignes de Schiffman [II.10].

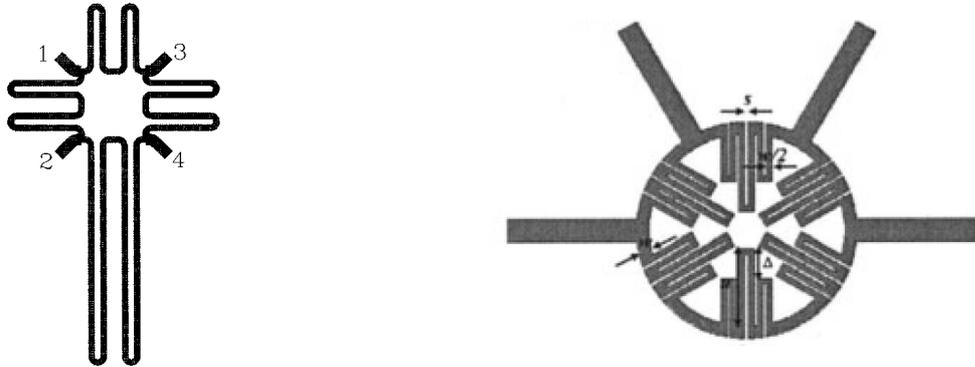


figure II.6. Exemples de coupleurs directs (3dB, 90°) en technologie microruban

### III.5 Les croisements

L'obtention des phases sur les différents éléments du réseau rayonnant de l'antenne multifaisceaux, nécessite le croisement de lignes microruban. Ceux-ci sont généralement évités en introduisant des fils thermo-soudés aux intersections des lignes. Mais, à des fréquences élevées, ces fils peuvent être la source de parasites en rayonnement et de pertes.

### III.6 Problématique : vers une nouvelle génération de matrice de Butler

#### III.6.1 Intérêt d'un faisceau axial

Lors du déploiement d'un réseau, un problème dont il est souvent question est celui de la capacité d'un système à couvrir une cellule sans la présence des **zones d'ombre**. En effet, la fonction d'un émetteur pour station de base est de permettre à tous les abonnés de recevoir un signal suffisant pour utiliser le réseau. La qualité de la couverture va dépendre de plusieurs paramètres : **la portée maximale et le pourcentage de couverture** (zone couverte par rapport à la zone à couvrir).

La portée totale d'un système est déterminée par le gain des antennes d'émission et de réception, le seuil de sensibilité du système, la puissance d'émission, la fréquence de fonctionnement... Cette portée peut être optimisée par l'augmentation du gain de l'antenne d'émission de la station de base qui est un des paramètres essentiels dans la conception d'un émetteur. A cet égard, les **antennes multifaisceaux** peuvent permettre ici la possibilité de remplir commodément cette tâche.

Pour appuyer cette hypothèse et en utilisant le diagramme de rayonnement et les caractéristiques d'une antenne multifaisceaux, nous avons réalisé grâce à LIBUS [II.11] l'étude de la couverture sur une zone de  $16 \text{ km}^2$  que nous comparons avec la couverture d'un émetteur utilisant le même réseau d'antennes de type sectoriel. Pour un seuil de réception de  $-110 \text{ dBm}$ , le pourcentage de couverture passe d'environ  $50 \%$  avec une antenne sectorielle (*figure II.7.a*) à près de  $90 \%$  avec une antenne multifaisceaux (*figure II.7.b*). Dans ces simulations, nous considérons que l'émetteur est situé à  $25$  mètres au dessus du sol et le récepteur est placé à une hauteur constante de  $5$  mètres.

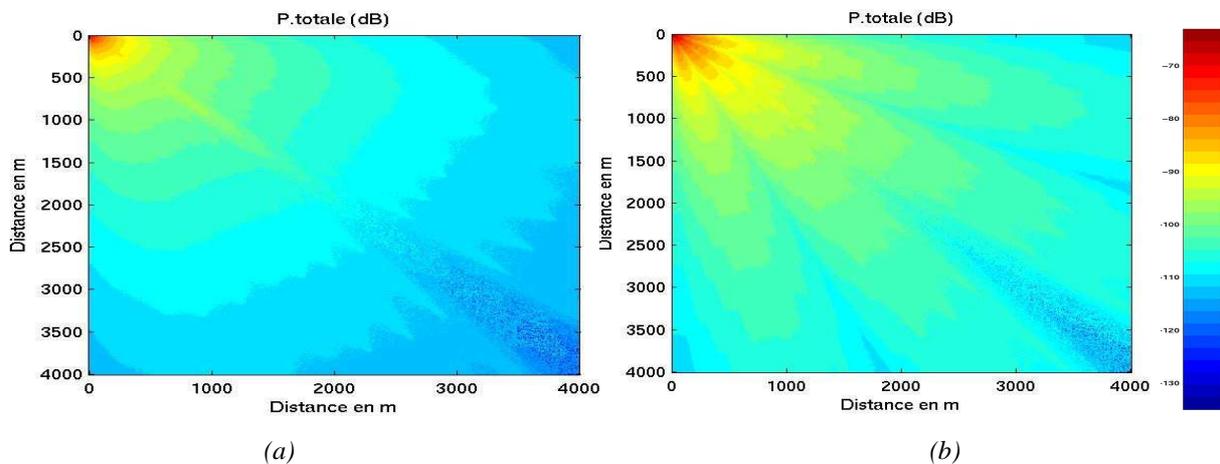
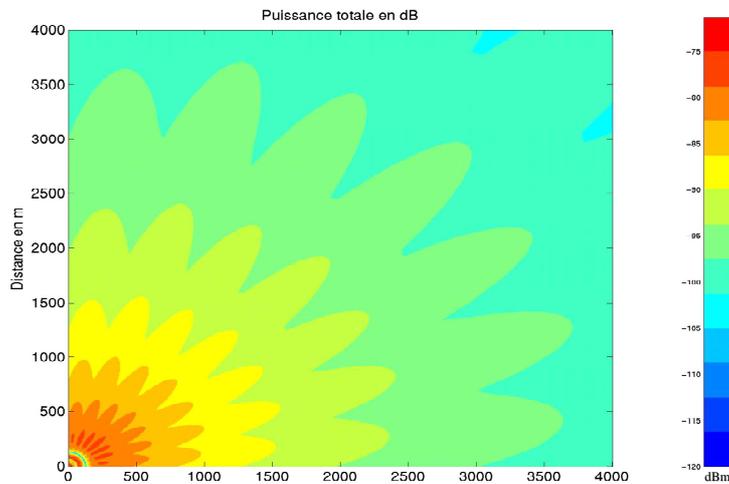


figure II.7. Cartographie de puissance reçue pour : (a) une antenne sectorielle, (b) une antenne multifaisceaux

Nous apercevons bien que l'accroissement de la couverture est très significatif et peut dans certaines configurations éviter la multiplication des stations de base ou des répéteurs. En observant les directions dans lesquelles pointent les quatre faisceaux (*figure II.7.b*), on remarque qu'il est même possible de couvrir une zone de plus de  $16 \text{ Km}^2$ .

Il faut remarquer à ce stade que des zones à la limite du seuil de réception ( $-107 \text{ dBm}$  à  $-110 \text{ dBm}$ ) apparaissent entre les faisceaux et peuvent être assez pénalisantes **surtout dans l'axe**.

La solution à ce problème réside sûrement dans l'utilisation d'une antenne multifaisceaux ayant un faisceau axial (*figure II.8*).



*figure II.8. Cartographie de puissance reçue pour une antenne multifaisceaux dont un est axial*

Nous remarquons que sur cette zone de 16 Km<sup>2</sup>, la puissance totale est partout supérieure au seuil de -110 dBm.

Forts de ces connaissances sur les problèmes de couverture par les émetteurs de stations de base, nous avons cherché à développer une antenne multifaisceaux permettant de s'affranchir des difficultés dévoilées. Il s'ensuit de tout cela que la solution nécessaire sera une antenne à base d'une **matrice de Butler à faisceau axial**.

Remarque :

Les résultats qui sont présentés peuvent donner l'illusion que tous les faisceaux sont simultanément illuminés. Ce qui n'est pas le cas, car on ne peut illuminer qu'un faisceau à la fois. Les cartographies de puissances ont été donc réalisées avec l'hypothèse que les faisceaux sont illuminés séquentiellement grâce à une méthode d'accès appropriée comme un multiplexage temporel, le TDD (*Time Domain Duplexing*) ou un multiplexage par code, le CDD (*Code Domain Duplexing*).

### III.6.2 Intérêt de mise au point d'une nouvelle topologie

Dans la littérature, seule la matrice non standard permet de produire un faisceau dans l'axe principal de l'antenne. Cette matrice nécessite des coupleurs ( $3\text{dB}$ ,  $180^\circ$ ) (e.g coupleur rat-race, coupleur en lignes de Schiffman ou le diviseur en puissance de Wilkinson) présentés dans le *paragraphe III.4*.

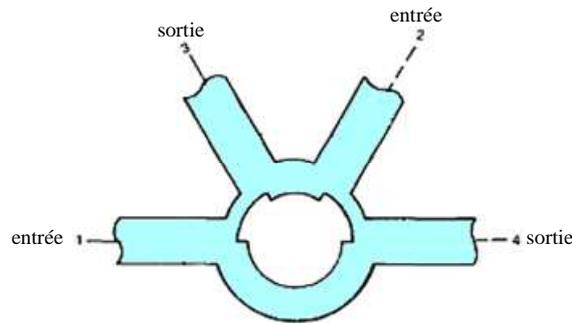


figure II.9. Structure contradictive du coupleur ( $3\text{dB}$ ,  $180^\circ$ ) en anneau

Or, une difficulté se présente lors de l'optimisation de ces différents coupleurs. En effet, les coupleurs en anneau ont des structures contradictives vu que les entrées et les sorties ne se situent pas dans le même plan (*figure II.9*). Ceci conduit à un nombre important de croisements dans la matrice et provoque des pertes importantes. Quant au coupleur en lignes de Schiffman, sa structure présente de nombreux coudes et une difficulté d'optimisation et d'intégration dans la matrice.

Ainsi, il se soulève des questions fondamentales sur l'efficacité d'une matrice employant ces coupleurs ( $3\text{dB}$ ,  $180^\circ$ ). Cependant, le coupleur en échelle ( $3\text{dB}$ ,  $90^\circ$ ) reste le plus performant par rapport aux autres.

Donc, nous allons chercher une **procédure de conception** d'une matrice de Butler n'employant que des coupleurs ( $3\text{dB}$ ,  $90^\circ$ ) et capable de produire un faisceau axial.

Dans le paragraphe suivant, nous aborderons donc en détail la mise au point d'une **nouvelle topologie de matrice à faisceau axial**.

## IV. MISE AU POINT D'UNE NOUVELLE TOPOLOGIE DE MATRICE DE BUTLER

La problématique étant déjà définie et nous allons détailler la solution trouvée qui répond à nos exigences.

### IV.1 Détail de la méthode de design :

#### IV.1.1 Types d'hybrides utilisés :

La topologie de cette matrice utilise des coupleurs (3dB, 90°) représentés sur la *figure II.10*. L'alimentation sur le port 1 (quand le port 2 est chargé sur 50 Ohms) produit pour ces coupleurs une équi-répartition de la puissance sur les deux voies de sortie avec une quadrature de phase.

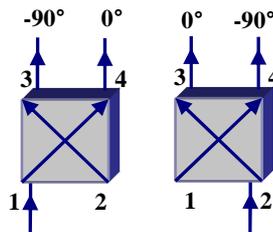


figure II.10. Types de coupleurs utilisés

#### IV.1.2 Procédure utilisée pour la conception d'une matrice de Butler à faisceau axial d'ordre N :

Il est à noter que cette procédure est mise au point en exploitant l'**analogie qui existe entre les matrices de Butler et la transformée de Fourier (FFT)** [II.12 - 13]. L'exploitation de cette analogie et la démarche théorique de la procédure seront traitées dans l'**annexe 3**.

Nous résumons ici les étapes clés de la procédure de conception d'une matrice de Butler à faisceau axial.

La conception d'une matrice  $N \times N$  ou  $2^n \times 2^n$  à faisceau axial se fait par récurrence et selon la méthode suivante : (avec  $N$  est le nombre de sorties de la matrice ;  $N = 2^n$ )

Tout d'abord, il importe de noter qu'une matrice d'ordre  $N = 2^n$  comporte  $n$  étages de coupleurs dont chacun est composé de  $N/2$  coupleurs.

Les étapes de la conception sont les suivantes :

1. Le placement d'une matrice de Butler standard d'ordre  $2^{n-1}$  sur le côté gauche.
2. Le placement d'une matrice  $2^{n-1} \times 2^{n-1}$  sur le côté droit de telle façon que cette matrice d'ordre  $2^{n-1}$  est capable de produire un faisceau axial (*figure II.11*).

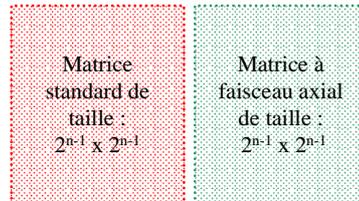


figure II.11. Résultat de la procédure après les deux premières étapes

La matrice placée à droite présente un ordre inférieur à celui de la matrice mise en question. Ainsi, la taille de la matrice à concevoir est réduite.

3. jusqu'à présent, la matrice (qui n'est pas encore complète) comporte  $(n-1)$  étages de coupleurs. Donc, on doit rajouter un étage de  $N/2$  coupleurs (*figure II.12*).



figure II.21. Résultat de la procédure après la troisième étape

4. L'ajout de  $N/2$  déphaseurs de  $\pi/2$  avant les  $N/2$  sorties de la matrice en partant de la droite (*figure II.13*).

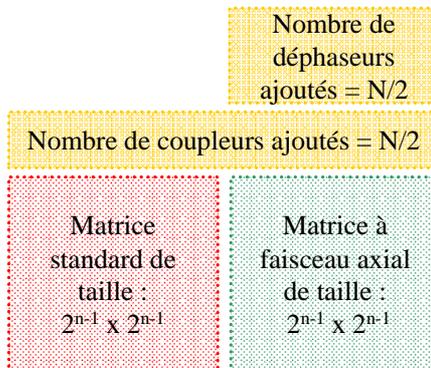
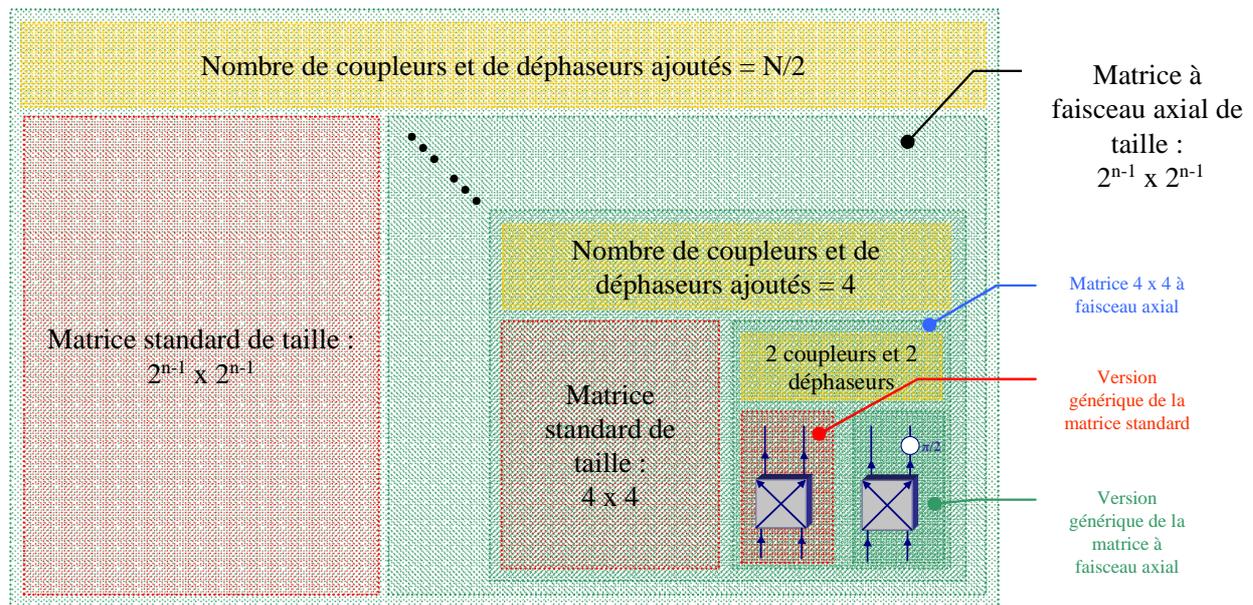


figure II.13. Résultat de la procédure après la quatrième étape

- Connexion des sorties des deux sous matrices déjà conçues avec les entrées des coupleurs 3dB ajoutés situés dans le dernier étage. Pour ce faire, on exploite la méthode dite 'de papillon' de calcul d'une FFT. Ceci est résumé dans le *paragraphe IV.1.3*.

Cette procédure est donc récurrente et sera répétée jusqu'à la version générique de deux matrices standard et à faisceau axial. La *figure II.14* illustre toutes ces étapes pour la conception d'une matrice d'ordre  $N$ .



*figure II.14. Organigramme de la procédure développée pour une matrice d'ordre  $N$*

Il reste maintenant à savoir la méthode d'association des différents blocs rajoutés.

### IV.1.3 Gestion des sorties et positionnement des déphaseurs.

Nous allons détailler la méthode de connexion des sorties des deux sous matrices aux coupleurs ajoutés.

Il faut noter que la matrice standard peut être facilement conçue en se référant à [II.14]. Il reste à savoir la manière de construction de l'autre matrice.

Les  $N/2$  coupleurs et les  $N/2$  déphaseurs seront placés entre les sorties des deux matrices  $2^{n-1} \times 2^{n-1}$  d'une part et les sorties de la matrice  $N \times N$  d'autre part. Ces coupleurs et ces déphaseurs sont numérotés de 1 à  $N/2$  en partant de l'extrême gauche.

Comme chaque hybride libellé  $p$  (où  $p$  est un entier allant de 1 à  $N/2$ ) a 2 entrées et 2 sorties, l'entrée située à gauche est excitée par la  $p^{\text{ième}}$  sortie de la matrice placée à gauche tandis que la  $2^{\text{ème}}$  entrée est excitée par la  $p^{\text{ième}}$  sortie de la seconde matrice.

D'autre part, la sortie gauche du même coupleur forme la  $p^{\text{ième}}$  sortie de la matrice  $N \times N$ , par contre la  $2^{\text{ème}}$  sortie est reliée au  $p^{\text{ième}}$  déphaseur. La sortie de ce dernier représente la  $(N/2+p)^{\text{ième}}$  sortie de la matrice.

Quant aux gradients de phase en sortie de la matrice, ils sont calculés en s'appuyant sur les valeurs des gradients en sortie des deux sous matrices ( $2^{n-1} \times 2^{n-1}$  standard et  $2^{n-1} \times 2^{n-1}$  en question).

#### IV.1.4 Nombre des déphaseurs et des coupleurs nécessaires :

N'oublions pas que la matrice  $N \times N$  est une combinaison de deux types de matrices. Le nombre des déphaseurs qui existe dans la matrice standard  $2^{n-1} \times 2^{n-1}$  est  $(n-1).2^{n-1}$  [II.14]. Alors, le nombre de déphaseurs existants dans les matrices standard utilisées est  $M_L$ .

$$M_L = \sum_{i=2}^{n-1} (n-i).2^{n-i} \quad (\text{Eq. II.2})$$

En plus, le nombre de déphaseurs dans le reste de la matrice est  $M_R$ .

$$M_R = \sum_{i=1}^n 2^{n-i} \quad (\text{Eq. II.3})$$

Pour une matrice n'utilisant que des coupleurs (3dB,  $90^\circ$ ), nous trouvons le nombre total des déphaseurs nécessaires.

$$M = M_L + M_R = \sum_{i=1}^n 2^{n-i} + \sum_{i=2}^{n-1} (n-i).2^{n-i} \quad (\text{Eq. II.4})$$

avec  $i$  un entier

$n$  ordre de la matrice

Le nombre des hybrides requis est  $Nn/2$ . Ces hybrides sont placés en  $n$  colonnes de  $N/2$  hybrides chacune.

## IV.2 Exemple d'une matrice 16 x 16 : design et performances

La première étape de la conception d'une matrice d'ordre 16 débute par la conception de deux sous matrices d'ordre 8 et s'achève par les deux sous matrices d'ordre 2 ou les versions génériques. La matrice 8 x 8 standard occupe le coin gauche de la matrice 16 x 16, tandis que la matrice 8 x 8 à faisceau axial occupe le coin droite. Ensuite, on doit ajouter 8 coupleurs hybrides et 8 déphaseurs de  $\pi/2$ . Une fois que les composants (matrice 8 x 8 standard, matrice 8 x 8 à faisceau axial, 8 coupleurs et 8 déphaseurs) de cette matrice (16 x 16 à faisceau axial) sont prêts, il sera temps de les placer et les relier selon la méthode décrite précédemment.

Pour montrer un exemple d'interconnexion, on prend  $p=3$ , (figure II.16) ce qui correspond au troisième coupleur en partant de la gauche. Ce coupleur et ses interconnexions sont en trait gras. En effet, les entrées du coupleur hybride numéro 3 sont reliées respectivement aux troisièmes sorties de chacune des deux sous matrices. Par contre, sa première sortie forme la troisième sortie de la matrice 16 x 16 et la deuxième traverse le troisième déphaseur ajouté pour former la onzième sortie de la matrice 16 x 16.

Par récurrence (figure II.15), on peut concevoir toutes les sous matrices (8 x 8 et 4 x 4) jusqu'à la version générique qui est la matrice 2 x 2 capable de générer un faisceau axial.

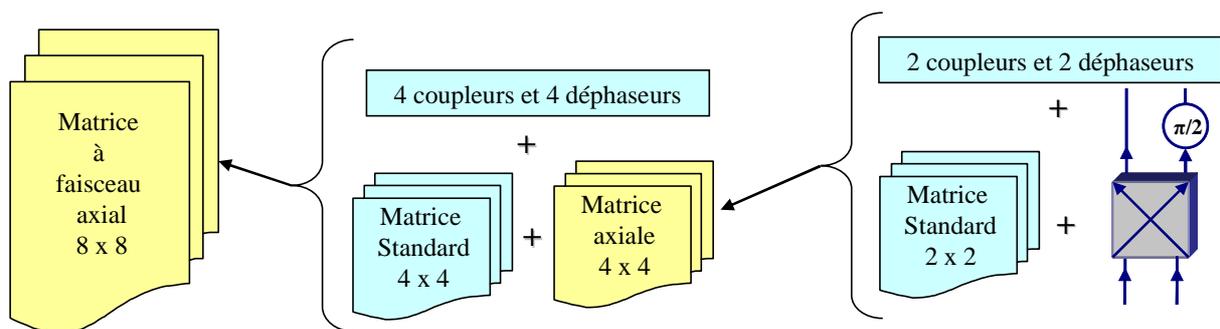


figure II.15. Exemple du passage de la version générique (matrice 2 x 2 à faisceau axial) à une matrice 8 x 8 à faisceau axial (de droite à gauche).

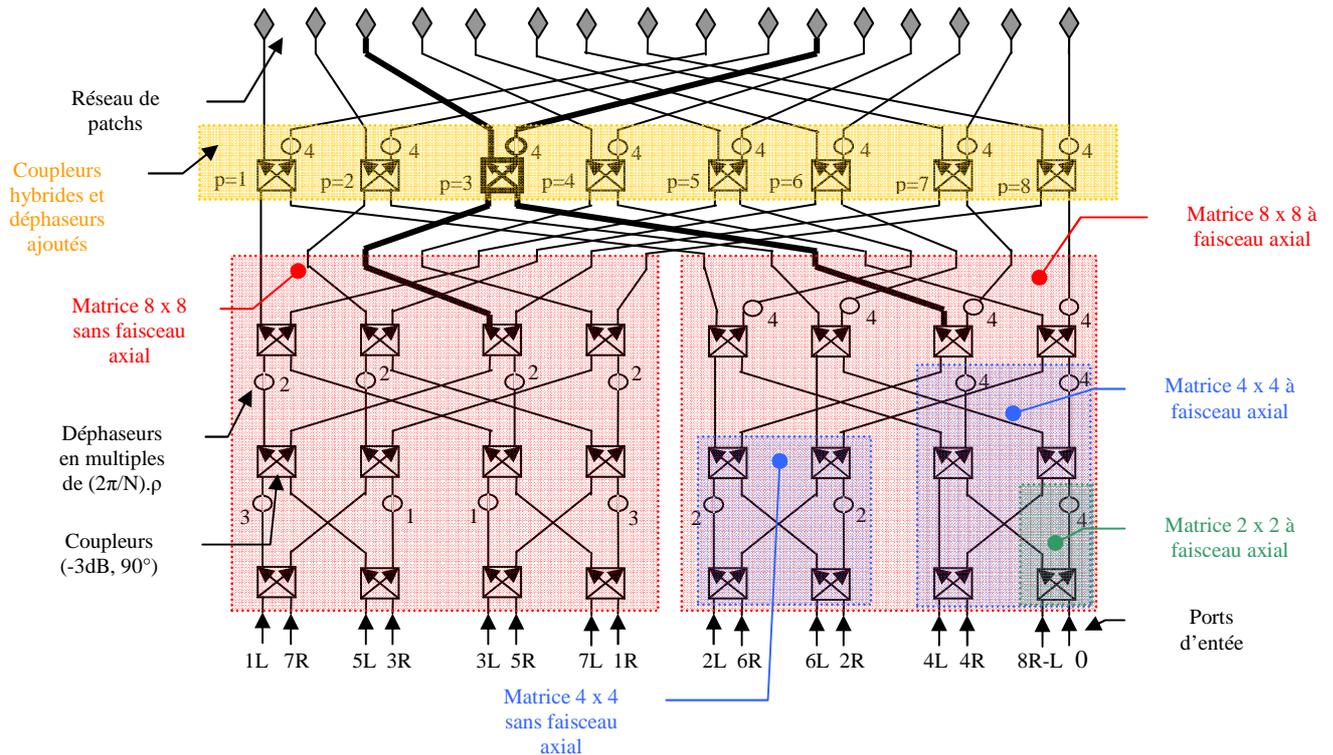


figure II.16. Matrice 16 x 16 produisant un faisceau axial et utilisant des coupleurs (3dB, 90°)

## V. VALIDATION DE LA PROCEDURE PAR LA REALISATION D'UN PROTOTYPE A 12 GHZ

Afin de valider la nouvelle procédure de conception d'une matrice à faisceau axial, nous allons concevoir et réaliser un prototype d'une antenne multifaisceaux à base de la nouvelle topologie de matrice de Butler développée. La fréquence de travail a été choisie à 12 GHz pour éviter les problèmes de réalisations aux fréquences millimétriques. La technologie adoptée est la technologie microruban. La conception d'une antenne imprimée à multiple faisceaux doit être réalisée en plusieurs étapes qui vont être détaillées dans ce paragraphe :

- Cahier de charges.
- Le choix de la géométrie de la matrice.
- La conception de la matrice.
- Le design du patch élémentaire.
- La vérification du rayonnement obtenu en prenant en compte l'élément de base.
- Simulation et expérimentation.

## V.1 Cahier de charges

Voici le cahier de charges que nous avons proposé pour valider notre procédure de conception.

Paramètre	Valeur
Bande de fréquence	<b>11.7 ~ 12.3 GHz soit 5%</b>
Gain (minimum)	<b>9 dBi</b>
TOS (maximum)	<b>1.9 : 1</b>
Polarisation	<b>Linéaire verticale</b>
Polarisation croisée (minimum)	<b>20 dB</b>
Niveau de lobes secondaires	<b>10 dB</b>
Rayonnement arrière	<b>30 dB</b>
Zone de couverture (minimum)	<b>50°</b>

Tableau II.1. Cahier de charge de l'antenne

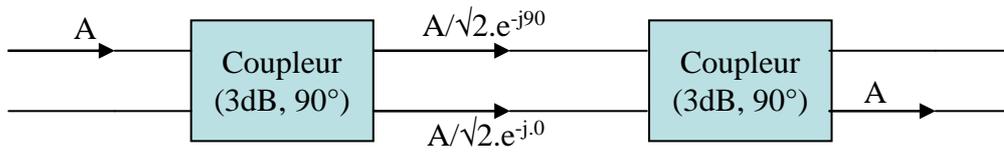
Le cahier de charge semble commode. Cependant, on souligne l'importance de valider la nouvelle procédure mise au point par la réalisation de ce prototype. La fréquence de travail a été choisie à 12 GHz. Nous allons maintenant voir comment nous avons mis au point cette antenne.

## V.2 Le choix de la géométrie de la matrice

### V.2.1 Technologie utilisée : coupleur 0 dB

Comme il a été précisé, la structure d'une matrice de Butler contient des croisements de lignes microruban. Ceux-ci sont généralement substitués par un pont d'air, ce qui introduira des couplages indésirables entre les lignes croisées. De même, il est clair que l'utilisation de la technique ligne/fente/ligne suppose que nous maîtrisons les circuits multicouches aussi la réalisation a un coût plus élevé par rapport aux circuits monocouches. Cependant, une étude a été faite pour substituer ce type de croisement à une version entièrement planaire de la matrice de Butler sans pont d'air [II.15]. Elle consiste à remplacer le croisement par deux coupleurs

hybrides (3dB, 90°) mis bout à bout. Ce type de coupleur est appelé aussi coupleur 0dB (*figure II.17*).



*figure II.17. Schématisation de la structure d'un coupleur 0 dB*

Or, nous préférons une structure planaire monocouche pouvant être facilement réalisée par un simple procédé de gravure et par conséquent faible coût. Donc, le coupleur 0dB sera opté pour notre répartiteur de faisceaux.

### V.2.2 Substrat utilisé

Nous avons choisi d'utiliser des substrats de la famille des DUROID car ils proposent des bonnes propriétés électriques et une très faible variation de leur permittivité relative pour des températures comprises entre -55°C et 100°C. Le substrat utilisé est le suivant :

- ROGERS RT/DUROID 6002 ( $\epsilon_r = 2.94 \pm 0.04$  et  $\tan \delta = 0.0015$  à 10 GHz et 23°C)

De plus, une mesure des pertes sur le DUROID 6002, a montré que la tangente de pertes ne dépassait pas  $3.10^{-3}$  à 37 GHz [II.2]. Ainsi, la tangente de perte de ce type de substrat présente l'avantage de ne pas augmenter considérablement avec la fréquence.

Pour la hauteur du diélectrique, nous avons opté pour 508  $\mu\text{m}$ . En effet, la *figure II.18* montre l'évolution des impédances caractéristiques des lignes microrubans en fonction de leurs largeurs et de leurs hauteurs sur un substrat DUROID 6002 [II.2] (Ces résultats ont été obtenus par calculs à l'aide des formules de Gupta présentées en **annexe 4**).

On constate que pour une hauteur de substrat faible (127  $\mu\text{m}$ ), une très faible variation de largeur entraîne une différence importante au niveau de l'impédance caractéristique de la ligne. Ainsi une petite erreur sur la largeur de la ligne – dû à la précision de la gravure par exemple – peut entraîner un changement notable sur le fonctionnement de l'antenne. Dans le cas d'une hauteur de 508  $\mu\text{m}$ , ce problème est insignifiant.

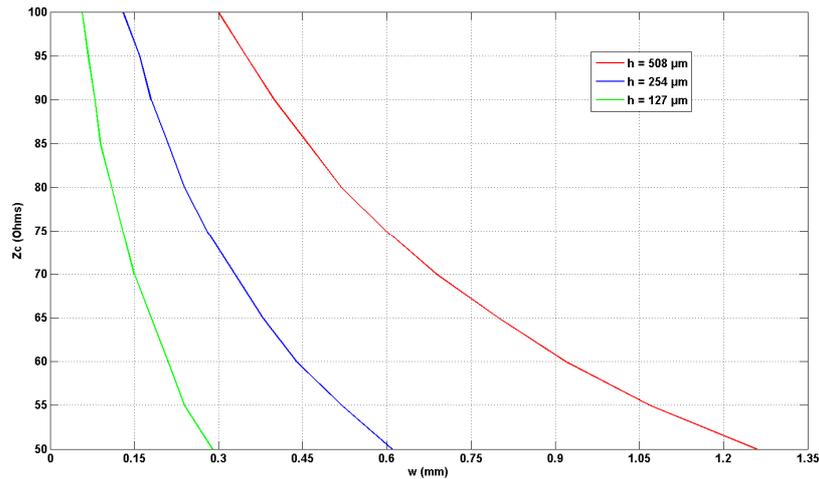


figure II.18. Evolution de l'impédance caractéristique de lignes microrubans en fonction de la hauteur du substrat DUROID 6002 et de la largeur de ligne à 12 GHz.

### V.2.3 Ordre de la matrice à utiliser

Le cahier de charges propose la couverture d'un secteur angulaire de  $50^\circ$ . Il est donc nécessaire d'envisager une matrice d'ordre 4 pour garantir le balayage d'un tel secteur. En effet, les équations (Eq. A1.5) et (Eq. A1.6) de l'**annexe 1** montrent qu'il faut appliquer un gradient de phase d'au moins de  $90^\circ$  pour une distance inter élément inférieure à  $0.75 \lambda_0$  (pour éviter les lobes de réseau). A ce propos, une matrice  $4 \times 4$  contribuera à révéler le cahier de charges en termes de couverture et de gain.

Le choix du type du croisement, du coupleur ( $3\text{dB}$ ,  $90^\circ$ ), du substrat et la taille de la matrice sont abordés, nous passons maintenant à la méthodologie employée pour concevoir une matrice de Butler à faisceau axial.

## V.3 Méthodologie employée pour une matrice d'ordre 4

Dans ce paragraphe, nous allons concevoir et simuler une antenne multifaisceaux basée sur une matrice de Butler d'ordre 4. Cette matrice impose quatre gradients de phase à ses sorties ( $0^\circ$ ,  $\pm 90^\circ$  et  $180^\circ$ ) en fonction de l'entrée excitée. Il s'ensuit de cela un faisceau dans l'axe du réseau ( $BS$ ), deux faisceaux de part et d'autre de cet axe ( $IL$  et  $IR$ ) et un faisceau rasant ( $2R-L$ ).

### V.3.1 Etude de la matrice conçue par la procédure proposée

Lors du *paragraphe IV*, une procédure de conception d'une matrice à faisceau axial a été détaillée. Il est manifeste qu'une matrice 4 x 4 conçue grâce à cette procédure utilisera deux sous matrices 2 x 2 qui forment les versions génériques des matrices standard et à faisceau axial. Enfin, on doit ajouter un étage de deux coupleurs suivis par deux déphaseurs sur la deuxième moitié des sorties. Quand les éléments sont bien placés alors on les connecte selon la méthode présentée au *paragraphe IV.1.3*.

En effet, la première entrée du premier (du deuxième) coupleur ajouté est connectée à la première (la seconde) sortie de la matrice placée à gauche. La seconde entrée du premier (deuxième) coupleur ajouté est reliée à la première (la deuxième) sortie de la matrice placée à gauche.

Par rapport aux sorties, la première sortie du premier (ou second) coupleur ajouté forme la première sortie de la matrice 4 x 4. Quant à la deuxième sortie du premier (second) coupleur ajouté, elle est reliée au premier (deuxième) déphaseur ajouté dont la sortie formera la troisième (la quatrième) sortie de la matrice 4 x 4.

La séquence des ports d'entrée de la matrice illustrée sur la *figure II.19* est : 1L, 1R, 2R-L et BS.

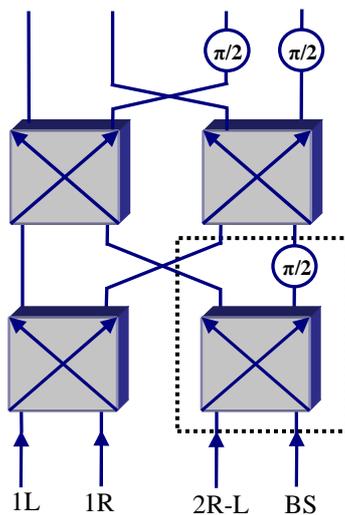
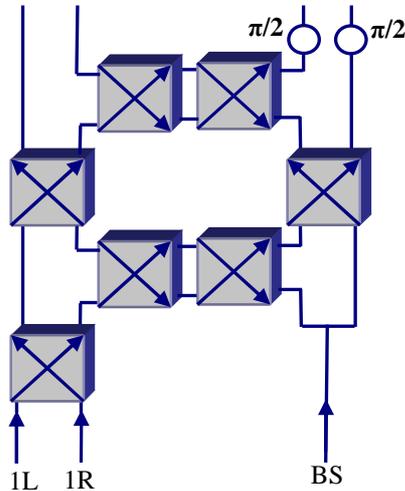


figure II.19. Topologie de la matrice 4 x 4 conçue par la nouvelle procédure

N'oublions pas que les coupleurs 0 dB sont le meilleur choix pour substituer les croisements et autoriser une matrice totalement plane.

Le faisceau 2R-L est un faisceau rasant qui pointe à l'horizon. Donc, il ne présente aucune utilité et son entrée correspondante sera supprimée. Ce qui nous amène au schéma bloc illustré sur la *figure II.20*, résultat de la procédure suivie.



*figure II.20. topologie de la matrice 3 x 4 pour une réalisation planaire*

Le schéma de principe de la matrice à 3 faisceaux est illustré sur la *figure II.20*. Elle est composée de trois coupleurs (3dB, 90°), deux déphaseurs de 90° et deux coupleurs 0 dB et alimentera un réseau de quatre patches.

### **V.3.2 Etude du réseau d'antennes linéique**

#### ***V.3.2.a Choix de l'élément rayonnant***

Si nous voulons intégrer la matrice de Butler avec son réseau d'antennes, il est logique de choisir des antennes imprimées de type '*patch*'. A l'aide de la méthode de la cavité comme première approximation (**Annexe 5**), puis par simulation utilisant la méthode FDTD, les côtes patch carré travaillant à 12 GHz ont été fixées à 6.9 mm.

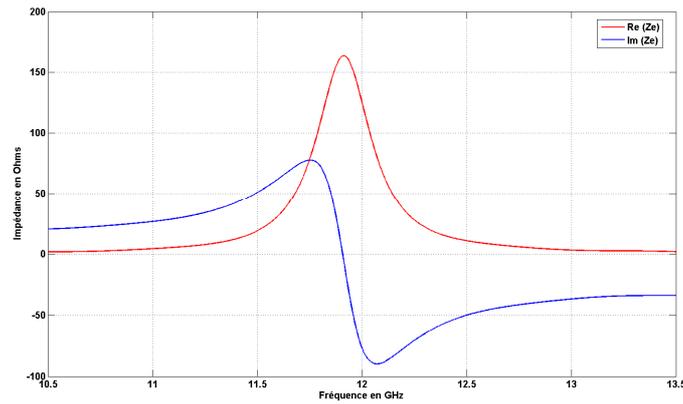


figure II.21. Impédance d'entrée du patch (FDTD)

On obtient donc un patch dont les caractéristiques en terme d'impédance d'entrée satisfont parfaitement à notre application et facilitent la conception de la matrice (figure II.21). En terme de rayonnement, la directivité obtenue est égal à 6 dB et la polarisation croisée est inférieur à -18 dB. Avant de passer à la conception de la matrice, nous devons vérifier les angles de pointages et l'angle du secteur couvert.

### V.3.2.b Diagrammes de rayonnement analytiques

Le pas du réseau est une donnée importante (**Annexe 1**). Dans le but de favoriser un gain élevé par rapport à une apparition des lobes de réseaux (surtout pour les faisceaux extrêmes) et par rapport aux couplages induits entre sources rayonnantes, une distance de  $0.6\lambda_0$  entre les éléments rayonnants est préférable.

On illustre sur la figure II.22 les différents diagrammes de rayonnement en site obtenus par la matrice de Butler suivant le port d'entrée choisi. Ces résultats proviennent du logiciel SARA [II.16] d'analyse des réseaux. Ils ne tiennent donc pas compte de l'environnement extérieur au réseau d'antennes, comme le circuit d'alimentation de la matrice ; ce sont des faisceaux idéaux. On remarquera notamment que les positions des maxima des faisceaux correspondent à des minima pour les autres (propriétés de la matrice de Butler : faisceaux orthogonaux, **Annexe 2**).

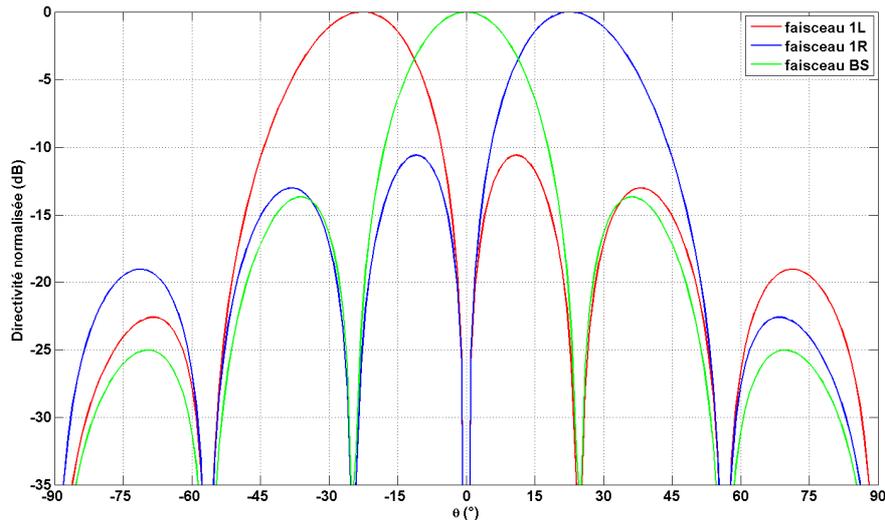


figure II.22. Diagrammes de rayonnement en site obtenus par le logiciel SARA à 12 GHz du réseau d'antenne 1x4 alimenté par la matrice de Butler 3 x 4.

Nous remarquons que les angles d'ouverture des faisceaux à  $-3$  dB valent  $23^\circ$ . Les lobes secondaires sont inférieurs à  $-12$  dB. Cette pré-analyse montre alors des bonnes performances de l'antenne. Nous passons maintenant à la simulation électromagnétique de l'antenne.

## V.4 Simulation des composants constituant la matrice

La simulation d'une matrice de Butler, opérant à la fréquence centrale de 12 GHz, nécessite l'étude et la caractérisation de ses différents composants. Ces derniers doivent être performants et présentant le minimum de pertes. En effet, les performances de la matrice dépendent des performances de ses composants.

### V.4.1 Simulation du coupleur (3dB, $90^\circ$ ) à trois branches

La structure générale de ce type de coupleur est définie *figure II.23*. Cette structure est un octopôle qui permet la division d'un signal d'entrée en deux signaux de sortie égaux en amplitude et déphasés de  $90^\circ$  à la fréquence centrale de fonctionnement. L'accès 2 est découplé ou isolé par rapport à l'entrée. Ce coupleur est caractérisé en utilisant le substrat DUROID 6002, défini précédemment. Les dimensions optimisées en *mm* sont fournies sur la *figure II.23*.

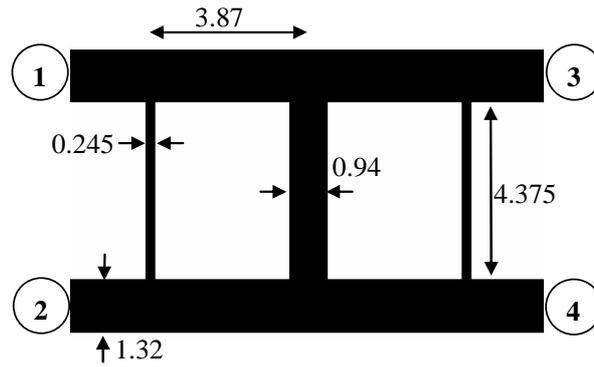


figure II.23. Layout du coupleur (3dB, 90°) à trois branches et ses dimensions en mm

Ce coupleur est tout d'abord dimensionné et simulé avec le logiciel MOMENTUM de HPADS afin de fonctionner dans la bande des 12 GHz. Les résultats de simulation électromagnétique obtenus avec ce coupleur sont fournis *figure II.24.a* en amplitude pour les quatre paramètres S. Les résultats en terme de phase sont représentés *figure II.24.b* pour les paramètres  $S_{31}$  et  $S_{41}$ .

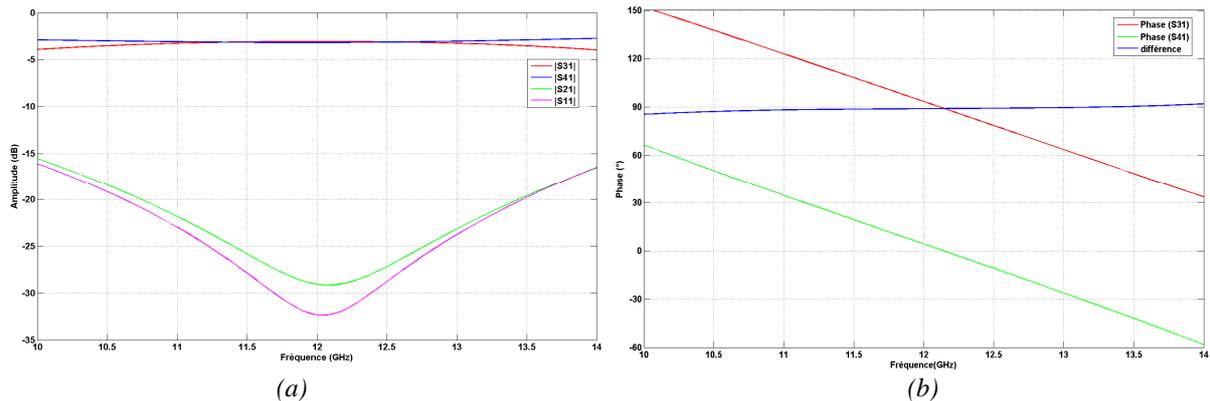


figure II.24. Paramètres S du coupleur simulé : (a) coefficients de transmission, (b) phase en sorties

En terme d'amplitude, l'écart entre la voie couplée et la voie directe reste inférieur ou égal à 0.5dB entre 10.7 et 13.2 GHz. Le niveau n'est pas tout à fait de -3 dB mais plutôt de -3.15 dB du fait des pertes diélectriques et métalliques dues au substrat et à la métallisation.

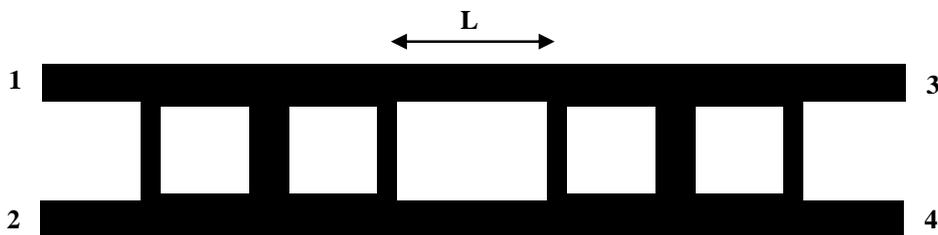
Sur cette même bande de fréquence, le coefficient de réflexion au niveau du port 1 est inférieur à -20 dB, donc une bonne adaptation. Le port 2 est complètement isolé puisque  $S_{21}$  est aux alentours de -35 dB. La bande à -10 dB est très large, donc il n'y aura pas des pertes dues aux désadaptations.

Quant à la phase, les signaux de sortie sur les ports 3 et 4 sont bien en quasi quadrature. La différence de phase est prouvée sur toute la bande et elle vaut 89° à 12 GHz.

Les résultats de simulations électromagnétiques du coupleur sont encourageants. En effet, ils présentent une équi-amplitude et une quadrature en phase en sortie. En plus, le coupleur est bien adapté en entrée et en sortie.

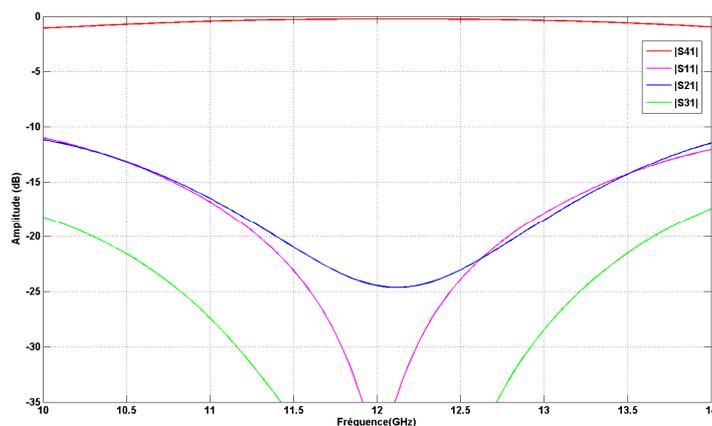
#### V.4.2 Simulation du coupleur 0dB

Le coupleur 0 dB à 6 branches est l'agencement de deux coupleurs (3dB, 90°) à 3 branches mis bout à bout. Le seul paramètre à optimiser est donc la distance entre ceux-ci (*figure II.25*). Cette distance correspond au meilleur fonctionnement du coupleur, c'est-à-dire à une énergie transmise maximale, par exemple, sur la voie 4 lorsque que la voie 1 est alimentée.



*figure II.25. Coupleur 0 dB à 6 branches comprenant 2 coupleurs (3 dB, 90°) à 3 branches éloignés de la distance L.*

En fait, l'énergie transmise évolue peu avec la distance. Toutefois si celle-ci est trop faible le couplage entre les lignes devient important et perturbe le fonctionnement du croisement. Si la distance est trop grande les pertes sur les lignes augmentent et diminuent de façon significative l'énergie à transmettre.



*figure II.26. Coefficients de transmission du coupleur 0 dB*

Les pertes totales ont été estimées à 0.24 dB. Elles correspondent, au vu des résultats de simulations des paramètres S en amplitude (*figure II.26*), aux pertes intrinsèques du coupleur, car le paramètre de réflexion (voie 1) reste inférieur à -20 dB et les paramètres d'isolation

sont bien en dessous des  $-15$  dB (voies 2 et 3) sur la bande 11 – 13 GHz. Ces résultats sont donc très satisfaisants en simulation.

Nous allons récapituler la différence entre les résultats de simulation des coupleurs 3 dB et 0 dB et les valeurs idéales.

Type du coupleur	$T_i$	$d_r$	$\Phi_i$	$\Phi_r$
Coupleur hybride (3dB, 90°)	0.707	0.0067	90°	1°
Coupleur 0 dB	1	0.027	0°	–

Tableau II.3. Tableau récapitulatif des résultats de simulation électromagnétique des différents coupleurs.

Avec  $T_i$  et  $\Phi_i$  sont les valeurs idéales ( $T_i$  pour l'amplitude et  $\Phi_i$  pour la phase),  $d_r$  et  $\Phi_r$  sont les facteurs d'erreur et la déviation par rapport à la valeur idéale.

Les imperfections des composants de la matrice ont pour effet d'appliquer un facteur multiplicatif, en forme  $(1+\delta).e^{j\beta}$ , à la matrice. Ainsi, un changement dans le pointage des lobes principaux, et une réduction ou une augmentation des niveaux de lobes secondaires.

## V.5 Assemblage des composants : remarques fondamentales

La matrice de Butler et son réseau d'antennes dimensionnés et calculés avec MOMENTUM sur substrat DUROID 6002 sont représentés sur la *figure II.27* avec les trois ports d'entrée .

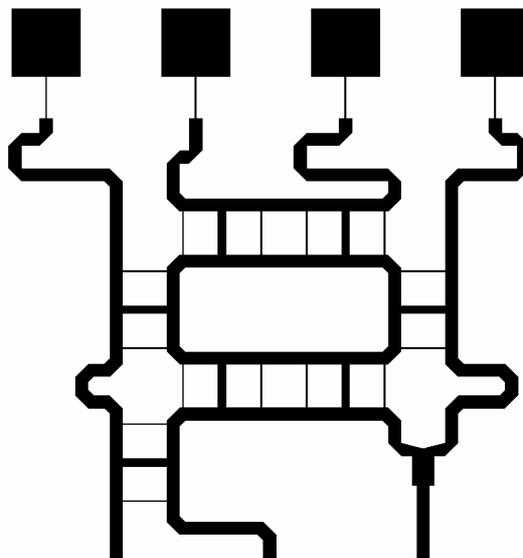


figure II.27. Layout de l'antenne multifaisceaux (matrice 3 x 4 et 4 patches)

La taille approximative de la matrice (sans les patches) est de 51.52 x 40.95 mm.

Lors du calcul de la matrice, il s'est soulevé quelques remarques fondamentales qui méritent d'être signalées :

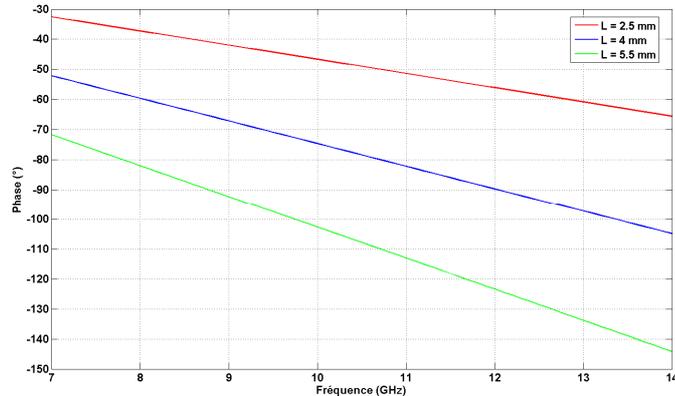
- Le fonctionnement des coupleurs lorsqu'ils sont dans la matrice ou isolés n'est pas le même, un décalage fréquentiel et un écart en terme d'amplitude se présenteront. En effet, les structures reliées à chaque coupleur interfèrent avec celui-ci. Alors, nous sommes obligés d'optimiser les coupleurs d'une manière à fonctionner correctement à la fréquence centrale.
- Un point critique qui peut exister dans la réalisation de ce circuit avec la technologie planaire. Ce problème est dû à la largeur des lignes des branches externes des différents coupleurs (180  $\mu\text{m}$ ). Cependant, ce problème sera plus significatif à des fréquences plus élevées du fait que les branches externes du coupleur seront moins larges.
- Les phases aux sorties de la matrice ne suivent pas la distribution de phase pour un fonctionnement correct de l'antenne à cause des phases introduites par les coupleurs 0 dB. Dans ce cas, nous sommes obligés d'appliquer des corrections. Ceci explique la présence des déphaseurs en sortie de la matrice qui s'ajoutent aux déphaseurs 90° déjà existants dans la topologie de la matrice.
- Pour garantir un fonctionnement correct de la matrice sur une large bande de fréquence, les déphaseurs doivent fournir une phase précise. Cela veut dire que la phase générée doit être constante sur toute la bande de fréquence. En fait, la phase générée par ces correcteurs de phase n'est valable qu'à la fréquence centrale d'où une limitation de la bande passante de l'antenne.

Il faut souligner le fait que cette variation de phase dépend de la longueur de la ligne et de la permittivité du substrat.

En effet, la longueur électrique d'une ligne s'écrit :  $\theta = \beta l \Rightarrow \theta = \frac{2\pi}{c} \sqrt{\epsilon_r} l \cdot f$

Alors, la variation de la phase en fonction de la fréquence s'écrit :  $\frac{\partial \theta}{\partial f} = \frac{2\pi}{c} \sqrt{\epsilon_r} l$

La variation de la phase du paramètre  $S_{21}$  d'une ligne de différentes longueurs est illustrée sur la *figure II.28*.



*figure II.28. Variation de la phase en fonction de la fréquence pour différentes longueurs de lignes*

Nous remarquons que la pente devient plus raide pour une longueur plus importante. Ainsi, une variation plus importante en fonction de la fréquence.

- Il est important de noter que l'objectif était ici d'obtenir une antenne multifaisceaux qui validera la procédure développée et non d'optimiser le gain de cette structure. D'autres techniques seront en outre envisageables dans un autre chapitre pour réduire les pertes.

Dans le paragraphe suivant, nous allons simuler la matrice 3 x 4 selon deux différentes méthodes :

- Sous HPADS, incorporant MOMENTUM, dans le but de déterminer les pondérations en amplitude et en phase aux sorties de la matrice et les coefficients de réflexion et d'isolation de la matrice.
- Sous CST Microwave Studio, afin de calculer le rayonnement de l'antenne. Ces diagrammes de rayonnement seront illustrés et comparés par la suite avec les diagrammes expérimentaux.

La simulation sous MOMENTUM a été effectuée en deux temps :

- Sans le réseau d'antennes ce qui permet d'obtenir les pondérations en amplitude et en phase distribuées à chaque élément rayonnant et ainsi prévoir le rayonnement de l'antenne.

- Avec le réseau d'antennes pour calculer les paramètres S de réflexion et d'isolation des voies d'entrées.

### V.5.1 Coefficients de transmission de la matrice 3 x 4

Les résultats présentés dans cette partie ont été obtenus par le logiciel MOMENTUM. Ce logiciel emploie la méthode des moments qui fait appel à la résolution des équations de Maxwell suivant une formulation intégrale. Celle-ci fait intervenir les courants surfaciques induits sur les obstacles métalliques de la structure étudiée (ligne microruban ou antenne plaque par exemple). D'où, ce logiciel semble être adapté au calcul des paramètres de réflexion.

Les résultats de simulation sont regroupés dans le *tableau II.4*. Ce tableau présente les différentes pondérations référencées par rapport à la sortie n°4 de la matrice à 12 GHz.

<i>Ports Tx-Rx</i>	<i>Port 1 ( amp  dB, phase)</i>		<i>Port 2 ( amp  dB, phase)</i>		<i>Port 3 ( amp  dB, phase)</i>		<i>Port 4 ( amp  dB, phase)</i>		<i><math>\theta_0</math></i>
<i>Voie 1 : IL</i>	+0.56	72°	+1.19	166°	-1.1	-90°	0	0°	-25°
<i>Voie 2 : IR</i>	-0.02	-101°	+0.2	167°	-0.27	92°	0	0°	+22°
<i>Voie 3 : BS</i>	+1.1	-2°	0	-8°	+0.54	10°	0	0°	1°

*Tableau II.4. Tableau récapitulatif des paramètres S de la matrice et les performances analytiques de 4 patches*

A partir de ces pondérations, on peut remonter aisément aux diagrammes de rayonnement (*figure II.29*) du réseau défini en §V.3.2 à l'aide du logiciel SARA. Les résultats correspondants aux dépointages respectifs sont alors retrouvés dans le *tableau II.4*.

L'ensemble des résultats est plutôt satisfaisant, on retrouve 3 faisceaux dont un dans l'axe radial du réseau avec parfois un léger décalage allant jusqu'à 2°. Les écarts de pondération en amplitude d'un élément rayonnant à un autre influent sur les lobes secondaires à la fréquence centrale de 12 GHz et laissent apparaître une dissymétrie des lobes secondaires.

Les diagrammes de rayonnement (*figure II.29*) se forment dans le plan du réseau dans le cas d'un réseau linéaire. Les différents faisceaux sont donc formés dans le plan H.

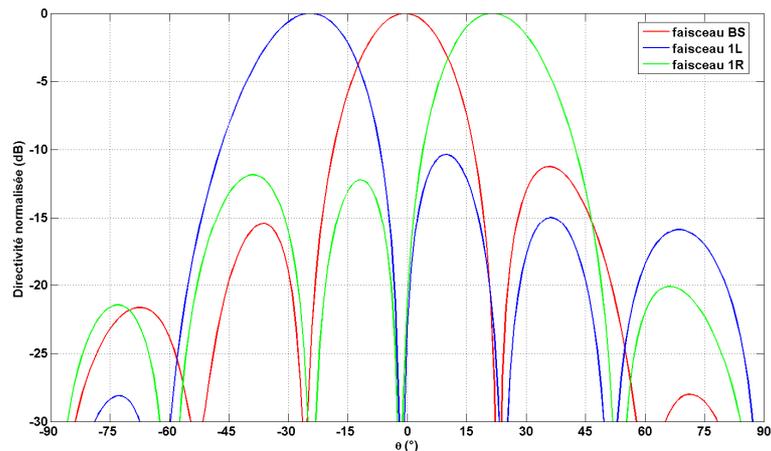


figure II.29. Diagrammes de rayonnements des patches pondérés par les sorties de la matrice

Dans ces différents faisceaux, nous constatons une variation du niveau et du nombre des lobes secondaires. A partir des diagrammes de rayonnement, nous pouvons remarquer que cette simple matrice peut couvrir un secteur de  $60^\circ$ .

### V.5.2 Coefficients de réflexion de l'antenne simulée

La simulation globale de l'antenne (matrice associée aux patches) nous donne les paramètres de réflexion de l'antenne (figure II.30). L'adaptation des deux voies correspondantes aux faisceaux 1L et 1R est satisfaisante sur la bande 11.6 – 12.9 GHz. Cependant, la voie correspondante au faisceau BS présente une bande d'adaptation plus faible variant de 11.6 à 12.3 GHz.

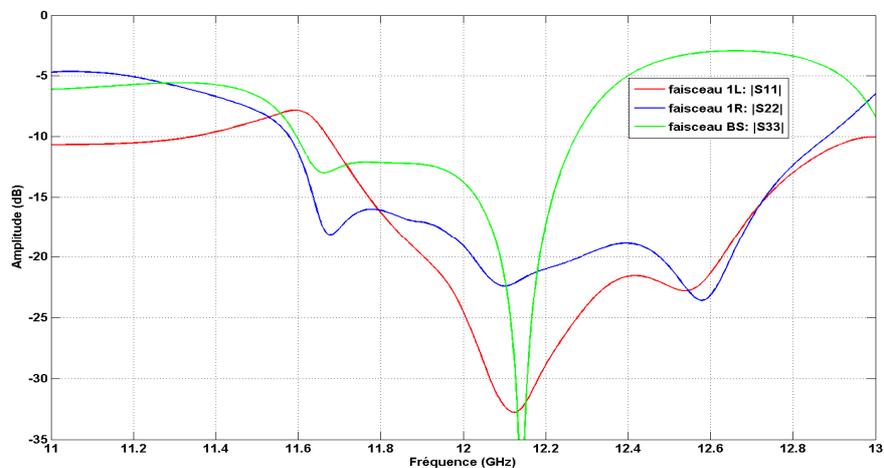


figure II.30. Coefficients de réflexion de l'antenne simulée

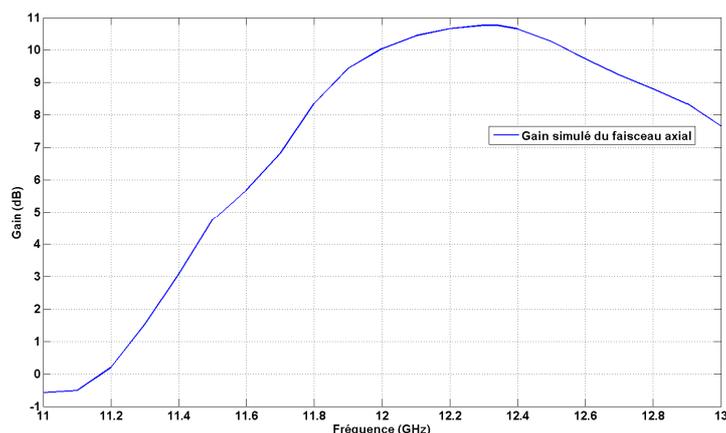
Passons maintenant aux résultats de simulations de l'antenne sous CST afin de prévoir ses performances en terme de rayonnement.

## V.6 Caractéristiques de rayonnement de l'antenne simulée

Afin de prévoir les performances de l'antenne en termes de rayonnement et de gain, elle sera simulée sous CST Microwave Studio.

### V.6.1 Gain fréquentiel du faisceau axial BS

La simulation de l'antenne a fournit le résultat ci-dessous (*figure II.31*) pour ce qui est des variations du gain en fonction de la fréquence sur la bande [11 – 13 GHz].



*figure II.31. Gain fréquentiel simulé du faisceau axial*

La directivité simulée vaut 10 dB à la fréquence de travail ; à savoir 12 GHz. Cependant, l'antenne simulée présente une directivité maximale de 12.1 dB à 12.34 GHz. Donc, un décalage fréquentiel de 2.8 %. L'inclusion des pertes dans le diélectrique ainsi que dans le métal a conduit à une chute de la directivité de 1.4 dB. Ce qui donne 10.7 dB de gain simulé pour le faisceau axial.

Pour ce qui est de la bande passante, elle vaut environ 10 %, ce qui là satisfait au cahier des charges. Ci-après figure les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne et qui correspondent au faisceau axial.

### V.6.2 Diagrammes de rayonnement du faisceau axial BS

L'excitation de la voie 3 permet de générer le faisceau axial. Les diagrammes de rayonnement obtenus pour les fréquences 12 et 12.34 GHz sont illustrés sur les *figures II.32.a et b*.

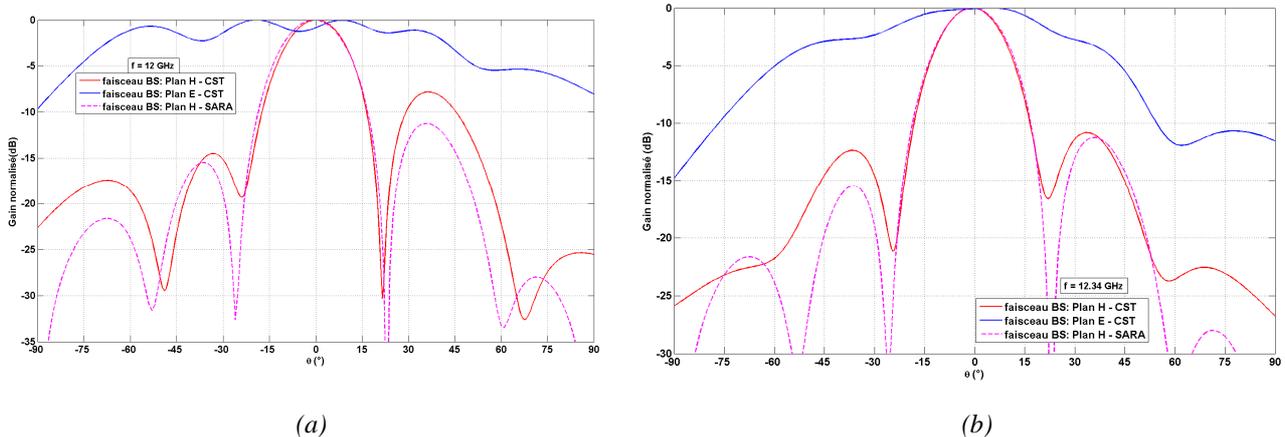


figure II.32. Diagrammes de rayonnements simulés du faisceau axial à : (a)  $f = 12$  GHz, (b)  $f = 12.34$  GHz

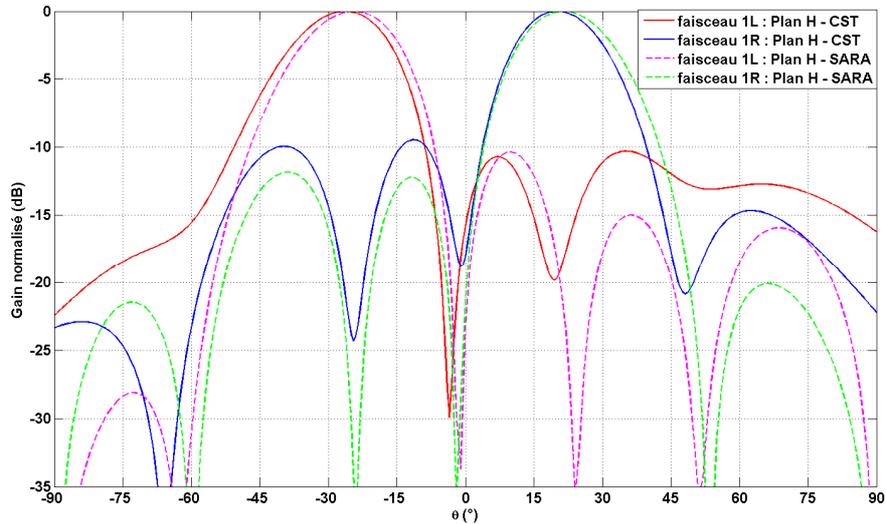
Comme il était indiqué, il existe un décalage fréquentiel sur le fonctionnement de la voie 3. En effet, les lobes secondaires présents dans le rayonnement à la fréquence 12 GHz (*figure II.32.a*) atteignent  $-8$  dB. Le rayonnement dans le plan E présente des ondulations d'environ  $\pm 1$  dB. Ces ondulations sont les effets des rayonnements parasites dus à la matrice ainsi qu'aux distances séparant les patches des bords du plan de masse. Ces dernières ne sont pas égales du fait de la présence de la matrice.

A propos du rayonnement à la fréquence 12.34 GHz (*figure II.32.b*), les lobes secondaires restent au dessous de  $-10$  dB et le diagramme de rayonnement dans le plan E présente moins d'ondulations qu'à la fréquence 12 GHz. Une bonne concordance avec les diagrammes analytiques obtenus, au moyen du logiciel d'analyse SARA, est remarquable.

En ce qui concerne le dépointage, le faisceau est bien axial aux fréquences 12 et 12.34 GHz. L'angle d'ouverture à mi-puissance est de  $21^\circ$  dans les deux cas. Ce qui correspond aux résultats analytiques trouvés dans les *paragraphes V.3.2 et V.5.1*.

### V.6.3 Diagrammes de rayonnement des faisceaux 1L et 1R

A partir de la simulation de l'antenne sous CST, nous obtenons les diagrammes de rayonnement dans le plan H. Ces diagrammes sont illustrés sur la *figure II.33* pour les deux faisceaux 1L et 1R à la fréquence 12 GHz.



*figure II.33. Diagrammes de rayonnement analytiques et simulés pour les deux faisceaux 1L et 1R dans le plan H à 12 GHz*

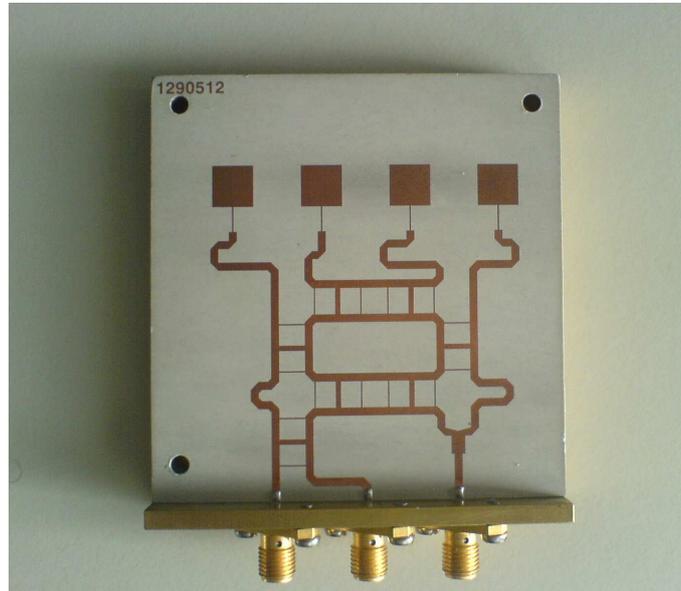
La comparaison avec les diagrammes analytiques montre une bonne concordance. En effet, les angles de dépointages des deux faisceaux 1L et 1R sont à  $-26^\circ$  et  $+21^\circ$  respectivement. Les lobes secondaires restent au dessous de  $-10$  dB.

En ce qui concerne les gains des deux faisceaux 1L et 1R, ils sont maximales à 12 GHz et valent 9.4 et 9.9 dB respectivement. Les performances de l'antenne, lors de l'alimentation de la voie 1 ou la voie 2, sont satisfaisantes et aucun décalage fréquentiel n'est repéré.

Afin de lever toute incertitude sur la validité de la méthode de conception, ainsi que sur la théorie présentée pour mettre en œuvre une nouvelle topologie de matrice à faisceau axial, il a été décidé de réaliser un prototype de l'antenne.

## V.7 Réalisation et mesures du prototype

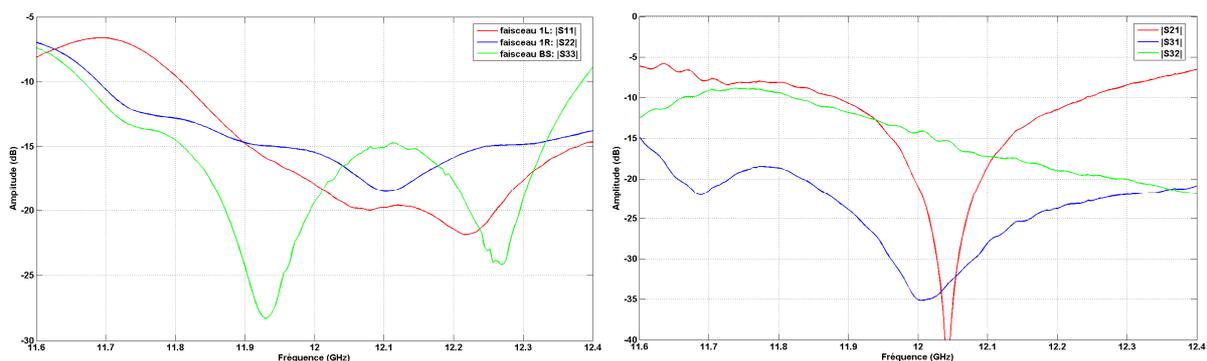
La réalisation de l'antenne a été effectuée à THALES Communications. Le plan de masse utilisé est de 71 mm x 71 mm (*figure II.34*). Les mesures ont été réalisées dans la chambre anéchoïde d'XLIM.



*figure II.34. Photographie du prototype réalisée par THALES*

### V.7.1 Adaptation et Isolation

Les coefficients de réflexion et d'isolation de l'antenne sont présentés sur la *figure II.35*.



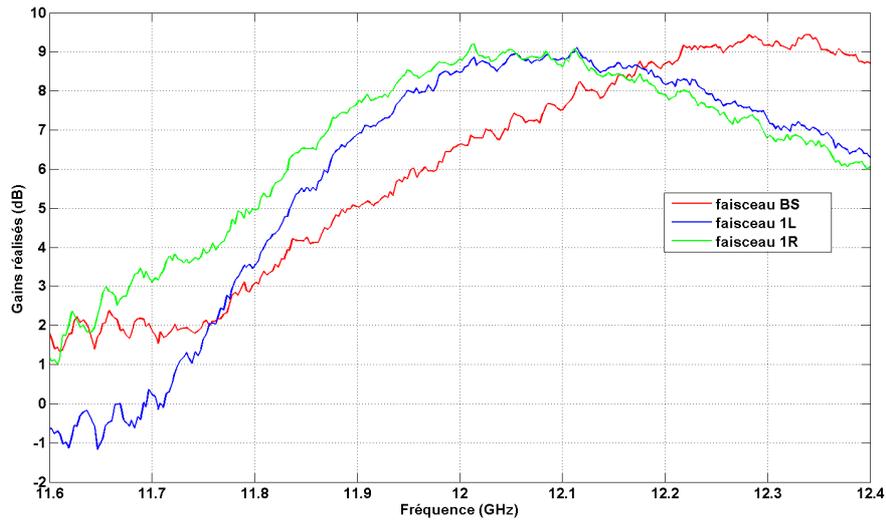
*figure II.35. Coefficients de réflexion et d'isolation mesurés*

L'adaptation est très bonne dans la bande 11.8 – 12.4 GHz et satisfaisante dans le reste de la bande pour effectuer les mesures de rayonnement. La bande passante à  $-10$  dB des trois faisceaux est supérieure à 600 MHz. Quant à l'isolation, elle est inférieure à  $-10$  dB sur toute

la bande pour  $|S_{31}|$  et  $|S_{32}|$ . La bande d'isolation entre les voies 1 et 2 est plus étroite que celle des paramètres  $|S_{31}|$  et  $|S_{32}|$ .

### V.7.2 Gains fréquentiels

Dans un premier temps, observons l'évolution du gain réalisé en fonction de la fréquence pour les trois faisceaux (*figure II.36*).



*figure II.36. Evolution des gains réalisés mesurés des trois voies en fonction de la fréquence*

La bande de fonctionnement de l'antenne quand l'un des deux faisceaux 1L ou 1R est excité, est à peu près centrée à 12 GHz. Ces deux faisceaux présentent un gain maximal de 8.8 et 8.9 dB à 12.08 et 12.04 GHz respectivement (soit 0.6% et 0.3% d'erreur respectivement). Ces gains sont plus faibles qu'en simulation (9.4 et 9.9 dB).

Cependant, le gain du faisceau axial (BS) est maximal en mesure à 12.34 GHz (soit 2.8% d'erreur) et vaut 9.4 dB. Donc, il existe un décalage fréquentiel pour le faisceau axial.

Nous présenterons plus loin une explication sur le décalage fréquentiel et une analyse des causes des différences de gain entre les simulations et les mesures.

### V.7.3 Comparaison entre les résultats expérimentaux et les simulations électromagnétiques pour le faisceau axial (BS)

On a pu constater des mesures faites sur le faisceau BS deux problèmes principaux :

- Une dissymétrie des faisceaux et un problème de dynamique des lobes secondaires. Il faut noter que le circuit réalisé n'est pas symétrique. En effet, le réseau de patches est mal centré sur le plan de masse.
- Un décalage fréquentiel de 340 MHz vers les hautes fréquences.

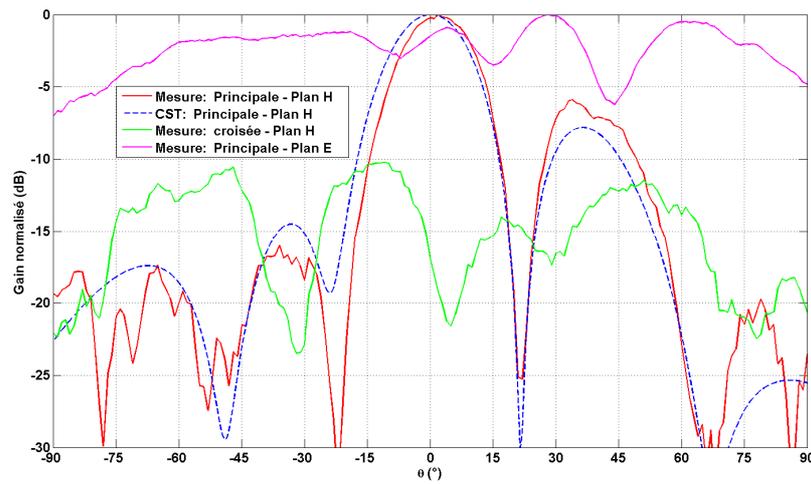


figure II.37. Diagrammes de rayonnements simulé et mesurés du faisceau BS à la fréquence 12 GHz.

A la fréquence 12 GHz, le niveau du premier lobe secondaire est élevé et vaut -7dB (figure II.37). Concernant le niveau de la polarisation croisée, elle est inférieure à -10 dB. Le gain mesuré est de 6.7 dB (et 9.3 dB en simulation à cette fréquence) et l'ouverture à mi-puissance est de  $19^\circ$ .

Afin de mieux comprendre la cause de ces performances dégradées, nous avons effectué la même série de mesure correspondante au faisceau BS mais à la fréquence 12.34 GHz où le gain de ce faisceau est maximal (figure II.38).

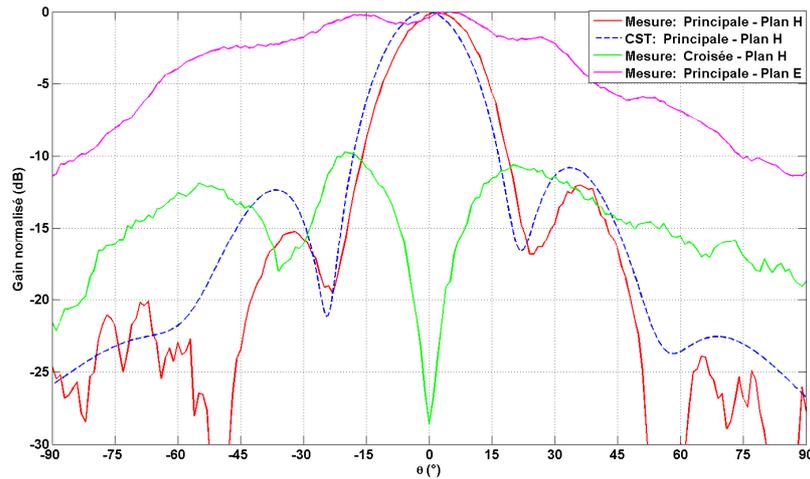


figure II.38. Diagrammes de rayonnements simulé et mesurés du faisceau BS à la fréquence 12.34 GHz.

A cette fréquence, le niveau du premier lobe secondaire est plus faible que celui trouvé lors de la première série de mesure et vaut -12 dB. Par contre, le gain dans l'axe du réseau passe de 6.7 à 9.4 dB et l'ouverture à mi-puissance s'élève à  $21^\circ$  (le gain simulé est de 10.7 dB en simulation à 12.34 GHz). Quant à la dissymétrie des lobes secondaires, elle existe toujours et ce qui prouve une dissymétrie de pondération qui se rajoute au plan de masse mal centré par un méfait de réalisation. Le rayonnement dans le plan E reste perturbé à cause d'un plan de masse fini avec un rebord métallique. Le maximum de la polarisation croisée est à  $-20^\circ$  et vaut -10 dB.

#### V.7.4 Comparaison entre les résultats expérimentaux et les simulations électromagnétiques pour les faisceaux 1L et 1R

Tout d'abord, il faut noter que les résultats de simulation proviennent du logiciel CST en simulant la structure réelle de l'antenne montrée sur la *figure II.34*. Ce qu'on veut dire ici par structure réelle, c'est que la structure simulée comporte en plus du Layout de l'antenne, le plan de masse avec ses réelles dimensions ainsi que la semelle utilisée pour maintenir les connecteurs.

Les différents pointages se font dans le plan H et sont comparés avec la simulation (faite sous CST Microwave Studio) d'une part et la polarisation croisée à la fréquence 12 GHz d'autre part (*figures II.39 et 40*).

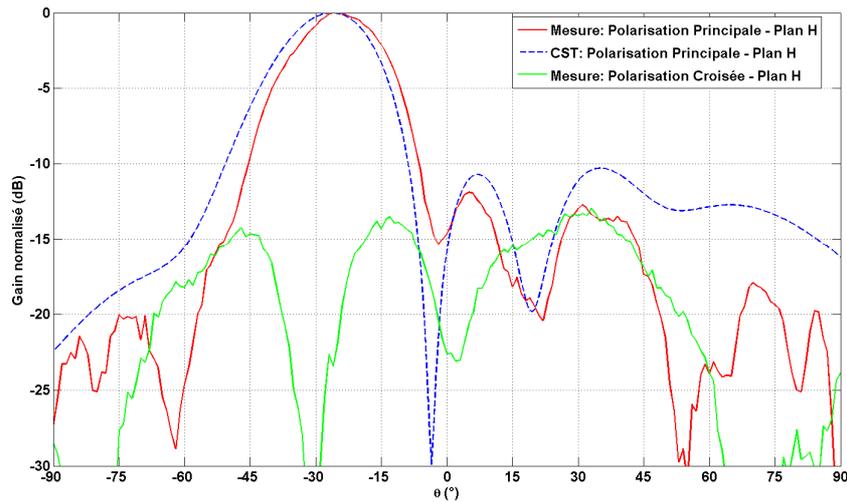


figure II.39. Diagrammes de rayonnements simulé et mesurés du faisceau 1L

Ces diagrammes laissent apparaître une bonne correspondance entre les résultats obtenus par la simulation sous CST et les mesures (figures II.39 et 40).

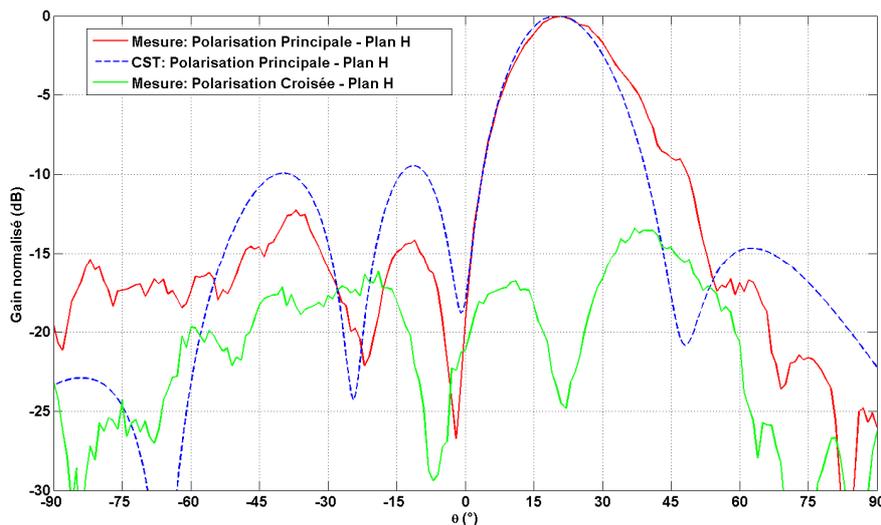


figure II.40. Diagrammes de rayonnements simulé et mesurés du faisceau 1R

Les deux faisceaux (1L et 1R) dépointent à  $-25^\circ$  et  $21^\circ$  respectivement. Le niveau des lobes secondaires est plus faible que les prévisions ( $-9\text{dB}$ ) et reste au dessous de  $-12\text{ dB}$ . Les niveaux de composantes croisées sont globalement inférieurs à  $-15\text{ dB}$ . Les gains maximums mesurés pour les deux faisceaux sont respectivement de  $8.5$  et  $8.6\text{ dB}$ . Les ouvertures à mi-puissance sont d'environ  $22^\circ$ .

Enfin, il faut noter que le rayonnement arrière reste au dessous de  $-20\text{ dB}$  pour tous les faisceaux.

La forme des diagrammes de rayonnement dans le plan H est tout à fait correcte, puisque similaire aux diagrammes prédits par la simulation. Que ce soit au niveau de l'ouverture angulaire, de la forme générale du lobe ou de la position des lobes secondaires, la théorie et la mesure sont en effet tout à fait semblables. Le diagramme de rayonnement dans le plan E présente des ondulations, ce qui est absolument dû à la présence de la semelle métallique posée orthogonalement au plan E du réseau de patches.

### V.7.5 Explication du décalage fréquentiel des mesures correspondantes au faisceau BS

Comme il était déjà indiqué, l'antenne n'est pas parfaitement centrée sur le plan de masse.

Nous allons chercher l'influence du plan de masse sur le gain fréquentiel de l'antenne. Pour cela, nous avons simulé l'antenne sur un plan de masse infini. Les résultats obtenus montrent que ce critère est un paramètre fondamental qui influe sur le gain de l'antenne. En effet, les effets de bords induisent un décalage fréquentiel du maximum de gain d'environ 250 MHz et une baisse de ce dernier de 0.5 dB (*figure II.41*).

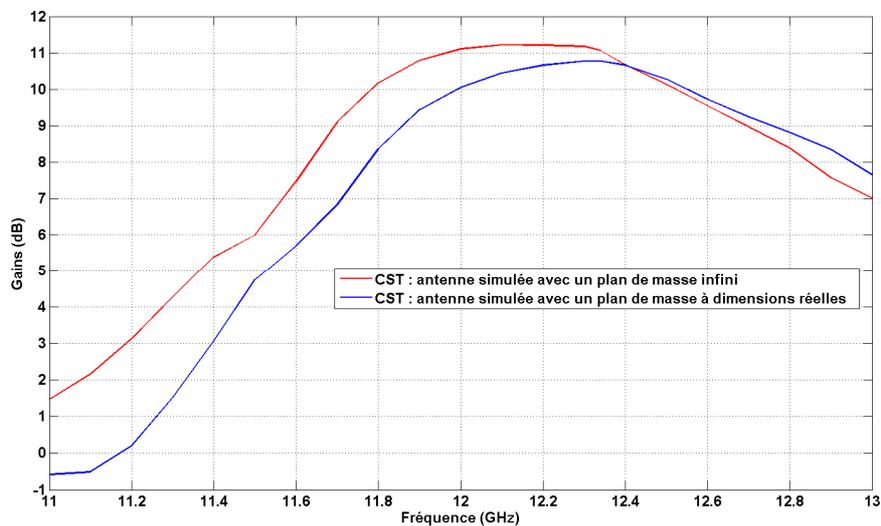


figure II.41. évolution du gain fréquentiel suivant la taille du plan de masse

## V.7.6 Analyse des causes sur les différences de gain entre simulations et mesures

### V.7.6.a Estimation des pertes totales de l'antenne

Les différences des valeurs de gains simulés et mesurés peuvent parvenir des différents types de pertes et des erreurs de réalisation. Nous ne traitons ici que les origines des différentes pertes qui existent. Ces pertes sont les suivantes :

- Pertes diélectriques et métalliques : lors des nombreuses simulations faites sur l'antenne, nous avons pu estimer les pertes diélectriques et métalliques à 1.4 dB. Ceci est calculé pour une tangente de pertes de 0.0012 à 10 GHz et une conductivité de 4.7 S/m.
- Pertes par réflexion : les pertes par réflexion valent 0.14 dB à 12 GHz et ce, malgré que les coefficients de réflexion de l'antenne sont inférieurs à - 15 dB à cette fréquence.
- Pertes des connecteurs : les connecteurs de type SMA présentent 0.15 dB de pertes dans la bande de 12 GHz.
- Pertes par ondes de surface : Il n'est guère possible de négliger les pertes par ondes de surfaces, certes qui sont modestes pour le cas de diélectriques à faible permittivité. On peut alors appliquer une formule empirique [II.17] qui donne l'efficacité de la puissance rayonnée par rapport aux ondes de surfaces pour une source :

$$\rho = 1 - \sqrt{\epsilon_r - 1} \frac{h}{\lambda_0} \left( 3.4 - \frac{370}{\epsilon_r} \left( \frac{h}{\lambda_0} \right)^2 \right) \quad (\text{Eq. II.5})$$

On obtient alors 0.4 dB de pertes, soit une efficacité de 90 %.

- Pertes dues aux obstacles : la présence d'une semelle métallique épaisse à proximité des éléments rayonnant introduit des pertes et des ondulations dans le plan E du réseau. En effet, ces pertes ont été calculées et estimées à 0.5 dB.
- Pertes par dépointage : le dépointage du lobe induit une diminution du gain (Eq. A1.11). En effet, cette diminution dépend de  $\cos(\theta_0)$  avec  $\theta_0$ , l'angle de dépointage.  
Dans le cas où le gain du faisceau axial est 9.6 dB, les pertes pour un dépointage à  $\pm 21^\circ$  valent 0.3 dB.
- Pertes par pondérations d'amplitude : ces pertes sont négligeables dans notre cas et ne dépassent pas 0.1 dB.

- Pertes par décentrage du plan de masse : selon la simulation faite dans le *paragraphe* V.7.5, ces pertes valent 0.5 dB.

Ainsi, la somme totale des pertes estimées s'élève à 3.39 dB auxquelles devraient s'ajouter les erreurs d'incertitude de la base de mesure et qui valent  $\pm 0.5$  dB au maximum.

### V.7.6.b Pertes non incluses dans la simulation

Les pertes qui ne sont pas prises lors des nombreuses simulations sont celles dues aux réflexions, connecteurs et ondes de surface. Donc, ces pertes sont de l'ordre de 0.69 dB.

En définitive, l'efficacité du système estimée en simulation varie de 80 % à 85 % suivant les faisceaux choisis. En mesures, cette efficacité varie de 66 % à 75 %.

## V.7.7 Evolution des performances des faisceaux sur la bande 11.6 – 12.4 GHz.

D'autres points intéressants concernant l'évolution du dépointage, de l'ouverture à mi-puissance et du gain des faisceaux sur la bande de fréquence de travail sont présentés. La *figure II.42* montre un exemple de ces évolutions pour le faisceau 1L.

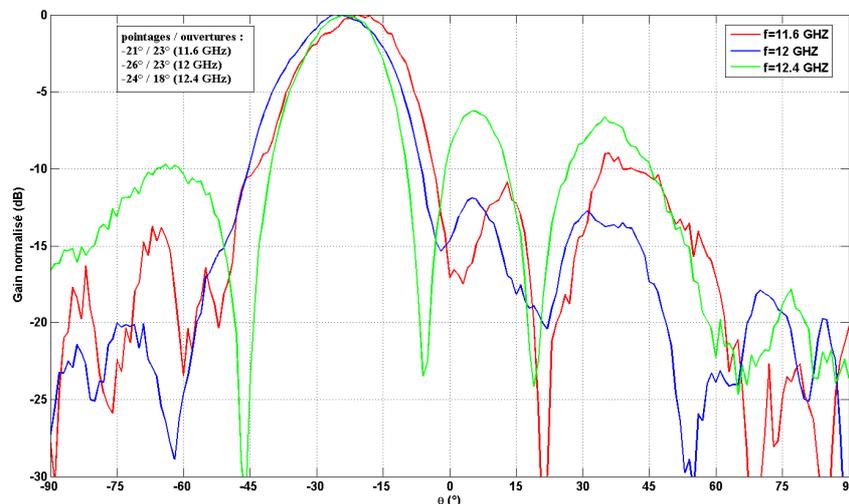


figure II.42. Diagrammes de rayonnement mesurés du faisceau 1L à des différentes fréquences.

On constate que le faisceau a tendance à s'éloigner de l'axe principal et que son ouverture diminue avec l'élévation de la fréquence. Le gain mesuré, quant à lui, est maximal à la fréquence centrale et décroît de manière générale lorsque l'on s'en éloigne. Toutefois, on

gardera à l'idée que le faisceau est bien conservé dans la bande 11.6 – 12.4 GHz. Le même phénomène est remarqué pour les autres faisceaux.

## VI. CONCLUSION

Rappelons de manière concise les points que ce deuxième chapitre a abordé :

Dans un premier temps, une partie exposant le principe et une étude théorique de la matrice de Butler et des ses composants intrinsèques nous a laissé entrevoir les performances que l'on pouvait attendre et les limites de ce type de matrice.

L'étude de la couverture d'un système terrestre a par la suite mis en évidence les problèmes des zones d'ombre. Aussi, la difficulté d'optimisation des coupleurs (3dB, 180°) nous a poussé à pallier aux problèmes aperçus.

La solution étudiée fut donc une **nouvelle topologie de matrice à faisceau axial** n'utilisant que des coupleurs (3dB, 90°). La procédure de conception de cette nouvelle topologie de matrice a été détaillée et généralisée à l'ordre N.

Afin de lever toute incertitude sur la validité de la méthode de conception, ainsi que sur la nouvelle topologie développée de matrice à faisceau axial, il a été décidé de réaliser un prototype de l'antenne. Cette réalisation concernait une antenne à 3 faisceaux à 12 GHz.

Les performances de cette antenne, aussi bien en terme d'adaptation que de rayonnement, ont été confirmées par l'expérimentation. En plus, nous avons vu que cette antenne offrent des propriétés intéressantes en terme de couverture. Ceci constitue un excellent potentiel pour améliorer les réseaux de communications sans fil.

Enfin, il faut rappeler que l'antenne réalisée est tout à fait planaire et monocouche, ce qui signifie un faible coût de fabrication.

L'objectif premier de cette antenne a donc bien été atteint. Le chapitre suivant est consacré à l'étude d'une antenne à pointage électronique en millimétrique dont elle est l'objectif final d'un projet européen.

## Bibliographie du Chapitre II

---

- [II.1] **J. BUTLER and R. LOWE,**  
"Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electrically Scanned Antennas,"  
Electronic Design, April 1961
- [II.2] **C. DALL'OMO**  
"Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler."  
Thèse de doctorat n° 42-2003, U.E.R. des Sciences,  
Université de Limoges, novembre 2003.
- [II.3] **K. GUPTA, I. BAHL, R. GARG, P. BHARTIA**  
"Microstrip Lines and Slotlines",  
Artech House, 1996
- [II.4] **C. CHI, G. REBEIZ**  
"Design of Lange couplers and single side band misers using micromachining techniques".  
IEEE Trans. On microwave theory and techniques,  
Vol. 45, No. 2, Feb. 1997
- [II.5] **J. R. JAMES, P. S. HALL,**  
"Handbook of microstrip antennas",  
Vol. 2, Peter Peregrinus Ltd., London, UK, 1989
- [II.6] **R. SETTALURI, G. SUNDBERG, A. WEISSHAAR, V. TRIPATHI,**  
"Compact folded line rat-race hybrid couplers".  
IEEE Trans. On microwave and guided wave letters  
Vol. 10, No. 2, Feb. 2000
- [II.7] **A. AGRAWAL, G. MIKUCKI,**  
"A printed circuit hybrid ring directional coupler for arbitrary power divisions".  
IEEE Trans. On microwave theory and techniques,  
Vol. MTT-34, No. 12, Dec. 1986
- [II.8] **M. AWIDA, A. SAFWAT, H. ELHENNAWY,**  
"Compact rat-race hybrid coupler using meander space filling curves"  
Microwave and Optical Technology Letters  
Vol. 48, No. 3, March 2006 DOI 10.1002/mop
- [II.9] **F. ARNDT, T. SIEVERDING, P. ANDERS,**  
"optimum field theory design of broad band E plane branch guide phase shifters and 180° couplers".  
IEEE Trans. On microwave theory and techniques,  
Vol. 38, No. 12, Dec. 1990
- [II.10] **B. SCHIFFMAN,**  
"A new class of broad band microwave 90 degree phase shifters".  
IRE Trans. On microwave theory and techniques, April. 1958

- [II.11] **B. AGBA,**  
"Contribution à l'étude des techniques de déploiement de réseaux sans fil : application au LMDS",  
Thèse de doctorat n° 25-2004, U.E.R. des Sciences  
Université de Limoges, octobre 2004
- [II.12] **J. SHELTON,**  
"Fast Fourier Transforms and Butler Matrices".  
Proceedings of the IEEE, March 1968
- [II.13] **M. UENO,**  
"A systematic design formulation for Butler matrix applied FFT algorithm"  
IEEE Trans. on Antennas and Propagation,  
Vol. AP-29, No. 3, May. 1981
- [II.14] **T. MACNAMARA,**  
"Simplified Design Procedure for Butler Matrices Incorporating 90° Hybrids or 180° Hybrids"  
IEE Proc. H, Microwave and Antenna and Propagation,  
pp. 50-54, Feb. 1987
- [II.15] **A. ANGELUCCI, P. AUDAGNOTTO, P. CORDA, P. OBINO, F. PIARULLI,**  
"High performance microstrip networks for multibeam and reconfigurable operation in mobile-radio systems"  
Proc. IEEE GLOBECOM'94, San Francisco, USA, November 1994
- [II.16] **M. RAMMAL**  
"Contribution à l'étude et à la synthèse de réseaux d'antennes imprimées. Application à la conception de réseaux à lobes formés"  
Thèse de doctorat n° 3-93, U.E.R. des Sciences,  
Université de Limoges, janvier 1993.
- [II.17] **A. CAPELLE, and all,**  
"Microstrip antennas and arrays",  
Internal research report of the K. U. LEUVEN, October 1988



## **Chapitre III**

### **ANTENNE MULTIFAISCEAUX EN COSECANTE CARREE : APPLICATION AU LMDS**

---

- LES ANTENNES DE STATION DE BASE**
- FORMATION DE FAISCEAUX AU MOYEN DE LA  
NOUVELLE TOPOLOGIE DE MATRICE 5 X 8**
- LE SOUS RESEAU 1 X 8 EN COSECANTE CARREE**
- SIMULATION GLOBALE DE L'ANTENNE**
- REALISATION ET MESURES DE L'ANTENNE**
- EXPLICATION DES DISPARITES OBSERVEES AU  
MOYEN DES RETROSIMULATIONS**



## I. INTRODUCTION

Dans le cadre du **projet européen BROADWAN**, la conception d'une antenne pour station de base innovante a été retenue. Cette antenne devait être particulièrement bien adaptée aux réseaux de télécommunications de type **BFWA** (Broadband Fixed Wireless Access) à 42 GHz.

**Cette antenne fera donc l'objet de ce chapitre.**

La première partie de ce chapitre est consacrée à la présentation du problème de la couverture optimale et le besoin d'une antenne innovante. On définira un cahier de charges ainsi que le cadre dans lequel l'antenne sera utilisée ; à savoir une application **LMDS** dans le cadre du projet **BROADWAN**.

Au terme de l'analyse de couverture optimale, il a été retenu de concevoir une antenne réalisant :

- **un pointage électronique dans le plan azimutal** grâce à la conception d'une matrice de Butler à faisceau axial afin d'éviter les zones d'ombres lointaines
- **un diagramme en cosécante carrée dans le plan vertical** afin d'éliminer les zones d'ombre dans la partie proche de l'émetteur et de mieux répartir la puissance entre tous les utilisateurs.

Ensuite, nous allons mettre en pratique les connaissances acquises pour concevoir une antenne à pointage électronique dans le plan horizontal grâce à une matrice de Butler à faisceau axial et en bande millimétrique. En effet, dans le chapitre précédent, un premier prototype nous a permis de valider la nouvelle topologie de matrice à faisceau axial. Cependant, Une procédure de simulation par segmentation sera adoptée, contrairement au chapitre précédent, à cause de la grande taille du problème informatique.

Nous étudierons par la suite les réseaux d'éléments rayonnants et les pondérations choisies permettant de former un diagramme en cosécante carrée. Une analyse des résultats de

simulation de la matrice ainsi que ceux d'un sous réseau en cosécante carrée nous a permis de prévoir les performances de l'antenne.

La dernière partie de ce chapitre présentera les résultats expérimentaux de l'antenne réalisée par THALES Communications ainsi qu'une analyse de ces résultats.

## II. LES ANTENNES DE STATION DE BASE

Le choix d'une antenne se fait tout d'abord en fonction de la forme et de la taille de la cellule à couvrir afin d'en optimiser la couverture. On peut distinguer quatre catégories d'antennes utilisées dans les stations de base suivant leur ouverture à - 3 dB en azimut : les antennes omnidirectionnelles, les antennes à lobes formés (*sectorielle, cosécante carrée, ...*), les antennes directives et les antennes agiles ou à pointage.

D'autres critères influent directement sur le choix d'une antenne particulière : l'encombrement, le choix de la polarisation et le coût. Tous ces paramètres permettent de choisir l'antenne appropriée à la couverture souhaitée. Cependant, plusieurs problèmes récurrents apparaissent dans la couverture d'une cellule.

### II.1 Problématique de la couverture des réseaux sans fil

La fonction d'un émetteur pour station de base est de permettre à tous les abonnés de recevoir un signal suffisant pour utiliser le réseau. La qualité de la couverture va dépendre de plusieurs paramètres : la portée maximale et la suppression des zones d'ombre sont les plus importants. Les problèmes de portée totale, du pourcentage de la couverture et du gain d'un système étaient abordés dans le *chapitre II*. Maintenant nous allons passer aux autres problèmes de couverture.

#### II.1.1 Zones d'ombre proches de l'émetteur

Les zones d'ombre peuvent exister pour différentes raisons. La première est la présence de bâtiments ou de forêts qui, à des fréquences élevées, est très pénalisante en terme de puissance reçue (cas du système LMDS). On observe dans tous les réseaux un autre type de zone d'ombre se trouvant dans la région proche de l'émetteur. Ces zones de non réception sont dues au fait que dans cette région, l'énergie n'est pas rayonnée par le lobe principal de l'antenne mais par ses lobes secondaires (*figure III.1*).

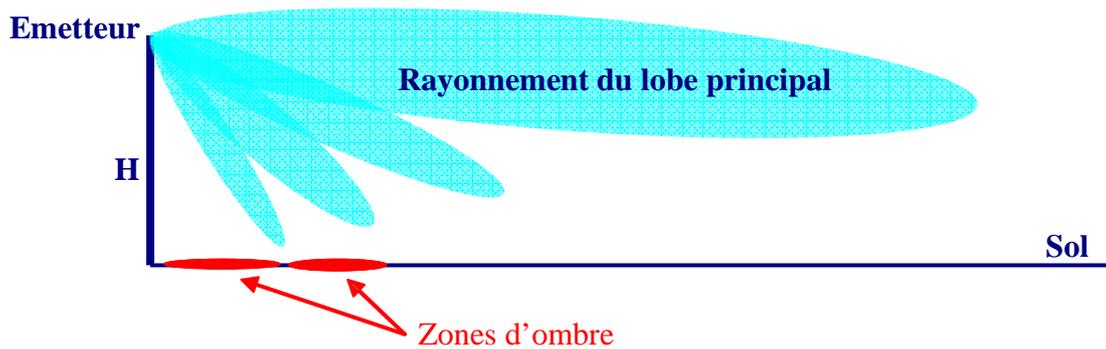


figure III.1. Zones de non réception dans la région proche de l'émetteur

De ce fait, il existe des trous ou gaps où la puissance reçue est insuffisante. La hauteur de l'émetteur ou encore la forme du diagramme de l'antenne d'émission ont une très forte influence sur la présence de ces zones d'ombre.

### II.1.2 Eblouissement des abonnés proches de l'émetteur

Un autre problème rencontré lors de la conception d'un réseau est l'inhomogénéité de la puissance reçue par les abonnés. Ceux se trouvant proches de l'émetteur recevront une puissance importante alors que d'autres, éloignés, auront une puissance à peine plus élevée que le seuil de sensibilité du système. La sensibilité des récepteurs est dimensionnée pour les abonnés les plus éloignés. Celle-ci est alors trop élevée pour les abonnés proches, la puissance reçue étant beaucoup plus importante. Il se produit alors un phénomène d'éblouissement des récepteurs. Cela impose l'utilisation d'atténuateurs pour les récepteurs trop éclairés ce qui augmente leur complexité et leur coût pour les opérateurs.

### II.1.3 Bipolarisation

Souvent, les réseaux de télécommunication fonctionnent sur deux polarisations, horizontale et verticale, afin de multiplier par deux la quantité d'informations transmises sur la même bande de fréquence. Ces deux polarisations doivent être parfaitement bien découplées. Or, dans la région proche de l'émetteur, l'énergie rayonnée provient généralement des lobes secondaires de l'antenne. Avec une antenne directive classique, la polarisation croisée est très basse dans le lobe principal, mais est plus importante pour les lobes secondaires. Donc, dans la région proche de l'émetteur, les polarisations principale et croisée ont quasiment la même puissance ce qui empêche le fonctionnement correct du réseau sur deux polarisations.

Les principaux problèmes de couverture des émetteurs étant connus, nous avons cherché à développer au cours de ce travail, **une antenne permettant de résoudre en partie les problèmes définis.**

#### **II.1.4 Solution**

La connaissance des difficultés qui limitent la couverture nous a aidé à définir une antenne convenable. Cette solution réside dans une antenne à pointage électronique dans le plan azimutal et à lobe formé en cosécante carrée en site. Ce type d'antenne permet de lutter contre les problèmes définis précédemment.

Le choix du domaine millimétrique a été engendré par le contexte c'est à dire le projet **BROADWAN** et l'étude du système **LMDS**. Le domaine millimétrique présente un certain nombre d'avantages principalement dus à la réduction de la longueur d'onde et à l'augmentation de la bande passante et ainsi le nombre de canaux. En effet, cela implique une réduction de la taille des antennes et de leur poids. Cependant, la réalisation demande une **précision technologique bien plus importante**, d'où une augmentation des coûts. Nous avons choisi la **technologie imprimée afin de réduire fortement l'encombrement** et de **faciliter l'intégration** de l'antenne dans un module d'émission. Ce critère de taille de l'antenne est très important.

## **II.2 LMDS : Local Multipoint Distribution System**

Le LMDS est un système de télécommunication sans fil point multipoint dédié aux services multimédia, offrant une importante bande passante et un haut débit **[III.1]**. C'est un réseau cellulaire composé de stations de base (BTS) permettant de couvrir une zone donnée, celles-ci étant reliées aux autoroutes de l'information soit par fibre optique soit par l'intermédiaire d'un faisceau hertzien haut débit (*figure III.2*).

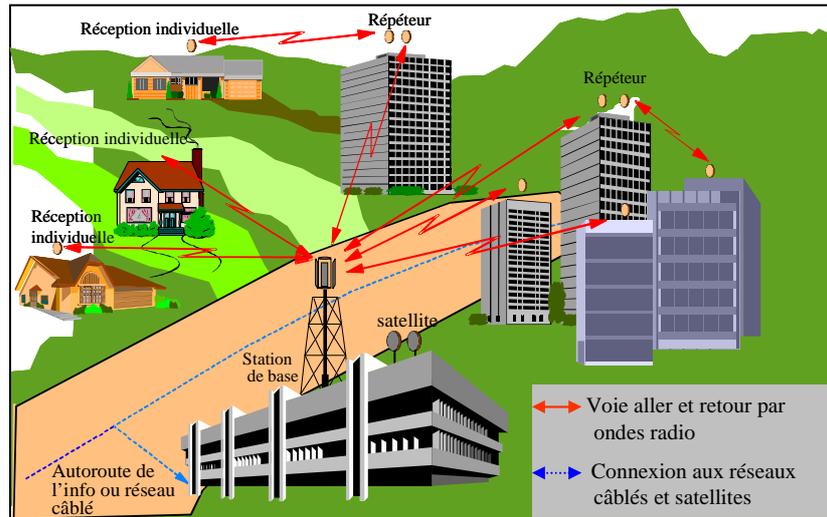


figure III.2. Architecture d'un réseau LMDS

Ce système s'est beaucoup développé ces dernières années car il présente beaucoup d'avantages aussi bien pour les opérateurs que pour les abonnés.

Une largeur de bande de 3 GHz, une station de base peut offrir 48 canaux de 39 MHz à 34 Mb/s en voie descendante et 50 canaux de 2 MHz à 2 Mb/s en voie montante. Ce système permet de désenclaver les régions isolées ou à géographie accidentée sans coût exorbitant pour les opérateurs : peu de travaux de génie civil sont nécessaires comparé à la mise en place du câble ou de la fibre optique dans ces régions.

Certaines caractéristiques sont directement liées à la bande de fréquence allouée par l'ETSI (European Telecommunications Standard Institute) pour ces applications LMDS : 40.5 – 43.5 GHz. Les hautes fréquences ont pour principal avantage d'offrir de très larges bandes passantes autorisant de nombreuses applications : Internet, téléphonie, télévision numérique mais aussi visioconférence, radiodiffusion sonore numérique, vidéo à la demande... Cependant il est à noter plusieurs inconvénients : la faible portée de ce système (environ 5 km par temps clair), les difficultés technologiques dans la conception des antennes à ces fréquences et les problèmes de puissance à supporter par les puces électroniques.

Devant le caractère prometteur de ce système, plusieurs projets ont vu le jour regroupant des industriels intéressés par le développement de cette technique et des laboratoires de recherche dont le département OSA d'XLIM.

A Limoges, les travaux sur le LMDS ont commencé en 1997 avec un projet mené par l'équipe CREAPE et Thomson-CSF, et financé par l'ANVAR [III.2]. D'autres projets ont pris la suite de ces études.

## II.3 Projet BROADWAN

Le projet BROADWAN [III.3] pour "*Broadband services for everyone over fixed wireless access networks*" regroupe plus de 25 partenaires répartis dans plusieurs pays d'Europe. Les raisons qui ont motivé la mise en place de ce programme sont les suivantes :

- développer une architecture réseau économiquement viable en combinant les technologies d'accès existantes afin de fournir des services haut débit et large bande partout en Europe.
- placer l'industrie européenne au premier rang dans les technologies d'accès sans fil de nouvelle génération.
- encourager l'utilisation de services large bande à toutes les échelles de la société en multipliant des tests, des essais et des démonstrations avec un intérêt particulier pour le monde rural.

Ainsi, dans ce projet prévu pour durer cinq ans, la contribution de l'équipe OSA touche plusieurs secteurs allant de l'étude de la couverture à la modélisation de la couche MAC (Medium Access Control) du réseau sous OPNET [III.4] avec l'implémentation de la norme 802.16 et **la conception d'antennes**. En effet, il est prévu de réaliser en partenariat avec THALES de nouvelles antennes pour station de base en technologie planaire permettant d'optimiser la couverture du système. Deux challenges sont proposés :

- améliorer la couverture à l'aide d'antenne en cosécante carrée et à pointage électronique
- réaliser ces systèmes en technologie planaire afin de réduire l'encombrement et de faciliter l'intégration des modules d'émission (contrairement aux cornets).

La solution finale de ce projet sera l'utilisation d'une **antenne en cosécante carrée** dans le plan vertical associée à une matrice de Butler pour réaliser **un pointage électronique** dans le plan horizontal.

### **II.3.1 Cahier de charges**

#### ***II.3.1.a Plan vertical***

L'antenne doit avoir les caractéristiques suivantes dans le plan vertical :

- présenter un diagramme en cosécante carrée avec un dépointage d'environ  $3^\circ$  dans le plan H
- Bande de fonctionnement : 41.5 – 42.5 GHz
- Adaptation à -10 dB
- avoir un encombrement réduit pour disposer les sous réseaux à  $0.7 \lambda_0$  les uns des autres.
- avoir une polarisation croisée faible : - 15 dB.
- Gain : 15 dB

#### ***II.3.1.b Plan horizontal***

Dans ce plan, l'antenne doit avoir les caractéristiques suivantes :

- présenter un pointage électronique de faisceaux couvrant un secteur supérieur à  $50^\circ$
- Bande de fonctionnement : 41.5 – 42.5 GHz
- Adaptation à -10 dB
- Angle d'ouverture à mi puissance de  $10^\circ$

Pour des questions d'encombrement et de polarisation croisée, nous avons choisi de travailler en technologie multicouche. Ainsi, seuls les patches seront sur la face avant de l'antenne. Le réseau d'alimentation ainsi que la matrice de Butler seront sur la face arrière et ne perturberont pas le rayonnement. Les patches seront donc alimentés par fente dans le plan de masse. Cette technique a cependant le désavantage d'augmenter le rayonnement arrière de l'antenne. Nous porterons une grande attention à ce dernier point.

### **II.3.2 Contraintes techniques**

Nous allons mentionner quelques contraintes techniques pour la conception de l'antenne.

- Avoir une distance minimale entre les lignes formant la matrice afin de limiter le couplage.
- Les ports d'entrée sont espacés au moins de 11 mm (*figure III.3*) pour pouvoir placer des connecteurs SSMA type K.

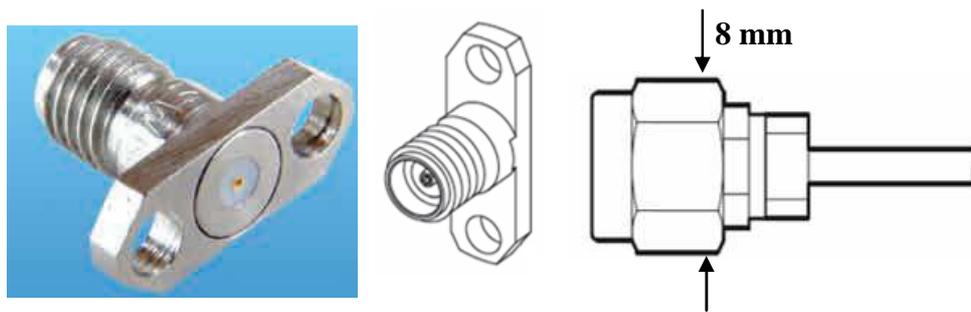


figure III.3. Connecteurs utilisés et dimensions du connecteur mâle

- Les ports de sortie sont espacés de  $0.7 \lambda_0$  ; distance inter patch dans le plan horizontal.
- La largeur minimale autorisée d'une piste en microruban est de  $150 \mu\text{m}$  (*seuil fixé pour la réalisation par THALES Communications et ceci pour une application civile*).
- La largeur minimale d'une fente dans le plan de masse, autorisée par THALES Communications, est de  $300 \mu\text{m}$ .

### II.3.3 Solutions proposées

Nous allons utiliser une matrice d'ordre 8 à 5 faisceaux dont un est axial pour répondre aux critères exigés par le cahier de charges en termes de couverture, de rayonnement et de gain. Nous rappelons qu'un faisceau dans l'axe de l'antenne a un intérêt majeur dans l'augmentation de la portée et le pourcentage de couverture [III.5].

Une analyse de rayonnement montre la nécessité de 5 faisceaux pour couvrir un secteur supérieur à  $50^\circ$  et d'un réseau de 64 patches afin d'arriver au gain et au lobe en cosécante carrée désirés.

#### II.3.3.a Caractérisation du substrat

Notre choix de substrat s'est tourné vers le *DUROID 6002* ( $\epsilon_r = 2.94 \pm 0.04$  et  $\tan \delta = 0.0012$  à 10 GHz et  $23^\circ\text{C}$ ). Des mesures effectuées par *THALES Communications* sur la variation des pertes du substrat en fonction de la fréquence ont été menées (*figure III.4*).

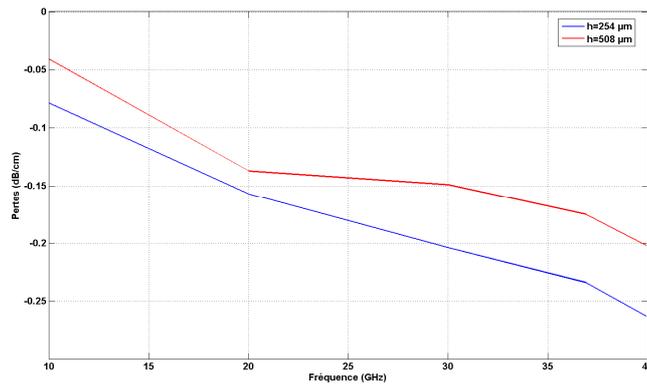


figure III.4. Evaluation des pertes du Duroïd 6002 au-delà de 10 GHz.

Les pertes diélectriques augmentent en fonction de la fréquence tandis qu'un substrat plus épais subit moins de pertes diélectriques.

### II.3.3.b Choix de la hauteur du substrat

Pour la hauteur du diélectrique, nous avons opté pour 254 µm, car il faut faire un compromis entre les pertes (dû au diélectrique, à la métallisation et au rayonnement) et la taille du circuit final. Ce choix est d'autant plus renforcé par la figure III.5. Elle montre l'évolution des impédances caractéristiques des lignes microrubans entre 50 et 110 Ω en fonction de leurs largeurs et de leurs hauteurs de substrat.

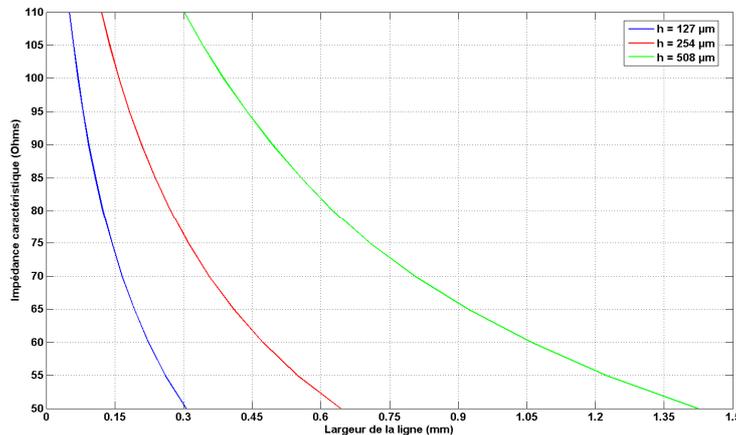


figure III.5. Evolution de l'impédance caractéristique de lignes microrubans en fonction de la hauteur du substrat DUROÏD 6002 et de la largeur de ligne à 42 GHz.

Une fois que la problématique est définie ainsi que le choix de la technique à utiliser, nous allons commencer à concevoir la matrice permettant de garantir le pointage dans le plan horizontal.

## **III. FORMATION DE FAISCEAUX AU MOYEN DE LA NOUVELLE TOPOLOGIE DE MATRICE 5 X 8**

La formation de faisceaux se fait au moyen d'une matrice de Butler basée sur la nouvelle topologie développée. En effet, la matrice englobe dans sa structure des éléments de première importance tels que les coupleurs, les déphaseurs et les croisements. Il existe aussi des problèmes électromagnétiques (*lignes coudées, couplage, ...*) ce qui provoquent aléatoirement des erreurs sur le fonctionnement de l'antenne. Nous allons traiter les éléments de cette matrice ainsi que les problèmes existants.

### **III.1 Conception**

Au cours de ce paragraphe, nous allons aborder la méthodologie employée pour concevoir une matrice 5 x 8 à faisceau axial.

Cette matrice 5 x 8 sera conçue à la fréquence centrale de 42 GHz pour une bande passante de 3GHz soit 7 %. La zone couverte ne doit pas contenir de zones d'ombre ce qui impose le choix d'une matrice à faisceau axial. Une topologie identique à celle utilisée dans le *chapitre II* va être étudiée.

#### **III.1.1 Topologie de la matrice à 5 faisceaux et performances analytiques.**

##### ***III.1.1.a Calcul de la matrice.***

Cette matrice (*figure III.6*) est construite à partir des deux sous matrices : standard de taille 2 x 4 et une matrice à faisceau axial de taille 3 x 4 identique à celle étudiée dans le *chapitre II*. Les sorties de ces deux dernières seront connectées à un bloc de 4 coupleurs (3dB, 90°) et quatre déphaseurs de 90°.

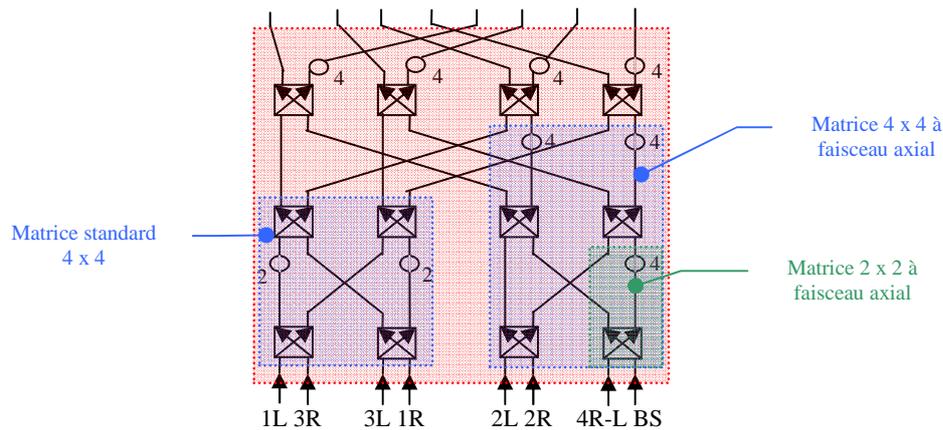


figure III.6. Nouvelle topologie d'une matrice 8 x 8

Afin d'éviter une structure tri couche pour des questions de coût, on a choisi de graver toute la matrice sur une seule face. Pour cela, nous devons remplacer les croisements par des coupleurs 0 dB. Les faisceaux 4R-L, 3L et 3R sont inutiles, leurs entrées correspondantes seront supprimées. Le résultat de cette procédure est le schéma bloc illustré ci-après.

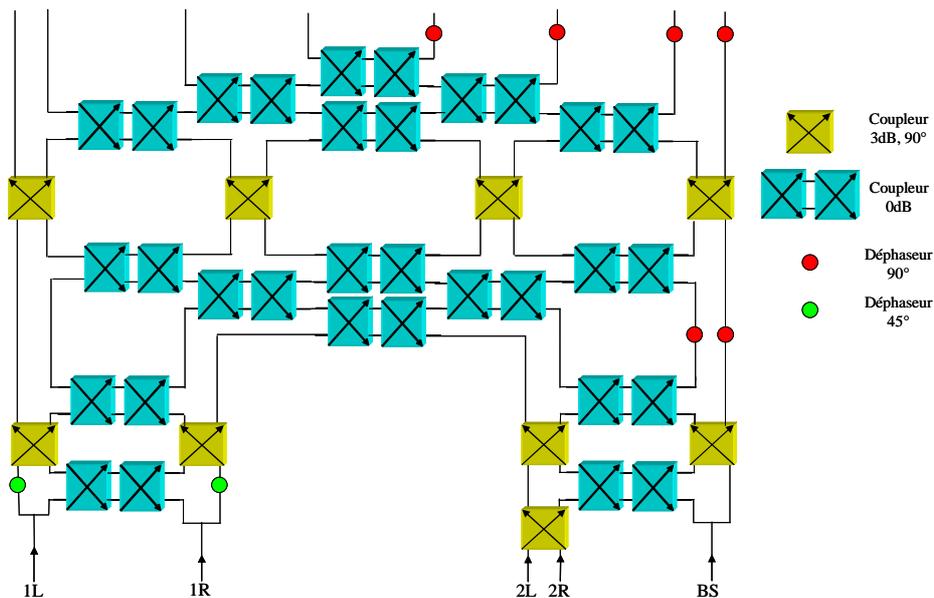


figure III.7. Topologie de la matrice 5 x 8 pour une structure planaire

La figure III.7 montre le schéma de principe de la matrice devant être réalisée en technologie micro ruban. On constate la 'disparition' des croisements au profit des coupleurs (3dB, 90°). Cela augmente le nombre de coupleurs de 9 à 41. Cette matrice permettra de fournir cinq gradients de phase ; à savoir  $\pm 45^\circ$ ,  $\pm 90^\circ$  et  $0^\circ$  et ainsi cinq faisceaux : 1L / 1R, 2L / 2R et BS.

### ***III.1.1.b Evaluation des pointages de la matrice 5 x 8***

Les gradients de phase obtenus aux sorties de la matrice sont appliquées maintenant sur un réseau d'éléments rayonnants pour déduire les angles de pointage des différents faisceaux.

Le réseau d'éléments rayonnants est formé de 8 patchs, espacées régulièrement de  $0.7 \lambda_0$ . Les diagrammes de rayonnement théoriques obtenus sont calculés par un logiciel analytique (SARA) [III.6] en définissant les dimensions des patchs, les pondérations en phase et en amplitude et le type de l'élément rayonnant. Ainsi, les angles de dépointage sont  $\pm 10^\circ$ ,  $\pm 21^\circ$  et  $0^\circ$  respectivement pour les gradients de phase suivants :  $\pm 45^\circ$ ,  $\pm 90^\circ$  et  $0^\circ$ . Nous constatons que les 5 faisceaux pilotés (mécaniquement ou électroniquement) couvrent un secteur de  $50^\circ$  dans le plan horizontal.

L'évaluation des pointages est faite, nous allons commencer à étudier les éléments qui constituent la matrice.

## **III.2 Etude des éléments constituant la matrice.**

La réalisation d'une matrice de Butler, opérant à la fréquence centrale de 42 GHz, nécessite l'étude et la caractérisation de ses différents composants. Ces derniers doivent être performants et présentant le minimum de pertes. Il est à noter que les performances de la matrice dépendent des performances de ses composants.

Les paragraphes suivants concernent donc la simulation des coupleurs (3dB,  $90^\circ$  et 0dB), en technologie simple face et sur un substrat Duroïd 6002 caractérisé par :

- Hauteur du substrat :  $h = 254\mu\text{m}$  ;
- Permittivité :  $\epsilon_r = 2.94$  ;
- Tangente de pertes :  $\text{tg}\delta = 0.003$  à 37 GHz ;

### **III.2.1 Coupleur (3dB, $90^\circ$ )**

Ce coupleur (*figure III.8*) est caractérisé en utilisant le substrat Duroïd 6002 défini précédemment. Il est tout d'abord dimensionné et simulé avec le logiciel MOMENTUM afin de fonctionner dans la bande des 42 GHz.

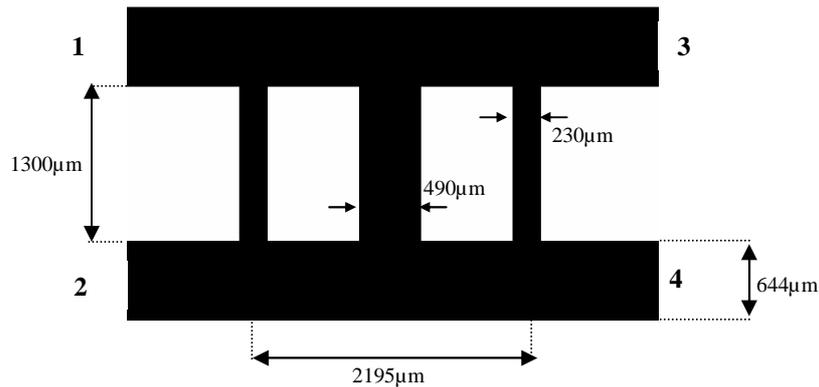


figure III.8. Layout du coupleur (3dB ; 90°) et ses dimensions

Les résultats de simulation sont présentés sous la forme de paramètres S (figure III.9). D'une part, ils sont fournis en amplitude pour les 4 ports et d'autre part en phase pour les deux voies directes et couplées.

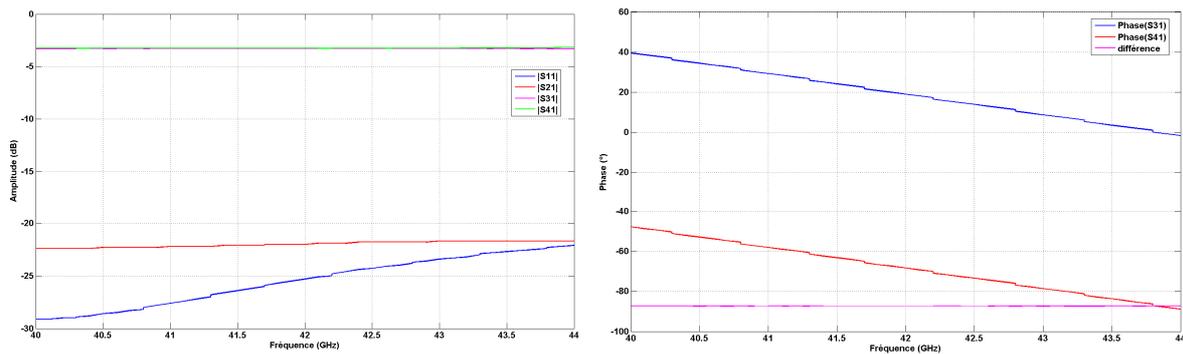


figure III.9. Paramètres S du coupleur (3dB ; 90°) en termes d'amplitude et de phase

En terme d'amplitude, ces résultats montrent une symétrie au niveau des voies aux sorties du coupleur. Une quasi amplitude aux sorties du coupleur est présente. Le coupleur est adapté sur toute la bande avec un bon coefficient d'isolation. Les pertes diélectriques, métalliques et par rayonnement valent 0.2 dB.

Quant à la phase, les signaux sont bien en quadrature de phase. Sur la bande 40 – 44 GHz, l'écart de phase est constant sur toute la bande et vaut 88°.

### III.2.2 Vers une matrice planaire : Coupleur 0 dB

Cette étape consiste à relier deux coupleurs (3dB, 90°) entre eux afin d'obtenir un coupleur 0 dB capable de substituer un croisement sur une large bande comme s'est illustré

sur la *figure III.10*. L'encombrement de ce coupleur 0 dB large bande est un désavantage par rapport au coupleur 0 dB à trois branches [III.7].

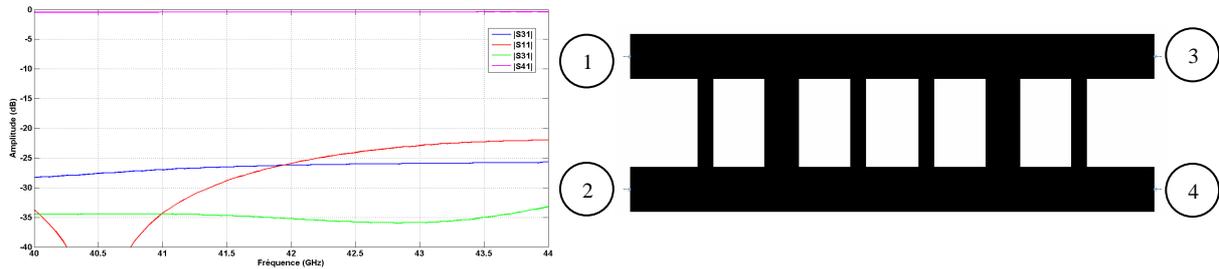


figure III.10. Paramètres S et layout du coupleur 0dB.

L'optimisation du coupleur 0dB se fait sur la distance qui sépare les deux coupleurs 3 dB. La simulation de ce coupleur permet d'estimer les pertes existantes à 0.5 dB. Aussi, ce coupleur présente des bonnes performances en termes de transmission, de réflexion et d'isolation sur la bande 40 – 44 GHz.

### III.3 Simulation de la matrice

#### III.3.1 Problématique et procédé de simulation choisi

Le calcul électromagnétique précis dans les structures complexes nécessite la prise en compte d'une description détaillée de la géométrie. Ceci conduit souvent à l'utilisation de maillages raffinés. Ainsi, pour un code de calcul Eléments Finis ou Moments, le coût numérique associé à la simulation des problèmes de grande taille est éminent.

Une préanalyse montre que la matrice occupera une surface de  $50 \lambda_0^2$  environ. Donc, on affronte un problème informatique de grande taille (relatif à la puissance de la machine de calcul) [III.8] qui peut être résolu de plusieurs manières. Toutes ces manières ne sont pas équivalentes.

Il existe aussi dans la littérature des méthodes de simulation appelées "technique de segmentation et de déssegmentation" [III.9 – 12]. Nous allons nous servir de ces techniques pour développer notre propre méthode.

En fait, l'auteur de l'article [III.13] a développé deux algorithmes de simulation en utilisant MatLab :

- L'algorithme direct : il consiste à découper une matrice de Butler d'ordre  $N$  en  $k$  étages. On attribue une matrice à chaque étage et un vecteur ( $X_0$ ) au signal d'entrée. Si la matrice de Butler ne fonctionne qu'en émission alors il suffit d'appliquer une matrice ( $A_i$ ) de taille  $N \times N$  à chaque étage. La figure III.11 montre la structure découpée d'une matrice d'ordre 4.

L'extraction des paramètres  $S$  en sortie se fait en multipliant les  $k$  matrices entre elles avec le vecteur correspondant au signal d'entrée  $X_0$ .

$$S_k = \prod_{i=1}^k A_i X_0$$

Cet algorithme ne prend pas en compte les effets de réflexion sur les entrées des étages ni les effets de couplage entre ces derniers. Afin d'approcher du cas concret, les termes d'amplitude et de phase des éléments constituant les matrices  $A_i$  sont pondérés par des erreurs aléatoires. Donc il s'ensuit, des résultats englobant une certaine incertitude qui dépend des erreurs aléatoires attribuées.

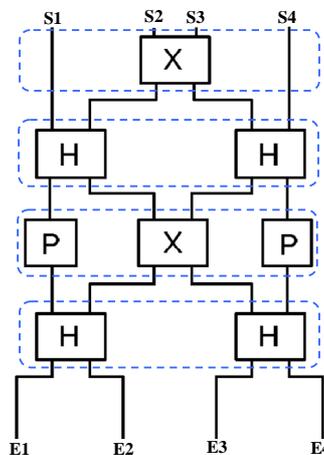


figure III.11. Matrice d'ordre 4 découpée en 4 étages

- L'algorithme récursif : l'inconvénient majeur de l'algorithme direct est la non prise en compte des réflexions aux entrées des matrices ( $A_i$ ) et c'est la raison pour laquelle l'algorithme récursif a été développé. Cet algorithme s'appuyant sur une méthode récursive, traite les multiples réflexions des signaux entre l'entrée et la sortie de la matrice jusqu'à un certain seuil d'erreur.

Que ce soit l'algorithme direct ou récursif, le couplage entre les éléments de la matrice n'est pas pris en compte. Il s'ensuit des résultats inexacts surtout en millimétrique.

Revenons aux circuits à concevoir. La matrice 5 x 8 ne pourra pas être simulée entièrement sous le logiciel *MOMENTUM* à cause de la taille du problème. Donc, nous appliquons une méthode de segmentation et ainsi la matrice est découpée en cinq blocs (*figure III.12*) :

- Une sous matrice gauche : 2 x 4 (en rouge) réalisant deux gradients de phase ( $\pm 45^\circ$ )
- Une sous matrice droite : 3 x 4 (en bleu) réalisant deux gradients de phase ( $\pm 90^\circ$ )
- Un bloc regroupant des coupleurs 0dB et servant à connecter les sorties des deux sous matrices à l'étage contenant les coupleurs 3 dB
- Quatre coupleurs (3 dB,  $90^\circ$ ) (en jaune)
- Un bloc regroupant des coupleurs 0 dB et qui redirige les sorties de l'étage constitué par des coupleurs 3 dB vers les sorties de la matrice 5 x 8 (en rose)

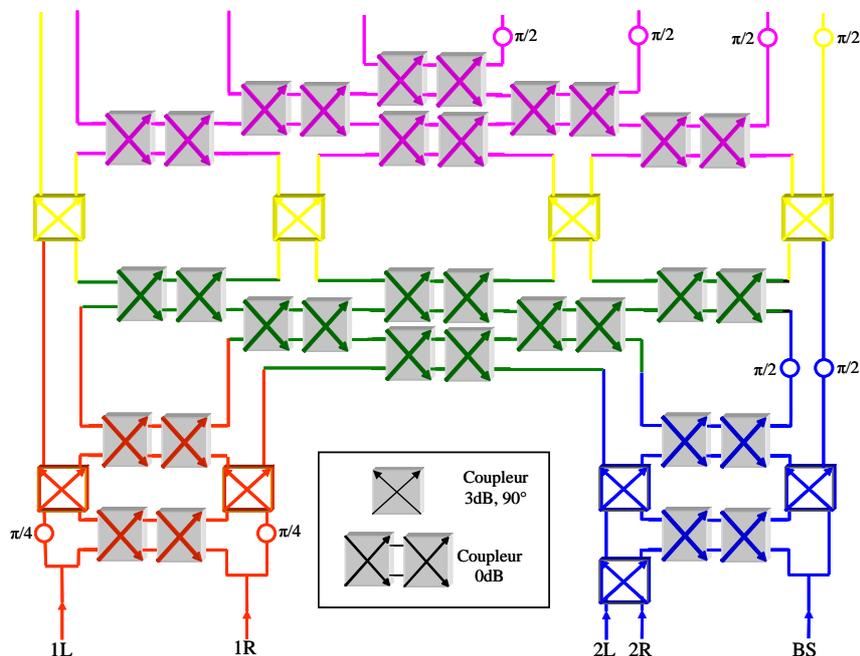


figure III.12. Segmentation de la matrice 5 x 8 en cinq blocs

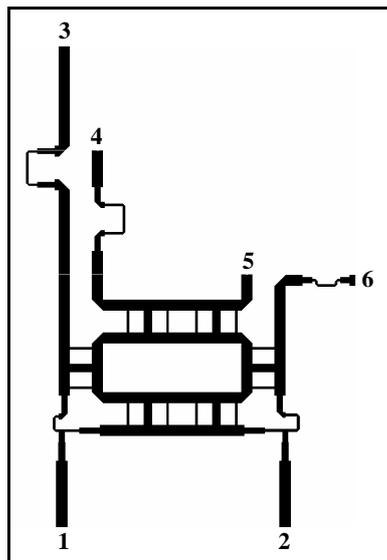
Ainsi, le dimensionnement de ce système sera effectué en trois étapes successives :

1. La simulation et l'optimisation de chaque bloc (coupleurs et sous matrices) avec le logiciel *MOMENTUM* sur la bande des 42 GHz.
2. Chaque bloc est représenté par un élément localisé c'est-à-dire une boîte noire contenant sa matrice *S*. L'assemblage complet du système utilise la méthode nodale qu'offre le logiciel *ADS* [III.14]. Cette technique permet une simulation rapide avec peu de ressources informatiques.
3. Accès aux matrices *S* d'entrée et de sortie du système complet.

Remarque : Lors de cette étude, une attention toute particulière sera apportée aux deux sous matrices de base : sous matrice gauche 2 x 4 et sous matrice droite 3 x 4. En effet, les gradients de phase qu'on doit retrouver aux sorties de la matrice 5 x 8 sont ceux générés par ces deux premières sous matrices.

### III.3.2 Premier bloc : La sous matrice gauche 2 x 4

Cette sous matrice emploie deux coupleurs à trois branches (vus précédemment) et deux coupleurs 0 dB en guise de croisements (*figure III.13*). Ce bloc est entièrement simulé sous le logiciel *MOMENTUM*.



*figure III.13. Layout de la sous matrice gauche 2 x 4*

Les phases aux sorties de la matrice ne suivent pas la distribution de phase pour un fonctionnement correct de l'antenne. Dans ce cas, les phases aux sorties seront modifiées en ajoutant un déphaseur à chaque port de sortie de la matrice. Ces déphaseurs ont été faits en utilisant des lignes à forte impédance afin de diminuer les pertes par rayonnement.

Pour garantir un fonctionnement correct de la matrice sur une large bande de fréquence, les déphaseurs doivent fournir une phase précise. Autrement dit, il faut que la phase générée soit constante sur toute la bande de fréquence. En fait, la phase générée par ces correcteurs de phase n'est valable qu'à la fréquence centrale d'où une limitation du fonctionnement global de l'antenne en terme de bande.

La simulation se fait en alimentant une voie d'entrée et en récupérant la puissance sur les quatre voies de sortie à condition que les autres voies d'entrée soient adaptées à  $50 \Omega$ .

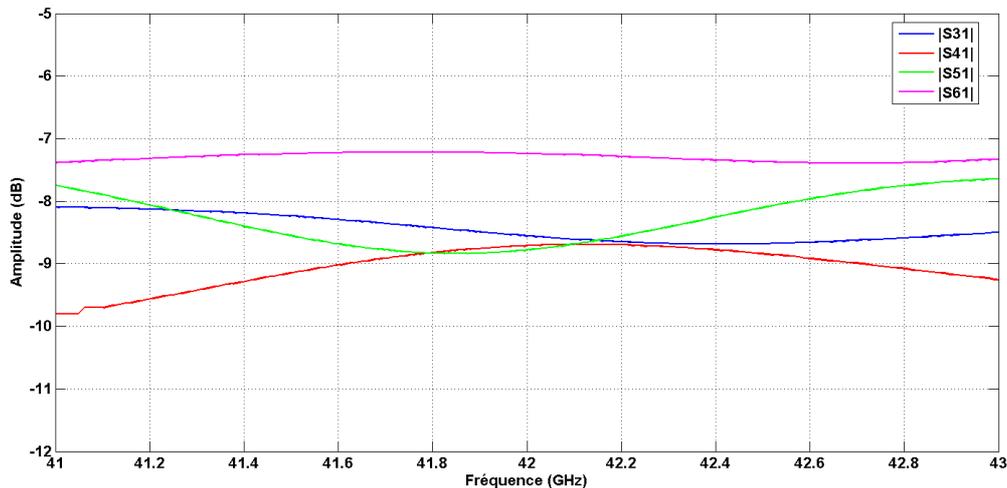


figure III.14. Paramètres S de la sous matrice  $2 \times 4$  correspondants à l'excitation de la voie 1

Les résultats montrent que les entrées et les sorties de la sous matrice sont adaptées. Les amplitudes en sortie (figure III.14) de la sous matrice varient entre - 8 et - 9 dB sur la bande 41.5 – 42.4 GHz à l'exception du dernier port en sortie qui garde une valeur de -7 dB. Ainsi, les pertes dans ce bloc sont estimées à 3 dB au maximum.

### III.3.3 Deuxième bloc : La sous matrice droite $3 \times 4$

Cette sous-matrice, placée à droite de la matrice  $2 \times 4$ , emploie trois coupleurs à trois branches, vus précédemment, et deux coupleurs 0 dB en guise de croisements (figure III.15).

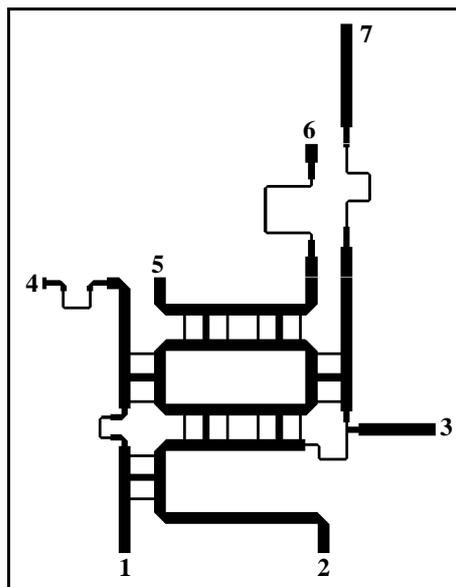


figure III.15. Layout de la sous matrice droite 3 x 4

La simulation se fait en alimentant une voie d'entrée et en récupérant la puissance sur les quatre voies de sortie à condition que les autres voies d'entrée soient adaptées à 50  $\Omega$ .

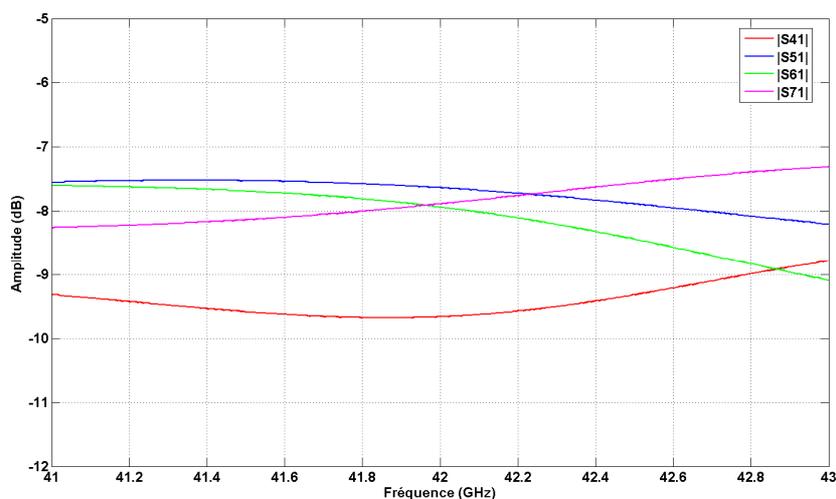


figure III.16. Paramètres S de la sous matrice 3 x 4 correspondants à l'excitation de la voie 1

Nous constatons une très bonne isolation et adaptation sur la bande de travail pour ces entrées. Aussi, on a une quasi équiampitude sur les voies de sortie (figure III.16). La voie 4 présente une dégradation en terme d'amplitude au profit d'une équiampitude des autres voies.

### III.3.4 Les blocs de coupleurs 0 dB

Ce bloc de coupleur 0 dB remplace les croisements et relie les deux sous matrices étudiées aux quatre coupleurs 3 dB qui seront ajoutés au dernier étage comme prévu.

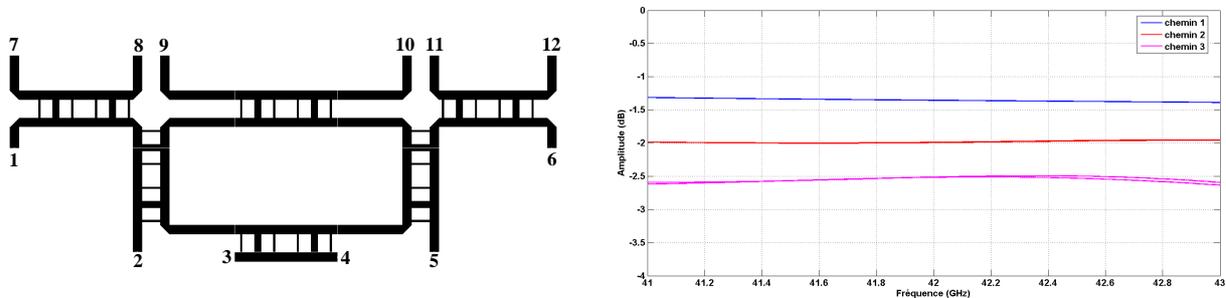


figure III.17. Layout du bloc des coupleurs 0 dB et paramètres S des 3 différents chemins parcourus

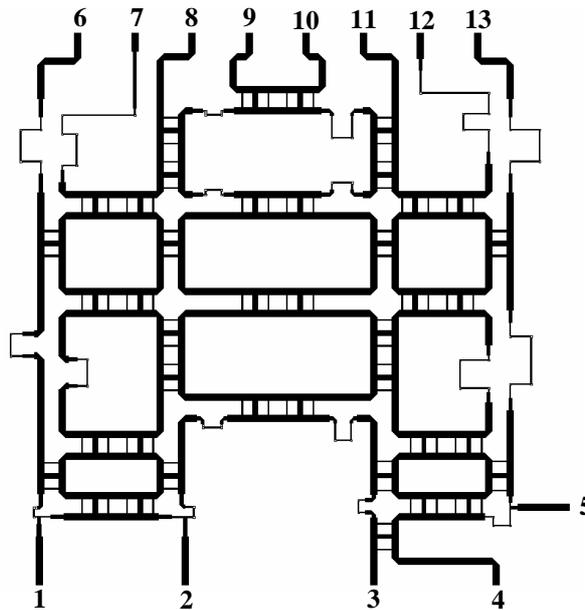
Cette partie (figure III.17) est symétrique et on pourra remarquer ceci à partir des paramètres S de ce bloc. Ces paramètres de transmission ont des différentes valeurs [- 1.2 dB, - 2 dB et - 2.5 dB] suite aux différents chemins parcourus et le nombre des coupleurs rencontrés. Les chemins 1, 2 et 3 sont [1→8 ou 6→11], [2→10 ou 5→9] et [3→12 ou 4→7] respectivement. Les déphaseurs ajoutés sur les deux sous matrices gauche et droite prennent en compte les déphasages introduits par les coupleurs 0 dB de ce bloc. Un autre bloc de coupleurs 0 dB est d'ailleurs utilisé au dernier étage de la matrice 5 x 8. Ce bloc de coupleurs 0 dB sert à redistribuer les sorties des quatre coupleurs 3 dB qui seront ajoutés. Cependant, ce bloc ainsi que ses résultats seront présentés en **annexe 6**.

### III.3.5 Paramètres S de la matrice : Evaluation de ses performances

Une fois les différents blocs de la matrice sont optimisés et simulés, nous allons appliquer le procédé de simulation choisi afin d'extraire les paramètres S de la matrice 5 x 8.

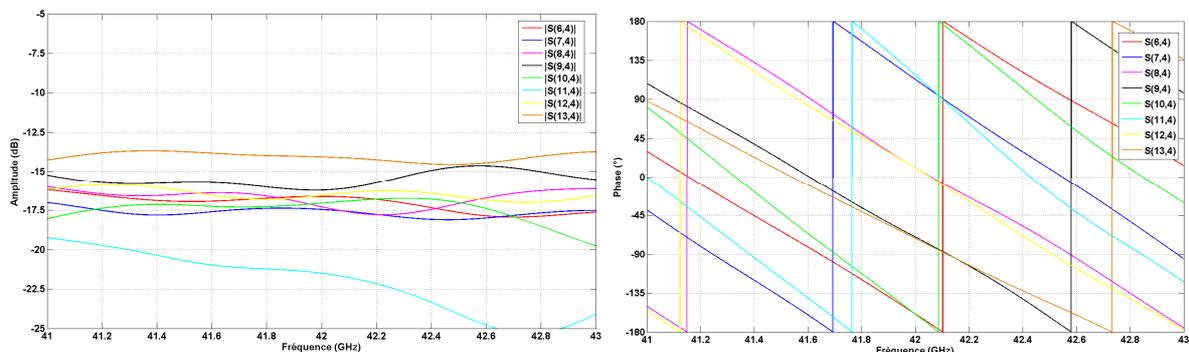
La matrice 5 x 8 étant découpée, chaque bloc est simulé indépendamment de l'autre. Les boîtes noires seront reliées entre elles tandis que les voies d'entrées et de sorties sont chargées par des ports à 50 Ω. Les paramètres S de chacun des blocs sont connus et nous allons extraire ceux de la matrice 5 x 8 par application du procédé déjà détaillé.

La *figure III.18* illustre le Layout de la matrice 5 x 8.



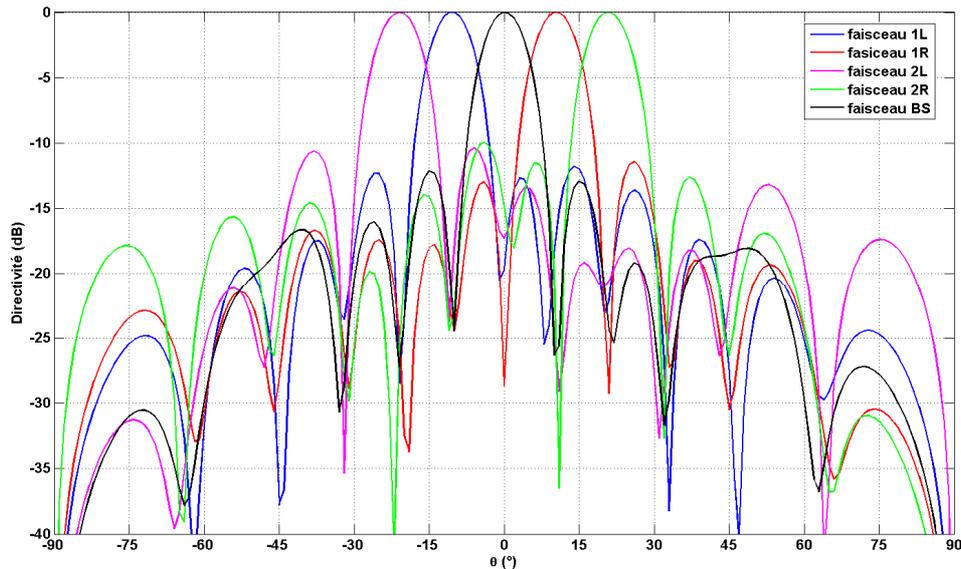
*figure III.18. Layout de la matrice 5 x 8*

Les résultats de simulation sous forme de paramètres S sont satisfaisants. Nous nous contentons d'illustrer sur la *figure III.19* les paramètres S qui correspondent à la voie 4. Les paramètres S qui correspondent aux autres voies sont illustrés en **annexe 7**. Nous obtenons des amplitudes de sortie voisines de  $-18$  dB hormis la voie 11. En effet, l'énergie acheminée vers la voie 11 subit des pertes à cause des nombreux coudes, coupleurs et longueurs de ligne. Le nombre de coudes et de coupleurs ainsi que la longueur de lignes sont plus importants sur le chemin allant de la voie d'entrée 1 vers la sortie 11 que les autres sorties ( $|S_{11,4}| = -21$  dB à 42 GHz). Cependant, il est clair que le chemin allant de l'entrée 4 vers la sortie 13 est le plus court et ainsi, ce chemin présente le minimum de pertes ( $|S_{13,4}| = -14$  dB à 42 GHz). En ce qui concerne la phase, la matrice offre un gradient équilibré à 42 GHz avec une erreur de  $8^\circ$  au maximum.



*figure III.19. Paramètres S en termes d'amplitude et de phase de la matrice 5 x 8 quand la voie 4 est excitée*

Les pondérations complexes aux sorties de la matrice sont maintenant connues. Ainsi, il sera possible d'accéder aux rayonnements analytiques en utilisant le logiciel d'analyse et de synthèse de réseau d'antenne SARA. Pour ce faire, ces pondérations sont appliquées à un réseau de 8 patchs espacés de  $0.7 \lambda_0$ . Les rayonnements analytiques obtenus à la fréquence de 42 GHz sont illustrés sur la *figure III.20*.



*figure III.20. Diagrammes de rayonnement du réseau formé dans le plan H*

L'ensemble des résultats est plutôt satisfaisant, on retrouve 5 faisceaux avec parfois un léger décalage allant jusqu'à  $2^\circ$ . Les écarts de pondération en amplitude influent peu sur les lobes secondaires à la fréquence centrale de 42 GHz et laissent apparaître une légère dissymétrie des lobes. Ces résultats sont satisfaisants en termes de pondérations complexes et rayonnements.

Passons maintenant à la deuxième partie de conception de l'antenne consacrée à une liaison LMDS ; à savoir la conception des sous réseaux d'éléments rayonnants en cosécante carrée.

## IV. LE SOUS RESEAU 1 X 8 EN COSECANTE CARREE

Dans cette partie, nous allons décrire la conception des sous réseaux en cosécante carrée ainsi que les résultats de simulation.

### IV.1 Introduction au diagramme appelé cosécante carrée

Nous allons décrire ici succinctement les origines, le principe ainsi que les applications des antennes en cosécante carrée [III.15]. Nous détaillerons ce type de lobes formés ainsi qu'une étude paramétrique des diagrammes en cosécante carrée en **annexe 8**.

A l'origine, ce type de diagramme a été utilisé pour les radars de veille et d'altimétrie [III.16]. Un avion se déplaçant à une altitude constante doit renvoyer la même image quelque soit sa distance par rapport au radar.

La nouvelle formule de FRIIS établissant le bilan de liaison montre que la puissance reçue est constante (Eq. III.1).

$$Pr = Pe + Gr + Ge_{\max} + 20 \cdot \log\left(\frac{\lambda \cdot \sin(\theta_0)}{4 \cdot \pi \cdot H}\right) \quad (\text{Eq. III.1})$$

Sachant que la distance entre l'émetteur et le récepteur est :

- $R = R_{\max}$  si  $\theta = \theta_0$
- $R = H$  si  $\theta = \pi/2$

En effet, cette expression est indépendante de  $R$  (distance entre émetteur et récepteur) et de  $\theta$ . Le bilan de liaison est donc constant, quelque soit la distance entre l'émetteur et le récepteur, pourvu que celle-ci soit inférieure à une distance maximum  $R_{\max}$  définie par l'angle  $\theta_0$ . Ce type d'antenne va donc permettre de compenser les effets de la propagation et de répartir l'énergie de façon homogène.

Outre les radars, il existe d'autres applications pour lesquelles ces antennes en cosécante carrée peuvent avoir un intérêt. En fait, ces antennes sont utilisées pour des applications indoor ou outdoor où la portée de l'antenne est un critère fondamental dans la conception de l'antenne dédiée à l'une de ces applications.

Une antenne en cosécante carrée peut alors résoudre trois des problèmes cités précédemment :

- l'élimination des zones d'ombre
- éviter "l'éblouissement" des abonnés : en effet, tous les abonnés recevant la même puissance, les récepteurs auront tous les mêmes caractéristiques.
- la polarisation croisée est mieux maîtrisée et perturbe moins la polarisation principale.

## IV.2 Conception de l'antenne en cosécante carrée

Le sous réseau sera conçu en technologie microruban. La partie de conception du réseau d'alimentation est simulée sous le logiciel MOMENTUM tandis que le rayonnement de ce sous réseau est calculé sous CST Microwave Studio.

### IV.2.1 Choix des pondérations

Les pondérations ont été calculées à partir du logiciel de synthèse SARA.

La matrice comporte 8 sorties et nous avons décidé d'utiliser 64 patchs afin d'obtenir le gain désiré. Ainsi, chaque sous réseau en cosécante carrée sera formé par 8 patchs et ceci dans le plan H des patchs. Ces 8 patchs seront espacés de  $0.65 \lambda_0$ . Les pondérations calculées et appliquées sur les patchs sont présentées dans le tableau suivant :

<i>Patch n°</i>	<i>- 4</i>	<i>- 3</i>	<i>- 2</i>	<i>- 1</i>	<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>
<i>Amplitude</i>	0.12	0.35	0.65	1	1	0.65	0.35	0.12
<i>Phase (°)</i>	0	0	0	0	50	50	50	50

Tableau III.1 Pondérations calculées

Le diagramme de rayonnement obtenu est présenté *figure III.21*. Il présente un dépointage de  $3^\circ$  et un gain théorique de 14.5 dB. Il présente une allure en cosécante carrée jusqu'à un angle de  $60^\circ$ .

Il faut noter qu'en utilisant le plan H du patch, la forme en cosécante carrée ne peut être obtenue jusqu'à  $90^\circ$  contrairement au cas du plan E.

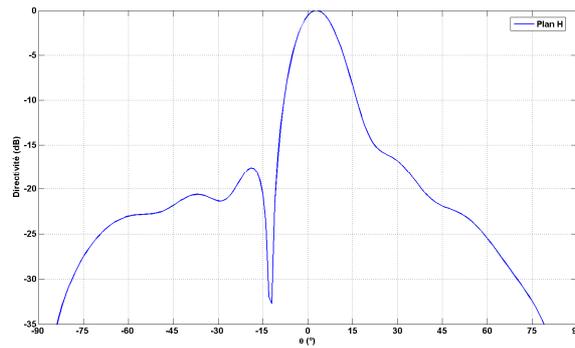


figure III.21. Diagramme de rayonnement dans le plan H obtenu sous SARA

Les pondérations en amplitude sont symétriques par rapport au centre du réseau et décroissantes. Nous avons donc choisi en conséquence l'architecture (figure III.22) du réseau d'alimentation. L'excitation des patches se fait par fente et l'alimentation du réseau sera au centre de ce dernier.

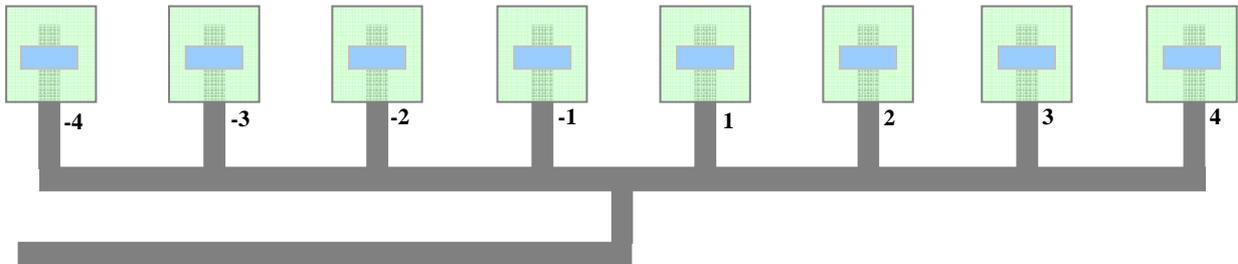


figure III.22. Architecture du réseau d'alimentation

Nous allons nous intéresser à présent à la conception de l'antenne avec tout d'abord le dimensionnement du patch élémentaire.

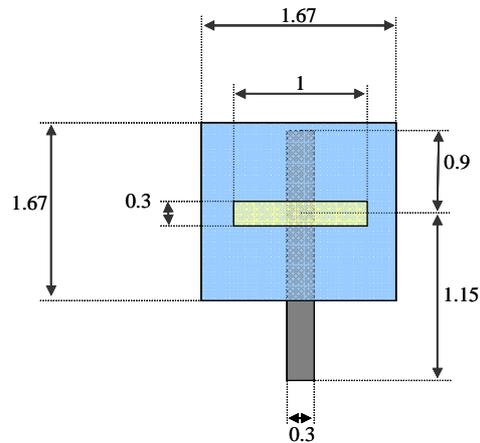
#### IV.2.2 Conception de l'élément rayonnant

Le patch doit répondre à plusieurs critères :

- il doit présenter un gain d'environ 6 dB
- avoir un rayonnement arrière assez faible car l'alimentation se fait par fente.
- présenter une impédance d'entrée réelle à 42 GHz et présentant le moins de variations possible sur la bande

D'autres contraintes de réalisation fixées par THALES Communications nous interdisent de concevoir une fente de largeur inférieure à 300  $\mu\text{m}$ . La ligne d'alimentation sous le patch ne doit pas non plus être trop longue afin de ne pas augmenter l'encombrement de l'antenne.

Après optimisation sous CST Microwave Studio, le patch choisi est illustré sur la *figure III.23*.

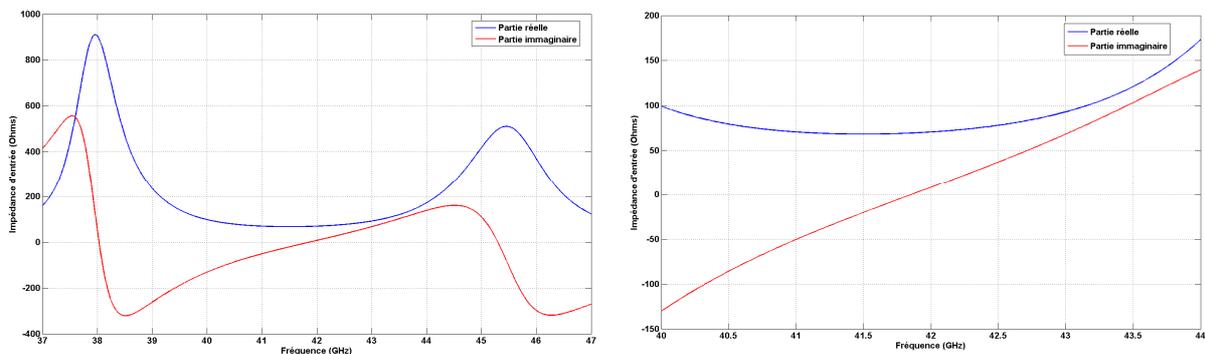


*figure III.23. Géométrie du patch et ses dimensions en mm*

Nous allons présenter les résultats obtenus avec ce patch.

#### **IV.2.2.a Impédance d'entrée**

L'impédance d'entrée du patch est présentée *figure III.24*. On peut remarquer qu'elle répond parfaitement aux critères fixés au départ.



*figure III.24. Impédance d'entrée du patch*

Observons les résultats en rayonnement.

#### **IV.2.2.b Rayonnement**

Les diagrammes de rayonnement du patch sur plan de masse fini à 42 GHz sont présentés *figure III.25*.

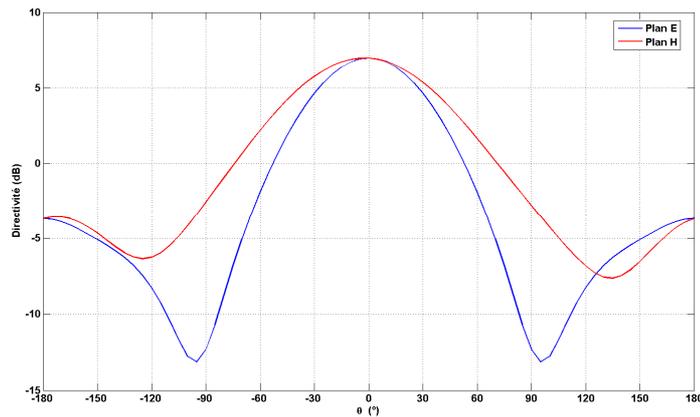


figure III.25. Diagrammes de rayonnement du patch à 42 GHz dans les deux plans E et H

Le gain obtenu est de 7 dB et le rayonnement arrière est inférieur à -10 dB. Celui-ci ne peut pas être diminué davantage car la largeur de la fente est obligatoirement supérieure à 300  $\mu\text{m}$ .

Ce patch est tout à fait satisfaisant. Nous allons l'utiliser dans le réseau en cosécante carrée.

### IV.2.3 Conception du réseau d'alimentation

#### IV.2.3.a Méthodologie

Afin de concevoir le réseau d'alimentation, nous avons procédé par étape. Tout d'abord, nous nous sommes intéressés aux parties extérieures, c'est à dire à l'obtention des pondérations sur les patches 4 par 4 (**annexe 9**). Il ne s'agissait donc que de pondérations en amplitude.

Par la suite, nous avons relevé l'impédance d'entrée du sous réseau de 4 patches. Ensuite, nous avons étudié la partie centrale toute seule servant à diriger l'énergie vers les deux semi-réseaux formés de quatre patches afin d'obtenir le bon déphasage entre les deux semi-réseaux. Finalement, nous avons essayé d'adapter en entrée le réseau de 8 patches.

#### IV.2.3.b Simulation

On peut voir sur le *tableau III.2* les pondérations en amplitude et en phase sur les 4 premiers patches. Les amplitudes sont bien décroissantes et les phases sont toutes égales à 42.1 GHz.

	Amplitude	Phase
Patch 1	1	-52.5
Patch 2	0.63	-51.6
Patch 3	0.32	-51.1
Patch 4	0.098	-50.7

Tableau III .2 : Pondérations des patches à 42 GHz

Ces pondérations sont en parfait accord avec celles déterminées sous SARA et elles sont assez stables en fréquence.

La simulation électromagnétique des quatre patches avec le circuit d'alimentation formant le semi-réseau sous CST Microwave Studio nous a donné l'impédance d'entrée pour notre semi-réseau. Les pondérations en amplitude sur les patches ayant été obtenues, nous nous sommes donc intéressés à la partie centrale afin de réaliser à la fois le déphasage de 50° entre les deux parties du réseau et aussi l'adaptation en entrée.

Afin de prendre en compte le couplage nous avons simulé le circuit illustré sur la *figure III.26*.

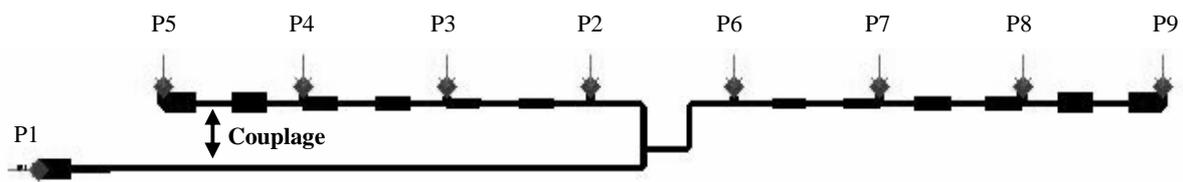
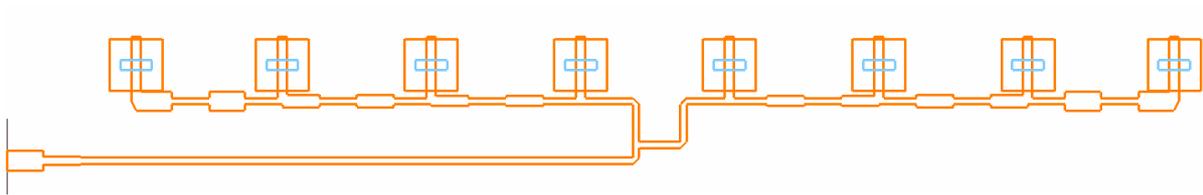


figure III.26. Layout du réseau simulé pour une prise en compte du couplage

L'adaptation ainsi que les pondérations sont très satisfaisantes. Ces résultats sont présentés en **annexe 10**. A noter seulement l'influence du couplage au niveau de la pondération en phase sur le port 5. Le réseau d'alimentation étant dimensionné, nous avons donc réalisé une simulation globale du réseau en cosécante carrée sous CST.

#### IV.2.4 Simulation Complète

Le sous réseau en cosécante carrée simulé complet sous CST Microwave Studio est illustré sur la *figure III.27*.

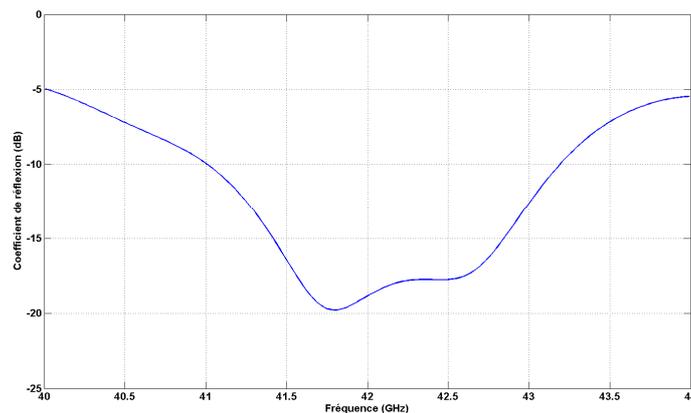


*figure III.27. Schéma du sous réseau de 8 patchs sous CST*

Nous allons à présent présenter les résultats en adaptation et en rayonnement calculés sous CST Microwave Studio.

##### IV.2.4.a Adaptation

La simulation d'un sous réseau sous CST permet de récupérer l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence ainsi que le coefficient de réflexion. Le coefficient de réflexion du sous réseau en cosécante carrée est présenté *figure III.28*.



*figure III.28. Adaptation de l'antenne*

L'adaptation du sous réseau est très satisfaisante. La bande passante est de 5.2% centrée à 42 GHz.

##### IV.2.4.b Rayonnement

Les diagrammes de rayonnement dans le plan H entre 41.5 et 42.5 GHz sont présentés *figure III.29*. Ils sont comparés au diagramme calculé analytiquement sous SARA.

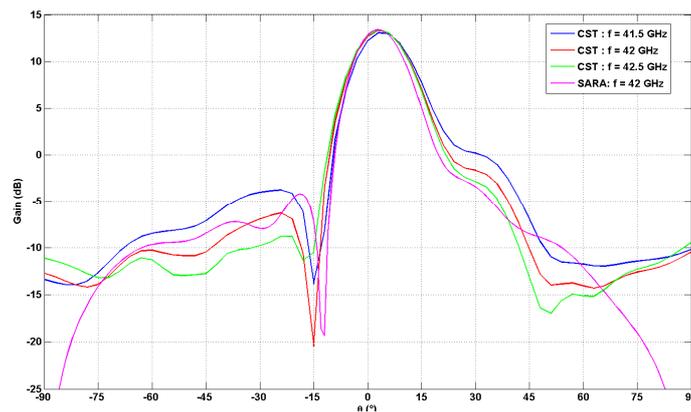


figure III.29. Diagrammes de rayonnement du sous réseau dans le plan H

On peut voir une très bonne concordance entre le diagramme analytique (SARA) et ceux du sous réseau, excepté pour des angles proches de  $\pm 90^\circ$  à cause d'un plan de masse fini et ce qui n'est absolument pas gênant. Le gain obtenu est de 13 dB entre 41.5 et 42.5 GHz. La polarisation croisée est très faible notamment inférieure à  $-20$  dB.

Quant au rayonnement arrière, il reste relativement important ( $-10$  dB) et ne pourra être réduit que si on réduit la taille de la fente ce qui n'est pas possible dans notre cas. Ce réseau contribue au respect de notre cahier des charges.

## V. SIMULATION GLOBALE DE L'ANTENNE

Les résultats de simulation d'un sous réseau d'éléments rayonnants sont maintenant bien connus, notamment le diagramme de rayonnement dans les deux plans et l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence. Nous introduisons dans un logiciel d'analyse d'antennes les pondérations en amplitude et en phase relevées lors de la simulation de la matrice  $5 \times 8$  ainsi que le rayonnement d'un sous réseau dans le plan E. A présent, nous allons déterminer les paramètres de l'antenne (*figure III.30*) en terme de rayonnement dans le plan horizontal et en terme d'adaptation.

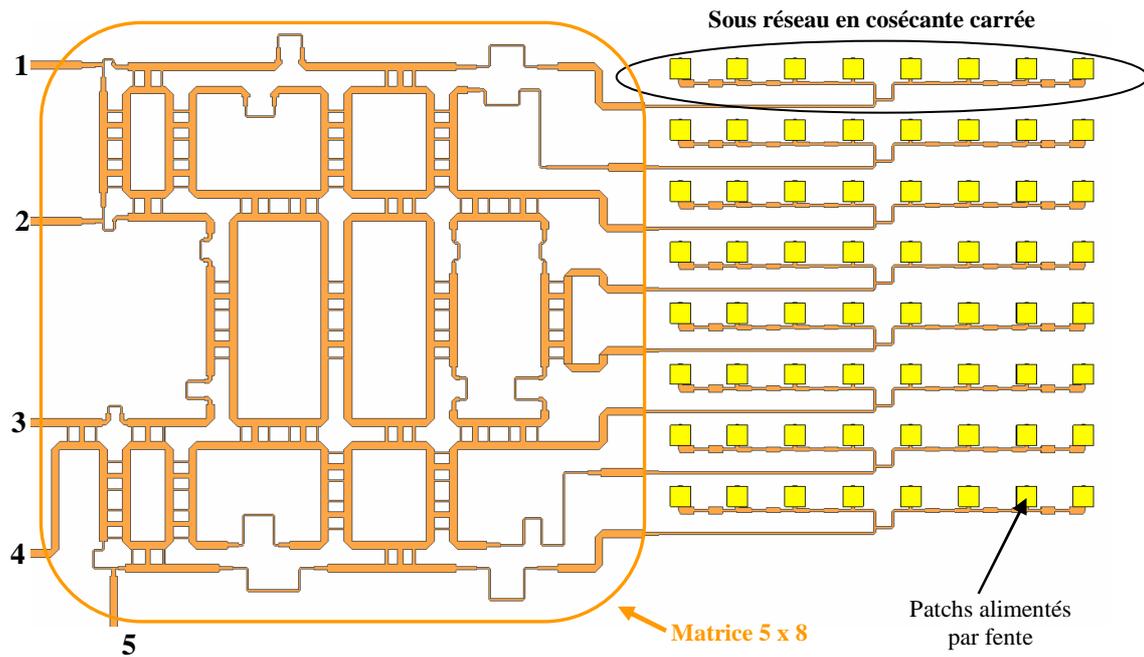


figure III.30. Layout de l'antenne dédiée pour une liaison LMDS

## V.1 Adaptation

Concernant l'acquisition des caractéristiques électriques de l'antenne par simulation, nous avons chargé les sorties de la matrice par un fichier contenant l'impédance d'entrée d'un sous réseau en cosécante carrée sous l'environnement circuit du logiciel HPADS. La figure III.31 illustre les coefficients de réflexion de l'antenne en entrée.

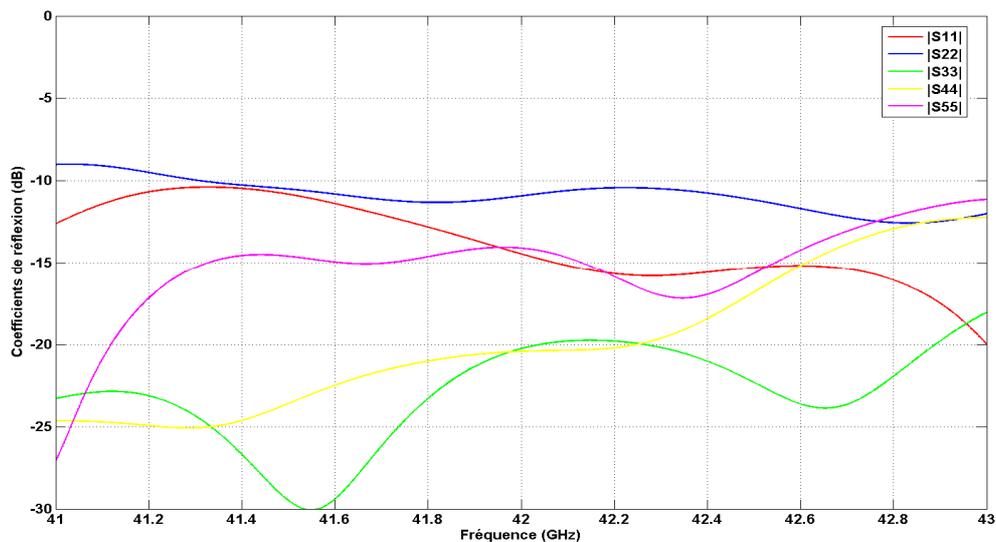


figure III.31. Coefficients de réflexion simulés de l'antenne

Nous remarquons que tous les coefficients de réflexion restent sous le seuil de -10 dB sur toute la bande [41 – 43 GHz] à l'exception d'une petite remontée du coefficient  $S_{22}$  à 41 GHz. Donc, cette bonne adaptation de l'antenne permettra de minimiser les pertes par réflexion à l'entrée de l'antenne.

## V.2 Rayonnement de l'antenne dans le plan horizontal

A partir du diagramme de rayonnement d'un sous réseau dans le plan E, nous pouvons donc prévoir les rayonnements analytiques de l'antenne à 42 GHz (*figure III.32*). Ceci est accompli en appliquant les pondérations complexes (*paragraphe III.3.5*) à un réseau formé de 8 sous réseau espacés de  $0.7 \lambda_0$  sous le logiciel SARA.

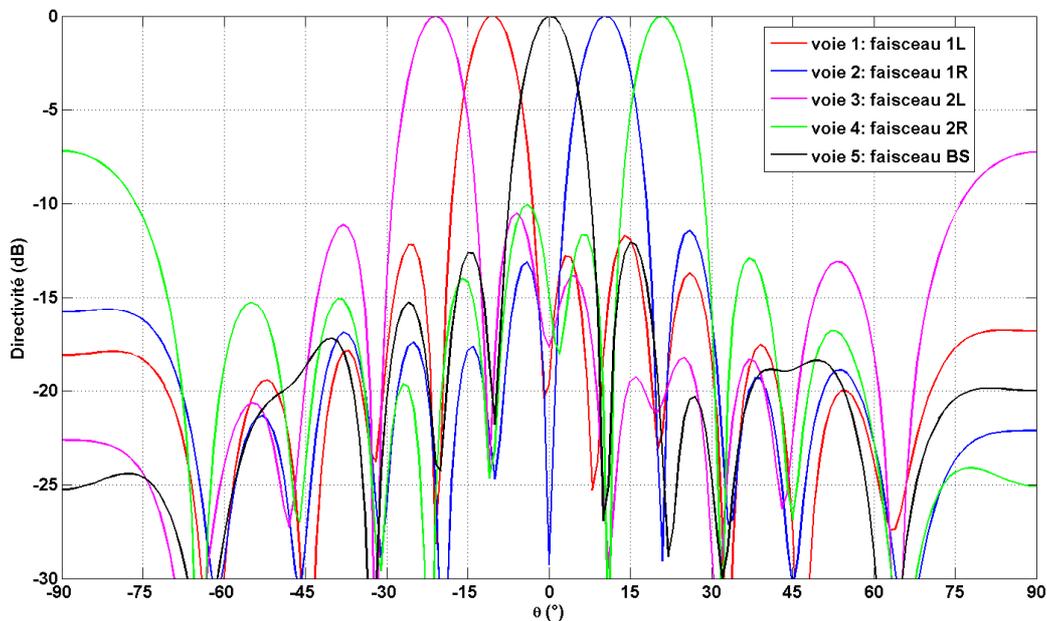


figure III.32. Diagrammes de rayonnements de l'antenne dans le plan E à 42 GHz

Les angles de dépointage de l'antenne sont symétriques par rapport à celui du faisceau axial. En effet, ces angles sont  $-10^\circ/+10^\circ$ ,  $0^\circ$  et  $-21^\circ/21^\circ$  pour les faisceaux 1L/1R, BS et 2L/2R respectivement. Nous remarquons qu'une partie de l'énergie rayonnée est perdue dans les lobes de réseau qui apparaissent dans le plan E du réseau. Ces lobes sont plus importants pour les faisceaux extrêmes (2L et 2R) car la distance entre les sous réseaux est assez élevée ( $0.7 \lambda_0$ ). Rappelons que la distance de non apparition des lobes de réseau est inversement proportionnelle à l'angle de dépointage et elle est donnée en **annexe 1**. Pour les faisceaux 2L et 2R, cette distance limite est de  $0.73 \lambda_0$ .

L'analyse déjà évoquée nous a permis de trouver les diagrammes de rayonnement approchés. En outre, elle ne permet pas de déterminer une valeur du gain de l'antenne. A cet égard, nous estimons dans ce qui suit les pertes de l'antenne en termes de pertes métallique, diélectrique et de rayonnement inutiles dues à la matrice et aux lignes d'alimentation. Ceci permettra de déterminer une valeur approximative du gain.

### **V.3 Calcul et estimation des pertes dans l'antenne**

Pour une matrice sans perte, les paramètres de transmission en sortie auraient un niveau d'amplitude de - 9 dB car la puissance incidente est divisée par 3 au cours de son passage par 3 étages de coupleurs 3 dB. Or, les paramètres simulés fluctuent aux alentours de -17 dB à la fréquence de travail. Donc, les pertes (métalliques, diélectriques et par rayonnement) de cette matrice fluctuent autour de 8 dB.

D'autre part et vu l'excitation des patchs par des fentes larges (300  $\mu\text{m}$ ) un rayonnement arrière de l'ordre de - 10 dB ne pourra pas être évité.

Dans le but de chiffrer précisément les pertes dans l'antenne, ces dernières seront scindées suivant trois types :

- Pertes métalliques et diélectriques du circuit
- Pertes par rayonnement inutile
- Pertes par réflexion et isolation sur les voies de l'antenne

#### **V.3.1 Pertes métalliques et diélectriques**

Au cours des nombreuses simulations faites dans le but d'optimiser la matrice, une conductivité ( $\sigma = 4.7 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ ) et une tangente de pertes ( $\delta = 0.003$  à 37 GHz) ont été respectivement attribuées pour le métal et le substrat utilisés. A partir des résultats de simulations, les pertes métalliques et diélectriques sont connues et données par MOMENTUM. Elles valent 6.5 dB. Cette valeur a été vérifiée au moyen des mêmes simulations mais en utilisant des métaux parfaitement conducteur et / ou un substrat sans pertes. Ces mêmes simulations avaient aussi pour but de déterminer la proportion des pertes métalliques et ou diélectriques parmi les pertes totales. En fait, les niveaux de ces pertes sont quasi identiques, leur somme était 6.5 dB.

### V.3.2 Pertes par rayonnement inutile

Les pertes par rayonnement inutile (rayonnement de la matrice, lignes de transmission alimentant les patches, rayonnement arrière (*figure III.33*), ondes de surface et couplage entre les sous réseaux) sont estimées à 3.2 dB. Ces pertes sont dues aux nombreux coudes, sauts d'impédances et ondes guidées dans le substrat.

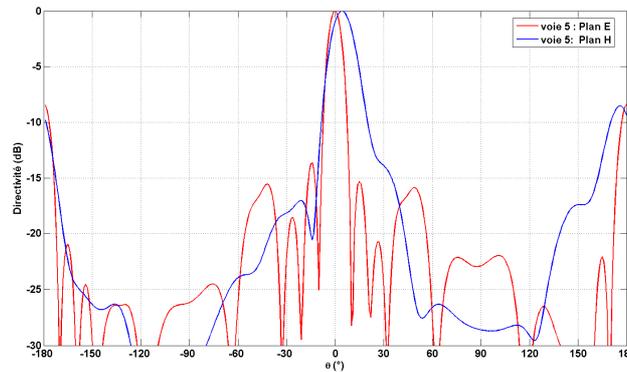


figure III.33. Rayonnement arrière simulé de l'antenne pour l'alimentation de la voie 5 dans les deux plans

La *figure III.33* montre le rayonnement du faisceau axial dans les deux plans. Ceux-ci sont obtenus en appliquant les pondérations complexes extraites de la simulation de la matrice sur huit sous réseau en cosécante carrée. Le rayonnement arrière est à  $-8$  dB. Il faut noter que ces rayonnements ne viennent pas pour perturber le rayonnement de l'antenne du fait que la matrice et les lignes d'alimentation des sous réseaux ne sont pas situées sur la même face que les patches.

### V.3.3 Pertes par réflexion et isolation

Ces pertes dépendent de la fréquence et varient selon la voie excitée. Prenons par exemple la voie qui présente le pire coefficient de réflexion ; c'est la voie 2.

A partir du coefficient de réflexion  $S_{22}$  et les coefficients d'isolation ( $S_{12}$ ,  $S_{32}$ ,  $S_{42}$  et  $S_{52}$ ), nous pouvons déterminer les pertes correspondantes. Celles-ci valent respectivement 0.37 dB et 0.03 dB ; soit un maximum de 0.4 dB de pertes dues à l'adaptation et aux isolations. Donc, les pertes totales apportées par le diélectrique, le conducteur et par le rayonnement inutile de l'antenne s'approchent de 10 dB. Nous récapitulons les différents résultats dans le *tableau III.3*.

	Voie 1 (1L)	Voie 2 (1R)	Voie 3 (2L)	Voie 4 (2L)	Voie 5 (BS)
Angle de dépointage (°)	-10°	+10°	-21°	+21°	0°
Gain simulé (dB)	19.3	19.2	15.7	15.4	19.5
Coefficients de réflexion (dB)	-14.5	-11	-20	-20	-14
Pertes métalliques et diélectriques (dB)	6.52	6.63	6.72	6.59	6.55
Pertes par rayonnement (dB)	3.2	3.2	3.2	3.2	3.2
Rayonnement arrière (dB)	- 9	- 8	- 8	- 7	- 8

Tableau III.3 : tableau récapitulatif de performances simulées de l'antenne à 42 GHz

Le gain simulé est obtenu en appliquant sous CST Microwave Studio les pondérations complexes extraites de la simulation de la matrice sur huit sous réseau en cosécante carrée.

Il faut noter qu'il y a une différence de 4 dB environ entre le gain des faisceaux BS et 2L / 2R, ceci ne peut être expliqué que par la remontée des lobes de réseau et la perte de gain par dépointage et par pondérations (**annexe 1**). Finalement, les pertes sont de l'ordre de 10 dB, soit un faible rendement de l'antenne.

## VI. REALISATION ET MESURES DE L'ANTENNE

La réalisation et l'assemblage de l'antenne avec son boîtier ont été fait à THALES Communications. Cette réalisation est différente de la précédente et plus complexe encore, car elle nécessite un film de colle de 50  $\mu\text{m}$  d'épaisseur.

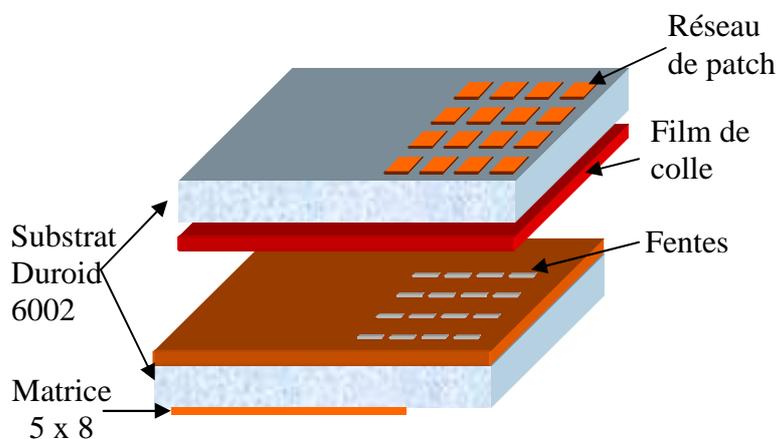
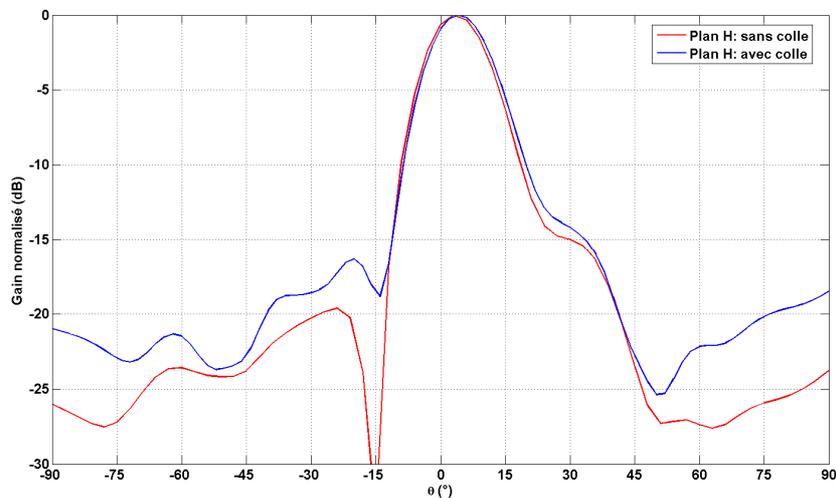


figure III.34. vue éclatée de la structure de l'antenne

Cette complexité est due au film de colle employé pour coller le substrat portant les patches sur le plan de masse contenant les fentes (*figure III.34*). Ce film possède une permittivité de 2.7 et offre une tangente de pertes de 0.004 à la fréquence de 10 GHz.

Nous avons cherché à déterminer l'influence de la colle sur les performances de l'antenne. Donc, une simulation d'un sous réseau en cosécante carrée a été faite en insérant la colle entre le plan de masse et le substrat du patch. Nous rappelons que le réseau de patches (8 sous réseaux en cosécante carrée) n'a pas pu être simulé sur nos machines de calcul à cause de la grande taille du calcul et ceci sous tout les logiciels de simulation électromagnétique. Le diagramme de rayonnement d'un sous réseau est illustré sur la *figure III.35* et il est comparé au rayonnement du sous réseau sans la présence de la colle.



*figure III.35. Effet de la colle sur les diagrammes de rayonnements*

Nous remarquons que la colle fait croître le niveau des lobes 'secondaires' de 5 dB. Par contre, l'allure de la cosécante carrée reste inchangée. De plus, la colle a un effet minimal sur le gain et la fréquence de fonctionnement.

En ce qui concerne le boîtier, il est en forme d'équerre incorporant l'antenne de deux côtés. L'entrée correspondante à la génération du faisceau axial est placée sur un côté tandis que le reste est placé sur le côté adjacent (*figure III.36*).

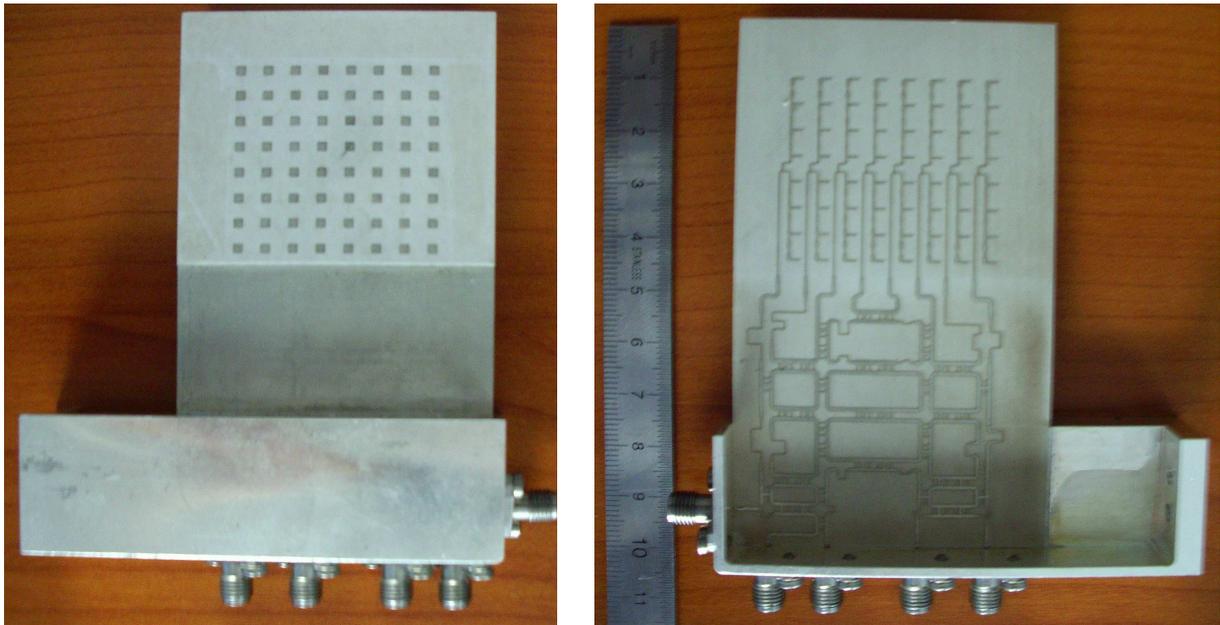


figure III.36. Photos de l'antenne réalisée par THALES Communications

## VI.1 Adaptation de l'antenne

Concernant les caractéristiques électriques de l'antenne, la mesure de l'adaptation a été faite au moyen d'un analyseur vectoriel, permettant la mesure des coefficients de réflexion de l'antenne sur une large bande de fréquence.

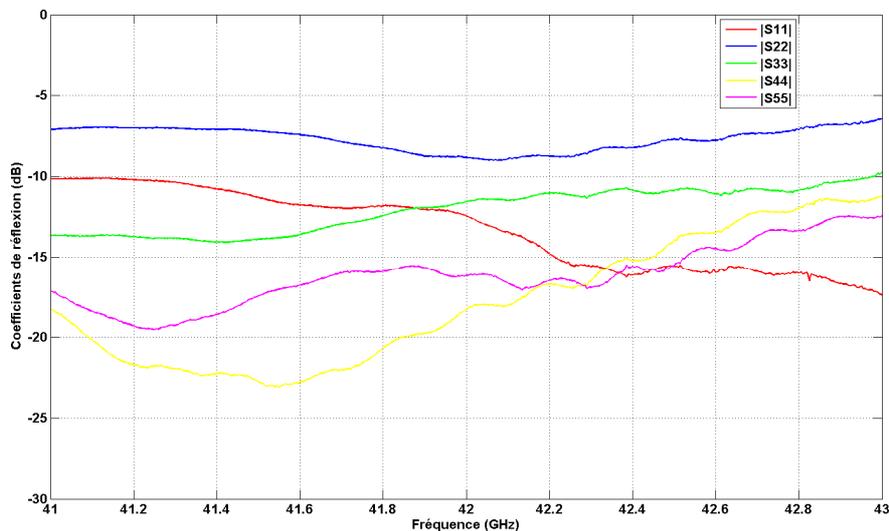


figure III.37. Coefficients de réflexion mesurés de l'antenne

La figure III.37 nous montre une adaptation inférieure à -10 dB sur toute la bande pour les voies d'entrée hormis la voie 2 qui présente une adaptation de - 8 dB.

Bien que quatre voies sur cinq de l'antenne soient adaptées à  $-10$  dB, nous pouvons néanmoins noter que les formes des coefficients de réflexion en mesure sont relativement différentes de celles obtenues en simulation (*figure III.31*). Nous allons voir par la suite la cause de cette dissemblance au moyen d'une rétrosimulation. Cependant, les voies d'entrées de l'antenne sont isolées et les coefficients d'isolation sont inférieurs à  $-18$  dB.

Observons à présent les diagrammes de rayonnement.

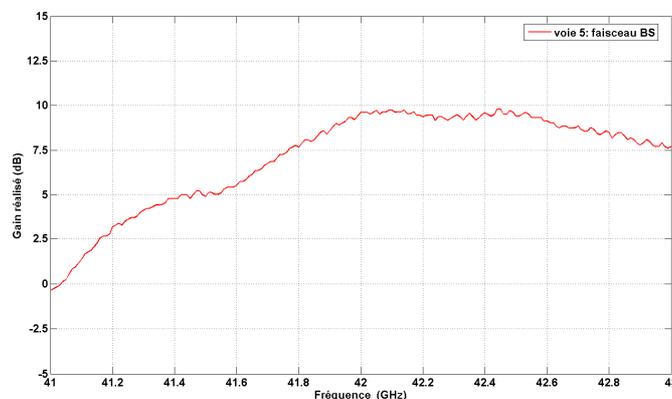
## VI.2 Diagrammes de rayonnement de l'antenne

Les mesures en terme de rayonnements de cette antenne ont été faites à la base compacte d'XLIM [III.17]. Cette base permet la mesure de tout type d'antenne, à petits ou grands diamètres selon le gain, dans un local réduit, pour une bande de fonctionnement allant de 10 à 50 GHz. Elle est donc adaptée à la mesure des antennes dans le domaine millimétrique. Nous allons maintenant analyser les résultats de mesure de cette antenne faites dans la bande [41 – 43 GHz].

### VI.2.1 Gain et rayonnement du faisceau axial

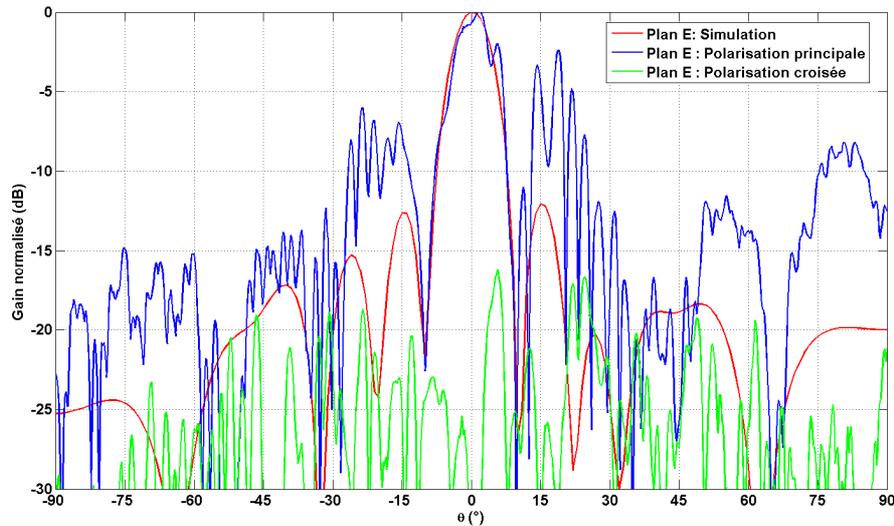
L'analyse précédemment effectuée dans le but de prévoir les rayonnements de l'antenne a montré un gain intrinsèque de 20 dB à 42 GHz. Le gain réalisé mesuré pour la voie 5 vaut 9.5 dB à 42 GHz (*figure III.38*). Donc, une différence de 10.5 dB due aux différents types de pertes ce qui correspond aux pertes calculées précédemment.

Pour ce qui est de la bande passante, elle vaut environ 3.4%, ce qui là encore est faible.



*figure III.38. Gain réalisé et mesuré de la voie 5 en fonction de la fréquence*

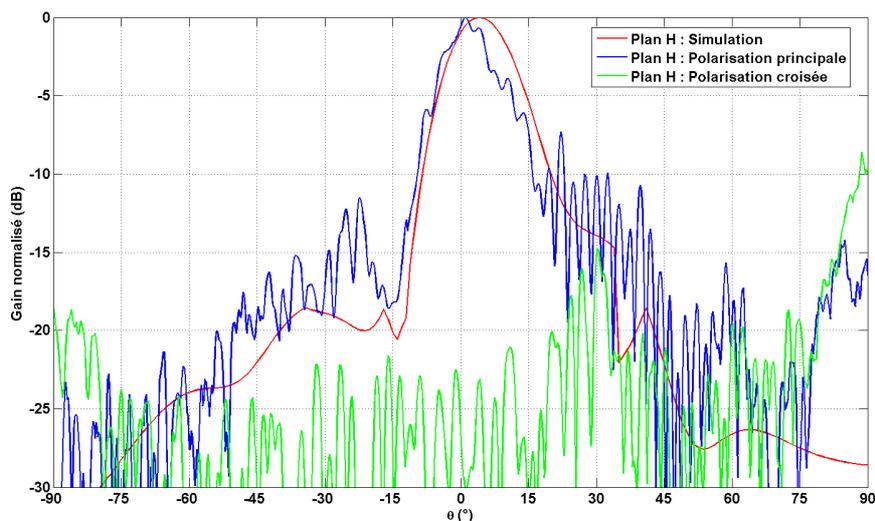
Ci-dessous (*figure III.39*) figurent les diagrammes de rayonnement obtenus à la fréquence de gain maximal, à savoir la fréquence de travail qui est à 42 GHz.



*figure III.39. Diagrammes de rayonnements du faisceau axial dans le plan E à 42 GHz*

La *figure III.39* compare le rayonnement de l'antenne mesuré à celui obtenu en simulation à 42 GHz quand la voie 5 est alimentée et les autres voies sont chargées à  $50 \Omega$ .

Nous remarquons que des lobes secondaires importants apparaissent en mesure notamment à  $15^\circ$ . Ces lobes secondaires atteignent  $-3$  dB à  $15^\circ$  et le lobe de réseau dans ce plan E est à  $-10$  dB. Cette figure montre aussi que le faisceau pointe bien dans l'axe et il présente le même angle d'ouverture à mi-puissance qu'en simulation, à savoir  $9^\circ$ . Quant à la polarisation croisée, elle reste au dessous de  $-15$  dB.



*figure III.40. Diagrammes de rayonnements du faisceau axial dans le plan H à 42 GHz*

La *figure III.40* montre les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés dans le plan H. En dépit des diagrammes chahutés, nous remarquons que le rayonnement mesuré suit quasiment la forme de la cosécante carrée simulée. En effet, l'épaulement de l'allure de la cosécante carrée à  $20^\circ$  est excessif en mesure. La différence de niveau entre la courbe simulée et mesurée à  $90^\circ$  est due aux diffractions au niveau de l'équerre métallique malgré les absorbants qui l'ont couvert.

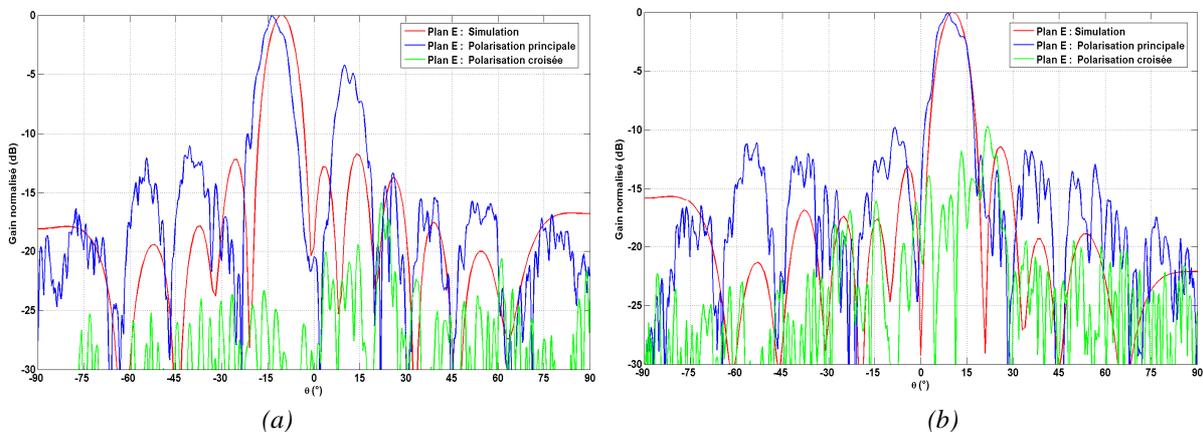
## VI.2.2 Diagrammes de rayonnement des faisceaux 1L / 1R

Les diagrammes de rayonnement ont été mesurés dans les deux plans E et H.

### VI.2.2.a Rayonnement Plan E

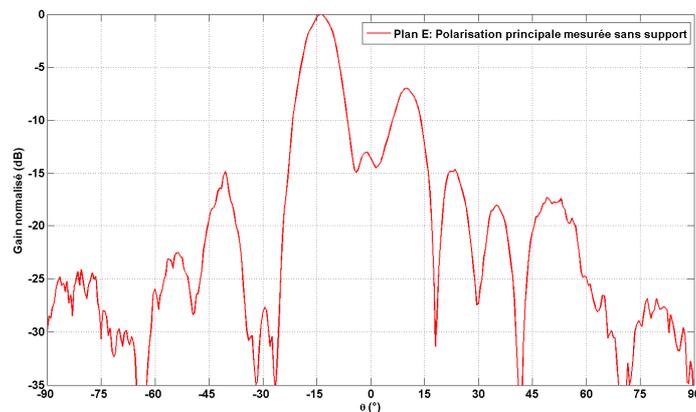
Les diagrammes obtenus dans le plan E sont présentés *figure III.41*.

La corrélation entre simulation et mesure est assez satisfaisante au niveau du lobe principal. En fait, les deux faisceaux pointent à  $-13^\circ$  et  $10^\circ$  pour  $-10^\circ$  et  $+10^\circ$  en simulation. Ainsi, l'ouverture des diagrammes est identique en simulation et en mesure. Quant à la "poussée" des lobes secondaires précédemment remarquée sur le faisceau axial (*figure III.39*), elle existe aussi sur le faisceau 1L (*figure III.41.a*) tandis que ces derniers restent au dessous de  $-10$  dB pour le faisceau 1R (*figure III.41.b*). On peut noter que ces rayonnements présentent en mesure des lobes secondaires importants ce qui n'est pas le cas en simulation. Une "post étude" sera consacrée à chercher la cause de déformation des diagrammes de rayonnement de l'antenne.



*figure III.41. Diagrammes de rayonnements des faisceaux (a) : 1L (b) : 1R dans le plan E à 42 GHz*

Dans le plan E, on peut s'apercevoir que le diagramme n'est pas aussi propre que celui simulé. En effet, si les positions des maxima et des minima des lobes secondaires sont à peu près correctes, les diagrammes de rayonnements sont très chahutés. Ce problème ne peut s'expliquer à priori que par la perturbation due au support, au rebord métallique de l'équerre portant le circuit d'antenne et sans doute à cause du rayonnement des connecteurs. Cette hypothèse a été vérifiée en remesurant le rayonnement dans le plan E sans le support. La *figure III.42* montre le rayonnement de l'antenne dans le plan E correspondant à l'excitation de la voie 1 et sans l'utilisation du support rotatif métallique.



*figure III.42. Diagramme de rayonnement du faisceau 1L dans le plan E à 42 GHz sans l'utilisation du support.*

Passons aux diagrammes mesurés dans le plan H.

### **VI.2.2.b Rayonnement Plan H**

Les diagrammes obtenus sont peu proches de ceux donnés par la simulation pour la voie 1 ou axiale. En effet, il est difficile d'avoir le rayonnement en simulation dans le plan H quand le faisceau pointe à un angle différent de zéro.

Le rayonnement à 42 GHz (*figure III.43*) présente des différences de niveaux importantes avec la simulation, notamment à  $90^\circ$  avec une directivité égale à -12 dB. Les angles de pointage dans le plan H sont assez difficiles à déterminer en mesure puisqu'ils dépendent de l'alignement de l'antenne. Ils ont cependant été évalués entre  $1^\circ$  et  $3^\circ$ , ce qui correspond tout à fait à ce que l'on attendait. La polarisation croisée mesurée est égale à -13 dB et donc équivalente à celle obtenue en simulation.

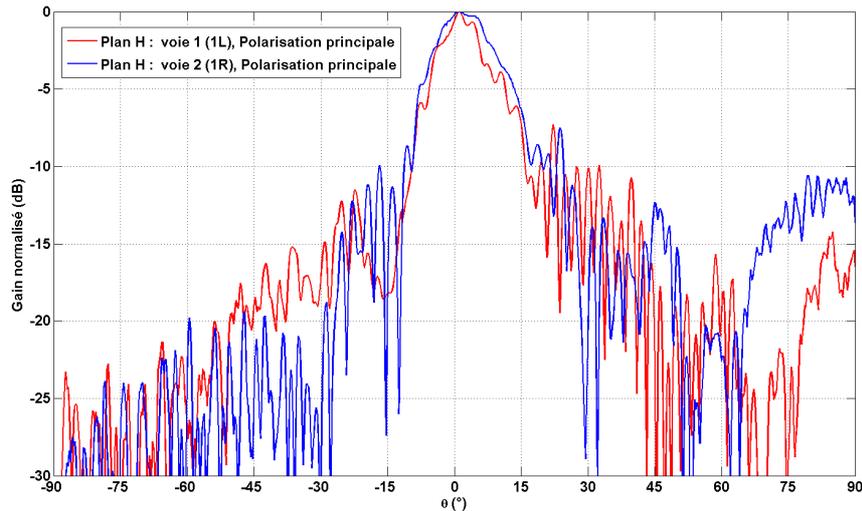


figure III.43. Diagrammes de rayonnements mesurés des deux faisceaux 1L et 1R dans le plan H à 42 GHz

### VI.2.2.c Gains fréquentiels des faisceaux 1L et 1R

Les angles de dépointages des deux faisceaux sont maintenant bien connus, nous avons pu mesurer les gains fréquentiels grâce à un support rotatif portant l'antenne. Ce rapporteur servait à incliner l'antenne d'un angle égal à l'angle de dépointage afin de récupérer le maximum du champ sur l'antenne de référence dans la base de mesure. La variation du gain réalisé en fonction de la fréquence est présentée sur la *figure III.44* avec une précision de  $\pm 0.35$  dB (précision de la base de mesure). Nous allons maintenant commenter ces courbes de gains fréquentiels pour les deux faisceaux 1L et 1R.

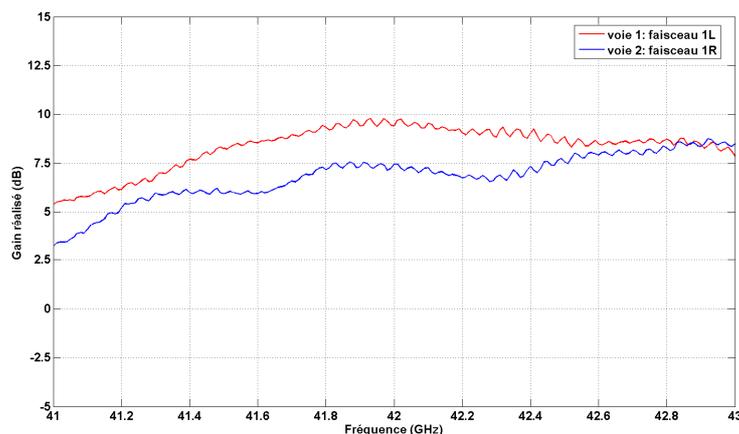


figure III.44. Gain réalisé mesuré en fonction de la fréquence des deux faisceaux 1L et 1R à 42 GHz

Le gain réalisé des faisceaux 1L et 1R est maximal à la fréquence 42 et 42.9 GHz respectivement. Il vaut 9.5 dB et 8.4 dB respectivement pour les deux faisceaux. Rappelons que le gain intrinsèque simulé (*paragraphe V.3.3*) était de 19.5 dB pour les deux faisceaux en simulation et que le coefficient de réflexion mesuré de la voie 2 est de  $-8$  dB. A propos de la bande passante en rayonnement, elle vaut 4.7 % et 6.2 % respectivement.

Nous remarquons que le gain du faisceau 1R est maximal à 42.9 GHz, soit un décalage fréquentiel de 2.1 %. Le problème peut venir de la difficulté à maintenir une inclinaison constante de l'antenne tout au long de la mesure du gain. Cette inclinaison qui doit être égale à l'angle de dépointage (qui dépend de la fréquence) est importante pour cette série de mesure sachant qu'une erreur de  $1^\circ$  sur cette inclinaison entraînera une chute de 0.5 dB sur le gain. On notera que le gain du faisceau 1L est plus faible que celui du faisceau 1R, ceci est dû aux importants lobes secondaires qui figurent dans le rayonnement (*figure III.41.a*).

### VI.2.3 Diagrammes de rayonnement des faisceaux 2L / 2R

Les diagrammes de rayonnements mesurés et simulés dans le plan E sont présentés sur les *figures III.45.a et b*.

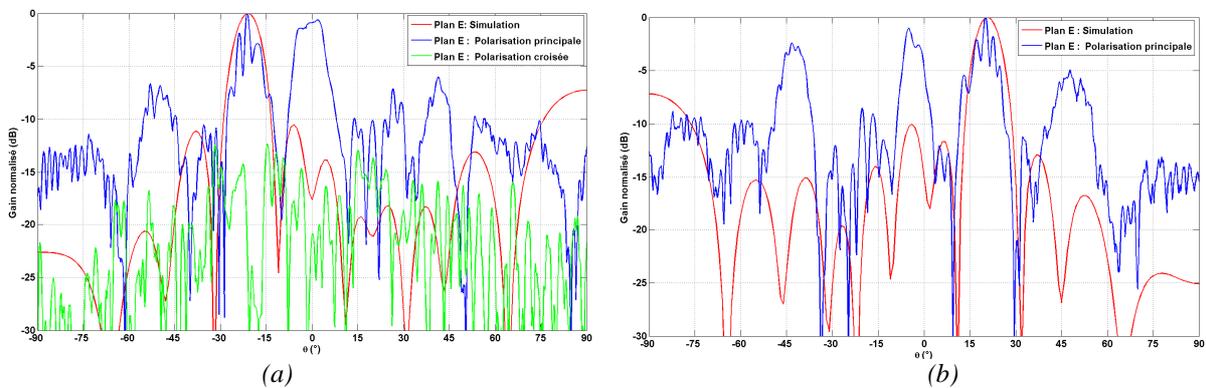


figure III.45. Diagrammes de rayonnements des faisceaux 2L et 2R dans le plan E à 42 GHz

Les *figures III.45. a et b* montrent la remontée considérable des lobes secondaires et des lobes de réseau. Nous observons bien, conformément à notre analyse, le pointage des faisceaux à  $-20^\circ$  et  $+20^\circ$  à la fréquence 42 GHz avec un niveau de la polarisation croisée inférieur à  $-12$  dB.

Observons maintenant les rayonnements dans le plan H ainsi que les gains fréquentiels.

Le diagramme de rayonnement du faisceau 2L dans le plan H est illustré sur la *figure III.46.a*. Ce diagramme de rayonnement est perturbé et on remarque une remontée des lobes secondaires à la place de l'épaulement dans l'allure de la cosécante carrée. Une autre remontée, symétrique à la première, est présente d'une façon considérable contrairement aux rayonnements des autres faisceaux dans le plan H.

En ce qui concerne le gain fréquentiel (*figure III.46.b*), celui-ci est très faible du fait des niveaux des lobes secondaires élevés. Ce gain est de 5.5 dB à 42 GHz pour les deux faisceaux. Le maximum du gain du faisceau 2L est à 41.75 GHz et vaut 6.7dB.

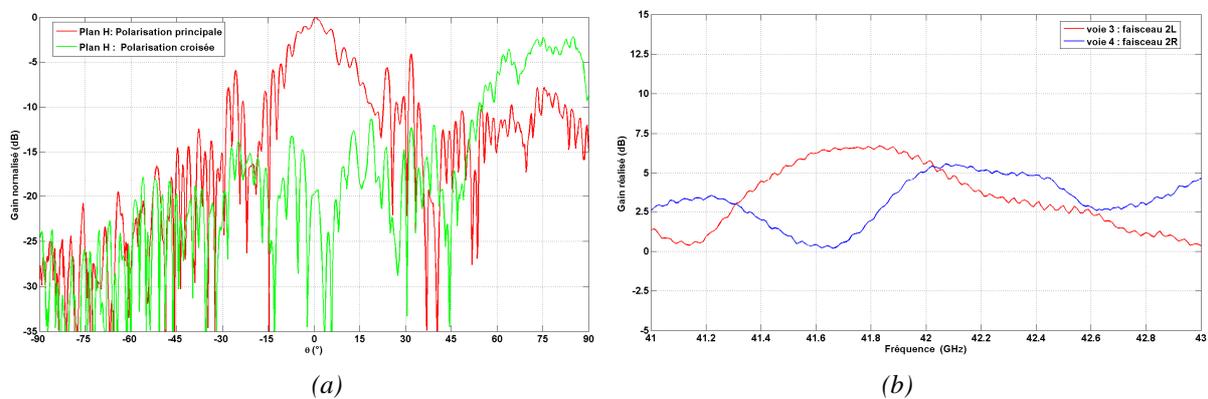


figure III.46. (a) Diagramme de rayonnement du faisceau 2L dans le plan H à 42 GHz, (b) Gain réalisé mesuré en fonction de la fréquence des deux faisceaux 2L et 2R à 42 GHz

Les performances obtenues en mesure sont en deçà de nos espérances puisqu'une certaine dissemblance existe entre les résultats simulés et mesurés. Cette dissemblance est apparente en termes de gain et de rayonnement. Cependant, il est à noter que la mesure du gain est elle aussi difficile, l'angle de pointage de l'antenne varie avec la fréquence et la précision du dispositif tenant l'antenne pendant les séries de mesure est très importante. Toutefois, les différents angles de dépointages sont parfaitement en accord avec ceux obtenus en simulation. Les diagrammes de rayonnement obtenus dans le plan H présentent une forme en cosécante carrée avec l'angle de dépointage attendu.

Passons à présent à la cause des problèmes observés sur les performances de l'antenne ainsi que l'explication des différences de gains simulés et mesurés au moyen des rétro simulations.

## VII. EXPLICATION DES DISPARITES OBSERVEES AU MOYEN DES RETROSIMULATIONS

Un certain nombre de simulations ont alors été effectuées dans le but de vérifier l'origine des disparités observées entre la simulation et les mesures. Les résultats de cette étude sont présentés ci-après.

Dans un premier temps, nous allons rappeler la procédure de simulation utilisée précédemment.

La taille du problème obtenue en maillant la matrice  $5 \times 8$  (*figure III.18*) en  $\lambda/10$  sous le logiciel MOMENTUM était très grande. Par conséquent, nous avons décidé de découper la matrice en cinq blocs en fonction de la mémoire et la vitesse de la machine utilisée ; à savoir Pentium IV 2.5 GHz et 2.25 Go de RAM. Les résultats de simulation électromagnétique de chaque bloc optimisé étaient stockés dans une boîte noire. Afin d'extraire les paramètres S de la matrice  $5 \times 8$ , les boîtes noires ont été reliées convenablement entre elles et une simulation de type circuit a été lancée. D'autre part, nous n'avons pas pu simuler les huit sous réseaux en cosécante carrée sur la machine déjà décrite, nous nous sommes limités à en simuler un seul.

Les pondérations complexes qui doivent être appliquées aux sous réseaux sont connues ainsi que le diagramme de rayonnement d'un sous réseau dans le plan E. Donc, nous avons introduit les pondérations complexes et le diagramme plan E sous un logiciel d'analyse de réseau d'antennes (SARA). Finalement, nous avons obtenu les résultats détaillés dans le *paragraphe V*.

Nous allons maintenant chercher à mettre en évidence les limites de ce procédé et les erreurs ou les imprécisions qu'il ait entraîné sur les résultats simulés.

## VII.1 Simulations : calcul des pondérations complexes

Il est à noter que ces séries de rétro simulations ont été faites après la réalisation. Ceci était fait aussi un an après les premières simulations et sur une nouvelle machine puissante 2 x 64 bits 2.8 GHz et 3 Go de RAM. Nous avons ainsi pu découper la matrice en deux blocs (*figure III.47 en rouge et bleu*) contre cinq précédemment.

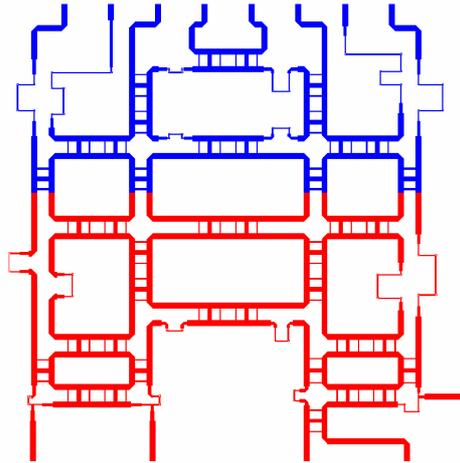


figure III.47. Vue de la segmentation de la matrice 5 x 8 en deux blocs

Le maillage adopté dans ces simulations sous MOMENTUM est de 10 mailles par longueur d'onde sur une bande limitée en fréquence de 41.5 GHz à 42.5 GHz. Le temps de calcul sur la nouvelle machine est de 7 heures environ pour chaque bloc. La réponse globale en paramètre S et notamment les pondérations complexes (qui seront appliquées aux sous réseaux) sont obtenues au moyen d'une simulation circuit des boîtes noires contenant les résultats de simulation électromagnétique des deux blocs.

Les *tableaux III.4* et *5* comparent les pondérations complexes obtenues à partir de la rétrosimulation avec celles obtenues par les premières simulations et utilisées dans le *paragraphe V.2* pour les deux voies 3 (2L) et 5 (BS).

Voie 3 / Sortie	1	2	3	4	5	6	7	8
<b>Amplitude</b> (Simulation : § V.2)	0.13	0.17	0.15	0.17	0.1	0.14	0.2	0.21
<b>Amplitude</b> (Simulation : § VII.1)	0.14	0.19	0.19	0.17	0.11	0.16	0.2	0.18
<b>Phase</b> (Simulation : § V.2)	-140°	-38°	59°	150°	-127°	-39°	61°	145°
<b>Phase</b> (Simulation : § VII.1)	156°	-25°	76°	89°	142°	-21°	76°	77°

Tableau III.4 : comparaison des pondérations complexes obtenues en sorties de la matrice alimentée par la voie 3 pour les deux simulations faites aux paragraphes V.2 et VII.1

Voie 5 / Sortie	1	2	3	4	5	6	7	8
<b>Amplitude</b> (Simulation : § V.2)	0.14	0.22	0.15	0.17	0.14	0.2	0.11	0.18
<b>Amplitude</b> (Simulation : § VII.1)	0.15	0.23	0.16	0.17	0.11	0.2	0.1	0.19
<b>Phase</b> (Simulation : § V.2)	-123°	-116°	-119°	-116°	-118°	-117°	-131°	-120°
<b>Phase</b> (Simulation : § VII.1)	175°	-101°	-110°	169°	154°	-107°	-125°	167°

Tableau III.5 : comparaison des pondérations complexes obtenues en sorties de la matrice alimentée par la voie 5 pour les deux simulations faites aux paragraphes V.2 et VII.1

Nous remarquons que les pondérations en amplitude restent quasiment inchangées. En outre, les pondérations en phase subissent un changement important et ne suivent pas une suite arithmétique.

## VII.2 Rayonnements associés

D'ailleurs, le réseau de 64 patches formant les 8 sous réseaux en cosécante carrée ont été simulés sous CST Microwave Studio sur la nouvelle machine déjà décrite. Cette simulation permet de calculer les diagrammes de rayonnement en appliquant les nouvelles pondérations complexes. Et ceci, en tenant en compte du couplage qui existe entre les sous réseaux. D'autre part, la simulation de ce réseau complet nous donne accès aux différentes impédances d'entrée des 8 sous réseaux. Ainsi, les sorties de la matrice seront chargées par un fichier contenant les impédances d'entrée afin de déterminer les coefficients de réflexion de l'antenne.

Observons à présent les résultats en termes d'adaptation.

## VII.3 Adaptation de l'antenne

Les nouveaux coefficients de réflexion de l'antenne obtenus sous MOMENTUM sont illustrés sur la *figure III.48*.

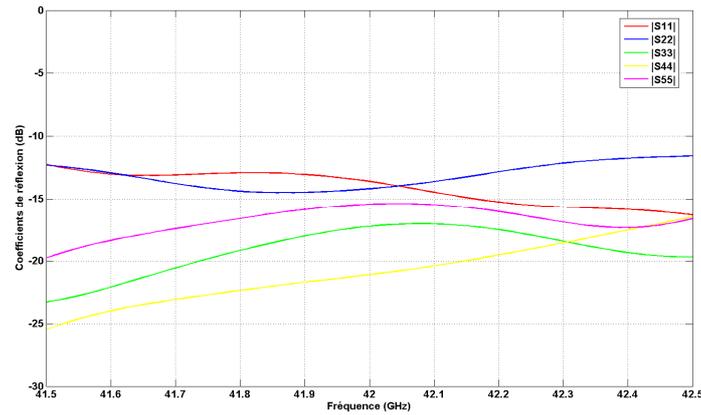


figure III.48. Coefficients de réflexion de l'antenne lors de la deuxième simulation

Les cinq voies de l'antenne sont adaptées en simulation et les coefficients de réflexion sont inférieurs à  $-10$  dB. Cette courbe d'adaptation valide notre démarche d'optimisation puisque nous obtenons des allures de coefficient de réflexion proches de celles obtenues en mesure (figure III.37).

## VII.4 Rayonnements de l'antenne

Les pondérations trouvées précédemment sont appliquées maintenant sur les 8 sous réseaux en cosécante carrée simulés sous CST. Nous avons calculé le rayonnement de l'antenne en tenant en compte du couplage qui existe entre les sous réseaux (paragraphe VII.2). En effet, ce niveau de couplage était à  $-20$  dB. Nous illustrons ci-après (figures III.49) les différents diagrammes de rayonnement simulés et mesurés.

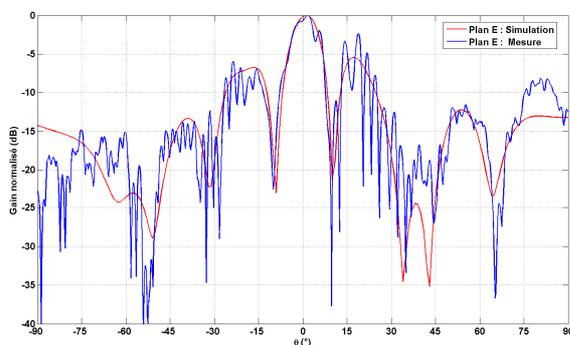


figure III.49 a. voie 5 (BS)

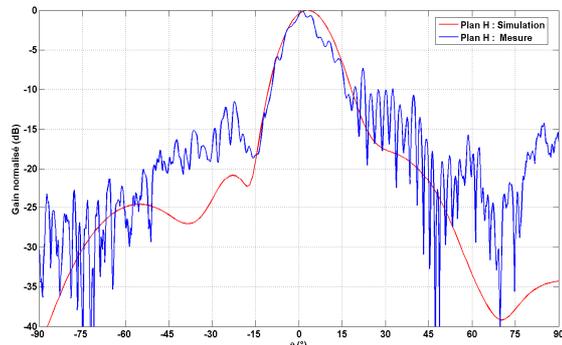


Figure III.49. b : voie 5 (BS)

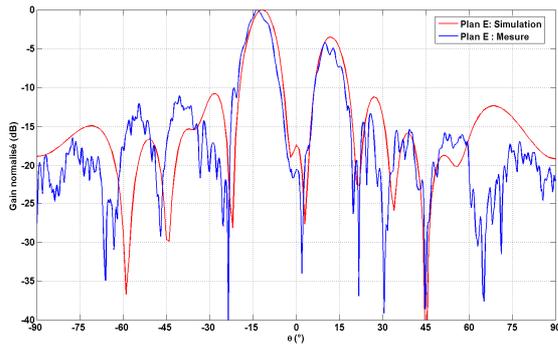


Figure III.49. c : voie 1 (1L)

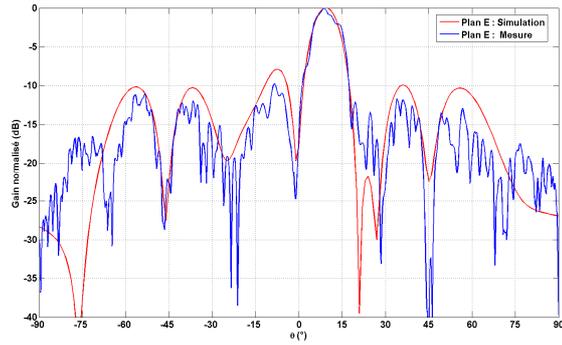


Figure III.49. d : voie 2 (1R)

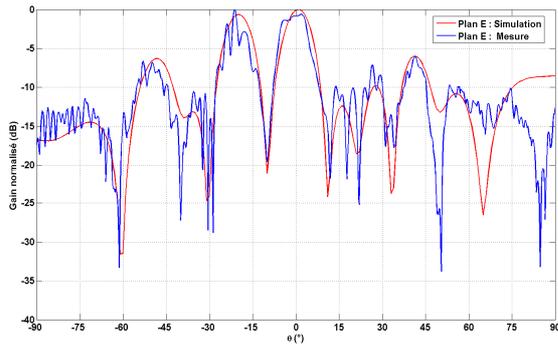


figure III.49. e : voie 3 (2L)

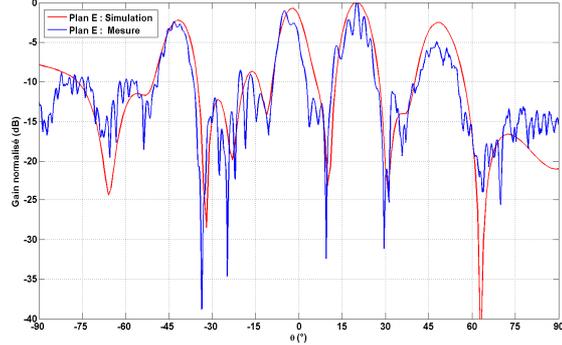


figure III.49. f : voie 4 (2R)

Nous remarquons que maintenant les diagrammes de rayonnements mesurés sont en bon accord avec la simulation. En effet, les positions et les niveaux des lobes secondaires sont corrélés avec ceux obtenus en mesure. L'effet de l'équerre métallique portant le circuit de l'antenne est apparent sur les lobes secondaires dans le plan H (*figure III.49.b*) du fait que la semelle métallique est orthogonale à ce plan.

## VII.5 Directivité de l'antenne et vérification des pertes

Les pertes dans l'antenne ont été estimées à 10 dB dans le *paragraphe V.3*. Afin de vérifier l'estimation faite sur le niveau des pertes, nous avons mesuré la directivité du faisceau axial de l'antenne à 42 GHz.

Une méthode permettant de calculer la directivité d'une antenne à partir de son diagramme de rayonnement est proposée en **annexe 11**. Celle-ci nous a permis de déterminer, toujours à  $\pm 0.35$  dB près, la directivité du faisceau axial de l'antenne à 42 GHz. Nous avons obtenu 19.5 dB (*figure III.50*) pour ce faisceau et pour une directivité théorique de 19.5 dB. Les résultats obtenus sont en très bon accord avec ceux obtenus par la théorie.

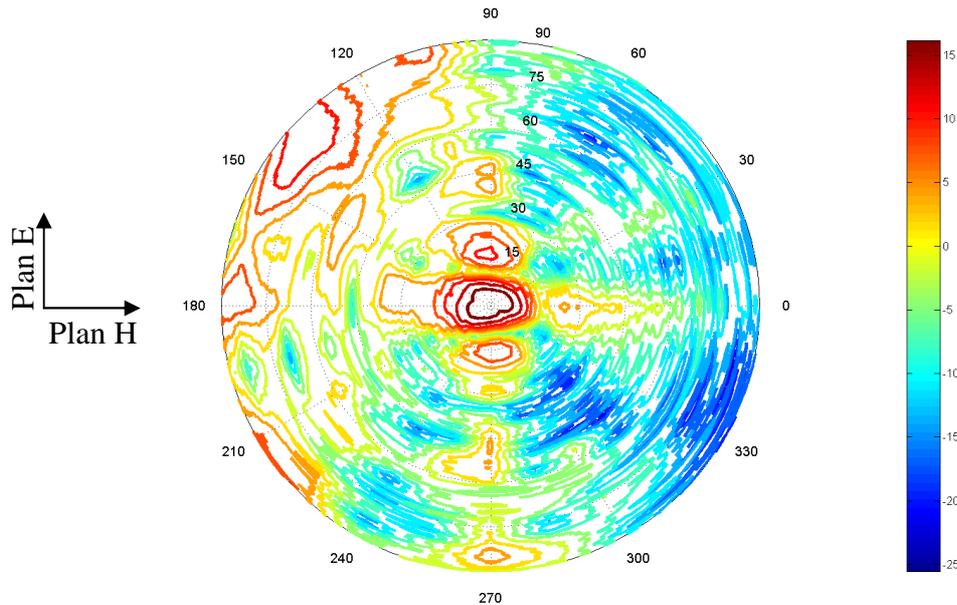


figure III.50. Courbe isoniveau du diagramme de directivité du faisceau axial à 42 GHz.

La figure III.50 nous montre la courbe isoniveau du diagramme de rayonnement correspondant au faisceau axial à 42 GHz. Nous apercevons les deux plans E (à 90°) et H (à 0°) ainsi qu'une remontée des lobes de réseau dans le plan à 45°.

Finalement, nous montrons sur le tableau III.6 une comparaison entre les performances simulées et mesurées de l'antenne à 42 GHz.

Rétrosimulation / Mesure	Voie 1	Voie 2	Voie 3	Voie 4	Voie 5
<b>Angle de dépointage (°)</b>	-10° / -13°	+10° / +10°	-21°	+21°	0° / 0°
<b>Gain intrinsèque (simulé) / réalisé (mesuré) (dB)</b>	19.2 / 9.5	19.2 / 7.5	15.7 / 5.5	15.4 / 5.2	19.5 / 9.5
<b>Coefficients de réflexion (dB)</b>	-13 / -13	-14 / -8	-17 / -12	-22 / -18	-15 / -16

Tableau III.6 tableau récapitulatif des performances simulées et mesurées

Il est à noter que le gain simulé est intrinsèque vu que l'antenne n'a pas pu être entièrement simulée. Ainsi, les pertes estimées à 10 dB ne figurent pas dans le calcul de ce gain.

En ce qui concerne l'évolution des performances des faisceaux dans la bande [41 – 43 GHz], les différents diagrammes de rayonnements seront illustrés en **annexe 12**.

## VIII. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons développé une antenne dédiée à une liaison **LMDS** dans le cadre du projet européen **BROADWAN**. Cette antenne présente un **pointage électronique** dans le plan horizontal grâce à l'utilisation d'une **matrice de Butler basée sur la nouvelle topologie** développée et validée au *chapitre II*. D'autre part, cette antenne forme des **diagrammes de rayonnement en cosécante carrée** dans le plan vertical.

La phase de conception de cette antenne a été abordée en plusieurs étapes.

- Le choix de la technologie imprimée et du substrat.
- Choix de la procédure de simulation.
- Conception de la matrice 5 x 8 et simulation sous MOMENTUM.
- L'étude d'un sous réseau en cosécante carrée et simulation sous CST.
- Application de la procédure de simulation afin de prévoir le rayonnement de l'antenne.

Cette antenne a été réalisée par THALES Communications et mesurée à la base compacte d'XLIM. Une série de rétrosimulations a montré la cohérence existante avec les résultats de mesure.

L'antenne multifaisceaux et à rayonnement en cosécante carrée présentée dans ce chapitre semble pouvoir permettre d'accéder à des performances très importantes en terme de couverture. La limitation des ressources informatiques ne nous a pas permis d'étudier l'antenne dans tout son ensemble (matrice et réseaux) afin de chercher exactement les limites de cette technologie. D'après les études que nous avons pu faire, on a évalué les pertes de l'antenne. Celles là ont été voisines de 10 dB dont les pondérations erronées de la première simulation et ainsi les importants lobes secondaires sont responsables d'une partie de ces pertes.

Cette antenne reste satisfaisante. La seule contrepartie est ses pertes que l'utilisation d'autres technologies de réalisation, plus onéreuses, conviennent également et permettra de les diminuer.

Le chapitre suivant consiste à faire une étude affinée sur les pertes et une proposition d'autres topologies de matrices afin d'améliorer les performances et le rendement d'une telle antenne multifaisceaux.

## Bibliographie chapitre III

---

**[III.1] O. BESSE**

*"Contribution à l'étude de la propagation électromagnétique en zone urbaine dans le domaine millimétrique"*

Thèse de doctorat n° 41-00, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, octobre 2000.

**[III.2] C. POUMIER**

*"Réalisation d'un démonstrateur LMDS à 40 GHz à Limoges"*

Contrat ANVAR n°A9707028K00, CREAPE INGENIERIE, Juillet 1999

**[III.3] PROJET BROADWAN**

<http://www.broadwan.org>

**[III.4] D. CARSENAT**

*"Contribution à l'étude de réseaux de communication sans fil. Application au LMDS."*

Thèse de doctorat n°30-2003, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Octobre 2003.

**[III.5] B. AGBA**

*"Contribution à l'étude des techniques de déploiement de réseaux sans fil : application au LMDS",*

Thèse de doctorat n° 25-2004, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, octobre 2004

**[III.6] M. RAMMAL**

*"Contribution à l'étude et à la synthèse de réseaux d'antennes imprimées. Application à la conception de réseaux à lobes formés"*

Thèse de doctorat n° 3-93, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, janvier 1993.

**[III.7] J. R. JAMES and P. S. HALL**

*"Handbook of microstrip antennas"*

Vol. 2, Peter Peregrinus Ltd., London UK 1989

**[III.8] RFDE MOMENTUM**

<http://eesof.tm.agilent.com/docs/rfdedoc2005A/pdf/rfдемom.pdf>

**[III.9] K. C. GUPTA, M.D. ABOUZHARA**

*"Analysis and design of planar microwave components"*

IEEE Press, Piscataway, NJ, 1994

**[III.10] GUPTA K. C., SHARMA P.C.**

*"Segmentation and desegmentation for analysis of two dimensional microstrip antennas"*

IEEE APS Int. Antenna Propagation Symp. Digest, Los Angeles, 1981, pp. 19-22

**[III.11] GAO S. C.**

*"Dual polarised microstrip antenna elements and arrays for active integration"*

'PhD Thesis' Shanghai University Press, Shanghai, CHINA

**[III.12] GAO S. C., ZHONG S. S.**

*"Analysis and design of dual polarised microstrip arrays"*

*Int. J. RF Microwave CAE, 1999, 9, (1) pp. 42 – 48.*

**[III.13] H. NORD**

*"Implementation of a 8 x 8 Butler Matrix in Microstrip"*

Diploma thesis, n° TRITA – TET – EX – 97 – 4,

Institut für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik at Technische Universität Wien

**[III.14] Advanced Design System**

copyright © 1983-1998 Agilent Technologies (Hewlett-Packard Company)

**[III.15] L. FREYTAG**

*"Conception, réalisation et caractérisation d'antennes pour stations de base des réseaux de télécommunication sans fil"*,

Thèse de doctorat n° 29-2004, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Novembre 2004

**[III.16] L. THOUREL**

*"Les antennes. Applications aux radars et aux techniques spatiales"*

Edition DUNOD

**[III.17] E.ARNAUD, M.THEVENOT, D.BELOT, B.JECKO**

*"Design, realisation and characterisation of a low cost compact antenna test range"*

ANTEM 2005, 15-17 juin 2005, Saint-Malo



# **Chapitre IV**

## **ETUDE AFFINEE DES PERTES ET EVOLUTION DES TOPOLOGIES DES MATRICES**

---

- LA STRUCTURE MICRORUBAN**
  
- REMEDE : VERS UNE NOUVELLE TOPOLOGIE DE  
MATRICE**
  
- AUTRES TECHNOLOGIES DE MATRICE**



## I. INTRODUCTION

Lors du chapitre précédent, nous nous sommes attachés à concevoir une antenne à pointage électronique avec un rayonnement en cosécante carrée dans le plan vertical autour de 42 GHz. Aux longueurs d'ondes millimétriques, le principal inconvénient des antennes imprimées est lié aux pertes de gain principalement associées aux rayonnements des discontinuités dans les circuits d'alimentation microrubans, ainsi qu'aux pertes métalliques et diélectriques.

Les contraintes technologiques fixées par THALES Communications nous imposent des largeurs de lignes supérieures à 150  $\mu\text{m}$ , soit 102  $\Omega$  pour le Duroïd 6002 d'épaisseur 254  $\mu\text{m}$ . Nous allons essayer de voir si une amélioration peut être faite en termes de diminution de pertes avec des lignes de plus fortes impédances caractéristiques.

Dans ce chapitre, nous proposons dans une première partie d'étudier les problèmes des pertes dans les circuits microrubans, notamment en millimétrique. En effet, nous cherchons à déterminer l'influence des paramètres des lignes microrubans sur les pertes, de façon à optimiser les lignes pour une nouvelle conception d'un tel circuit. La connaissance de ces influences vont nous permettre de définir des règles de conception précises aux fréquences du LMDS, amenant à limiter les pertes.

Afin de valider notre analyse et au cours de la deuxième partie, une nouvelle topologie de matrice s'appuyant sur les règles de conception définies dans la partie précédente, sera proposée. En effet, nous étudierons le comportement de deux nouvelles topologies de matrice mais toujours à faisceau axial. Les résultats de simulation ainsi que les pertes seront comparées aux résultats d'une antérieure matrice qui contrarie les règles fixées (la sous matrice 3 x 4 du *chapitre III*). Un certain nombre d'avantages sera révélé en faveur de la nouvelle topologie proposée, conséquence des règles définies.

Dans une dernière partie, nous récapitulons les pertes introduites par des matrices réalisées par des différentes technologies afin de catégoriser notre nouvelle topologie.

## II. LA STRUCTURE MICRORUBAN

### II.1 Définition de la ligne microruban

La ligne microruban [IV.1] comporte un substrat diélectrique métallisé sur toute sa largeur en face inférieure et couvert d'une bande métallique étroite en face supérieure. Les principaux paramètres qui caractérisent la structure microruban sont la permittivité  $\epsilon_r$  et les paramètres géométriques  $w$  et  $h$  (généralement  $0.1 < w/h < 10$ ). Il est indispensable de rappeler ici les types des pertes dans les lignes microrubans.

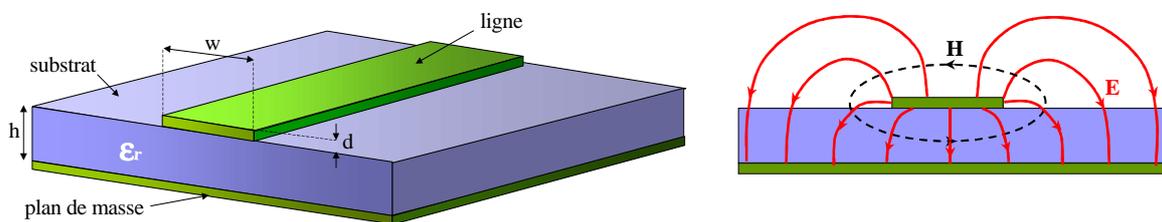


figure IV.1. Structure d'une ligne microruban et allure des lignes de champs

La figure IV.1 montre la structure d'une ligne microruban et l'allure des lignes de champ.

### II.2 Pertes dans la ligne microruban

Il existe quatre mécanismes différents pour les pertes en puissance et le couplage parasite sur la ligne microruban :

- Pertes métalliques sur le conducteur liées à la résistivité et à la géométrie des conducteurs
- Pertes dans le substrat diélectrique
- Pertes par rayonnement
- Propagation d'onde de surface

Les deux premiers sont des effets dissipatifs alors que les pertes par rayonnement et la propagation d'onde de surface sont surtout des phénomènes parasites.

### II.2.1 Pertes ohmiques

Pour calculer les pertes ohmiques, il faut connaître la distribution du courant dans les conducteurs. La densité de courant n'est pas uniforme, tout d'abord à cause de l'effet de peau. Elle n'est pas non plus uniforme lorsqu'on se déplace en surface et ses variations dépendent de la géométrie des conducteurs.

Connaissant la distribution et la résistivité du métal  $\rho_c$ , on peut accéder aux pertes par effet Joule par unité de longueur, d'où l'on déduit le coefficient d'affaiblissement ohmique linéique  $\alpha_c$ . Pour avoir une estimation valable de façon générale, [IV.2] retient une valeur maximale.

$$\alpha_c = 8.686 \frac{\sqrt{\pi f \mu_0 \rho_c}}{wZ} \text{ (dB/unité de longueur)} \quad (\text{Eq. IV.1})$$

Avec :

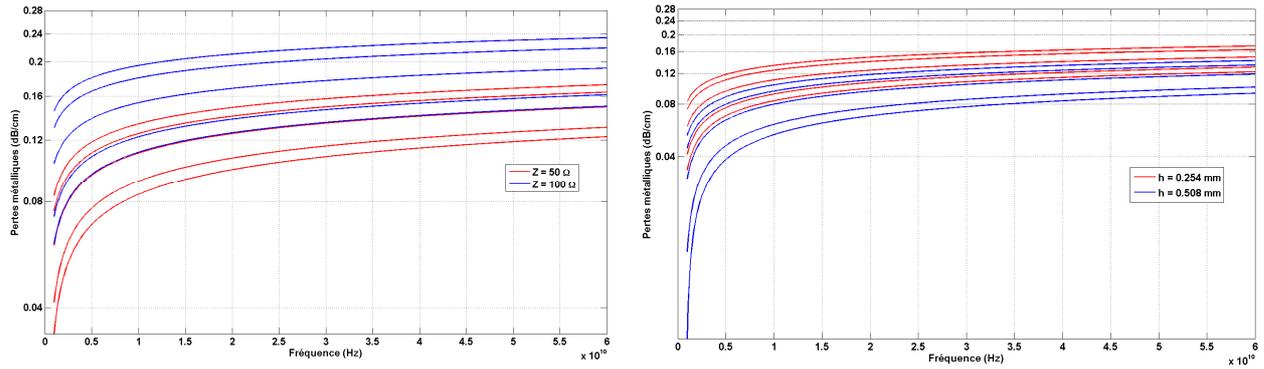
- $w$  : largeur de la ligne microruban
- $Z$  : impédance caractéristique
- $\mu_0$  : perméabilité magnétique
- $\rho_c$  : résistivité du conducteur

#### **Remarque :**

Etant donné que  $Z$  et  $w$  ne sont pas indépendants et que  $Z$  décroît lorsque  $w$  croît,  $\alpha_c$  n'est pas une fonction décroissante de  $Z$  comme l'équation (Eq. IV.1) semble l'indiquer ; au contraire les pertes augmentent avec  $Z$  à  $\epsilon_r$  donné.

Afin d'illustrer l'influence des largeurs des lignes et du substrat sur les pertes métalliques, nous pouvons utiliser l'équation (Eq. IV.1) pour obtenir une valeur approximative de ces pertes sachant que la résistivité appliquée est de  $2.10^{-8} \Omega\text{m}$ .

Pour ce faire, nous fixons la hauteur du substrat (*figure IV.2.a*) ou l'impédance caractéristique d'une ligne microruban (*figure IV.2.b*) afin d'illustrer les pertes métalliques en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de permittivité.



(a)

(b)

figures. IV.2. Pertes métalliques pour différentes valeurs de  $\epsilon_r$  : (a)  $h = 0.254 \text{ mm}$  (b)  $Z = 50 \Omega$

(Courbes d'en bas en haut pour  $\epsilon_r = [2.94 - 3.8 - 6.6 - 9.7 - 11.7]$ )

De ces différentes courbes, la première constatation qui s'impose est que les pertes métalliques sont une fonction croissante de la permittivité du substrat et de la fréquence. Ensuite, la *figure IV.2.a* montre que les pertes métalliques et l'impédance caractéristique d'une ligne sont proportionnelles. Par exemple, une ligne d'impédance  $100 \Omega$  introduit  $0.14 \text{ dB/cm}$  de pertes métalliques contre  $0.11 \text{ dB/cm}$  pour une ligne d'impédance  $50 \Omega$  à  $42 \text{ GHz}$ .

D'après la *figure IV.2.b*, nous remarquons que l'épaisseur du substrat joue un rôle sur les pertes métalliques car le rapport largeur d'une ligne et l'épaisseur du substrat est constant.

### II.2.2 Pertes diélectriques

Elles peuvent être exprimées en fonction de l'angle de pertes  $\text{tg}\delta$  du diélectrique.

$$\text{Selon [IV.3]} : \alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{\epsilon_{eff} - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\text{tg}\delta}{\lambda_0} \text{ (dB/unité de longueur)} \quad (\text{Eq. IV.2})$$

Différentes valeurs de permittivité de substrat sont ici envisagées afin de calculer les pertes diélectriques d'une ligne d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  sachant que  $\text{tg}\delta$  est prise à  $0.002$ . Les résultats analytiques sont illustrés sur la *figure IV.3*.

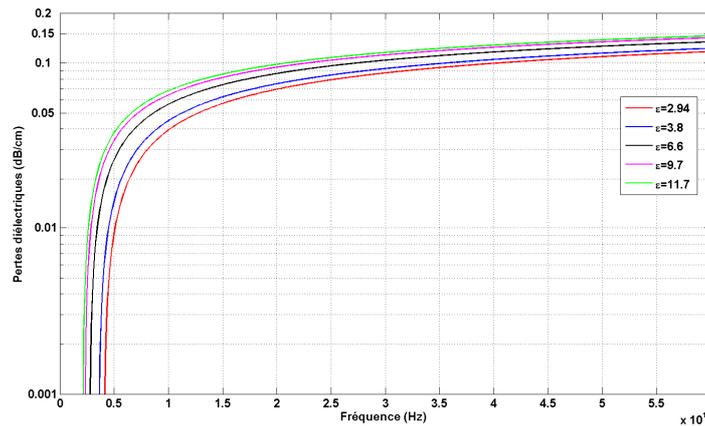


figure IV.3. Niveau des pertes diélectriques en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de  $\epsilon_r$

Ces pertes sont quasi indépendantes de la largeur des lignes et indépendantes de l'épaisseur du substrat. Nous remarquons aussi, que ces pertes augmentent en fonction de la fréquence. Elles varient entre 0.1 et 0.3 dB/cm à 42 GHz au fur et à mesure que la permittivité devient plus importante. A cet égard, les pertes métalliques dépassent les pertes diélectriques pour la plupart des lignes microrubans sur les substrats diélectriques.

### II.2.3 Pertes par rayonnement

Des discontinuités telles que les lignes en circuit ouvert, les jonctions en T, les coudes et les variations d'impédance rayonneront tous dans une certaine mesure. De telles discontinuités sont des caractéristiques essentielles d'un circuit microonde dont on ne peut éviter le rayonnement. Bien que les discontinuités engendrent seulement des capacités et des inductances très petites (souvent  $< 0.1$  pF et  $< 0.1$  nH), leurs réactances deviennent particulièrement importantes aux fréquences plus élevées. Sur des filtres, des antennes, ..., ces rayonnements sont des nuisances reconnues.

D'après Hammerstad [IV.4], ces pertes sont proportionnelles  $(hf)^2 / \sqrt{\epsilon_r}$  pour une ligne de  $50\Omega$ .

La fréquence limite au dessus de laquelle plus de 1% de la puissance est rayonnée à l'extrémité d'une ligne ouverte est donnée par :

$$f_M (GHz) = 2.14 \frac{\sqrt[4]{\epsilon_r}}{h(mm)} \quad (\text{Eq. IV.3})$$

Une ligne microruban sans aucune discontinuité rayonne très peu. On traitera, à l'aide des exemples, les effets d'un coude ainsi que les compensations correspondantes.

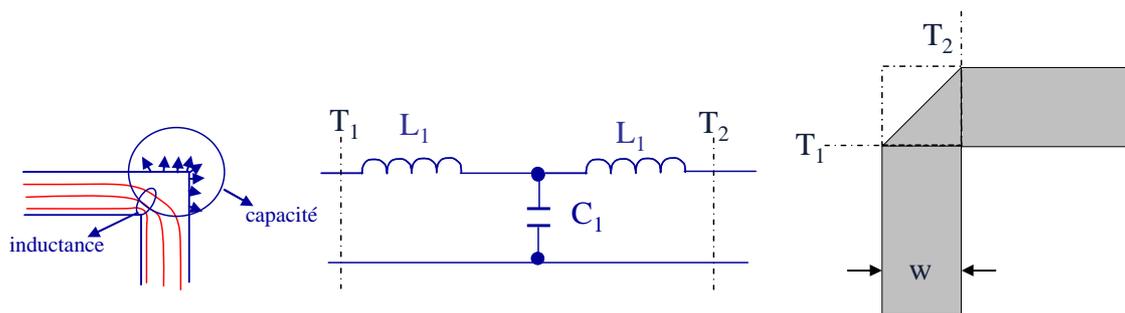
### **II.2.3.a Modélisation d'un coude**

Des lignes de largeurs 644  $\mu\text{m}$  et 150  $\mu\text{m}$ , qui correspondent à des impédances caractéristiques  $Z_C = 50 \Omega$  et 102  $\Omega$ , sont largement utilisées dans la matrice de Butler conçue dans le *chapitre III*. Il nous intéresse ici d'évaluer les pertes par rayonnement de ces lignes sur une large bande de fréquence 1 – 60 GHz. Les pertes par rayonnement sont déterminées en calculant la somme des modules de  $S_{ij}$  et en comparant la valeur obtenue à 1, sans prendre en compte des pertes métalliques et diélectriques.

Nous cherchons ici l'influence de la largeur de ligne sur les pertes par rayonnement de façon à optimiser les coudes et choisir le substrat ou l'impédance caractéristique les plus convenables pour une future conception. Ceci contribue alors à la définition des règles précises de conception aux fréquences microondes et ainsi l'optimisation des performances.

#### **Schéma équivalent d'un coude**

Dans le cas où la largeur de la ligne ne change pas dans le coude, son circuit équivalent est représenté sur la *figure IV.4 [IV.3]*. Une des techniques pour la compensation des coudes est l'utilisation d'un coude chanfreiné. En effet, cette technique permet de réduire l'effet de la capacité et augmente le TOS. Cette technique de compensation proposée est représentée sur la *figure IV.4*.



*figure IV.4. Structure d'un coude, son schéma équivalent et technique de compensation à 45°*

#### **Influence de la largeur de ligne sur les pertes par rayonnement**

Les coudes utilisés sont simulés sous MOMENTUM, et les bilans de puissance calculés sont représentés sur la *figure IV.5*.

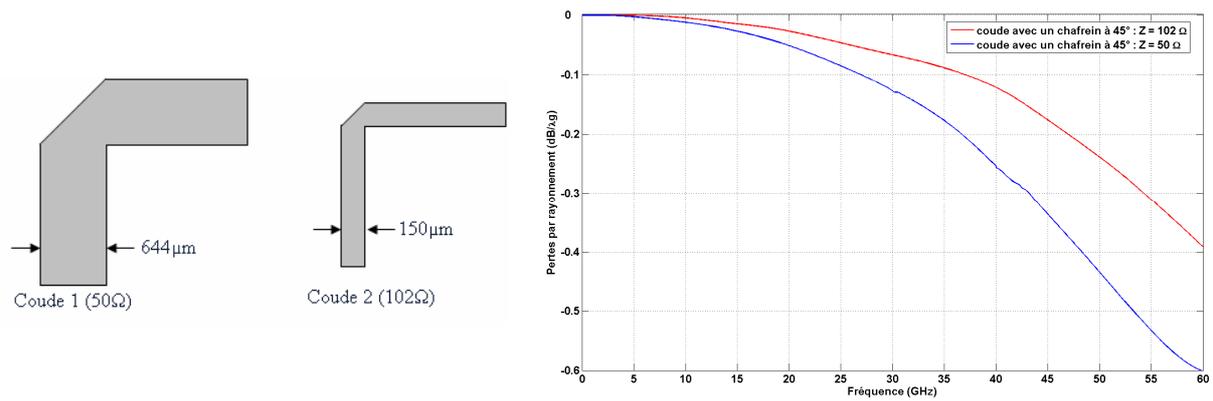


figure IV.5. Coudes traités et pertes par rayonnement correspondantes

Il est à noter que le chanfrein améliore l'adaptation et le paramètre de transmission. Cependant, le bilan de puissance reste quasi inchangé.

Plus on monte en fréquence, plus les pertes sont importantes. Aux fréquences du LMDS, c'est-à-dire autour de 42 GHz, les pertes par rayonnement des coudes 1 et 2 sont respectivement 0.3 et 0.15 dB/λ<sub>g</sub>. La différence entre les deux courbes augmente en fonction de la fréquence. Donc, une ligne de plus forte impédance est privilégiée dans la mesure où des faibles pertes par rayonnement sont requises.

On note que le changement de l'impédance caractéristique de la ligne formant le coude n'a pas d'effet sur la tenue de la phase en fréquence.

Finalement, il faut noter qu'un substrat de permittivité élevée permet de concentrer le champ électromagnétique, de réduire la largeur des lignes et donc réduire les pertes par rayonnement. En revanche, un  $\epsilon_r$  élevé fait augmenter les pertes métalliques et diélectriques.

## II.2.4 Ondes de surface

Les ondes de surface sont excitées dans une structure microruban dès que la permittivité du substrat est supérieure à celle de l'air. L'onde subit des multiples réflexions entre le plan de masse et l'interface substrat/air. Ceci provoque des interactions avec tous les éléments microrubans. Les ondes de surfaces sont des modes de substrat de type TE et TM. Vu que le mode TM<sub>0</sub> n'a pas de fréquence de coupure, ces ondes de surface existent même en basse fréquence [IV.5].

### **II.3 Conclusion sur les pertes dans les lignes**

Au terme de ces analyses, nous avons montré que les pertes métalliques sont prépondérantes par rapport aux pertes diélectriques. Ces pertes métalliques dépendent, entre autres, de la largeur de la ligne microruban. Plus l'impédance caractéristique de la ligne est élevée, plus les pertes sont importantes.

En plus, toute discontinuité apporte son lot de pertes supplémentaires. En effet, l'exemple de modélisation d'un coude traité auparavant, a montré que les pertes par rayonnement sont d'autant plus élevées que la largeur de la ligne formant le coude est importante. Ainsi, les pertes par rayonnement sur un coude sont limitées au moyen des lignes de forte impédance.

Il est, néanmoins, important de profiter de ces illuminations et d'examiner les améliorations apportées à un tel circuit en terme de pertes. Donc, le choix de la largeur d'une ligne doit se faire en fonction de sa géométrie.

Pour consolider ces déductions, nous allons concevoir et simuler deux matrices de Butler à faisceau axial afin de vérifier notre démarche d'analyse et de limiter autant que possible les pertes dans les matrices. Ces pertes seront comparées à celles obtenues dans le *chapitre III*.

## **III. REMEDE : VERS UNE NOUVELLE TOPOLOGIE DE MATRICE**

Le circuit de la matrice de Butler étudié dans le *chapitre III* (*figure III.15*) possède des nombreuses lignes à  $50 \Omega$  coudées à  $90^\circ$ . Ces coudes introduisent  $0.3 \text{ dB}/\lambda_g$  de pertes par rayonnement à 42 GHz. Ces pertes nuisent aux fonctionnements de la matrice et ne peuvent pas être sous estimées dans une future conception de circuit aux fréquences de LMDS. Il s'ensuit de ceci que la nouvelle topologie de matrice à concevoir doit contenir le minimum possible de coudes. Par contre, dans le cas où il est impossible d'éviter un coude, ceci doit être fait par des lignes de forte impédance (supérieure à  $100\Omega$ ).

Il est à noter que cette nouvelle topologie doit s'accompagner avec un procédé technologique de fabrication avancé afin d'éviter toute imprécision sur les largeurs des lignes pouvant atteindre  $50 \mu\text{m}$ . Nous nous rappelons que les lignes utilisées dans la conception de la

matrice 5 x 8 dans le *chapitre III* étaient limitées en largeur à 150  $\mu\text{m}$  par THALES Communications.

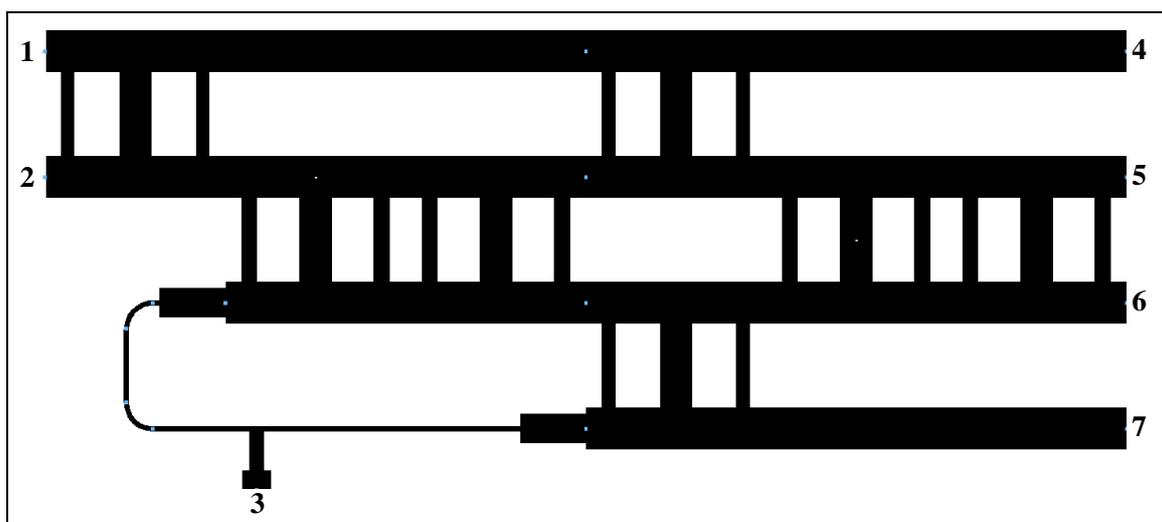
La vérification de la validité des critères fixés se fera donc par la conception de deux matrices 3 x 4. Les deux matrices seront conçues en utilisant des lignes d'impédance caractéristique 50  $\Omega$  ou 75 $\Omega$  et par la suite simulées sous MOMENTUM dans la bande [40 – 44 GHz]. Le substrat utilisé pour la conception est toujours le DUROID 6002 caractérisé par:

- $h = 254 \mu\text{m}$
- $\epsilon_r = 2.94$
- $\text{tg } \delta = 0.003$  à 37 GHz

### III.1 Première matrice rectangulaire avec des lignes 50 $\Omega$

#### III.1.1 Conception

La méthode de calcul de cette matrice est celle développée pour la sous matrice 3 x 4 dans le *chapitre III*. Lors de l'assemblage des éléments constituant la matrice, les coupleurs 0 dB sont disposés verticalement dans la matrix. Le rangement des éléments de la matrice de cette manière a pour avantage d'écarter les coudes de la topologie de la matrice et ainsi les pertes correspondantes. La *figure IV.6* illustre le Layout de la nouvelle topologie de matrice.



*figure IV.6. Layout de la première matrice rectangulaire employant des lignes à 50 $\Omega$*

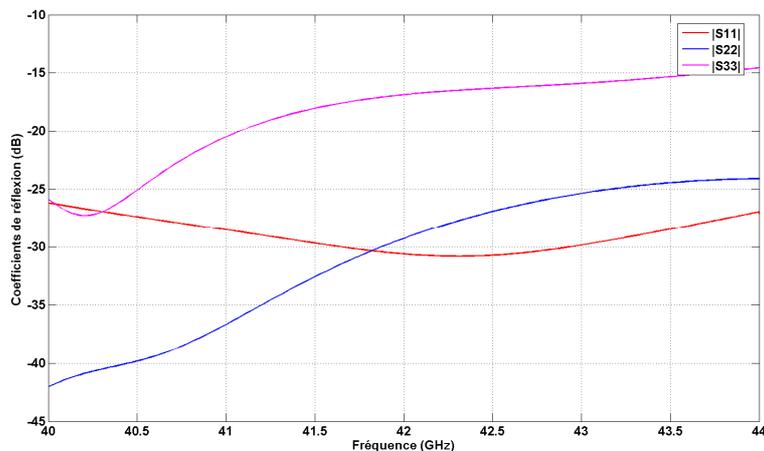
Sur la *figure IV.6*, nous remarquons la disparition des coudes dans la matrice. Par contre, la suppression de l'entrée correspondante à la génération du faisceau 2R-L nous oblige à utiliser deux coudes et une jonction en T. Les largeurs des lignes coudées ont été choisies à 80  $\mu\text{m}$  afin de respecter les critères fixés précédemment et ainsi, limiter les pertes. Une courbure a été appliquée aux coudes lors des nombreuses optimisations dans le but de contribuer à l'adaptation de la voie 3. A cet égard, il faut noter que l'emploi des coudes courbés dans les matrices de Butler réduit la bande passante du point de vue des paramètres de transmission [IV.6].

Une fois l'optimisation de cette matrice est terminée, nous présentons dans ce qui suit les résultats de simulation sous MOMENTUM.

### III.1.2 Simulation

Commençons par les résultats de simulation en terme d'adaptation.

Ces résultats sont illustrés sur la *figure IV.7* pour les trois entrées : 1, 2 et 3.



*figure IV.7. Coefficients de réflexion de la première matrice rectangulaire employant des lignes à  $50\Omega$*

Les trois entrées de la matrice sont adaptées et les coefficients de réflexion sont au dessous de -15 dB sur toute la bande. Donc, il est manifeste que les pertes par désadaptation sont négligeables.

Passons maintenant aux paramètres de transmission en amplitude.

Les *figures IV.8.a* et *b* illustrent les paramètres S en transmission correspondants à l'excitation d'une des deux voies d'entrée 2 ou 3, tout en gardant les deux autres à  $50\Omega$ .

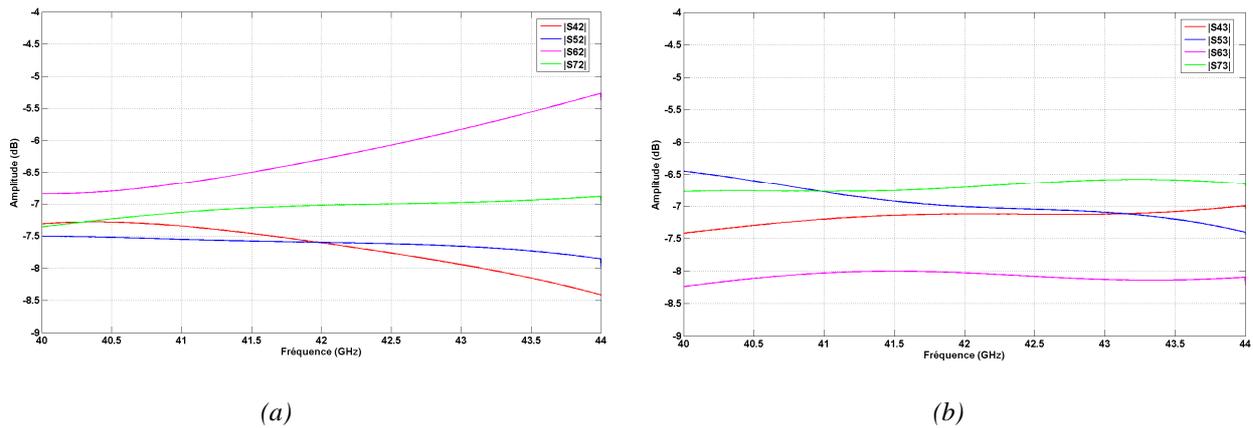


figure IV.8. Paramètres S en transmission de la première matrice en alimentant : (a) voie 2 (b) voie 3

Les figures IV.8.a et b nous montrent que les paramètres S en transmission fluctuent autour de -7 dB avec une ondulation de  $\pm 0.6$  dB. La tenue de ces paramètres en fréquence est satisfaisante surtout pour la voie 3 où la valeur de puissance aux sorties est quasi constante dans la bande [40 – 44 GHz]. Il s'ensuit de tout cela que les pertes sont de l'ordre de 1 dB par voie de transmission.

Le logiciel MOMENTUM nous offre les valeurs approchées des pertes diélectriques et métalliques ainsi que la puissance rayonnée. Ainsi et suite aux simulations, les pertes diélectriques et métalliques valent 3.1 dB en moyenne et par voie excitée.

Nous allons passer maintenant à une matrice basée sur la même topologie mais en employant des lignes à 75  $\Omega$  afin de repérer les effets de ces lignes sur les pertes.

## III.2 Deuxième matrice rectangulaire avec des lignes 75 $\Omega$

### III.2.1 Conception

La méthode de calcul de cette matrice est celle utilisée précédemment. La figure IV.9 illustre le Layout de cette matrice employant des lignes d'impédance caractéristique de 75  $\Omega$ .

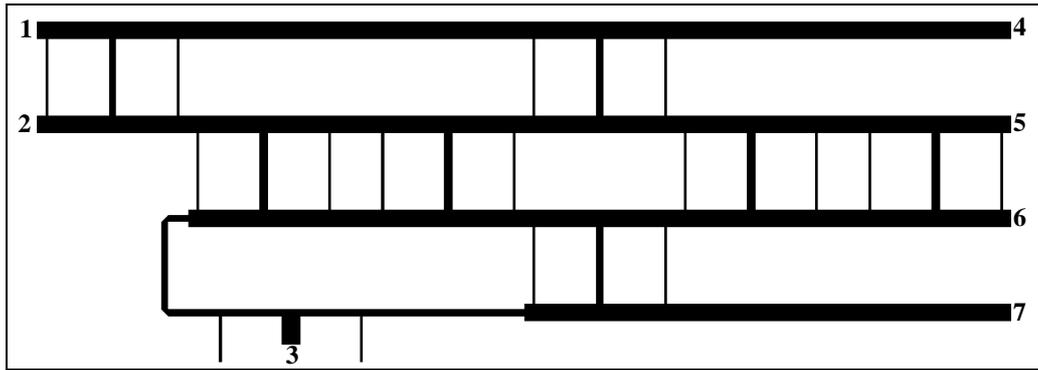


figure IV.9. Layout de la deuxième matrice rectangulaire employant des lignes à  $75\Omega$

La largeur de la ligne qui englobe deux coudes a été choisie à  $120\ \mu\text{m}$ . D'autre part, les largeurs des lignes les plus fines formant le coupleur 3 dB ainsi que les stubs sont à  $50\ \mu\text{m}$ .

Une fois l'optimisation de cette matrice est terminée, nous passons aux résultats de simulation de cette matrice sous MOMENTUM.

### III.2.2 Simulation

Commençons par les résultats de simulation en terme d'adaptation.

Ces résultats sont illustrés sur la figure IV.10 pour les trois entrées : 1, 2 et 3.

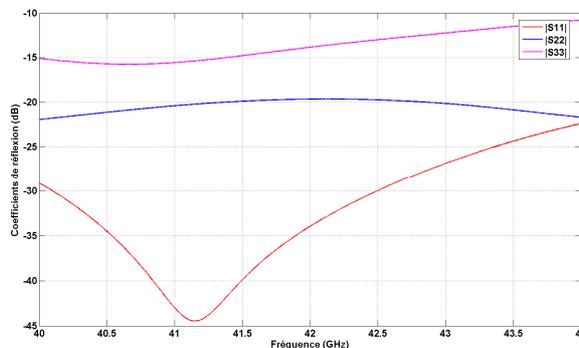


figure IV.10. Coefficients de réflexion de la deuxième matrice rectangulaire employant des lignes à  $75\Omega$

Les trois coefficients de réflexion sont au dessous de  $-10\ \text{dB}$  sur toute la bande. Ainsi, les pertes par désadaptations sont négligeables hormis la voie 3 où ces dernières sont faibles. Du fait que le coefficient de réflexion de la voie 3 varie entre  $-15$  et  $-10\ \text{dB}$  sur la bande, des faibles pertes de désadaptation seront présentes.

Observons maintenant les amplitudes des paramètres de transmission.

Les figures IV.11.a et b illustrent les paramètres S en transmission correspondants à l'excitation d'une des deux voies d'entrée 1 ou 2, tout en gardant les deux autres à  $50 \Omega$ .

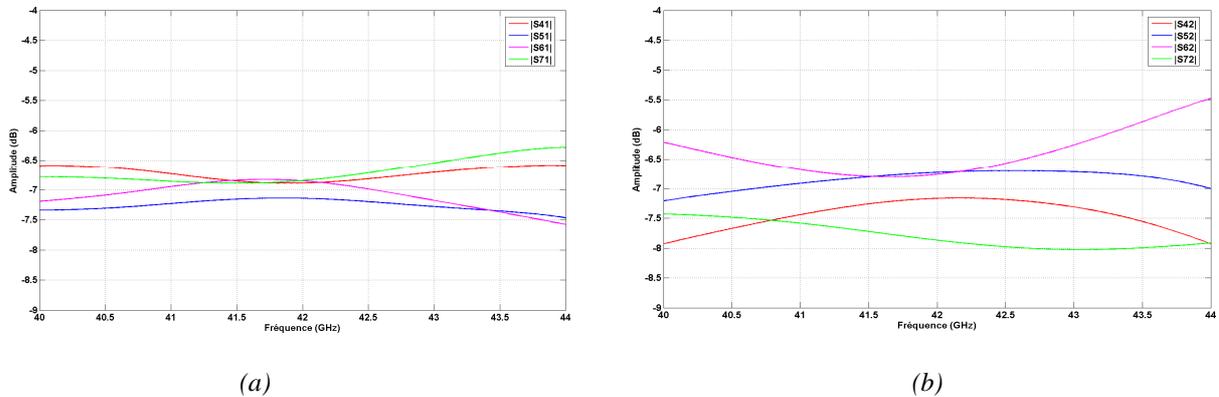


figure IV.11. Paramètres S en transmission de la deuxième matrice en alimentant : (a) voie 1 (b) voie 2

D'après les figures IV.11.a et b, nous remarquons que les paramètres S en transmission fluctuent autour de -7 dB avec une ondulation entre  $\pm 0.4$  et  $\pm 0.8$  dB selon la voie d'entrée. La tenue en fréquence de ces paramètres est satisfaisante sur la bande [40 – 44 GHz]. Il s'ensuit de tout cela que les pertes varient entre 1 dB et 1.5 dB par voie de transmission.

Les valeurs des pertes diélectriques et métalliques de cette matrice, offertes par MOMENTUM, valent 5 dB en moyenne et par voie excitée.

Les résultats des simulations ainsi que les valeurs des différentes pertes sont présentés. Passons maintenant à une comparaison entre ces valeurs selon les paramètres des lignes principales et la topologie utilisées.

### III.3 Bilan

Nous commençons par un récapitulatif sur les différentes pertes obtenues en fonction de la matrice utilisée.

Nomination de la matrice	Principales caractéristiques	Pertes métalliques et diélectriques	Puissance rayonnée (~pertes par rayonnement)
<b>Sous matrice 3 x 4 (chapitre III)</b>	Matrice carrée avec des lignes $50\Omega$	3.2 dB en moyenne par voie	0.48 mw
<b>Première matrice (3 x 4)</b>	Matrice rectangulaire avec des lignes $50\Omega$	3.1 dB en moyenne par voie	0.24 mw
<b>Deuxième matrice (3 x 4)</b>	Matrice rectangulaire avec des lignes $75\Omega$	5 dB en moyenne par voie	0.13 mw

Tableau IV.1 Tableau récapitulatif des pertes selon la topologie adoptée

Il convient tout d'abord de signaler que les puissances rayonnées, données par MOMENTUM [IV.7] et comparées par la suite, sont normalisées par rapport à la même puissance incidente. Nous considérons que cette puissance rayonnée est proportionnelle aux pertes par rayonnement. Aussi, il faut noter que les coefficients de réflexion ne sont pas pris en compte dans ce calcul.

Le tableau IV.1 permet de comparer les différentes valeurs de pertes selon la matrice utilisée. Une excellente concordance avec l'analyse faite dans le paragraphe II.3 est remarquée.

En effet, les pertes métalliques et diélectriques augmentent avec l'impédance des lignes principales de la matrice. Les deux premières matrices (sous matrice carrée 3 x 4 et première matrice rectangulaire) engendrent le même niveau de pertes métalliques et diélectriques ( $\approx 3.1$  dB). Quant à la deuxième matrice rectangulaire, ce même niveau de pertes est plus élevé (5 dB). Ce qui valide notre démarche d'analyse et vérifie l'utilisation des lignes de  $50 \Omega$  comme lignes principales dans la matrice.

A propos des puissances rayonnées, le passage d'une matrice carrée à une matrice rectangulaire permet de diviser la puissance rayonnée par deux. En effet, les coudes sont la principale cause des pertes par rayonnement dans un circuit microruban. L'écartement des

coudes de la structure d'une matrice et le choix adéquat de ses largeurs ont permis de diminuer les pertes par rayonnement.

D'autre part, notons que la conception d'une matrice avec des lignes principales de forte impédance n'a pour effet que diminuer les pertes par rayonnement. Ceci, est vérifié par le plus faible niveau de pertes par rayonnement obtenu parmi les trois matrices étudiées.

Notons au passage que les bilans de puissance des trois matrices comparées, donnant accès aux pertes par rayonnement, montrent aussi le même sens de variation que les puissances rayonnées. Tout compte fait, cette comparaison précédée par des analyses et des simulations attire notre attention sur l'intérêt de la première matrice rectangulaire qui présente un meilleur compromis entre les différents critères. Nous citons les avantages offerts par cette matrice :

- Faibles pertes par rayonnement
- Meilleure tenue en fréquence des paramètres de transmission
- Encombrement réduit

### **III.4 Problème de généralisation et d'estimation exacte et des pertes**

Dans les circuits de petites dimensions, comme le sous réseau en cosécante carrée étudié dans le *chapitre III*, la principale perte de gain est due aux discontinuités des lignes microrubans. Les plus rencontrées sont les transformateurs d'impédances, les coudes ou les jonctions en T. Ainsi, il devient possible d'estimer en fonction du nombre de ces discontinuités quel sera le niveau de pertes et ainsi le gain mesuré. En revanche, lorsque le nombre d'élément augmente de façon importante, comme la matrice 5 x 8 ou ses sous matrices étudiées dans le *chapitre III*, il semble que les principales pertes soient dues aux pertes métalliques et diélectriques. Ceci est dû à une propagation sur des longueurs de lignes grandes devant la longueur d'onde. Ne connaissant pas parfaitement les caractéristiques des matériaux à ces fréquences et la longueur du chemin parcouru par l'énergie (dans un coupleur 0 dB par exemple), il devient difficile d'estimer ou de généraliser réellement la valeur de ces pertes.

Une comparaison entre nos différentes topologies et techniques de conception est faite, passons maintenant aux autres topologies ou technologies les plus efficaces qui existent dans la littérature.

## **IV. AUTRES TECHNOLOGIES DE MATRICE**

Bien que notre recherche ait porté uniquement sur des circuits microrubans, nous présentons ici les principaux résultats publiés concernant les matrices de Butler réalisées d'une part en technologies guide d'onde ou guide coplanaire, d'autre part la ligne microruban, ainsi qu'une comparaison des pertes en fonction de la technologie choisie.

Pour ce faire, nous récapitulons les performances des matrices et les pertes subies pour les technologies suivantes :

- En guide d'onde
- En guide coplanaire
- En lignes à bande suspendue

### **IV.1 Matrices de Butler en guide d'onde**

Dans le cadre des travaux élaborés par l'ESA, deux matrices de Butler d'ordre 4 ont été réalisées dans les bandes X (antennes à grand gain pour des missions interplanétaires) [IV.8] et Ka (projet européen MultiKara) en technologie guide d'ondes [IV.9] (d'après [IV.10]).

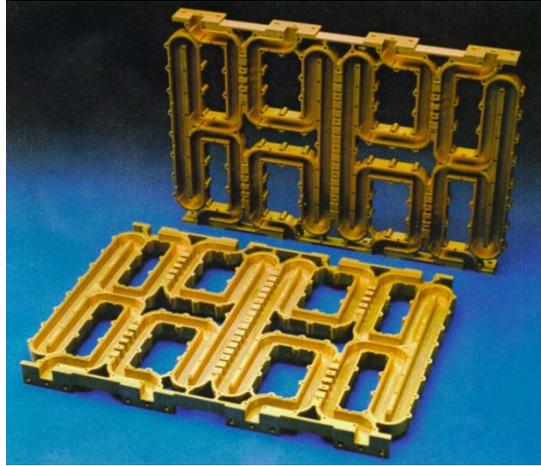
Cette technologie présente des limitations en termes de modélisation et d'ajustement des éléments au moyen des vis. Ainsi, des nombreuses contraintes mécaniques et thermiques doivent absolument être prises lors des simulations.

Un argument en faveur de cette technique est qu'elle présente une stabilité en terme d'amplitude sur les sorties de la matrice, tout en engendrant des imperceptibles pertes.

A propos des performances des matrices utilisant cette technique, on peut mentionner celles obtenues dans [IV.10].

La matrice réalisée dans la bande X ne présente que 0.08 dB d'ondulation d'amplitudes sur ses sorties avec 0.2 dB de pertes sur la bande [7.75 – 8.75 GHz]. Quant à la phase, l'erreur est inférieure à 2.2°. La deuxième matrice réalisée dans la bande Ka, les résultats expérimentaux

montrent des pertes d'insertion de l'ordre de 0.5 dB ainsi qu'une phase quasi-constante sur la bande [28.2 – 30 GHz]. Ces deux prototypes sont parfaitement adaptés sur leur propre bande. D'autre part, cette technologie est préconisée si les circuits de répartition de faisceaux doivent supporter des fortes puissances à des fréquences élevées. La *figure IV.12* montre la moitié d'une matrice de Butler et l'autre moitié image. Cette matrice est large bande, conçue en technologie guide d'onde et réalisée par CSELT [IV.11].



*figure IV.12. Matrice de Butler 4 x 4 large bande conçue par CSELT*

Ainsi, cette technique est la clé pour l'acquisition des antennes multifaisceaux à faibles pertes et à meilleures performances pour les applications spatiales.

## **IV.2 Matrices de Butler en guide coplanaire**

Le guide coplanaire n'a commencé à recueillir la préférence des auteurs qu'à partir de 1986 et des divergences de vues persistent encore aujourd'hui.

Dans la littérature, peu sont les matrices conçues en technologie coplanaire. Les auteurs de la référence [IV.12] proposent une matrice de Butler d'ordre 4 à 5.8 GHz. Une structure multicouche est utilisée afin d'éviter les croisements des lignes dans la matrice. Les performances électriques mesurées montrent des pertes d'insertion de 1.5 dB à la fréquence centrale et elles augmentent au fur et à mesure qu'on s'approche des extrémités de la bande ; à savoir environ 3 dB de pertes à 5 et 6.5 GHz.

Ces mêmes auteurs ont proposé une matrice de Butler d'ordre 4 à lignes en fente à 38 GHz [IV.13]. Cette technologie a permis, selon les auteurs, de diminuer les erreurs de phases introduites. Les pertes d'insertion de cette matrice sont de l'ordre de 1.5 dB à 38 GHz et atteignent 4 dB à 32 et 42 GHz.

En fait, la technologie coplanaire est intéressante dans la mesure où elle n'est pas coûteuse et permet de connecter aisément des éléments en parallèle ou en série. Sa compatibilité avec les circuits microondes monolithiques intégrés (MMIC) est un atout supplémentaire.

### IV.3 Matrices de Butler en lignes à bande suspendue

Parmi toutes les technologies de conception de matrice, il existe celle en lignes à bande suspendue. La référence expose une matrice à technologie planaire à faible pertes et encombrement réduit. Cette matrice de Butler d'ordre 4 a été développée avec des lignes à bande suspendue et en utilisant une structure bicouche [IV.14]. Les résultats de simulation de cette matrice sous MOMENTUM ne révèlent que 0.4 dB de pertes à 920 MHz tandis que les erreurs de phase restent élevées et ne dépassent pas  $10^\circ$  dans la bande [880 – 960 MHz]. Selon les auteurs, cette technologie a été adoptée afin de réduire au maximum l'encombrement de la matrice et le niveau des pertes.

## V. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous nous sommes attachés à déterminer la cause des pertes de gain dans les antennes imprimées aux fréquences millimétriques. Dans les circuits contenant peu d'éléments, les pertes les plus importantes sont dues aux rayonnements des discontinuités. Par contre, plus la taille des circuits augmente, plus on utilise des longueurs de lignes importantes et plus les pertes métalliques et diélectriques sont prépondérantes.

Il devient alors nécessaire, si l'on veut garder une technique circuit imprimé pour limiter les pertes, d'optimiser au mieux les lignes. L'aménagement envisagé est de choisir la largeur d'une ligne en fonction de sa géométrie.

Afin de valider cet aménagement, nous avons conçu une matrice 3 x 4 tout en respectant les critères fixés. Les performances ainsi que les pertes de cette matrice sont comparées à celles obtenues avec la sous matrice 3 x 4 du *chapitre III*. La nouvelle topologie proposée et

adoptée a l'avantage d'éviter 0.5 à 1 dB de pertes et d'occuper moins de place. Ainsi, l'efficacité de la matrice est améliorée.

Dans la dernière partie, nous trouvons que les performances de la nouvelle topologie de matrice, simulée aux fréquences du LMDS, sont comparables en terme de pertes aux matrices conçues à des fréquences plus basses avec la plupart des technologies planaires monocouches. Bien sûr hormis la technologie guide d'onde qui reste en préexcellence par rapport à toute autre technologie.

## Bibliographie du chapitre 4

---

- [IV.1] **D. POZAR**  
*"Microwave engineering"*  
John & Wiley Sons, second edition, 1998
- [IV.2] **P.F. COMBES**  
*"Micro-ondes ; lignes, guide et cavités"*  
Dunod; 1995
- [IV.3] **K.C. GUPTA, R. GARG, I.J. BAHL**  
*"Microstrip lines and Slotlines"*  
Artech House, 1979
- [IV.4] **E.D. HAMMERSTAD**  
*"Equations for microstrip circuit design"*  
European Microwave Conference; p. 268-272, 1975.
- [IV.5] **P. BHARTIA, R. GARG, I.J. BAHL, ITTIBIPOON**  
*"Microstrip Antenna Design Handbook"*  
Artech House, 2001
- [IV.6] **P.Q. MARIADOSS, M.K.A. RAHIM, M.Z.A. ABD AZIZ**  
*"Butler matrix using circular and mitered bends at 2.4 GHz"*  
7th IEEE Malaysia International Conference on Communications  
Vol. 1, pp.5, 16-18 Nov. 2005
- [IV.7] <http://eesof.tm.agilent.com/docs/adso2005A/mom/index.html>
- [IV.8] **L. ACCATINO, F. MUOIO, P. PIOVANO**  
*"High Gain Antenna for Interplanetary Missions: Butler Matrices and Test"*  
Final report of ESA Contract, July 2000
- [IV.9] **Multikara European Project**  
*"Butler Matrices: Design and BreadBoard"*
- [IV.10] **L. ACCATINO and all**  
*"CAD of Waveguide Butler Matrices including Mechanical and Thermal Constraints"*  
European Microwave Conference, 31st, pp. 1 - 4 Oct. 2001
- [IV.11] **P. ANGELETTI, M. LISI**  
*"Twenty-Five Years of Beam Forming Network Developments in Europe"*  
29<sup>th</sup> ESA Antenna Workshop on multiple beams and reconfigurable antennas  
April 2007, ESTEC, the Netherlands.
- [IV.12] **M. NEDIL and all**  
*"Novel Butler Matrix Using CPW Multilayer Technology"*  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques  
Vol. 54, No. 1, January 2006

**[IV.13] M. NEDIL and all**

*"Design of new millimeter wave Butler matrix"*

Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE  
pp. 841- 844, 9-14 July 2006

**[IV.14] M. BONA, L. MANHOLM, J. STARSKI, B. SVENSSON**

*"Low-loss compact Butler matrix for a microstrip antenna"*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,  
Vol. 50, Issue 9, pp: 2069 – 2075, Sep 2002



# Chapitre V

## CONCEPTION D'UN COMMUTATEUR A BASE DE DIODE PIN : APPLICATION A UN SP<sub>3</sub>T

---

- ❑ LES DIFFERENTES CATEGORIES DE COMMUTATEURS
  
- ❑ LES DIODES PIN
  
- ❑ LES ARCHITECTURES DE COMMUTATEURS
  
- ❑ CHOIX ET MODELISATION DE LA DIODE A UTILISER
  
- ❑ CONCEPTION D'UN COMMUTATEUR SP<sub>3</sub>T
  
- ❑ REALISATION ET RESULTATS EXPERIMENTAUX



## I. INTRODUCTION

Une antenne à pointage électronique peut présenter des formes très diverses mais elle comporte toujours un dispositif de commutation permettant de piloter le (les) faisceau(x) nécessaire(s) pour une telle application.

La littérature ne propose pas à l'heure actuelle une antenne à pointage électronique séquentielle dont le système de pilotage est intégré. Il est bon de rappeler que ces antennes à multiples faisceaux commutés sont moins onéreuses que les réseaux d'antennes équivalents déphasés aussi bien pour une architecture passive qu'active.

Un autre point de ce travail de thèse concerne la recherche d'un système de commutation permettant de piloter différents faisceaux. Par ailleurs, l'objectif majeur est de montrer la possibilité de réalisation d'un ensemble antenne multifaisceaux / commutateur sur le même substrat et avec le même procédé de fabrication et d'évaluer les performances de l'ensemble du dispositif.

Ce chapitre décrit l'étude et la conception d'un dispositif de commande de faisceaux qui sera associé à l'antenne multifaisceaux développée au *chapitre II*. Ce dispositif se présente donc sous l'aspect d'un commutateur d'une entrée vers trois sorties, et montrant la possibilité d'être intégré sur le même substrat que l'antenne étudiée au *chapitre II*.

Pour ce faire, le chapitre commence par un état de l'art sur les différentes techniques de commutation mettant en avant leurs points forts et leurs points faibles. Ces différentes techniques sont ensuite comparées afin d'opter pour le commutateur susceptible d'être le plus adéquat à notre application : les commutateurs à base de diode PIN.

Ensuite, nous mettrons en relief les diodes PIN, leurs caractéristiques et leurs limitations, ainsi que le schéma équivalent de la diode selon son état.

Dans une seconde partie, nous présenterons les architectures des commutateurs, leurs points forts et leurs points faibles ainsi qu'un comparatif entre les deux afin de choisir la plus

adaptée à notre application. Une fois que le type, l'architecture et la technologie du commutateur seront connus, nous sélectionnerons un élément actif permettant la commutation. Une méthode est proposée pour extraire le modèle RF équivalent de cette diode.

Dans une troisième partie, nous détaillerons la méthodologie de conception d'un commutateur d'une entrée vers trois sorties et nous présentons les différents résultats de simulation sous CST.

Pour finir, le commutateur sera associé à l'antenne étudiée dans le *chapitre II*. Les résultats en termes de diagrammes de rayonnements et de coefficient de réflexion seront illustrés et commentés.

Dans le but de valider notre démarche de conception d'un tel commutateur, le SP3T est réalisé et mesuré. Les résultats seront comparés à ceux obtenus en simulation.

## II. LES DIFFERENTES CATEGORIES DE COMMUTATEURS

Dans cette section deux grandes catégories de commutateurs RF, généralement disponibles, sont brièvement présentés. Une indication générale de leurs performances est présentée. Ces informations de base aideront à la sélection du commutateur le plus approprié pour une application donnée.

Les deux grandes catégories de commutateurs sont à base de technologie :

- Mécaniques ou électromécaniques
- Semi conducteurs

Chaque technologie peut être une nouvelle fois classée, par exemple, par gamme de fréquence, par interface de transmission (guide d'ondes, coaxial, stripline), par capacité de puissance à traiter, par type de composants semi conducteurs, etc.

### II.1 Les commutateurs électromécaniques

On entend par commutateur électromécanique tout type de commutateur qui nécessite une commande électrique entraînant une déformation mécanique. Nous traitons alors deux types dans cette catégorie : les relais électromécaniques et les micro-systèmes électromécaniques.

#### II.1.1 Les relais électromécaniques

Le développement de ce type de commutateurs a débuté dans les années 1960. Les commutateurs électromécaniques peuvent être faits avec des différentes technologies. Il y a ceux qui emploient les guides d'ondes (*figure V.1.b*) et qui peuvent monter à des fréquences supérieures à 100 GHz [V.1], et ceux qui sont faits en technologie coaxiale (*figure V.1.a*). Ces commutateurs contiennent des systèmes rotatifs ou à ailettes, qui changent d'état grâce à un champ magnétique (*commutateur électromécanique à ferrite*) ou une différence de potentiel (*commutateur électromécanique à contact rotatif ou à déplacement axial*). En outre, ils peuvent commuter des niveaux de puissance importants de l'ordre de plusieurs dizaines de watts.

Ces commutateurs sont difficilement intégrables dans des systèmes bien que dans le domaine millimétrique les dimensions soient diminuées. Leur consommation d'énergie est élevée (jusqu'à plusieurs watts) [V.2]. Mais il est à noter que ces mêmes relais ne consomment pas dans leur phase de repos.



(a)



(b)

figure V.1. Commutateur électromécanique commercialisé par RADIALL : (a) à accès coaxiaux (b) à accès guide d'ondes

Les commutateurs mécaniques sont lents (quelques dizaines de ms), lourds et encombrants. Ils se présentent sous la forme de guide d'ondes et fonctionnent en général jusqu'à 40 GHz. Les pertes d'insertion de ces dispositifs sont exceptionnellement basses (environ 0.4 dB) et l'isolation est très élevée (environ 50 dB). Toutefois, en plus de leur grande taille et de leur poids conséquent, ils ont l'inconvénient de commuter très lentement (quelques dizaines de ms) et de se détériorer au cours du temps après environ un million de cycles.

Il faut noter qu'il existe dans le commerce des commutateurs micromécaniques intégrés sur des circuits tel que les "R596 SMT" de chez RADIALL. En effet, des composants de type SPDT (en bleu figure V.2.a) sont montés en surface sur un circuit de type coplanaire. Le signal microonde est aiguillé vers une des deux sorties grâce à un micro relais qui est activé au moyen d'un montage Darlington et polarisé avec une tension continue de 12 ou 24 V. Ce commutateur peut supporter jusqu'à 120 w à 1 GHz. Les figures V.2.a et b montrent le commutateur micromécanique SPDT en technologie coplanaire ainsi que ses performances électriques jusqu'à 10 GHz.

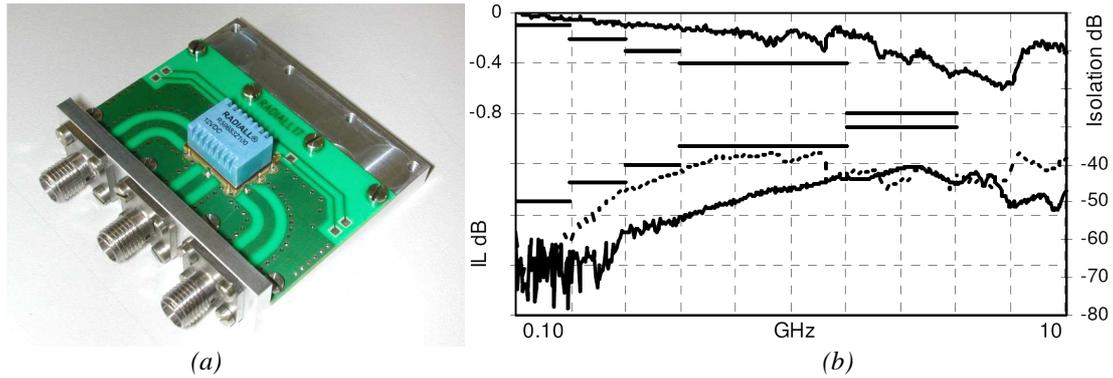


figure V.2. : (a) Commutateur micromécanique SPDT en technologie coplanaire commercialisé par RADIALL  
(b) performances électriques

Les pertes d'insertion de ce commutateur micromécanique sont inférieures à 0.6 dB et l'isolation reste au dessous de - 40 dB sur la bande [DC – 10 GHz].

### II.1.2 Les MEMS

La dénomination “MEMS” est l’abréviation anglaise de “Micro Electro Mechanical Systems” et elle englobe aujourd’hui une multitude de circuits et de dispositifs. Ces systèmes utilisent les procédés de fabrication des circuits intégrés (lithographie et micro-usinage de surface et de volume), pour réaliser à l’échelle du micromètre des dispositifs mécaniquement déformables. Les composants MEMS sont alors des micro-commutateurs mécaniquement déformables qui sont apparus à la fin des années 1980 dans le domaine de l’électronique hyperfréquence. Cette technologie a suscité un grand intérêt dans le domaine des télécommunications (réception satellite, téléphonie sans fil, ...) et dans les applications militaires (détection, guidage, ...). [V.3]. Le MEMS est un dispositif électromécanique à la frontière du composant mécanique et semiconducteur.

On distingue deux principales familles de micro-commutateurs MEMS : des commutateurs à contact latéral (*figure V.3*) et des commutateurs de type micro-poutre.

Les commutateurs à contact latéral [V.4 et 5] sont généralement plus encombrants et leur intégration dans des circuits planaires reste complexe. Les MEMS constitués de micro-poutres sont plus faciles à intégrer sur des circuits planaires et de nombreux composants ont démontré des performances très intéressantes pour des fréquences allant jusqu’à 100 GHz [V.6].

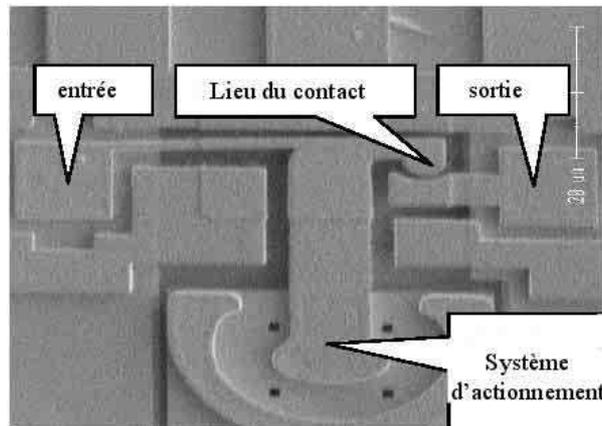


figure V.3. Exemple de MEMS à contact latéral [V.5]

Ainsi, la position de la micro-poutre définit l'état passant ou bloqué du commutateur. On distingue deux types de contact : un contact ohmique [V.7] ou un contact capacitif [V.8].

Les MEMS partagent les mêmes performances électriques avec les relais électromécaniques ; à savoir des faibles pertes d'insertion ( $0.1 - 0.5$  dB au moins jusqu'à  $40$  GHz) et une très bonne isolation d'environ  $-30$  dB. Les commutateurs MEMS ont un temps de commutation moyen de quelques  $\mu$ s et ne possèdent pas une tenue en puissance élevée. Leurs vitesses de commutation, relativement faible, limiteront leur utilisation dans des systèmes de communication ou pour certaines applications radar nécessitant une reconfiguration rapide. Un point fort des composants MEMS réside dans la facilité d'intégration monolithique et la taille réduite par rapport aux relais électromécaniques.

La fiabilité à long terme des micro-commutateurs MEMS n'est pas prouvée. Des tests de cyclage pour de nombreux composants ont démontré une durée de vie supérieure à  $10^{10}$  cycles sous une faible puissance (ou faible courant) [V.9].

## II.2 Les commutateurs à base de semiconducteur

On utilise aujourd'hui plus largement des dispositifs plus fiables comme les transistors FET et les diodes PIN qui se modélisent très simplement au premier ordre comme des résistances à l'état passant et des capacités à l'état bloqué.

Maintenant, nous allons brièvement examiner ces deux types de commutateurs.

### II.2.1 Les commutateurs à base de transistor FET

Les commutateurs à base de transistors FET sont disponibles dans le commerce dans les gammes de fréquence RF et millimétrique. En raison de la demande du marché, beaucoup de dispositifs sont disponibles pour assurer les applications dans le domaine des réseaux cellulaires et sans fil. Les progrès considérables sur la technologie monolithique du FET MMIC sur GaAs a fortement conduit à l'intégration des micro-commutateurs de type SPNT (*Single Pole N Throw : une voie vers N*) ainsi que leurs circuits de commande et à l'amélioration de la bande passante et la vitesse de commutation.

A propos de la bande passante, des commutateurs à base de transistors FET GaAs ont été réalisés en technologie coplanaire et qui fonctionnent dans la bande [DC – 135 GHz] [V.10]. Les pertes d'insertion atteignent 5 dB à 135 GHz et l'isolation est à – 35 dB.

On peut trouver dans le commerce des commutateurs HEMT montant jusqu'à des fréquences supérieures à 60 GHz [V.11]. Avec des pertes d'insertion de 1.5 dB et une isolation de – 30 dB, les temps de commutation sont de l'ordre de quelques dizaines de nanosecondes. La taille du commutateur est en général de quelques mm<sup>2</sup>, cette puce est facilement intégrable.

Cette technologie est donc très intéressante dans le cadre d'un système tout intégré, mais elle possède les pertes d'insertion les plus élevées. En plus, les commutateurs à base de FET MMIC sont une solution intéressante là où une fonction de commutation d'ordre élevée est requise dans une place restreinte.

### II.2.2 Les commutateurs à base de diode PIN

Les commutateurs à diodes sont les commutateurs les plus répandus. Le temps de commutation des diodes PIN est très bref (quelques dizaines de nanosecondes). Extrêmement compacte, les diodes peuvent être employées pour des structures guide d'ondes, coaxiales [V.12], ou encore montées sur puce (GaAs) [V.13].

Ces diodes peuvent commuter des niveaux puissances faibles (quelques milliwatts), ainsi que des niveaux de puissances élevés jusqu'à plus d'un KW à des fréquences beaucoup plus basses. De plus, ces commutateurs sont disponibles dans plusieurs configurations SPNT (*Single Pole N Throw*) (des fonctions *SP10T* ont déjà été fabriquées).

Les commutateurs à diodes emploient en principe un dispositif semi-conducteur appelé diode *PIN* (Positif - Intrinsèque - Négatif) comme élément actif du circuit. En effet, cette diode a la

particularité de pouvoir jouer le rôle d'interrupteur grâce à deux propriétés de sa structure : en polarisation inverse le signal passe, en polarisation directe il est réfléchi. La *figure V.4* montre un commutateur à base de diode PIN réalisée et commercialisée par RADIALL.



*figure V.4. Commutateur SP3T à base de diode PIN commercialisé par RADIALL*

Ces commutateurs à diodes *PIN* sont donc plus communs, possèdent une haute capacité d'intégration, des performances exemplaires en termes d'isolation et de temps de commutation. Cependant les pertes d'insertion deviennent vite considérables en comparaison des autres technologies. Ce même constat a été effectué pour les commutateurs à base de transistors.

### **II.3 Bilan**

Rappelons que le but de ce chapitre est de montrer la faisabilité d'un ensemble intégré antenne multifaisceaux / commutateur sur un même substrat ; à savoir le DUROID 6002.

Nous allons maintenant choisir la technologie adéquate à l'intégration du commutateur sur le même substrat de l'antenne réalisée et étudiée dans le *chapitre II*. C'est pourquoi nous commençons par un récapitulatif des quatre technologies définies ainsi que leurs performances et leurs limitations.

La *figure V.5* compare les différentes catégories de commutateurs suivant leurs performances en termes de vitesse de commutation, bande de fréquence, pertes d'insertion et isolation.

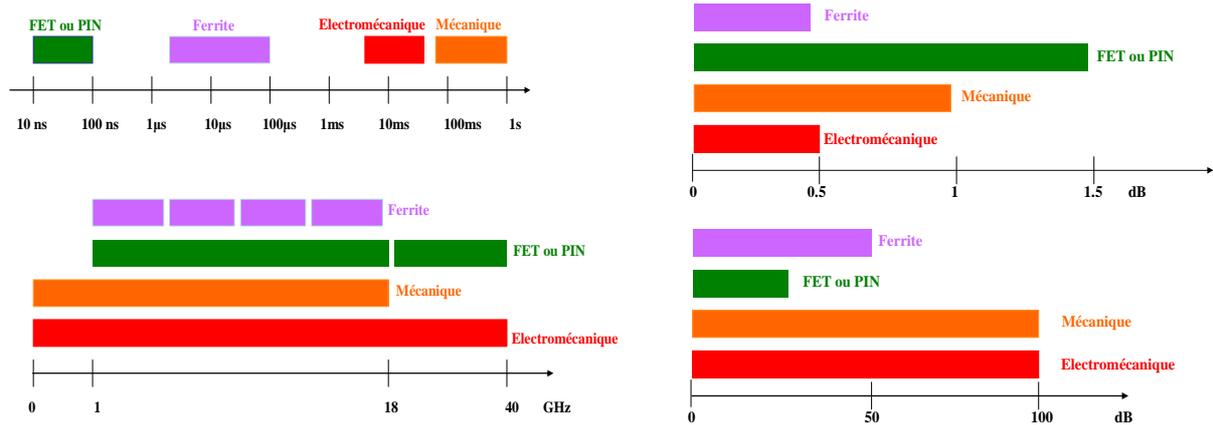


figure V.5. Comparaison des différents types de commutateur en termes de vitesse de commutation, bande de fréquence, pertes d'insertion et isolation. (Respectivement d'en haut en bas et de gauche à droite)

Le tableau suivant (*Tableau V.1*) permet de comparer les performances des commutateurs électromécaniques, des MEMS, des commutateurs à base de transistors FET et à base de diodes PIN les plus répandus dans le commerce [V.14].

	électromécanique	MEMS	FET	PIN
<b>Gamme de fréquences</b>	DC ~ 40 GHz	Toute gamme	Octave ou décade	Octave ou décade
<b>Tenue en puissance</b>	200 w	faible	< 1 w	> 1 w
<b>Consommation</b>	> 1 w	0.05 - 0.1 mw	0.05 - 0.1 mw	5 - 100 mW
<b>Temps de commutation</b>	~ 10 ms	1 - 250 $\mu$ s	1 - 100 ns	1 - 50 ns
<b>Pertes d'insertion</b>	< 0.5 dB	0.05 - 2dB	0.4 - 2.5 dB	0.3 - 1.8 dB
<b>Isolation</b>	> 60 dB	> 25 dB	> 40 dB	> 30 dB
<b>Durée de vie</b>	$10^6$ cycles	$10^9$ cycles	Semi Conducteur	Semi Conducteur
<b>Taille</b>	grande	très petite	très petite (~mm <sup>2</sup> )	très petite (~mm <sup>2</sup> )
<b>Intégration</b>	difficile	moyen	facile	facile

Tableau V.1. Tableau récapitulatif des performances de différentes techniques de commutation existantes

Actuellement, les fonctions de commutation dans les circuits hyperfréquences sont assurées par des composants semi-conducteurs, à base de diodes PIN et de transistors à effet de champ (FET), ou par des relais électromécaniques. Ces derniers présentent des caractéristiques plus proches d'un interrupteur idéal : forte isolation à l'état ouvert et faibles pertes d'insertion à l'état fermé. Cependant ils s'avèrent très encombrants et difficiles à intégrer. Ces relais électromécaniques supportent des fortes puissances (plusieurs watts) mais la durée de vie de leurs contacts est limitée. Ce sont donc des systèmes certes efficaces mais qui ne pourront pas être employés en amont du répartiteur de faisceaux du fait de leurs faibles capacités d'intégration, de leurs coûts et de leurs rapidités réduites de commutation.

Malgré les dimensions réduites des commutateurs micromécaniques (tel que R596 de RADIALL) par rapport aux commutateurs électromécaniques conventionnels, leurs utilisations imposent l'adoption d'une technologie coplanaire en amont du répartiteur de faisceaux. Il faut souligner ici qu'on va délaisser la technologie coplanaire vu que l'antenne étudiée et réalisée dans le *chapitre II* était conçue en technologie microruban. D'autre part, ces composants ne peuvent pas fonctionner au-delà de 10 GHz. Ainsi, ce choix sera éliminé du fait de la limitation en fréquence et la technologie imposée par ces composants.

Le MEMS est un dispositif à la frontière du composant mécanique et du semi conducteur. Il consomme peu et n'introduit pas de distorsion [V.3]. Très peu coûteux et pouvant travailler dans toutes les gammes de fréquences, il est néanmoins fragile, commute lentement (1  $\mu$ s – 50 $\mu$ s) et ne possède pas une tenue en puissance élevée. La fiabilité et le bon fonctionnement des MEMS dépendent fortement de l'environnement dans lequel ils opèrent et de leur conception. Aussi, il peut présenter des problèmes lors du processus de fabrication avec un circuit microruban sur le même substrat. C'est pourquoi et faute des ses limitations en termes de fragilité, vitesse de commutation, durée de vie et technologie sera écarté.

Les composants semi-conducteurs (*transistor FET ou diode PIN*) sont au contraire très compacts et faciles à intégrer. Ils sont bien plus rapides et fiables que les relais électromécaniques et ils s'avèrent bien moins coûteux. En revanche, leurs performances électriques sont généralement moins bonnes et ils nécessitent un apport de puissance important pour opérer (10 à 30 mA et 20 à 50V). De plus, ces composants présentent des non-linéarités de leurs performances, qui provoquent de l'inter modulation et des distorsions de signal.

Toutefois, ces deux dispositifs permettent de très bonnes performances en termes d'isolation, d'insertion et de rapidité de commutation relativement à une fonction de commutation en amont d'une antenne multifaisceaux. La différence entre les deux se fait surtout au niveau de la puissance supportée. En effet, la diode PIN même si elle consomme plus que le FET, peut commuter une puissance bien supérieure.

Parce que les diodes PIN présentent un important avantage par rapport à ses homologues électromécaniques et une capacité d'intégration considérable, elles seront par conséquent le meilleur choix pour commencer une étude sur les commutateurs en technologie microruban. Leur principal inconvénient sera les pertes d'insertion.

Le paragraphe suivant abordera donc plus en détail les diodes PIN et leurs propriétés. Une démarche pour la conception d'un commutateur sera aussi soulignée plus tard.

### III. LES DIODES PIN

La diode PIN [V.15] est utilisée dans un grand nombre d'applications allant de la bande UHF aux fréquences microondes. Elle fonctionne comme une résistance variable aux fréquences RF et microondes en étant contrôlée principalement par son courant de polarisation directe. Dans les radars modernes et dans toutes les applications de puissance, la diode PIN est très largement utilisée. Les radars par exemple utilisent des quantités importantes de limiteurs dans les modules TR et de déphaseurs pour effectuer la fonction de pointage électronique. Ces limiteurs et ces déphaseurs sont basés sur les diodes PIN.

#### III.1 Fonctionnement de la diode

Nous allons expliquer maintenant de manière simple, le fonctionnement de la diode PIN et son schéma équivalent aussi bien pour le régime inverse que direct [V.16].

##### III.1.1 Régime inverse

Polarisée en inverse (état bloqué), le circuit équivalent électrique de la diode est alors un circuit parallèle composé d'une capacité  $C_T$  et d'une résistance de pertes  $R_P$  en série avec une self parasite  $L_S$  (figure V.6).

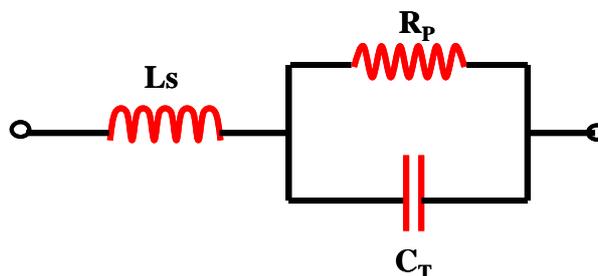


figure V.6. Circuit équivalent électrique d'une diode PIN polarisée en inverse

### III.1.2 Régime direct

Polarisée en direct (état passant), le circuit équivalent électrique de la diode est composé d'une résistance  $R_S$  en série avec une faible inductance  $L_S$  (figure V.7).

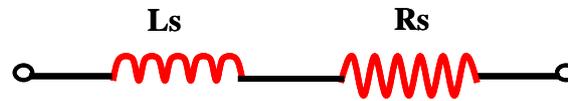


figure V.7. Circuit équivalent électrique d'une diode PIN polarisée en direct

Elles sont en général optimisées d'une façon à avoir une grande plage de résistance, éviter les distorsions des signaux, faible courant de commande et une bonne tenue en puissance. Une excellente diode doit détenir ces propriétés.

## III.2 Caractéristiques des diodes PIN

Les diodes PIN sont caractérisées en direct par la valeur de la résistance  $R_S$  et en inverse par la valeur de la capacité  $C_T$ . Pour la plupart des diodes,  $R_S$  varie de 0.6 à 6  $\Omega$  et la capacité de 0.02 à 1 pF, toutes applications et fréquences de fonctionnement confondues. Les temps de commutation sont rapides (< 20 ns) et les boîtiers sont de petites dimensions.

La diode est aujourd'hui un composant abouti. Quelle que soit la fréquence de fonctionnement, les diodes sont disponibles en boîtier dans le commerce et sont facilement intégrables sur circuit imprimé (*CMS : Composant Monté en Surface*). Le coût varie ensuite en fonction de la fréquence de fonctionnement.

Nous allons maintenant décrire les deux architectures de base des commutateurs à base de diodes PIN et choisir la plus convenable à notre application.

## IV. LES ARCHITECTURES DE COMMUTATEURS

Les deux architectures de base des commutateurs à base de diodes PIN sont [V.17] :

- les SPST (Single Pole Single Throw) série ou parallèle permettant de transmettre ou de bloquer le signal microonde

- les SPDT (Single Pole Double Throw) permettant d'aiguiller le signal vers une voie parmi deux.

## IV.1 Commutateur SPST série

Ce type de commutateur, dont son schéma est illustré *figure V.8*, est utilisé dans un large éventail d'applications. Le maximum d'isolation dépend de la capacité de la diode tandis que les pertes d'isolation et la consommation de puissance dépendent de la résistance série. Plus la résistance  $R_s$  est faible, plus les pertes (*Eq. V.1*) sont réduites. Lorsque la tension est positive, la diode est passante. Le signal microonde sortant du générateur se propage jusqu'à la charge.

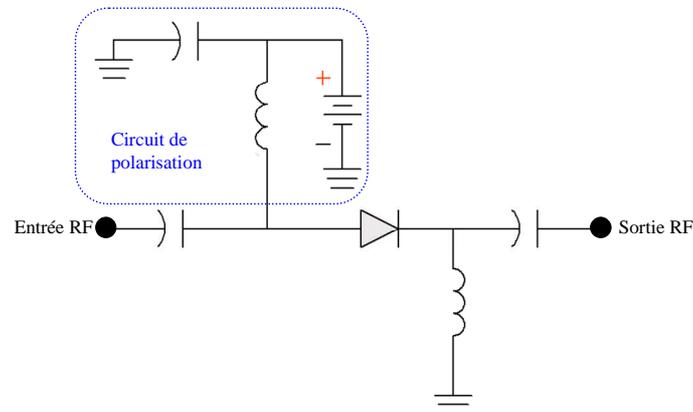


figure V.8. Schéma du SPST série

Dans le cas inverse, lorsque la tension de commande est négative, la diode est bloquée et se conduit comme une capacité  $C_T$ . L'isolation (*Eq. V.2*) dans ce cas dépend de la valeur de  $C_T$ . Plus la capacité est petite, plus l'isolation est grande.

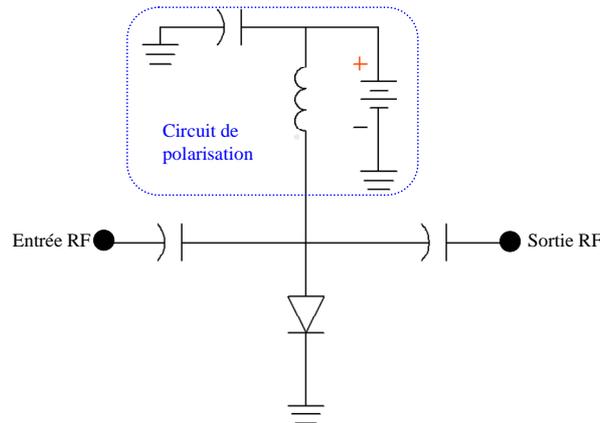
$$IL(dB) = 20 \log \left( 1 + \frac{R_s}{2Z_0} \right) \quad (Eq. V.1)$$

$$Isolation(dB) = 10 \log \left( 1 + \frac{1}{(4\pi f C_T Z_0)^2} \right) \quad (Eq. V.2)$$

## IV.2 Commutateur SPST parallèle

Ce type de commutateur (*figure V.9*) utilise des diodes montées en parallèle ce qui offre une importante isolation sur une large bande de fréquence. L'isolation est en général plus faible que dans le cas du SPST série. En revanche, l'intérêt de ce circuit vient du fait que les

pertes d'insertion sont moindres. A l'inverse du SPST série (*figure V.8*), l'isolation (*Eq. V.3*) dépend de la résistance de la diode et les pertes d'insertions (*Eq. V.4*) de sa capacité.



*figure V.9. Schéma du SPST parallèle*

En effet, lorsque la tension de polarisation est positive, la diode est passante et la résistance de charge en sortie du circuit est court circuitée et ainsi le signal d'entrée est bloqué. Plus la résistance de la diode est faible, mieux est l'isolation.

$$Isolation (dB) = 20 \log \left( 1 + \frac{Z_0}{2R_s} \right) \quad (Eq. V.3)$$

$$IL (dB) = 10 \log \left( 1 + (\pi f C_T Z_0)^2 \right) \quad (Eq. V.4)$$

Lorsque la tension de polarisation est négative, la diode est bloquée, elle est équivalente à une capacité  $C_T$ . Ainsi, les pertes d'insertion et la valeur de la capacité  $C_T$  sont proportionnelles.

### IV.3 Commutateur SPDT

Les commutateurs SPDT sont utilisés pour aiguiller le signal vers une voie ou l'autre. Pour cela, on utilise deux diodes connectées en série ou en parallèle. Lorsque les diodes sont connectées en parallèle, chacune des diodes est disposée au niveau des voies de transmission à une distance de  $\lambda/4$  de l'entrée du circuit (*figure V.10.a*). Quand la diode conduit, son impédance est proche du court circuit et donc l'impédance ramenée à l'entrée du montage via le  $\lambda/4$  sera un circuit ouvert afin de ne pas perturber la transmission du signal sur l'autre voie. Ainsi, le signal est transmis sur la voie où la diode est bloquée avec peu de pertes d'insertion.

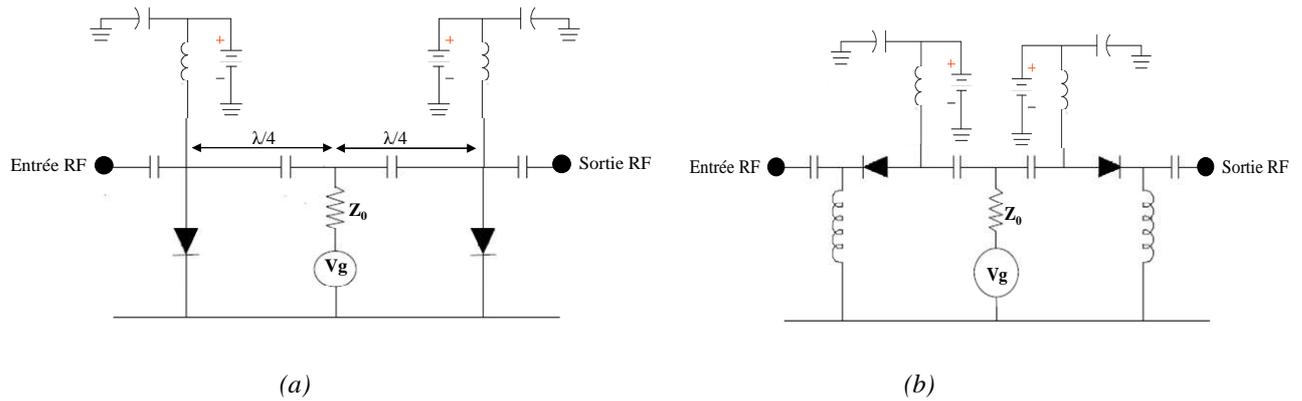


figure V.10. : (a) Schéma du SPDT parallèle (b) Schéma du SPDT série

Maintenant, nous allons aborder une discussion sur les différentes architectures afin de choisir celle qui convient à notre application.

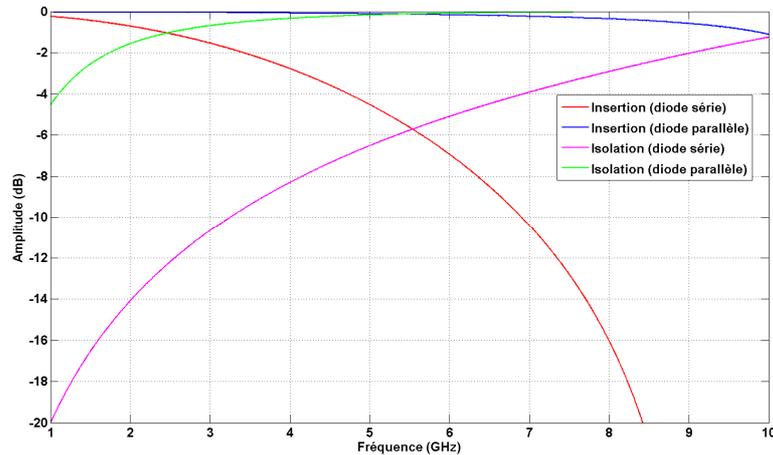
#### IV.4 Comparaison des différentes architectures

Le fait que la diode PIN possède une résistance variable veut dire que cette diode est extrêmement adaptée pour fonctionner comme un commutateur ou dans un système de commutation. Un simple circuit de commutation multipôle consiste à placer une diode en série dans chaque branche de sortie du *SPNT* (*Single Pole N Throw*). Quand la diode est polarisée en directe au moyen d'un courant continu, l'énergie RF se propage le long de la branche et atteint la sortie en subissant des pertes d'insertion. Dans le cas inverse, la diode est polarisée en inverse au moyen d'une tension négative et permet d'isoler la branche correspondante de toute énergie RF. Cette architecture de diode dans un commutateur SPDT est illustré *figure V.10.b* et peut être étendu afin de concevoir un commutateur SPNT.

Cependant, il soulève des problèmes fondamentaux dans la conception des commutateurs lors de l'utilisation des diodes en série. En effet, la capacité  $C_T$  de la diode polarisée en inverse a tendance à limiter l'isolation qui peut être réalisée aux fréquences RF et microondes. La sélection d'une diode de petite taille a l'avantage de présenter une faible capacité, ce qui entraîne une amélioration sur l'isolation. Néanmoins il y a le revers de la médaille, une diode de petite taille présente une importante résistance série  $R_S$  et ainsi des pertes d'insertion considérables. Une technique d'implémentation des diodes série et parallèle dans une telle structure de commutateur permet d'améliorer l'isolation mais ceci a pour inconvénient de compliquer le circuit de polarisation [V.15].

Bien que les diodes sélectionnées aient une capacité  $C_T$  très faible, aux fréquences millimétriques cette capacité représente toujours une réactance significative.

Nous comparons sur la *figure V.11* les performances électriques d'un SPST à base de diode PIN dans une configuration série et parallèle. La diode choisie est référencée sous 5082-3001 et commercialisée par *Agilent Technologies*.



*figure V.11. Performances électriques d'un commutateur SPST à base de diode PIN 5082-3001 dans une configuration série et parallèle*

Nous remarquons bien la tenue en transmission d'un SPST parallèle par rapport à celle du SPST série sur la bande [1 – 10 GHz]. Ceci est l'avantage majeur de l'utilisation des diodes dans une architecture parallèle. En revanche, l'isolation d'un SPST série est meilleure.

Enfin, la technique choisie pour la suite de notre étude est la conception d'un commutateur qui exige seulement des diodes montées en parallèle.

Une diode montée en parallèle et polarisée en inverse présente une faible capacité reliée à la masse. Cette capacité peut être absorbée dans une structure d'un filtre passe-bas comme nous verrons dans la suite afin de minimiser les pertes d'insertion et adapter les accès. Quand la diode est polarisée en directe, elle présente une faible résistance reliée à la masse.

Ainsi, la même structure peut fournir des faibles pertes d'insertion et une bonne isolation.

## V. CHOIX ET MODELISATION DE LA DIODE A UTILISER

Comme il a été précisé, le but de ce chapitre est de montrer la faisabilité d'un commutateur à une entrée vers trois sorties. Ce commutateur doit être intégré sur le même substrat que l'antenne multifaisceaux, fonctionnant dans la bande des 12 GHz, du *chapitre II*. Le substrat utilisé est le DUROID 6002, ayant les caractéristiques suivantes :

- $\epsilon_r = 2.94$
- $\text{tg}\delta = 0.0012$
- $h = 508 \mu\text{m}$

L'architecture des diodes dans le commutateur étant choisie ainsi que l'ordre du commutateur, nous allons maintenant choisir une diode adéquate à notre application.

### V.1 Choix de la diode

Comme on a vu précédemment, la résistance série  $R_S$  et la capacité  $C_T$  ont un effet primordial sur les pertes d'insertion et l'isolation d'un commutateur surtout en hautes fréquences. Compte tenu de ces contraintes, nous avons étudié les différents types de diodes (CMS) disponibles sur le marché, en comparant leurs performances et leurs coûts.

Les composants sélectionnés sont des diodes PIN *HPND 4028* commercialisées par Hewlett-Packard (23 € HT l'unité) dont les dimensions sont données sur la *figure V.12*. En régime direct, la diode est équivalente à une résistance série caractérisant les pertes de contact:  $R_S = 1.5 \Omega$ . En régime inverse, le circuit équivalent est une capacité en parallèle :  $C_T = 25 \text{ fF}$ . Le temps de commutation de ces diodes est de 2 nsec.

Les diodes PIN de référence *HPND 4028* ont un encombrement très réduit ce qui leur permet d'avoir une faible inductance de boîtier et de fonctionner plus haut en fréquence.

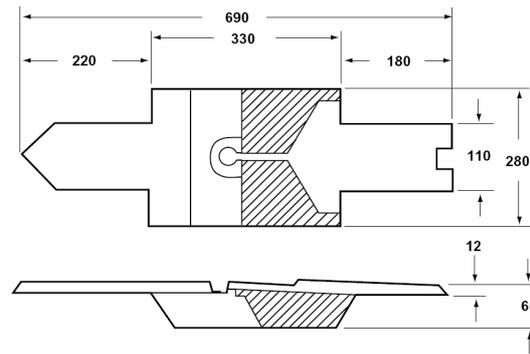


figure V.12. Dimensions en  $\mu\text{m}$  de la diode PIN sélectionnée (HPND 4028)

Toutes les caractéristiques de ces diodes PIN sont disponibles en **annexe 13**.

## V.2 Problématique

Les spécifications électriques de la diode *HPND 4028* sont données par le constructeur pour des conditions de tests très restrictives. La modélisation par une résistance série  $R_S$  ou une capacité  $C_T$  selon l'état de la diode n'est suffisante qu'en basse fréquence. Nous allons chercher un modèle électrique RF équivalent d'une diode qui peut être mis sous forme d'un circuit RLC parallèle. Ce modèle sera ensuite introduit dans la simulation électromagnétique du commutateur sous CST.

## V.3 Modélisation de la diode sélectionnée

La modélisation de la diode se fait aussi bien pour une polarisation directe qu'inverse.

### V.3.1 En polarisation directe

A partir du modèle illustré *figure V.6*, il est possible de déterminer les valeurs des composants ( $R_P$  et  $L_S$ ) sur une bande de fréquence. La prise en compte des effets inductifs et capacitifs du boîtier permet d'augmenter la précision et la bande de fréquence. En fait, nous nous limitons à déterminer le schéma électrique équivalent de type RLC parallèle suffisant à une simulation sous CST.

### V.3.1.a Méthode de modélisation de la diode

Les paramètres S de la diode dans une configuration série avec des accès microruban sont mesurés et fournis par *Agilent Technologies* (figure V.14) [V.18].

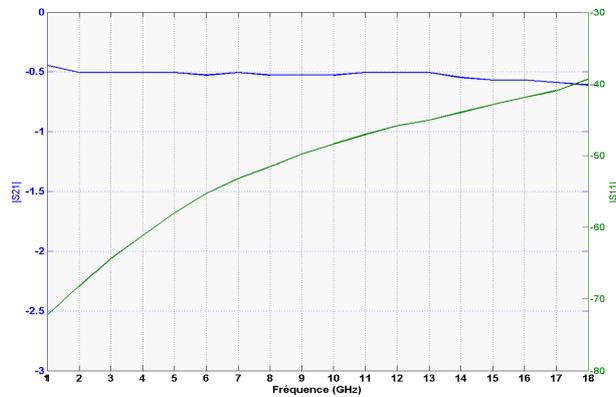


figure V.13. Paramètres S de la diode HPND 4028 fournis par Agilent Technologies

Cette configuration attire notre attention sur une analogie qui existe avec un quadripôle d'admittance de type  $\pi$ . Nous représentons sur la figure V.14 un quadripôle de type  $\pi$  ainsi que la matrice chaîne correspondante dans le cas où les impédances caractéristiques des voies d'accès sont les mêmes.

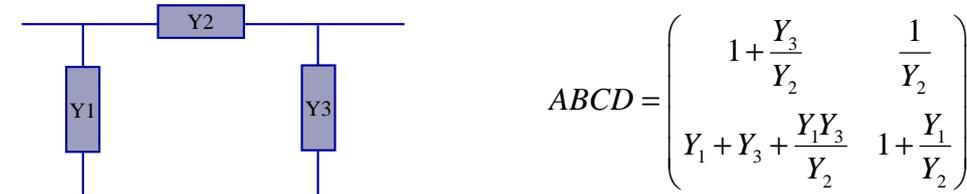


figure V.14. Quadripôle d'admittance en  $\pi$  et sa matrice chaîne

En fait, l'admittance de la diode est modélisée par un élément série d'admittance  $Y_2$ . D'autre part, les lignes d'accès  $50 \Omega$  sont modélisées par des éléments parasites en parallèle d'admittances  $Y_1$  et  $Y_3$ . Donc, ce quadripôle est d'une grande importance car il va nous permettre d'éliminer les effets capacitifs des deux voies d'accès utilisées lors des séries de mesure des paramètres S par le constructeur. La seconde importance de ce quadripôle réside dans la récupération aisée des paramètres du circuit RLC parallèle modélisant la diode à partir de l'élément  $Y_2$ .

La mise de la matrice S sous forme d'une matrice chaîne ABCD permet de déterminer les éléments d'un quadripôle de type réseau en  $\pi$ . Cependant, les coefficients A, B, C et D de

la matrice chaîne peuvent être exprimés en fonction des paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$  de la façon suivante [V.19].

$$\begin{aligned} A &= \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ B &= Z_c \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ C &= \frac{1}{Z_c} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ D &= \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \end{aligned} \quad (\text{Eqs. V.5})$$

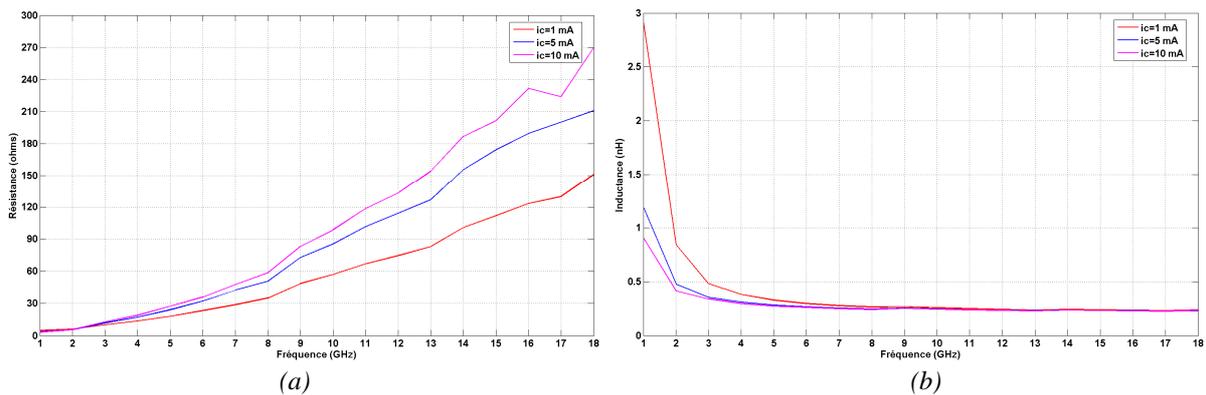
Par comparaison entre les équations ci-dessus et la matrice chaîne illustrée sur la figure V.17, il sera possible de déterminer les différentes admittances du réseau en  $\pi$ .

$$Y_1 = \frac{D-1}{B}; \quad Y_2 = \frac{1}{B} \quad Y_3 = \frac{A-1}{B}; \quad (\text{Eqs. V.6})$$

Il reste à calculer la valeur d' $Y_2$  et à la décomposer en partie réelle et en partie imaginaire. Les autres termes sont éliminés car ils modélisent les effets capacitifs de la structure lors des mesures.

### V.3.1.b Résultats de modélisation de la diode

Les figures V.15.a et b illustrent la résistance et l'inductance déduites de la partie réelle et imaginaire d' $Y_2$  respectivement en fonction de la fréquence et pour différentes valeurs de courant de polarisation.



figures V.15. Valeurs des éléments du circuit RL parallèle pour des différents courants de polarisation : (a) résistance, (b) inductance

La première constatation qui s'impose est que l'inductance parasite de la diode est constante au-delà de 7 GHz quelle que soit le courant de polarisation. En effet, l'effet inductif est provoqué par les accès du composant et non par la diode PIN. Quant à la résistance série de la

diode, elle évolue en fonction de la fréquence et la pente de variation n'est pas la même pour tous les courants directs de polarisation. D'autre part et d'après les paramètres S fournis par le constructeur, la diode ne présente pas un comportement purement résistif mais un effet inductif qui s'ajoute et fait détériorer le coefficient de réflexion.

Il résulte de tout cela que la diode polarisée par un courant de 10 mA sera modélisée par un circuit RL parallèle dont les valeurs à 12 GHz sont :

- $R = 133 \Omega$
- $L = 232 \text{ pH}$

Il faut noter que la variation de la résistance n'étant pas une fonction linéaire de la fréquence, il sera impossible de définir un modèle large bande de la diode dans son état passant.

La modélisation de la diode dans un régime direct est accomplie, passons maintenant à la modélisation dans le régime inverse.

### **V.3.2 En polarisation inverse**

La modélisation de la diode en polarisation inverse se fait en suivant la même méthode. Néanmoins avant de déterminer les valeurs du circuit RLC parallèle équivalent, nous allons étudier le comportement de la diode.

En polarisation inverse et selon les paramètres S fournis par le constructeur, la diode présente un effet capacitif pour les tensions inverses 10 et 30V. Lorsque la tension inverse appliquée est 0V, un effet résistif vient se greffer à l'effet capacitif initial. Ceci apparaît clairement sur la *figure V.16* où le coefficient de réflexion pour  $V_R = 0 \text{ v}$  n'est pas sur un cercle à résistance constante.

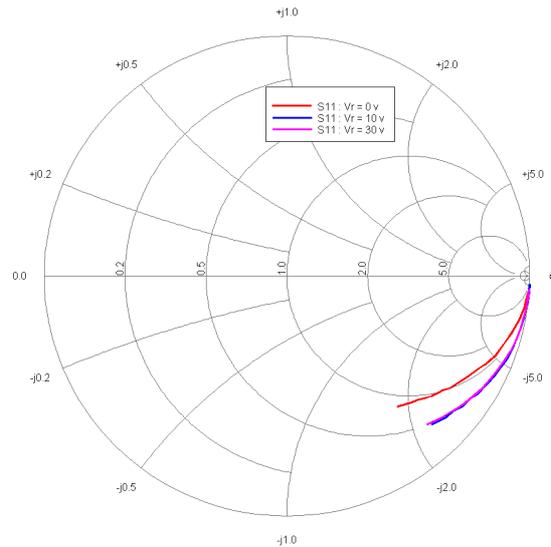


figure V.16. Représentation des coefficients de réflexion de la diode pour différentes tensions de polarisation

A partir des paramètres S, nous allons calculer la matrice ABCD en utilisant des équations (Eqs. V.5) et étudier plus particulièrement la valeur de la capacité. L'effet résistif n'existe lui qu'en haute fréquence et pour une tension inverse de 0 V.

Après calcul de la valeur de la capacité en fonction de la fréquence (figure V.17), nous remarquons ici qu'elle est quasi constante sur toute la bande. De plus, la valeur de cette capacité varie très peu dès que la tension inverse appliquée est supérieure à 10 V.

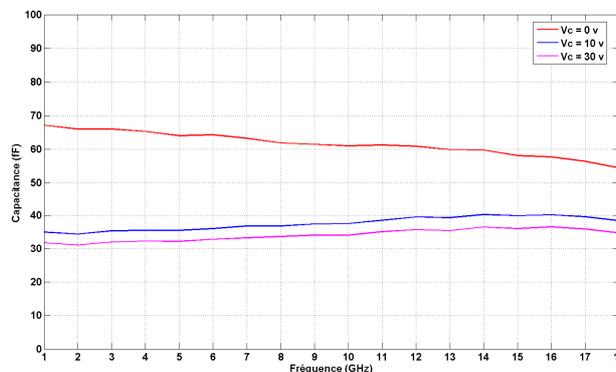


figure V.17. Valeurs de la capacité en fonction de la fréquence pour des différentes tensions de polarisation

Ainsi, la résistance est négligée et elle n'est prise en compte qu'à une polarisation inverse de 0V.

Le modèle RF équivalent se limitera à une capacité en parallèle pour une polarisation inverse supérieure à 10 V. Cette capacité vaut 35 fF à 12 GHz pour une tension inverse appliquée de 30V.

L'extraction du modèle électrique RF à partir des mesures faites par *Agilent Technologies* nous a permis d'exploiter la diode PIN *HPND 4028* dans une large bande de fréquence [1 – 18 GHz] et à différents tensions et courants de polarisation.

Finalement, les valeurs des éléments du circuit RLC parallèle modélisant la diode à 12 GHz sont les suivantes :

- En polarisation directe :  $R = 133 \Omega$ ,  $L = 232 \text{ pH}$  et  $C = 0 \text{ F}$  pour un courant de 10 mA
- En polarisation inverse :  $C = 35 \text{ fH}$ ,  $R = \infty$  et  $L = \infty$  pour une tension de  $-30 \text{ V}$

La diode étant modélisée pour les simulations sous CST Microwave Studio, passons maintenant à la conception du commutateur SP3T dans la bande [10 – 14 GHz].

## VI. CONCEPTION D'UN COMMUTATEUR SP3T

La diode convenable à notre application est sélectionnée (§V.1), l'architecture du commutateur ainsi que la technologie à utiliser ont été déterminées (§IV.4), passons maintenant à la méthodologie de conception du commutateur SP3T.

L'architecture du SPDT parallèle illustrée sur la *figure V.18* est maintenant étendue pour réaliser un commutateur SP3T. Ainsi, le commutateur comporte trois branches de sortie dans lesquelles les diodes sont connectées en parallèle. Chaque branche possède son propre circuit de polarisation. Toutes ces branches sont connectées à un point commun où des capacités de liaison sont ajoutés afin d'éviter tout retour du courant continu vers les entrées et les sorties RF.

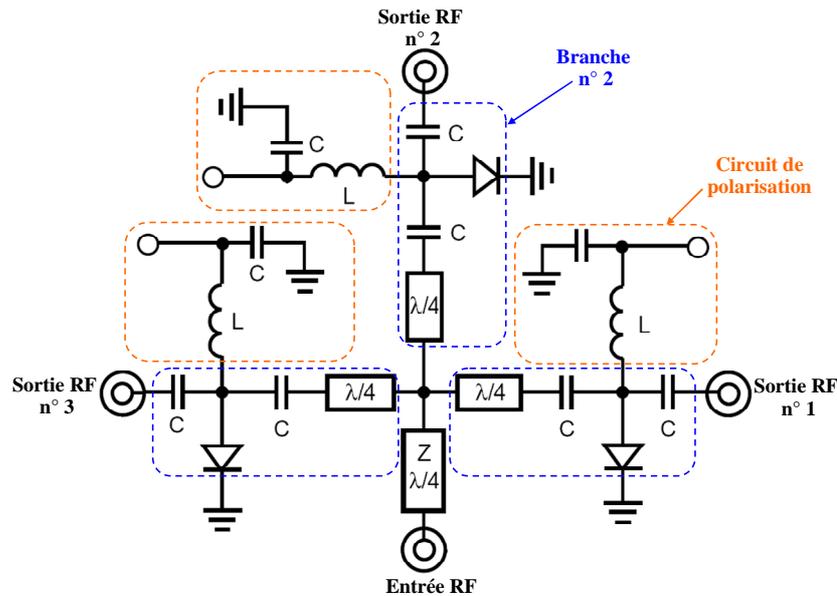


figure V.18. Schéma du SP3T parallèle

Maintenant, nous allons décomposer la méthodologie de conception du commutateur en trois étapes :

- Etude d'une branche de commutateur
- Etude du circuit de polarisation
- Simulation d'une branche de commutateur

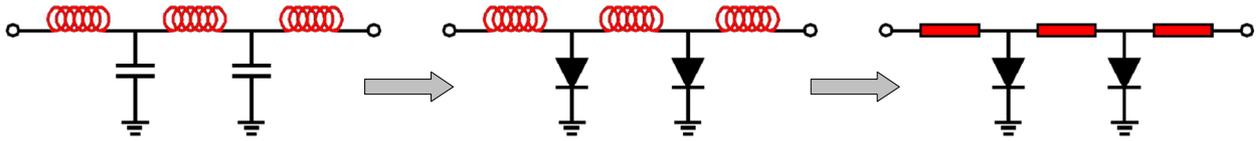
## VI.1 Etude d'une branche de commutateur

Pour optimiser les performances des commutateurs en insertion ou en isolation, dans une gamme de fréquence plus ou moins grande, nous utilisons une ou plusieurs diodes PIN en parallèle pour diminuer la résistance équivalente de la diode. Le nombre de diode dans le commutateur est un compromis entre une bonne isolation, une faible consommation et encombrement. Nous avons opté pour deux diodes en parallèle.

### VI.1.1 Cas où les diodes sont bloquées

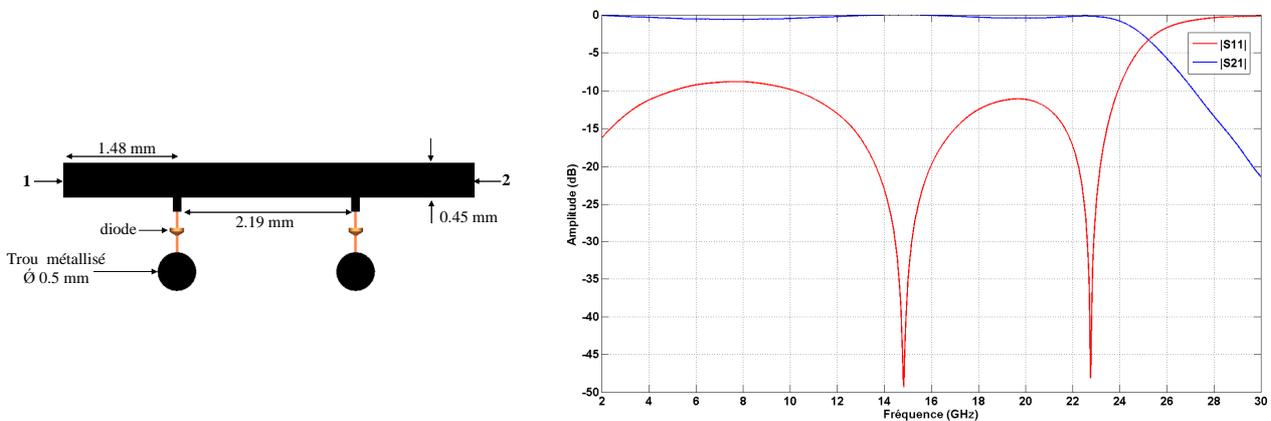
Le point de départ est la conception d'un filtre passe bas conventionnel avec une fréquence de coupure très supérieure à la fréquence de travail [V.20]. Toutes les capacités mises en parallèle sont remplacées par les diodes sélectionnées et les performances du filtre sont re-optimisées.

En haute fréquence, les inductances en série ont une faible valeur et elles sont équivalentes à des lignes microruban de forte impédance. Le filtre est ensuite re-optimisé afin de présenter des faibles pertes d'insertion et une bonne adaptation aux accès. Ces étapes sont récapitulées sur la *figure V.19*.



*figure V.19. Vers l'absorption de la capacité de la diode par la structure d'un filtre passe bas*

Le Layout du filtre passe bas et les résultats de simulation après la première étape sont illustrés sur la *figure V.20*.



*figure V.20. Paramètres S du filtre passe bas*

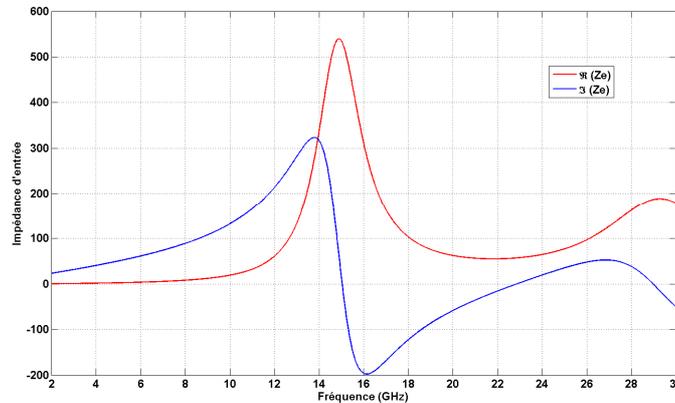
Nous remarquons ici que le filtre présente une fréquence de coupure à 25 GHz. Le maximum de transmission est désiré à une fréquence supérieure à 12 GHz. Il est aux alentours de 15 GHz et nous verrons par la suite le motif de cette sélection.

### VI.1.2 Cas où les diodes sont passantes

Dans l'intention de concevoir un commutateur multipôle, l'impédance d'entrée du filtre doit approcher celle d'un circuit ouvert dans le cas où les diodes sont passantes. Si cette condition est respectée, les branches du commutateur peuvent être connectées à un point commun afin de réaliser un commutateur multipôle. A cet égard, la première ligne dans la structure du filtre est optimisée de façon à "inverser" l'impédance de la diode polarisée en direct. En général, cette ligne est en  $\lambda/4$ . Donc, elle permet d'améliorer les performances du

commutateur sur la bande passante mais elle attribue un effet négatif sur la largeur de cette dernière.

Maintenant, les diodes sont passantes. La simulation du filtre nous donne accès à l'impédance d'entrée. Cette impédance d'entrée est illustrée sur la *figure V.21*.



*figure V.21. Impédance d'entrée du "filtre passe bas" où les diodes sont passantes*

Nous remarquons que la partie réelle de l'impédance d'entrée est maximale aux alentours de 15 GHz. Ce qui nous permet par la suite de connecter les branches du commutateur à un point commun sans subir une dégradation considérable de performances.

En résumé, ces deux étapes ne peuvent pas être dissociées et sont faites en parallèle. La structure de filtre qui a été conçue est bien adaptée et présente des faibles pertes d'insertion quand les diodes sont bloquées (polarisées en inverse). D'autre part, la structure de ce filtre atténue l'énergie et présente une importante impédance d'entrée dans le cas où les diodes sont passantes.

Passons maintenant aux éléments de polarisation.

## **VI.2 Etude du circuit de polarisation**

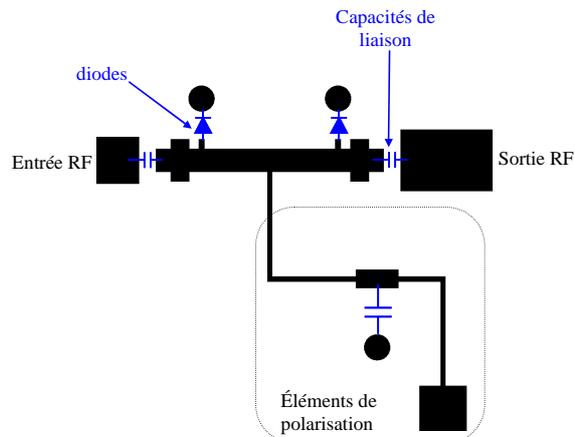
Les lignes de polarisation ont pour rôle l'injection du courant de polarisation. Ces lignes de forte impédance ( $147 \Omega$  pour  $100 \mu\text{m}$ ) doivent présenter au niveau des lignes de transmission des impédances proches de celle des circuits ouverts afin de ne pas perturber la transmission de l'énergie RF. Ainsi, des capacités de forte valeur ( $100 \text{ pF}$  référencées sous *600S101GT*) sont rajoutées en parallèle à  $\lambda/4$  des lignes RF.

Nous allons étudier et optimiser dans ce qui suit le filtre en présence des éléments de polarisation.

### VI.3 Simulation d'une branche du commutateur SP3T

Pour éviter tout retour du courant continu vers les entrées et les sorties RF, des capacités de liaison ont été introduites dans le circuit. Ces capacités ainsi que le circuit de polarisation n'ont pas un effet majeur sur le signal RF mais peuvent diminuer la vitesse de commutation du commutateur [V.21]. Les lignes d'entrée et de sortie ont été élargies pour éviter toute difficulté lors de la réalisation.

Les éléments de polarisation (point de polarisation, lignes et capacité) ont pour effet de décaler la fréquence du maximum de transmission du filtre déjà étudiée vers les basses fréquences et de limiter la bande passante. C'est pourquoi, le maximum de transmission du filtre conçu précédemment était à 15 GHz. La topologie finale d'une branche du commutateur SP3T est maintenant prête et elle est illustrée sur la *figure V.22*.



*figure V.22. Layout d'une branche du commutateur*

#### VI.3.1 Cas où les diodes sont bloquées

Les résultats de simulation d'une branche du commutateur dans les deux états de diodes sous CST sont illustrés sur les *figures V.23.a* et *b*.

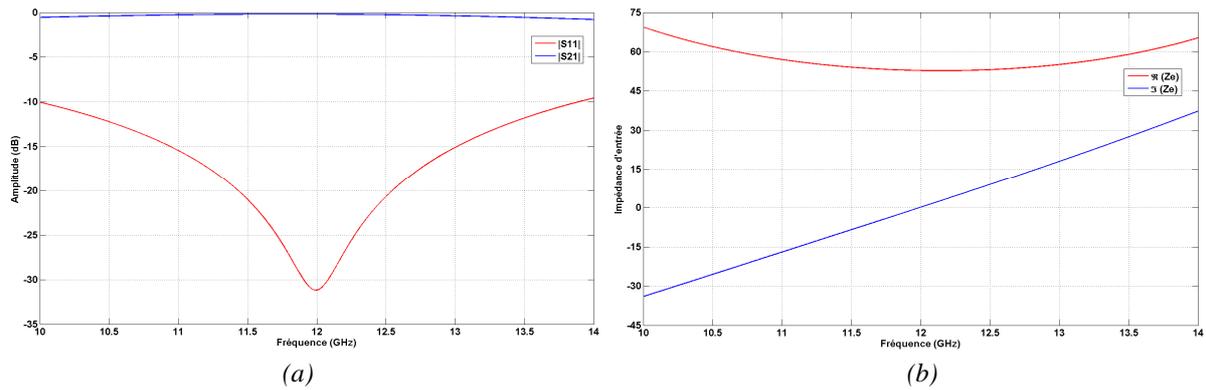


figure V.23. Coefficients de transmission et de réflexion de la structure ayant les diodes bloquées, (b) l'impédance d'entrée de la structure

Comme les diodes sont bloquées, la transmission entre les voies d'entrée et de sortie de cette structure est optimisée pour un minimum de pertes à 12 GHz et une bonne adaptation sur la bande [10 – 14 GHz]. Ceci est perceptible sur la *figure V.23.a*. Les pertes d'insertion sont faibles et valent 0.5 dB aux extrémités de la bande. L'impédance d'entrée est illustrée sur la *figure V.23.b* et montre la variation de la partie réelle et imaginaire en fonction de la fréquence.

### VI.3.2 Cas où les diodes sont passantes

Dans le cas inverse où les diodes sont polarisées en direct (modélisées par un circuit RL parallèle), nous nous intéressons tout d'abord à l'impédance d'entrée de la branche. En effet, il apparaît sur la *figure V.24.b* que la partie réelle est très importante (supérieure à 1000  $\Omega$  à 12 GHz). Ceci est très indispensable pour pouvoir concevoir le commutateur multipôle.

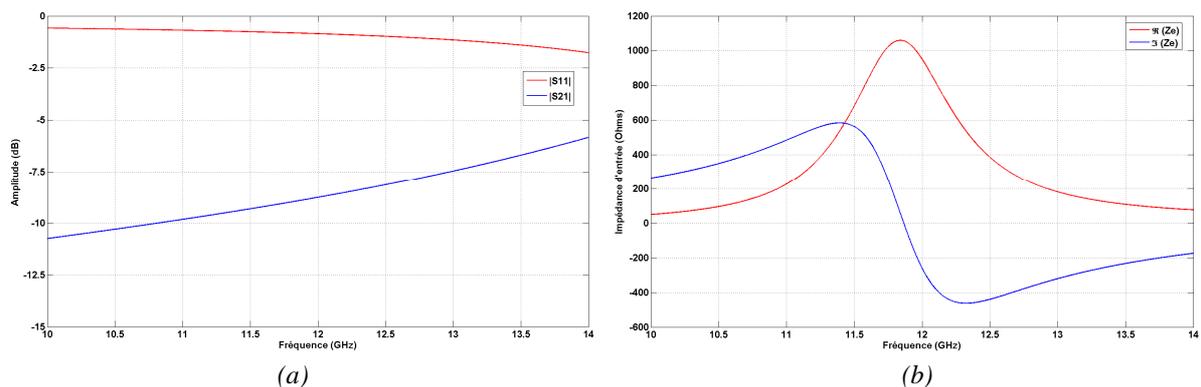


figure V.24. Coefficients de transmission et de réflexion de la structure ayant les diodes passantes, (b) l'impédance d'entrée de la structure

L'isolation (*figure V.24.a*) vaut - 9 dB à 12 GHz et elle est croissante en fonction de la fréquence. Cette variation croissante est évidente car la diode est modélisée par un circuit RL

parallèle et l'isolation est inversement proportionnelle à la réactance équivalente de la diode (Eq. V.3).

Nous allons maintenant connecter trois branches, déjà conçues, à un point commun afin de former le commutateur SP3T.

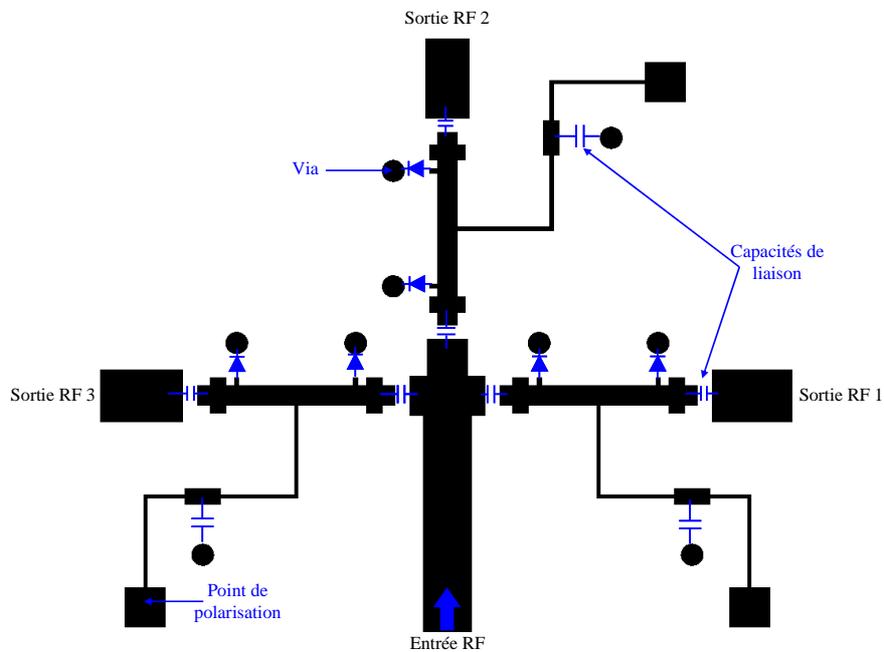
## VII. SIMULATION DU COMMUTATEUR SP<sub>3</sub>T

### VII.1 Layout du SP<sub>3</sub>T

Une ligne d'impédance 50 Ω est utilisée pour connecter les trois branches à un point commun. Le résultat apparaît sur la *figure V.25*.

Le circuit comporte six diodes, neuf capacités, une entrée et trois sorties RF. Le signal est aiguillé vers la branche dont les diodes sont polarisées en inverse. Les autres diodes doivent être absolument polarisées en direct.

Les dimensions du circuit sont 15.19 x 13.75 mm<sup>2</sup>.



*figure V.25. Layout du SP<sub>3</sub>T*

L'optimisation et la simulation de ce circuit sont faites sous CST Microwave Studio. Nous allons présenter les résultats selon la voie active et en termes de transmission, réflexion et isolation. Commençons par la voie 1.

## VII.2 Branche coudée : Sortie 1

L'envoi de l'énergie vers la sortie 1 requiert que les diodes de la branche correspondante soient bloquées, c'est-à-dire modélisées par une capacité dans la simulation. Toutes les autres sont modélisées par le circuit RL parallèle.

Nous présentons sur la *figure V.26* les coefficients de transmission ( $|S_{21}|$ ), réflexion ( $|S_{11}|$ ) et isolation ( $|S_{31}|$  et  $|S_{41}|$ ).

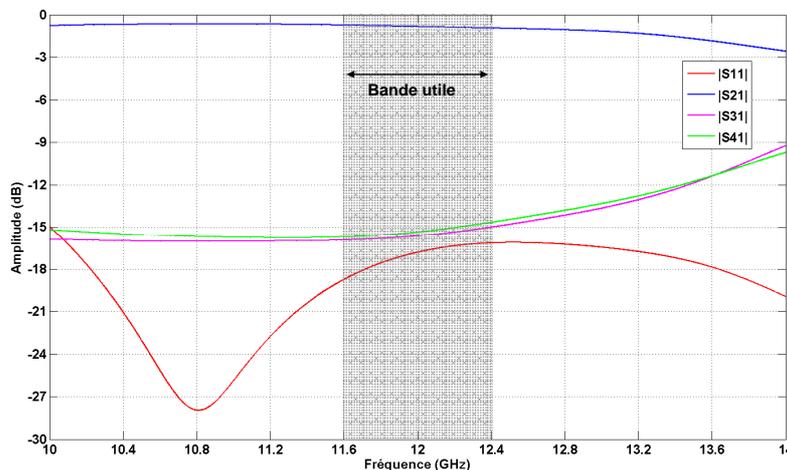


figure V.26. Coefficients de transmission, de réflexion et d'isolation du SP3T autorisant l'envoi de l'énergie vers la sortie RF 1

Le commutateur dispose d'un coefficient de réflexion très correct (inférieur à  $-15$  dB) ainsi qu'une isolation acceptable (inférieur à  $-10$  dB) sur toute la bande.

Les pertes d'insertion sont un des paramètres importants pour juger un commutateur. La *figure V.26* montre que ces pertes valent  $0.83$  dB à  $12$  GHz et le minimum de perte se situe à  $11$  GHz avec  $0.64$  dB. La bande à  $1$  dB des pertes d'insertion est de  $4.5$  GHz autour de  $11$  GHz soit  $41\%$ .

Les pertes sur la transmission augmentent au fur et à mesure qu'on s'éloigne de la fréquence de maximum de transmission. En effet, les performances du commutateur se dégradent à l'extrémité supérieure de la bande car la réactance équivalente de la diode ne se comporte plus

de la même façon. Il faut noter que la puissance dissipée dans les diodes s'ajoute aux pertes métalliques, diélectriques dans l'ensemble des pertes.

### VII.3 Branche directe : Sortie 2

Maintenant, les diodes dans la branche correspondante à la sortie 2 sont bloquées dans la simulation. Toutes les autres sont modélisées par le circuit RL parallèle. Nous présentons sur la *figure V.27* les coefficients de transmission ( $|S_{31}|$ ), réflexion ( $|S_{11}|$ ) et isolation ( $|S_{21}|$  et  $|S_{41}|$ ).

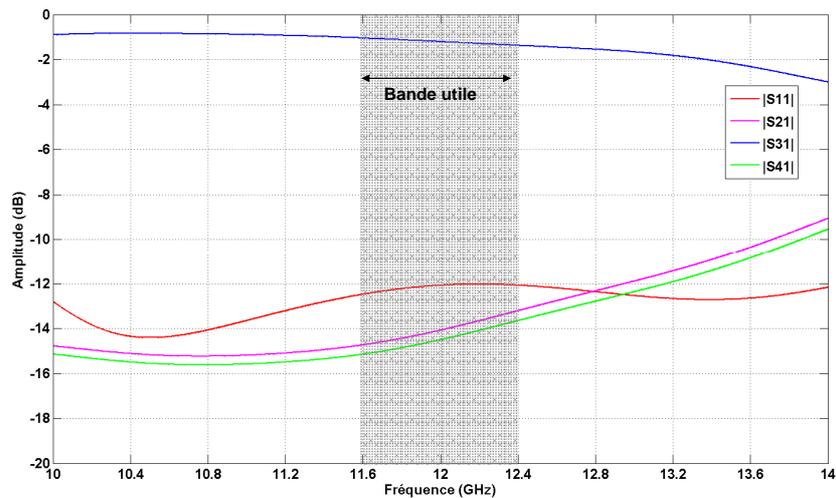


figure V.27. Coefficients de transmission, de réflexion et d'isolation du SP3T autorisant l'envoi de l'énergie vers la sortie RF 2

Le coefficient de réflexion du SP3T est acceptable (inférieur à  $-12$  dB) ainsi qu'une isolation acceptable (inférieur à  $-10$  dB) sur toute la bande.

La *figure V.27* montre que les pertes d'insertion valent 1.2 dB à 12 GHz et le minimum de perte se situe à 10.7 GHz avec 0.8 dB. La bande à 1 dB des pertes d'insertion est de 4 GHz autour de 10.7 GHz soit 37 %.

Nous nous limitons à présenter les résultats de simulation des deux branches correspondantes aux sorties 1 et 2. Le commutateur est symétrique, la sortie 3 présente les mêmes performances que la sortie 1.

N'oublions pas que ce commutateur est dédié à piloter les faisceaux de l'antenne étudiée et réalisée dans le *chapitre II*. Donc, nous allons voir dans le paragraphe suivant les performances de l'antenne en terme de rayonnement.

## VII.4 Calcul des diagrammes de rayonnement de l'antenne

Le commutateur étant placé en amont de l'antenne dont ses trois sorties sont connectées aux entrées de l'antenne. Le logiciel CST nous offre un environnement dans lequel les diagrammes de rayonnement peuvent être recalculés en fonction des circuits rajoutés. Cette simulation va nous permettre de prévoir les performances d'une éventuelle réalisation de l'antenne et du commutateur sur le même substrat.

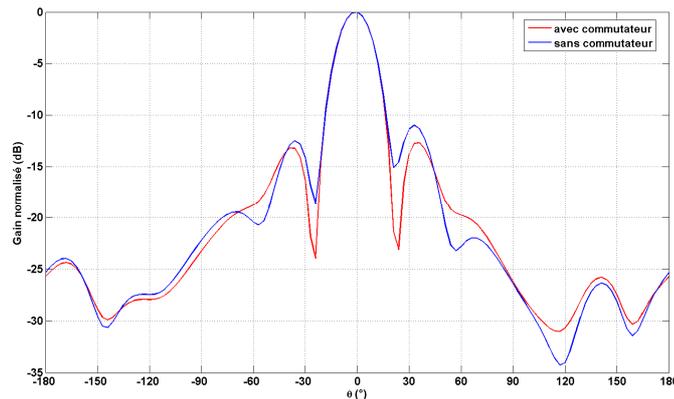


figure V.28. Rayonnement de l'antenne associée au commutateur

La figure V.28 compare les diagrammes de rayonnement recalculés avec ceux simulés dans le chapitre II. Nous remarquons une petite poussée des lobes secondaires due aux paramètres d'isolation du commutateur.

Passons maintenant à la validation du commutateur au moyen d'une réalisation.

## VIII. REALISATION ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

La réalisation du commutateur a été effectuée à XLIM au laboratoire de microélectronique par un procédé de gravure chimique (figure V.29).

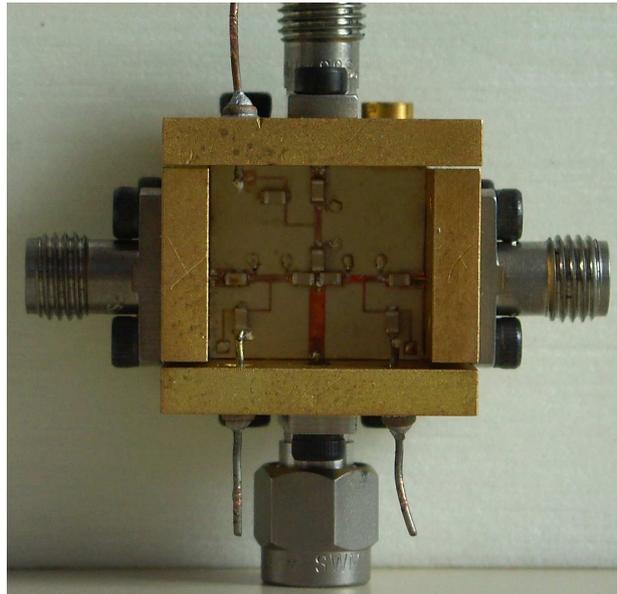


figure V.29. Photo du commutateur SP3T

### VIII.1 Résultats expérimentaux sur la sortie 1

L'envoi de l'énergie vers la sortie 1 (port n°2) requiert que les diodes de la branche correspondante soient bloquées, c'est-à-dire polarisées avec une tension continue de  $-30$  V. Toutes les autres sont alimentées par un courant de  $10$  mA.

Nous présentons sur la *figure V.30* les coefficients de transmission ( $|S_{21}|$ ), réflexion ( $|S_{11}|$ ) et isolations ( $|S_{31}|$  et  $|S_{41}|$ ) mesurés ainsi que les paramètres  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  simulés.

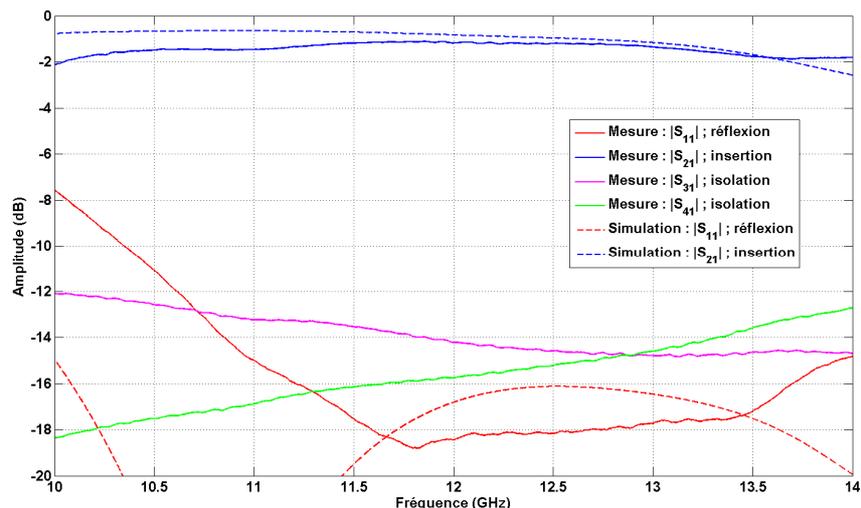


figure V.30. Paramètres S mesurés du SP3T autorisant l'envoi de l'énergie vers la sortie RF 1

Les pertes d'insertion du commutateur restent inférieures à  $-2$  dB sur la bande  $[10 - 14$  GHz]. Le minimum de pertes d'insertion est de  $-1.1$  dB à  $11.85$  GHz. Ainsi, la bande passante à  $-1$

dB de pertes d'insertion est supérieure à 4 GHz. Les pertes d'insertion en simulation étaient de 0.83 dB à 12 GHz. La différence entre les deux valeurs est due aux pertes des connecteurs utilisés (*référéncés sous 214-522SF*) et qui valent 0.17 dB dans la bande de travail.

Les coefficients d'isolation restent au dessous de - 12 dB. Au-delà de 10.3 GHz, nous considérons que le commutateur est adapté en entrée. Par contre, on remarque que le coefficient de réflexion mesuré n'est pas trop satisfaisant aux basses fréquences.

## VIII.2 Résultats expérimentaux sur la sortie 2

L'envoi de l'énergie vers la sortie 2 (port n°3) requiert que les diodes de la branche correspondante soient bloquées, c'est-à-dire polarisées avec une tension continue de - 30 V. Toutes les autres sont alimentées par un courant de 10 mA.

Nous présentons sur la *figure V.31* les coefficients de transmission ( $|S_{31}|$ ), réflexion ( $|S_{11}|$ ) et isolations ( $|S_{21}|$  et  $|S_{41}|$ ) mesurés ainsi que les paramètres  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  simulés.

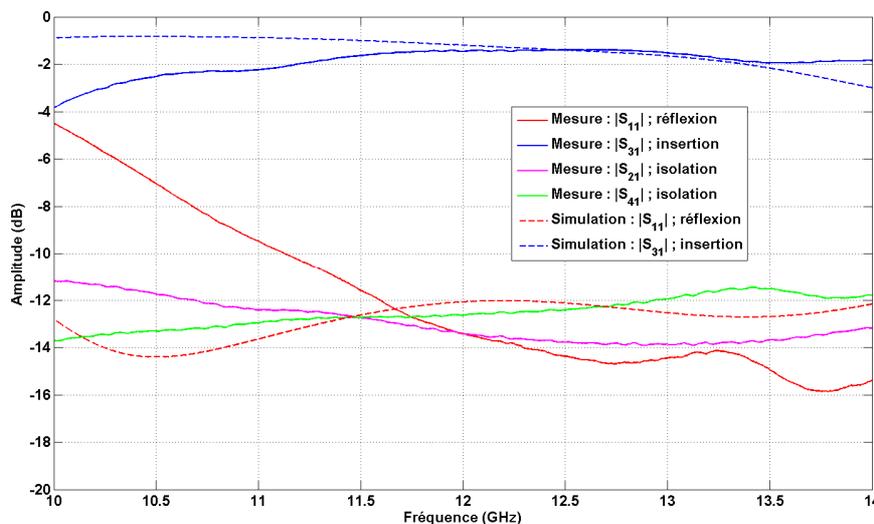


figure V.31. Paramètres S mesurés du SP3T autorisant l'envoi de l'énergie vers la sortie RF 2

Lorsque la sortie 2 est active, l'énergie arrivant à cette sortie subit au mieux 1.38 dB de pertes et ceci à 12.5 GHz. A la fréquence centrale du travail, les pertes d'insertions valent - 1.45 dB. En simulation, le minimum de perte se situe à 10.7 GHz avec 0.8 dB tandis que les pertes d'insertion valent 1.2 dB à 12 GHz. La bande à 1 dB des pertes d'insertion en mesure est de 3.83 GHz autour de 12.5 GHz.

Le coefficient de réflexion du SP3T est inférieur à  $-12$  dB dans la bande utile [11.6 – 12.4 GHz]. L’isolation reste acceptable et inférieur à  $-11$  dB sur toute la bande de fréquence.

Nous nous limitons à présenter ces deux résultats expérimentaux des deux branches correspondantes aux sorties 1 et 2. Par contre, les autres résultats de mesure ainsi que l’évolution des paramètres S en fonction de la polarisation sont illustrés en **annexe 14**. Maintenant, nous allons récapituler ces résultats dans le *tableau V.2* montrant le niveau des différentes valeurs simulées et mesurées.

N° de sortie	Mesure			Simulation		
	Minimum de pertes (dB)	Pertes à 12 GHz	Bande à -1 dB	Minimum de pertes (dB)	Pertes à 12 GHz	Bande à -1 dB
<b>Sortie 1</b>	1.1 à 11.85 GHz	1.17dB	36 %	0.64 à 11 GHz	0.83 dB	41 %
<b>Sortie 2</b>	1.38 à 12.5 GHz	1.45 dB	31 %	0.8 à 10.7 GHz	1.2 dB	37 %
<b>Sortie 3</b>	2.1 à 10.3 GHz	2.7 dB	45 %	0.64 à 11 GHz	0.83 dB	41 %

*Tableau V.2 : tableau récapitulatif des résultats de simulation et expérimentaux*

## IX. CONCLUSION

Après avoir justifié le choix de l’architecture du commutateur ainsi que la diode à utiliser, nous avons proposé une méthode de conception d’un commutateur SP3T à 12 GHz. De plus, nous avons montré la possibilité d’intégration du commutateur sur le même substrat que l’antenne étudiée dans le *chapitre II*. Ainsi, il sera possible de réaliser le commutateur et l’antenne sur le même substrat afin d’y arriver à une antenne multifaisceaux électroniquement commandée.

Ensuite, le commutateur SP3T a été réalisé afin de valider les simulations faites sous CST. Les résultats expérimentaux ont montrés un bon accord avec la simulation en termes de pertes d’insertion et bande à  $-1$  dB.

**L’objectif de ce chapitre a donc été atteint.**

## Bibliographie du chapitre V

---

- [V.1] [www.mcibroadcast.com/pdf/65000\\_uhf\\_tv\\_waveguide\\_switches.pdf](http://www.mcibroadcast.com/pdf/65000_uhf_tv_waveguide_switches.pdf)
- [V.2] [http://www.quinstar.com/qwz\\_electromechanical\\_waveguide\\_switches.html](http://www.quinstar.com/qwz_electromechanical_waveguide_switches.html)
- [V.3] **J. B. MULDAVIN and G. M. REBEIZ**  
"High Isolation CPW MEMS Shunt Switches. Part 1. Modeling"  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,  
Vol. 48, no. 6, pp. 1045 – 1052, December 1999
- [V.4] **Z LI, D ZHANG, T LI, W WANG, G WU**  
"Bulk micromachined relay with lateral contact"  
Journal of Micromechanics and Microengineering, 2000, vol 10, p 329–333
- [V.5] **C.A HALL, R.C LUETZELSCHWAB, R.D STREETER, J.H VANPATTEN**  
"A 25 watt RF MEM-tuned VHF bandpass filter"  
IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 2003, Vol 1, p 503 -506
- [V.6] **G.M. REBEIZ, J.B. MULDAVIN**  
"RF MEMS switches and switch circuit"  
IEEE Microwave magazine, Décembre 2001, p.59- 71
- [V.7] **E. FOURN, and all,**  
"MEMS Switchable Interdigital Coplanar Filter"  
IEEE Trans. Microw. Theory and Techniques -Vol. 51 -N°1 -Jan 2003
- [V.8] **P. BLONDY, and all;**  
"Application of RF MEMS to tunable filters and matching networks"  
IEEE MTT – 2001
- [V.9] **S. MAJUMDER, J. LAMPEN, R. MORRISON, J. MACIEL**  
"A packaged, high-lifetime ohmic MEMS RF switch"  
IEEE MTT-S Vol. 3, pp. 1935- 1938, June 2003
- [V.10] **TSAI Zuo-Min and all;**  
"DC to 135 GHz SPST and 15 to 135 GHz SPDT Travelling wave switches using FET  
integrated CPW line structure"  
IEEE MTT-S Intern. Microwave Symposium 2005
- [V.11] **M. SIDDIQUI, and all;**  
"GaAs Components for 60 GHz Wireless Communication Applications"  
Technical paper presented at GaAs Mantech Conference  
San Diego, CA. on April 11, 2002
- [V.12] <http://www.herley.com/index.cfm?act=product&prd=133>
- [V.13] <http://www.triquint.com/prodserv/foundry/docs/vpin.pdf>
- [V.14] **G. M. REBEIZ**  
"RF MEMS: Theory, Design and Technology"  
John & Wiley Sons, 1<sup>st</sup> edition, June 2002

- [V.15] **W.E. DOHERTY**,  
*"The PIN diode circuit designer's handbook"*  
Microsemi PIN diode handbook,
- [V.16] **BAHL, BHARTIA**,  
*"Microwave Solid State Circuit Design"*,  
John Wiley InterScience, 2<sup>nd</sup> edition, 2003
- [V.17] **G. HILLER**  
*"Design with pin diodes"*  
M/A-COM Application Note AG312
- [V.18] **H. AISSAT**  
*"Conception et réalisation d'une antenne à commutation de polarisation, en vue d'applications à l'identification par fréquence radio"*  
Université de Marne la Vallée, Juin 2006
- [V.19] **P.F. COMBES**,  
*"Micro-ondes: circuits passifs, propagation, antennes"*  
Edition Dunod, Paris, 1997
- [V.20] **MATTHAEI, YOUNG and JONES**,  
*"Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures"*,  
Artech House 1980, ISBN 0-89006-099-1
- [V.21] **R.V. GARVER**,  
*"Microwave diode control devices"*,  
Artech House Dedham, 1976



**CONCLUSION GENERALE**



## CONCLUSION GENERALE

---

Ce mémoire qui s'articule autour de cinq chapitres, offre un résumé du travail de thèse accompli pendant ces trois dernières années et qui ont permis l'étude d'antennes multifaisceaux particulièrement destinées aux applications de réseaux sans fil terrestres, telles que les LMDS.

Le véritable essor des réseaux de diffusion sans fil, proposant des débits et des services améliorés, prescrit nécessairement une course aux antennes les plus performantes faisant face à la demande d'une efficacité et d'un esthétisme incessamment croissants.

Au cours de ce travail, nous avons principalement montré la faisabilité d'une **couverture optimale d'une zone géographique au moyen d'une antenne multifaisceaux**. Ces travaux avaient pour objectif de remplacer les antennes conventionnelles qui provoquent des zones d'ombre et des portées limitées.

Cette étude a nécessité de notre part une maîtrise de l'ensemble des outils électromagnétiques au sein du laboratoire dédiés aux antennes mais aussi aux circuits d'alimentation.

Les principales étapes d'une étude de recherche et de développement appliquée à la conception de l'antenne requise ont été abordées au cours de ce mémoire.

Tout d'abord, un état de l'art des antennes multifaisceaux a été proposé. Ensuite, une présentation des répartiteurs de faisceaux numériques et analogiques a été exposée afin de mettre en évidence les exigences, les besoins et les performances de ces répartiteurs.

En effet, répartiteurs de faisceaux numériques sont susceptibles d'être employés dans un système antenne pour des applications de communications sans fil. Ces répartiteurs présentent des performances appréciées sur l'efficacité globale du système de communication en étant capable de conformer le faisceau en 'temps réel'. Les seules contreparties de ces répartiteurs sont la nécessité d'utilisation soit d'algorithmes d'optimisation complexes et lourds, soit une multitude de modules actifs et onéreux, soit les deux.

Ces contraintes techniques pénalisantes nous poussent à omettre les répartiteurs de faisceaux numériques de notre étude et d'élire leurs homologues analogiques.

Des travaux sur le choix du type de répartiteur de faisceaux analogique le plus convenable ont été faits au sein de notre laboratoire. En conséquence, le choix s'est tourné à la **matrice de Butler**.

Le second chapitre était consacré à un rappel sur les matrices de Butler. Il a permis de faire ressortir deux grandes familles de matrices de Butler qui permettait d'obtenir ou pas un faisceau dans l'axe principal suivant que l'on utilisait des coupleurs (3dB, 180°) ou des coupleurs (3dB, 90°). Une étude de la couverture a montré la nécessité d'un faisceau axial afin d'éliminer les zones d'ombre dans la région lointaine de l'émetteur.

Or, seule la matrice non standard employant des coupleurs (3dB, 180°) est capable de produire un faisceau axial. En outre, le seul coupleur exploitable en technologie imprimée est le coupleur à 90°, celui à 180° étant contradictif. Une fois l'historique et la problématique définis, nous avons mis en œuvre **une méthodologie de conception d'une nouvelle topologie de matrice de Butler** répondant favorablement aux exigences requises sur la couverture radioélectrique et aux contraintes techniques de conception en technologie imprimée. La conception, la réalisation et les mesures d'un premier prototype ont été faites afin de lever toute incertitude sur la nouvelle topologie développée. Nous avons pu alors conclure sur les points positifs en particulier la validation de la nouvelle topologie et la cohérence entre les simulations et les mesures en termes de rayonnements et d'adaptation.

L'utilisation d'une antenne permettant de faire un pointage du faisceau dans le plan horizontal, associée à des sous réseaux réalisant un diagramme en cosécante carrée dans le plan vertical est la solution idéale pour la couverture du système LMDS. En effet, une telle antenne permet d'éliminer : les zones d'ombre proches grâce au diagramme en cosécante carrée et les zones d'ombre lointaines en utilisant un répartiteur à faisceau axial. La conception et la réalisation d'une telle antenne a fait l'objet du troisième chapitre, ceci dans le cadre du projet européen BROADWAN. Pendant la phase de conception de cette antenne, on s'est confronté à des problèmes de simulation. En effet, la simulation d'une mise en réseau d'antennes ou d'une matrice de grande taille devient vite onéreuse tant en place mémoire qu'en temps de calcul, voire infaisable. Une procédure de segmentation de la matrice a été appliquée tout au long des conceptions et des optimisations.

Ensuite, une réalisation a été faite par THALES Communications et les mesures se sont déroulées dans la base compacte du département OSA d'XLIM. Une certaine dissemblance a

été remarquée entre les résultats expérimentaux et ceux prévus par les simulations. Donc, nous avons cherché à dénicher l'origine du désaccord entre les résultats au moyen des rétro-simulations sur une nouvelle machine plus puissante. Au bout de ces rétro-simulations, nous avons mis en évidence l'influence de la segmentation du circuit en de nombreux blocs sur les résultats. D'ailleurs, nous avons pu retrouver les résultats expérimentaux au moyen des ces rétro-simulations.

Nous avons pu alors conclure sur les points positifs de cette antenne comme l'élimination de tout type de zone d'ombre et les points à améliorer comme la réduction des pertes. Cela nous a amené à une étude affinée des pertes et à l'amélioration des topologies des matrices dans le chapitre 4.

Dans le chapitre 4, nous nous sommes attachés à déterminer les causes des pertes de gains dans les circuits imprimés aux fréquences millimétriques. D'ailleurs, toutes les antennes étudiées le long de ce manuscrit ont été réalisées par THALES Communications. Les contraintes techniques imposées par THALES ne nous permettent d'utiliser que des lignes dont les largeurs dépassent 150  $\mu\text{m}$ . Nous avons donc cherché l'influence des largeurs de lignes sur les pertes. Pour ce faire, une étude affinée sur les origines des pertes a été commise et il a été remarqué dans les circuits contenant peu d'éléments que les pertes les plus importantes sont dues aux rayonnements des discontinuités. Par contre, plus la taille des circuits augmente, plus on utilise des longueurs de lignes importantes et plus les pertes métalliques et diélectriques sont prépondérantes. Pour cela, nous avons proposé une nouvelle topologie de matrice 3 x 4. Cette matrice a présenté l'avantage d'éviter 0.5 à 1 dB de pertes et d'être moins encombrante par rapport à la sous matrice 3 x 4 du chapitre 3.

Au cours du dernier chapitre, nous avons montré la faisabilité d'une deuxième tâche après celle de la couverture optimisée. Cette tâche était consacrée à **l'intégration d'un dispositif de commutation sur le même substrat que l'antenne**. Pour ce faire, nous avons commencé le chapitre par un état de l'art sur les commutateurs susceptibles d'être intégrés en amont de l'antenne développée dans le *chapitre 2*. Les commutateurs à base des composants semi-conducteurs et notamment à base de diode PIN ont été sélectionnés. La méthodologie de conception d'un commutateur à trois sorties (SP3T) a été décrite et les résultats de simulations présentés. Une réalisation au laboratoire d'XLIM et ainsi les mesures au moyen d'un analyseur vectoriel ont montrés un bon accord entre la théorie et l'expérimentation au niveau des pertes d'insertion et d'adaptation sur une large bande.

Enfin, malgré les conclusions et les améliorations faites dans le *chapitre 4*, nous pouvons dire que les pertes d'une matrice de Butler 5 x 8 restent importantes aux fréquences millimétriques. Des développements portant sur des antennes actives sont alors envisageables.

En effet, la réalisation du concept d'antenne active dans les technologies planaires peut prendre des formes très diversifiées telles que des éléments actifs qui se situent sur la même face du substrat que les antennes ou des éléments actifs en retrait du plan de l'antenne. Dans les deux cas, les éléments actifs seront plutôt mis en sorties de la matrice et ainsi amplifier des faibles puissances qu'en entrées de la matrice où la puissance à amplifier est plus forte.

D'autre part, si l'on veut un rendement plus élevé sans avoir recours à de l'actif, le changement de technologie est très apprécié telle qu'une technologie guide d'onde où la nouvelle topologie de matrice de Butler à faisceau axial peut être utilisée.

# Annexes

---

- ETUDE DES RESEAUX LINEAIRES D'ANTENNES**
- PROPRIETES DES MATRICES DE BUTLER**
- DEMARCHE MATHEMATIQUE DE CONCEPTION D'UNE NOUVELLE TOPOLOGIE DE MATRICE DE BUTLER**
- LES LIGNES MICRORUBANS**
- METHODE DE LA CAVITE**
- PARAMETRES S DU 2<sup>EME</sup> BLOC DE COUPLEURS 0 dB**
- PARAMETRES S DE LA MATRICE 5 X 8**
- PRINCIPE DES ANTENNES A DIAGRAMME EN COSECANTE CARREE**
- METHODE DE PONDERATION EN AMPLITUDE D'UN RESEAU DE PATCHS**
- PARAMETRES S DU RESEAU D'ALIMENTATION EN COSECANTE CARREE**
- DETERMINATION DE LA DIRECTIVITE A PARTIR DES DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE**
- EVOLUTION DES DIAGRAMMES DE RAYONNEMENTS EN FREQUENCE DANS LA BANDE DE 42 GHz**
- CARACTERISATION DES DIODES PIN HPND 4028**
- EVOLUTION DES PARAMETRES S DU COMMUTATEUR SP<sub>3</sub>T EN FONCTION DE LA POLARISATION ET DES CHARGES**



# Annexe 1 : ETUDE DES RESEAUX LINEAIRES D'ANTENNES

## I. INTRODUCTION

On considère un réseau de  $N$  sources identiques dont les centres de phase  $A_0, A_1, \dots, A_{N-1}$  sont régulièrement espacés sur un axe d'une distance  $d$  (le pas du réseau). Chaque source possède un diagramme de rayonnement  $\vec{f}(\vec{u})$  et est alimentée en amplitude et en phase selon une loi d'illumination définie par un ensemble de nombre complexes :  $a_0, a_1, \dots, a_{N-1}$ .

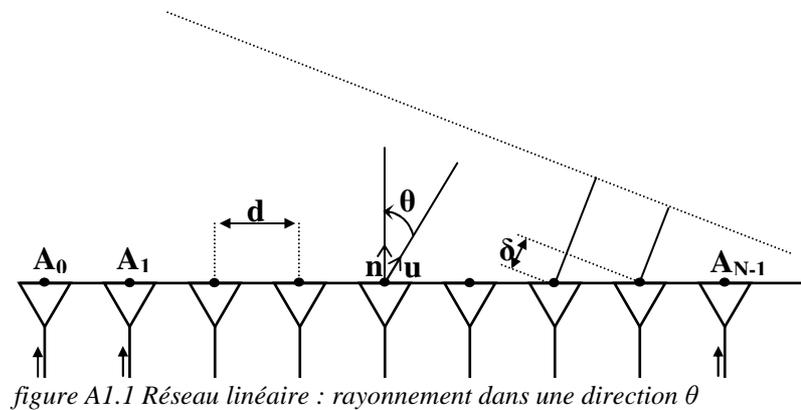


figure A1.1 Réseau linéaire : rayonnement dans une direction  $\theta$

L'expression du rayonnement dans une direction  $\theta$  (angle formé par la direction d'observation et la normale au réseau) est obtenue par application du théorème de superposition en effectuant la somme des contributions de chaque source :

$$\vec{F}(\vec{u}) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \vec{f}(\vec{u}) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} A_n \vec{u}} \quad (\text{Eq. A1.1})$$

Donc :

$$\vec{F}(\vec{u}) = \vec{f}(\vec{u}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta} = \vec{f}(\vec{u}) R(\vec{u}) \quad (\text{Eq. A1.2})$$

$R(\vec{u})$  est le facteur de réseau qui dépend du pas du réseau et de sa loi d'illumination.

Pour des réseaux linéaires réguliers constitués d'éléments rayonnants identiques, le champ rayonné par le réseau dans une direction  $\vec{u}$  est donc donné par le produit du facteur de réseau  $R(\vec{u})$  et le rayonnement d'une source élémentaire  $\vec{f}(\vec{u})$ .

L'étude de ce facteur de réseau va être scindée en deux parties :

### I.1. Calcul d'un réseau linéaire pondéré en phase.

On considère ici le cas d'une illumination uniforme normalisée ( $|a_n|=1$ ) et d'un gradient de phase constant, on peut alors écrire :

$$a_n = e^{-jn\varphi}$$

Le facteur de réseau s'écrit alors :

$$R(\vec{u}) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\left(\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta - \varphi\right)} \quad (\text{Eq. A1.3})$$

Posons  $x = e^{j\left(\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta - \varphi\right)}$

Pour  $x \neq 1$ , on a :

$$R(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} x^n = \frac{x^N - 1}{x - 1} \quad (\text{On retrouve le cas } x=1 \text{ par passage à la limite})$$

$\vec{f}(\vec{u})$  étant la caractéristique vectorielle de rayonnement (ou directivité) et non pas le gain, on donne les expressions des champs rayonnés à une constante multiplicative près.

En faisant abstraction du facteur  $Nx^{\frac{N-1}{2}}$ , on propose de travailler sur un facteur de réseau normalisé à 1 pour sa valeur maximum, et dont l'expression est :

$$R(\theta) = \frac{\sin N\left(\frac{\pi}{\lambda}d \sin \theta - \frac{\varphi}{2}\right)}{N \sin\left(\frac{\pi}{\lambda}d \sin \theta - \frac{\varphi}{2}\right)} \quad (\text{Eq. A1.4})$$

Cette fonction est périodique et maximale pour toute valeur annulant le numérateur et le dénominateur, soit :

$$\frac{\pi}{\lambda}d \sin \theta - \frac{\varphi}{2} = k\pi, \text{ avec } k \text{ entier}$$

L'un des lobes est obtenu pour la direction  $\theta_0$  pour  $k = 0$ , le déphasage  $\varphi$  induit donc une direction de pointage dans la direction  $\theta_0$  telle que :

$$\theta_0 = \text{Arcsin}\left(\frac{d}{\lambda} \frac{\varphi}{2\pi}\right) \quad (\text{Eq. A1.5})$$

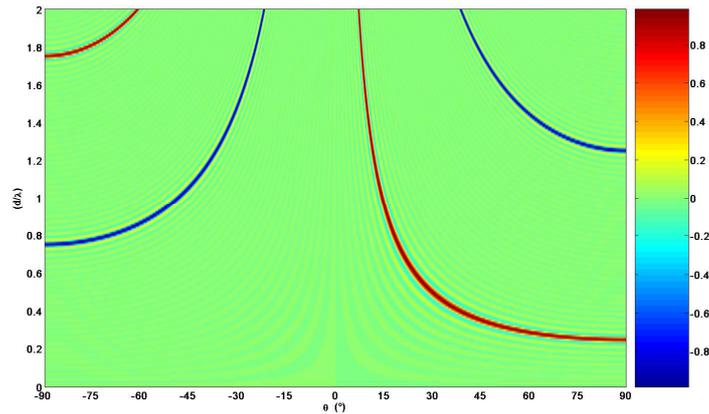


figure A1.2 Représentation de la fonction  $R(\theta)$  pour  $N=64$  : variation de l'angle de pointage en fonction de  $d/\lambda$  (cas où  $\varphi=90^\circ$ )

Nous remarquons sur la *figure A1.2* l'apparition des lobes au fur et à mesure que le rapport  $d/\lambda$  augmente. On remarque aussi que les lobes de réseau commencent à apparaître pour  $d/\lambda = 0.73$  et leurs angles de dépointage s'approchent de l'axe du réseau ( $\theta = 0^\circ$ ) au fur et à mesure que  $d/\lambda$  augmente.

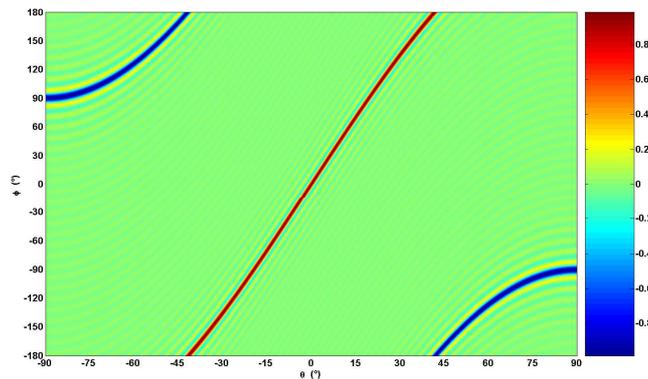


figure A1.3 Représentation de la fonction  $R(\theta)$  pour  $N=64$  : variation de l'angle de pointage en fonction du gradient de phase  $\varphi$  (cas où  $d/\lambda=0.75$ ).

La *figure A1.3* montre l'évolution du pointage d'un faisceau ( $\theta$ ) en fonction du gradient de phase ( $\varphi$ ) appliqué au réseau. Aussi, on voit l'apparition des lobes de réseau dès  $\varphi = 90^\circ$ .

Pour une distance entre éléments et un angle de pointage fixés, correspond une loi unique de progression de phase  $\Delta\phi$ . La distance entre éléments doit être choisie de telle sorte qu'aucun lobe de réseau n'apparaisse lors du pointage.

## I.2. Calcul d'un réseau linéaire pondéré en amplitude

Le niveau du premier lobe secondaire d'un diagramme obtenu sans pondération est de -13.26 dB. Pour diminuer ce niveau, il faut alimenter les sources avec des amplitudes différentes, les sources marginales ayant des amplitudes plus faibles que les sources centrales. A partir de l'antenne élémentaire, on cherche à déterminer un diagramme de rayonnement dont les lobes secondaires sont inférieurs à -25 dB du maximum. Pour cela on applique une loi de Tchebyscheff 25 (donné par SARA) et la pondération en amplitude obtenue est la suivante (figure A1.4) :

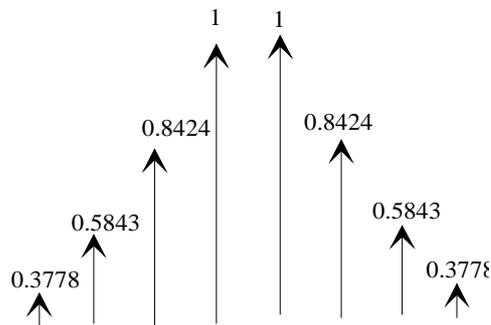


figure A1.4 Loi de Tchebyscheff 25 pour 8 antennes plaques

Les diagrammes de rayonnement avec et sans pondération, obtenus par SARA, sont comparés sur la figure A1.5.

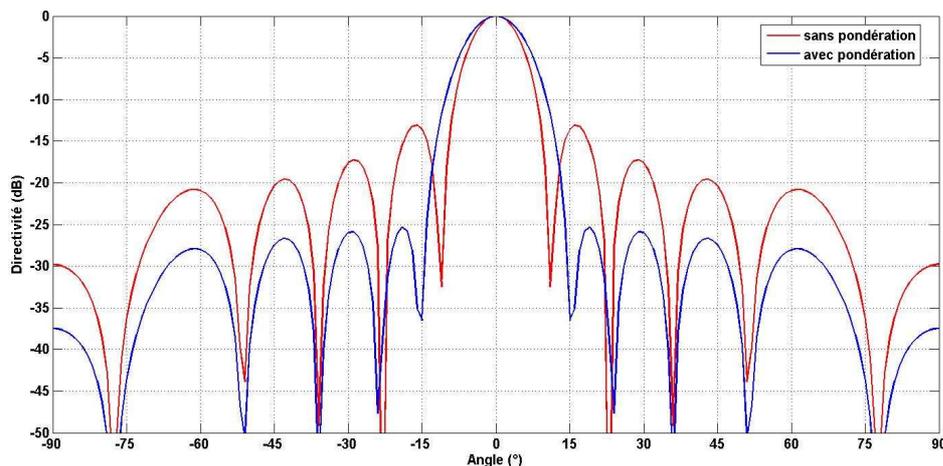


figure A1.5 Comparaison des diagrammes : loi d'éclairage uniforme et loi de Tchebyscheff 25

Pour une loi d'éclairage uniforme, le niveau du premier lobe secondaire est autour de -13.3 dB pour un gain dans l'axe de 17 dB, tandis qu'en pondérant les sources suivant la loi choisie, les lobes secondaires théoriques ont un niveau inférieur à -25 dB pour un gain de 16.5 dB.

## II. THEORIE STATISTIQUE DES RESEAUX

### II.1. Condition pour la non apparition de lobes de réseau :

Pour un réseau destiné à balayer un domaine  $\pm \sin \theta_m$ , la condition pour qu'un lobe de réseau n'apparaisse pas est que le lobe le plus proche soit encore dans le domaine imaginaire, ce qui traduit par :

$$\frac{\lambda}{d} > 1 + |\sin \theta_m| \quad \text{Soit :} \quad \frac{d}{\lambda} < \frac{1}{1 + |\sin \theta_m|} \quad (\text{Eq. A1.6})$$

Cette condition est réalisée pour  $d \leq \frac{\lambda}{2}$  qui conduit à  $|\sin \theta_m| \leq 1$ . Cependant, en pratique, on essaiera de minimiser le nombre de sources en prenant  $d$  le plus grand possible pour un  $\theta_m$  donné sans faire apparaître de lobe de réseau gênant.

### II.2. La perte de gain par pondération

La perte de gain par pondération, exprimée en dB, est obtenue par la formule suivante :

$$P_{\text{pondération}} = 10 \log \left( \frac{\left( \sum_N a_n \right)^2}{\sum_N a_n^2} \times \frac{1}{N} \right) \quad (\text{Eq. A1.7})$$

Où  $a_n$  est l'amplitude appliquée à l'élément  $n$ , et  $N$  le nombre d'élément du réseau.

Dans l'exemple choisi et en utilisant la formule (Eq. A1.7), les pertes de gain par pondérations valent  $-0.47$  dB.

### II.3. La perte de gain par erreurs de pondération

Les éléments rayonnants disposent des erreurs de pondérations aléatoires. En particulier, les réseaux d'antennes actives sont souvent soumis à des erreurs dus à l'utilisation des circuits MMIC. Ces erreurs ne peuvent pas être sous estimées et méritent d'être examinées de plus près vues qu'elles ont des conséquences sur les performances de l'antenne telles que la chute du gain, erreur de pointage, et augmentation des lobes secondaires. Heureusement,

l'incorporation des déphaseurs contrôlables lutte contre ces derniers effets. Il est commode de caractériser statistiquement les conséquences des erreurs résiduelles sur le facteur de réseau, et des études ont été intensivement faites dans la littérature sur ce sujet. [A1.1]-[A1.4].

Pour appuyer cette hypothèse, on traite ces effets, par le calcul, sur un réseau de  $N$  éléments.

On suppose que l'élément  $n$  d'un réseau d'éléments rayonnants détient une erreur d'amplitude  $\delta_n$  et une erreur de phase  $\varphi_n$ . On en déduit que l'élément  $n$  est excité par un courant d'amplitude  $(1+\delta_n)I_n$  où  $I_n$  est l'amplitude correcte du courant. Par contre, la phase sera le produit de la phase correcte et  $\exp(j\varphi_n)$ .

On ne considère que le bruit aléatoire et on suppose que l'erreur de phase est décrite par une densité de probabilité gaussienne de moyenne nulle et de variance  $\overline{\varphi^2}$ . L'erreur d'amplitude a une moyenne nulle et une variance de  $\overline{\delta^2}$ . Le niveau résiduel des lobes secondaires est donné alors par :

$$\overline{\sigma^2} = \frac{\overline{\delta^2} + \overline{\varphi^2}}{N\eta_T} \quad (\text{Eq. A1.8})$$

où  $\eta_T$  est le facteur d'efficacité du réseau qui vaut 1 lorsque le réseau n'est pas pondéré en amplitude. Dans le cas contraire, il est inférieur à 1.

La réduction de la directivité du réseau due aux erreurs de pondérations est donnée par :

$$\frac{D}{D_e} = \frac{1}{1 + \overline{\delta^2} + \overline{\varphi^2}} \quad (\text{Eq. A1.9})$$

où  $D$  est la directivité du réseau sans les erreurs de pondérations.  $D_e$  est la directivité du réseau affecté par des erreurs d'amplitude et de phase.

La déviation de l'angle de pointage est donnée par [A1.5] :

$$\overline{\Delta^2} = \frac{12}{N^3} \overline{\varphi^2} \quad (\text{Eq. A1.10})$$

Le gain d'un réseau à dépointage est donné par :

$$G(\theta, \varphi) = \left( \frac{4\pi NA}{\lambda^2} \right) \left( 1 - |\Gamma(\theta, \varphi)|^2 \right) \cos \theta \quad (\text{Eq. A1.11})$$

Où :

- $\Gamma(\theta, \varphi)$  est le coefficient de réflexion quand les éléments rayonnants sont excités en équiamplitude et rayonnent dans la direction  $(\theta, \varphi)$ .
- A est la surface de l'ouverture rayonnante de l'antenne

### Bibliographie Annexe 1 :

---

- [A1.1] **R. E. ELLIOT**,  
“Mechanical and electrical tolerances for two-dimensional scanning antenna arrays,”  
IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 6, pp.114–120, 1958.
- [A1.2] **M. I. SKOLNIK**,  
“Non-uniform arrays” in “Antenna Theory”  
New York: McGraw-Hill, pp. 227–234, 1969
- [A1.3] **J. K. HSIAO**,  
“Design of error tolerance of a phased array,”  
Electronic Letters, vol. 21, no. 19, pp. 834–836, Sept. 1985.
- [A1.4] **R. H. SAHMEL and R. MANASSE**,  
“Spatial statistics of instrument-limited angular measurement errors phased array radars,”  
IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. AP-21, pp. 524–532, July 1973.
- [A1.5] **B. D. STEINBERG**,  
“Principles of Aperture and Array Systems Design”.  
New York, Wiley, 1976



## Annexe 2 : PROPRIETES DE LA MATRICE DE BUTLER

Nous traitons dans cette partie un exemple de la version non standard d'une matrice de Butler 4 x 4 (*employant des coupleurs (3dB, 180°)*) pour montrer le niveau de recouplement et l'orthogonalité des faisceaux. Cette matrice de Butler 4 x 4 permet de produire 4 faisceaux. Sa structure est présentée ci-dessous sur la *figure A2.1*. Aussi, nous présentons les diagrammes de rayonnement analytiques d'un réseau de 4 éléments rayonnants isotropes espacés de  $0.56 \lambda_0$  et pondérés par les sorties de la matrice (*figure A2.1*).

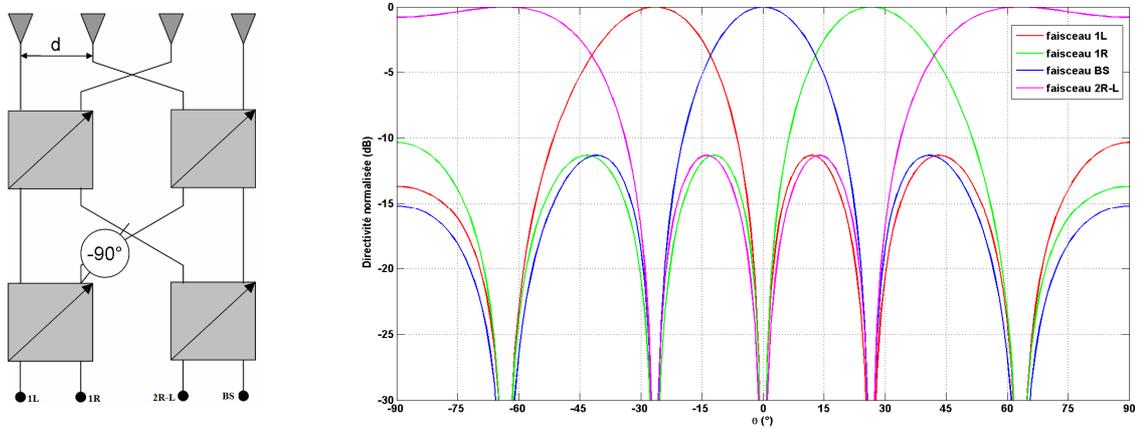


figure A2.1 Structure d'une matrice 4 x 4 non standard et les diagrammes de rayonnements correspondants

### 1. Niveau de recouplement

Reprenons l'équation Eq. A1.4 et remplaçant  $\varphi$  par  $k\pi/N$  avec  $k=2m$  et  $m \in [1-N/2, N/2]$ . On notera que ceci n'est valable que pour une matrice employant des coupleurs (3dB, 180°), il vient :

$$R(\theta) = \frac{\sin N \left( \frac{\pi}{\lambda} d \sin \theta - \frac{k \pi}{N} \right)}{N \sin \left( \frac{\pi}{\lambda} d \sin \theta - \frac{k \pi}{N} \right)} \quad (\text{Eq. A2.1})$$

La loi donnant la valeur de l'angle de dépointage en fonction du déphasage étant uniforme sur  $[0, \pi/2]$ , le recouplement de deux faisceaux adjacents dans la direction  $\theta_c$  se produit pour deux valeurs consécutives de  $m$ . La condition de recouplement s'écrit donc :

$$R_m(\theta_c) = R_{m+1}(\theta_c)$$

On obtient finalement la valeur de recouvrement du facteur de réseau à l'angle  $\theta_c$  et pour des valeurs de  $N$  suffisamment grandes :  $R(\theta_c) \approx \frac{2}{\pi}$  ou -3.9dB.

Remarque :

Dans le cas d'un réseau illuminé par une loi uniforme, le niveau de recouvrement des faisceaux et le niveau des lobes secondaires sont à -3.9 dB et -13dB respectivement. Ce qui n'est pas satisfaisant pour toutes les applications.

## 2. Orthogonalité des faisceaux

Les positions relatives des zéros et des maxima nous conduisent aux remarques suivantes :

- La valeur maximale du lobe principal d'un faisceau correspond exactement aux zéros des autres faisceaux.
- Le lobe principal d'un faisceau contient l'intégralité du premier lobe secondaire des deux faisceaux adjacents ( $m+1$ ,  $m-1$ ), ainsi qu'une partie du lobe principal des faisceaux adjacents (*la moitié du domaine angulaire de chaque lobe principal des faisceaux adjacents*).
- Le lobe principal d'un faisceau contient les deux premiers lobes secondaires des deux faisceaux ( $m+2$ ,  $m-2$ ).

L'illustration de ce résultat était donnée sur la *figure A2.1* :

Les matrices de Butler permettent de réaliser une distribution qui fait coïncider le maximum d'un lobe principal d'un diagramme avec un zéro pour les autres diagrammes.

D'un point de vue mathématique, l'égalité suivante montre l'orthogonalité des deux faisceaux  $F_j$  et  $F_k$ .

$$\int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} F_j(\theta, \varphi) F_k^*(\theta, \varphi) \cos \varphi d\theta d\varphi = 0 \quad (\text{Eq. A2.2})$$

Où:

- $F_j(\theta, \varphi)$  est le vecteur contenant des composants complexes et qui représentent l'amplitude et la phase des deux polarisations orthogonales du diagramme de rayonnement quand le port  $j$  est excité.
- $F_k^*(\theta, \varphi)$  est le conjugué de  $F_k(\theta, \varphi)$ .

On peut montrer qu'une matrice illustrée possède des faisceaux orthogonaux si et seulement si

$$S_{N \times N} \times S_{N \times N}' = I \text{ où } S_{N \times N} \text{ est sa matrice de paramètres S.}$$



## Annexe 3 : DEMARCHE MATHEMATIQUE DE CONCEPTION DE LA NOUVELLE TOPOLOGIE DE MATRICE DE BUTLER

---

### I. ANALOGIE ENTRE UNE MATRICE DE BUTLER ET UNE FFT

#### I.1. Rappel sur les FFT

La FFT (*Fast Fourier Transform*) est une méthode permettant de calculer de façon rapide la Transformée de Fourier discrète finie. La Transformée de Fourier  $F$  d'une fonction réelle temporelle  $f(t)$  s'exprime sous la forme.

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$$

La définition de la Transformée de Fourier discrète est alors :

$$\bar{F}(\omega) = \sum_{-\infty}^{+\infty} f(mT) e^{-j\omega mT} \quad \text{où } T \text{ est la période d'échantillonnage du signal.}$$

La pratique impose de travailler sur un échantillon fini de valeurs, commençant à  $t=0$ . En plus, pour des raisons de simplicité d'écriture, on écrit  $f(mT)$  sous la forme  $f_m$ ; la Transformée de Fourier discrète s'écrit donc sous la forme :

$$\bar{F}(\omega) = \sum_0^N f_m e^{-j\omega mT} \quad \text{où } N \text{ est le nombre d'échantillons.}$$

La fonction  $F(\omega)$  est généralement discrétisée sur  $N$  échantillons et calculée sur une de ses périodes, avec  $\omega T$  variant de 0 à  $2\pi$ . On pose  $\omega = \frac{2\pi}{T} \frac{p}{N}$ , avec  $p$  variant entre 0 et  $N-1$ .

$$F_p = \sum_0^N f_m e^{-j2\pi mpT} = \sum_0^N f_m W_N^{mp}$$

## I.2. Analogie

La première analogie, la plus flagrante est la présentation en papillon [A3.1]. De plus, la matrice de Butler classique possède  $N$  entrées et  $N$  sorties. Elle utilise  $N/2 \log N$  coupleurs. Toutes ces valeurs se retrouvent pour la FFT d'ordre  $N$ .

Voici une des représentations courantes de la FFT, sous forme de papillon :

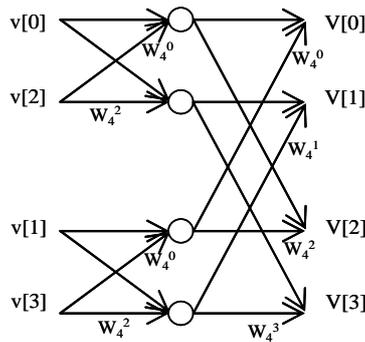


figure A3.1 : Représentation courante de la FFT sous forme de papillon

## I.3. L'algorithme de la FFT

La transformée de Fourier discrète (TFD) d'une séquence de  $M$  points ( $x_k$ ) est définie par une séquence de  $M$  points  $X_p$  :

$$X_p = \sum_{m=0}^{M-1} x_m W_M^{mp} \quad (\text{Eq. A3.1})$$

Où :  $M$  est une puissance de 2

$$p = 0, 1, \dots, M - 1;$$

$$W_M = e^{j\frac{2\pi}{M}} \triangleq \left( \frac{1}{M} \right)$$

La TFD, définie en (Eq. A3.1), est composée d'une séquence de  $M$  points. Elle peut être divisée en deux TFD composées d'une séquence  $M_1 = M/2$  points grâce à une décimation fréquentielle (un des simples algorithmes de la FFT [A3.2]) définies en (Eq. A3.2) et (Eq. A3.3) :

$$X_{2q} = \sum_{m=0}^{M-1} x_m W_M^{2mq} = \sum_{m=0}^{M_1-1} x_m W_M^{2mq} + \sum_{m=0}^{M_1-1} x_{m+M_1} W_M^{2q(m+M_1)} \quad (\text{Eq. A3.2})$$

$$X_{2q+1} = \sum_{m=0}^{M-1} x_m W_M^{(2q+1)m} = \sum_{m=0}^{M_1-1} (x_m + W_M^{M_1} x_{m+M_1}) W_M^{(2q+1)m} \quad (\text{Eq. A3.3})$$

Ainsi, la décimation fréquentielle (*Decimation in Frequency Radix-2 FFT*) range l'équation (Eq. A3.1) en deux parties :

- une somme d'éléments discrets d'indice pair de  $X_p$  pour  $p = [0, 2, 4, \dots, M-2]$
- une somme d'éléments discrets d'indice impair de  $X_p$  pour  $p = [1, 3, 5, \dots, M-1]$

En écriture matricielle, les équations (Eq. A3.2) et (Eq. A3.3) deviennent :

$$\begin{pmatrix} x_{0,m} \\ x_{1,m} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & W_M^m \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & W_M^{M_1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_m \\ x_{m+M_1} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. A3.4})$$

Les variables  $x_{0,m}$  et  $x_{1,m}$ , à calculer, sont reliées à  $x_m$  et  $x_{m+M_1}$  par une structure papillon.

Cependant, l'application de cet algorithme sur la procédure de conception d'une matrice de Butler implique que les matrices de (Eq. A3.4) sont obtenues en faveur de la présence des coupleurs hybrides et des déphaseurs.

Ainsi, les éléments de la structure en papillon seront remplacés par des éléments qui correspondent aux coupleurs et déphaseurs ajoutés. Alors l'algorithme de la FFT est modifié et l'équation (Eq. A3.4) est remplacée par :

$$\begin{pmatrix} x_{0,m} \\ x_{1,m} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \beta_1 & 0 \\ 0 & \beta_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega_{11} & \omega_{12} \\ \omega_{21} & \omega_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_1 & 0 \\ 0 & \alpha_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_m \\ x_{m+M_1} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. A3.5})$$

Où :

- $1/\sqrt{2}$  ( $\omega_{ij}$ ) est une matrice hermitienne
- $\alpha_i$  et  $\beta_i$  sont complexes et  $|\alpha_i|, |\beta_i| = 1$  ;

#### **I.4. La formation de faisceau en utilisant un réseau linéaire**

Le facteur du réseau normalisé à 1 d'un réseau de M éléments équidistants s'écrit :

$$A(u_0) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{jmu_0} \quad (\text{Eq. A3.6})$$

- $u_0$  est le gradient de phase :  $u_0 = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta_0$
- $\lambda$  est la longueur d'onde et  $d$  est la distance entre les éléments rayonnants
- $a_m$  est le signal à l'entrée du  $m^{\text{ième}}$  élément :  $a_m = |a_m| \cdot e^{jmd(2\pi/\lambda)\sin\theta}$
- $\theta$  est l'angle d'observation et  $\theta_0$  est l'angle de dépointage.

Il s'ensuit de cela qu' $u_0$  peut s'écrire comme suit :  $u_0 = u_0(p) = \frac{2\pi}{M} p$

L'équation (Eq. A3.6) s'écrit alors :

$$A(u_0(p)) = A_p = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{j2\pi \frac{m}{M} p} = \sum_{m=0}^{M-1} a_m W_M^{mp} = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \left( \frac{1}{M} \right)^{mp} \quad (\text{Eq. A3.7})$$

Avec  $p = [0, 1, \dots, M-1]$  ;

### **I.5. Formulation de la procédure de conception de la matrice à faisceau axial**

Le but de ce paragraphe est de déterminer la topologie de la matrice à faisceau axial en n'utilisant que des coupleurs (3dB, 90°). La procédure de conception de la matrice se fait en se basant sur l'algorithme de la FFT. Cependant, il existe plusieurs degrés de liberté dans la topologie de la matrice tels que les valeurs et le positionnement des déphaseurs. Ceci est pour un coupleur hybride employé. Or, nous sommes intéressés par l'utilisation des coupleurs (3dB, 90°) suite à leurs facilités de conception et de réalisation.

Il s'ensuit de cela que le coupleur (3dB, 90°) sera représenté dans l'algorithme de conception par sa forme matricielle, notée ci-dessous :

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & \omega_{ij} \\ \omega_{ij} & 0 \end{pmatrix} \text{ avec } \omega_{ij} = \begin{pmatrix} -j & 1 \\ 1 & -j \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. A3.8})$$

#### **I.5.1. Première étape de la procédure de conception (k=1)**

La première étape dans la formulation de la procédure consiste à diviser l'équation (Eq. A3.7) en deux parties : une somme sur la première moitié de la séquence ( $a_m$ ) et une somme sur l'autre moitié de la séquence ( $a_{m+M_1}$ ).

Pour ce faire, on applique une décimation fréquentielle sur l'équation (Eq. A3.7). Il s'ensuit de cela les formulations des facteurs du réseau correspondants aux faisceaux pairs et impairs respectivement :

$$A_{2,q} = \sum_{m=0}^{M_1-1} (a_m + a_{m+M_1}) \left( \frac{2}{M} \right)^{mq}$$

$$A_{2q+1} = \sum_{m=0}^{M_1-1} (a_m - a_{m+M_1}) \left(\frac{2}{M}\right)^{mq} \left(\frac{1}{M}\right)^m$$

Avec  $q = [0, 1, \dots, M_1-1]$  ;

Il vient alors :

$$A_p = \sum_{m=0}^{M_1-1} (a_m + (-1)^p a_{m+M_1}) \left(\frac{1}{M}\right)^{mp} \quad (\text{Eq. A3.9})$$

Ainsi,  $a_{0,m}^{(1)}$  et  $a_{1,m}^{(1)}$ , où  $m = [0, 1, \dots, M_1-1]$ , sont définis par :

$$\begin{cases} a_{0,m}^{(1)} = a_m + a_{m+M_1} \\ a_{1,m}^{(1)} = a_m - a_{m+M_1} \end{cases} \quad (\text{Eq. A3.10a})$$

Ou en notation matricielle :

$$\begin{pmatrix} a_{0,m}^{(1)} \\ a_{1,m}^{(1)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_m \\ a_{m+M_1} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. A3.10b})$$

En fait,  $a_{0,m}^{(1)}$  et  $a_{1,m}^{(1)}$  sont les entrées du réseau par lesquelles les faisceaux pairs et impairs sont respectivement formés. La première et la troisième matrice de l'égalité (Eq. A3.10b) sont égales à une matrice identité. Par contre, la deuxième matrice doit être égale à celle définie en (Eq. A3.8) pour que les entrées  $a_{0,m}^{(1)}$  et  $a_{1,m}^{(1)}$  soient reliées à  $a_m$  et  $a_{m+M_1}$  au moyen des coupleurs (3dB, 90°). Alors, il faut faire apparaître la matrice hermitienne correspondante à celle définie en (Eq. A3.8).

Pour ce faire, l'égalité suivante nous donne les nouveaux coefficients des première et troisième matrices sachant que la troisième est celle définie en (Eq. A3.8).

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha_1 & 0 \\ 0 & \alpha_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -j & 1 \\ 1 & -j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \beta_1 & 0 \\ 0 & \beta_2 \end{pmatrix}$$

Où  $\alpha_i$  et  $\beta_i$  sont complexes et  $|\alpha_i|, |\beta_i| = 1$  ;

La résolution de cette égalité nous donne quatre combinaisons possibles pour  $\alpha_i$  et  $\beta_i$ .

- $\alpha_1 = 1, \alpha_2 = -j$  et  $\beta_1 = j, \beta_2 = 1$  ;
- $\alpha_1 = -1, \alpha_2 = j$  et  $\beta_1 = -j, \beta_2 = -1$  ;
- $\alpha_1 = j, \alpha_2 = 1$  et  $\beta_1 = 1, \beta_2 = -j$  ;
- $\alpha_1 = -j, \alpha_2 = -1$  et  $\beta_1 = -1, \beta_2 = j$  ;

A partir de la première solution, nous pouvons trouver une relation entre les entrées  $a_{0,m}^{(1)}$ ,  $a_{1,m}^{(1)}$  et  $a_m$ ,  $a_{m+M_1}$  tout en utilisant un coupleur (3dB, 90°):

$$\begin{pmatrix} a_{0,m}^{(1)} \\ a_{1,m}^{(1)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -j & 1 \\ 1 & -j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} j & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_m \\ a_{m+M_1} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. A3.11})$$

La première matrice et la troisième matrice du côté droit de l'égalité (Eq. A3.11) sont différentes d'une matrice identité. Alors, des déphaseurs doivent être ajoutés afin de respecter la relation entre les entrées  $a_{0,m}^{(1)}$ ,  $a_{1,m}^{(1)}$  et  $a_m$ ,  $a_{m+M_1}$  dans le cas où le coupleur utilisé est un (3dB, 90°).

- La première matrice montre qu'il faut ajouter des déphaseurs de  $-90^\circ$  sur la deuxième moitié des sorties ; à savoir sur les  $a_{1,m}^{(1)}$ .
- La troisième matrice montre qu'il faut ajouter des déphaseurs de  $+90^\circ$  sur la première moitié des entrées ; à savoir sur les  $a_m$ .

Afin de simplifier les notations,  $A_{0,q}^{(1)}$  et  $A_{1,q}^{(1)}$  où  $q = [0, 1, \dots, M_I-1]$ , sont définis par :

$$A_{0,q}^{(1)} = A_{2q}$$

$$A_{1,q}^{(1)} = A_{2q+1}$$

Il s'ensuit que l'équation (Eq. A3.9) peut s'écrire sous la forme :

$$A_{i,q}^{(1)} = \sum_{m=0}^{M_I-1} a_{i,m}^{(1)} \left( \frac{2}{M} \right)^{mq} \left( \frac{m}{M} \right)^{i_q} \quad (\text{Eq. A3.12})$$

Ainsi, le problème de conception est transformé en un problème de deux matrices, chacune formée d'une séquence de  $M_I$  éléments. L'une de ces matrices forme les faisceaux pairs au moyen des entrées  $a_{0,m}^{(1)}$ . Tandis que l'autre matrice forme les faisceaux impairs au moyen des entrées  $a_{1,m}^{(1)}$ .

### **I.5.2. Deuxième étape de la procédure de conception (k=2)**

La décimation fréquentielle de l'équation (Eq. A3.12) permet de décomposer la somme en deux sommes d'une séquence formée par la moitié du nombre des points :

$$A_{i_1,2r}^{(1)} = \sum_{m=0}^{M_2-1} \left( a_{i_1,m}^{(1)} + \left( \frac{M_2}{M} \right)^{i_1} \cdot a_{i_1,m+M_2}^{(1)} \right) \left( \frac{4}{M} \right)^{mr} \left( \frac{m}{M} \right)^{i_1}$$

$$A_{i_1,2r+1}^{(1)} = \sum_{m=0}^{M_2-1} \left( a_{i_1,m}^{(1)} - \left( \frac{M_2}{M} \right)^{i_1} \cdot a_{i_1,m+M_2}^{(1)} \right) \left( \frac{4}{M} \right)^{mr} \left( \frac{m}{M} \right)^{i_1} \left( \frac{2m}{M} \right)$$

Avec  $r = [0, 1, \dots, M_2-1]$  ;

Il vient alors :

$$A_{i_1,q}^{(1)} = \sum_{m=0}^{M_2-1} \left( a_{i_1,m}^{(1)} + (-1)^q \left( \frac{M_2}{M} \right)^{i_1} \cdot a_{i_1,m+M_2}^{(1)} \right) \left( \frac{2}{M} \right)^{mq} \left( \frac{m}{M} \right)^{i_1} \quad (\text{Eq. A3.13})$$

Ainsi,  $a_{i_1,0,m}^{(2)}$  et  $a_{i_1,1,m}^{(2)}$ , où  $m = [0, 1, \dots, M_2-1]$ , sont définis par :

$$\begin{cases} a_{i_1,0,m}^{(2)} = a_{i_1,m}^{(1)} + \left( \frac{M_2}{M} \right)^{i_1} \cdot a_{i_1,m+M_2}^{(1)} \\ a_{i_1,1,m}^{(2)} = a_{i_1,m}^{(1)} - \left( \frac{M_2}{M} \right)^{i_1} \cdot a_{i_1,m+M_2}^{(1)} \end{cases} \quad (\text{Eq. A3.14})$$

En supposant que :

$$\left( \frac{M_2}{M} \right)^{i_1} \left( \alpha_{i_1 i_2}^{(2)} \right)^{-1} = 1$$

Le système (Eq. A3.14) s'écrit alors :

$$\begin{cases} a_{i_1,0,m}^{(2)} = a_{i_1,m}^{(1)} + \alpha_{i_1 i_2}^{(2)} \cdot a_{i_1,m+M_2}^{(1)} \\ a_{i_1,1,m}^{(2)} = a_{i_1,m}^{(1)} - \alpha_{i_1 i_2}^{(2)} \cdot a_{i_1,m+M_2}^{(1)} \end{cases} \quad (\text{Eq. A3.15a})$$

Ou en notation matricielle :

$$\begin{pmatrix} a_{i_1,0,m}^{(2)} \\ a_{i_1,1,m}^{(2)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \alpha_{i_1 i_2}^{(2)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{i_1,m}^{(1)} \\ a_{i_1,m+M_2}^{(1)} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. A3.15b})$$

$$\text{Or, } \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -j & 1 \\ 1 & -j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} j & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$\text{Alors : } \begin{pmatrix} a_{i_1,0,m}^{(2)} \\ a_{i_1,1,m}^{(2)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -j & 1 \\ 1 & -j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} j & 0 \\ 0 & \alpha_{i_1 i_2}^{(2)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{i_1,m}^{(1)} \\ a_{i_1,m+M_2}^{(1)} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. A3.15c})$$

La première matrice et la troisième matrice du côté droit de l'égalité (Eq. A3.15c) sont différentes d'une matrice identité. Alors, des déphaseurs doivent être ajoutés afin de respecter

la relation entre les entrées  $a_{i_1 0, m}^{(2)}$ ,  $a_{i_1 1, m}^{(2)}$  et  $a_{i_1, m}^{(1)}$ ,  $a_{i_1, m+M_2}^{(1)}$  dans le cas où le coupleur utilisé est un (3dB, 90°).

- La première matrice montre qu'il faut ajouter des déphaseurs de  $-90^\circ$  sur la deuxième moitié des sorties ; à savoir sur les  $a_{i_1, m}^{(2)}$ .
- La troisième matrice montre qu'il faut ajouter des déphaseurs de  $+90^\circ$  sur la première moitié des entrées ; à savoir sur les  $a_{i_1, m}^{(1)}$ .
- La troisième matrice montre aussi qu'il faut ajouter des déphaseurs de valeurs correspondantes à  $\alpha_{i_1 i_2}^{(2)}$  sur la deuxième moitié des entrées.

En effet,  $\left(\frac{M_2}{M}\right)^{i_1} = \alpha_{i_1 i_2}^{(2)}$  avec  $(i_1 i_2) = (i_1 1)$  et  $(i_1 = 0, 1)$ . Alors,  $\left(\frac{M_2}{M}\right)^0 = \alpha_{01}^{(2)} = 0^\circ$  et

$\left(\frac{M_2}{M}\right)^1 = \alpha_{11}^{(2)} = +90^\circ$  sont les valeurs des déphaseurs à ajouter suivant la partition (01) et (11)

respectivement.

Afin de simplifier les notations,  $A_{i_1 0, r}^{(2)}$  et  $A_{i_1 1, r}^{(2)}$  où  $r = [0, 1, \dots, M_2-1]$ , sont définis par :

$$A_{i_1 0, r}^{(2)} = A_{i_1, 2r}^{(1)}$$

$$A_{i_1 1, r}^{(2)} = A_{i_1, 2r+1}^{(1)}$$

Il s'ensuit que l'équation (Eq. A3.13) peut s'écrire sous la forme :

$$A_{i_1 i_2, r}^{(2)} = \sum_{m=0}^{M_2-1} a_{i_1 i_2, m}^{(2)} \left(\frac{4}{M}\right)^{mr} \left(\frac{m}{M}\right)^{i_1} \left(\frac{2m}{M}\right)^{i_2} \quad (\text{Eq. A3.16})$$

### I.5.3. Troisième étape de la procédure de conception (k=3)

La décimation fréquentielle de l'équation (Eq. A3.16) permet de décomposer la somme en deux sommes d'une séquence formée par la moitié du nombre des points :

$$A_{i_1 i_2, 2s}^{(2)} = \sum_{m=0}^{M_3-1} \left( a_{i_1 i_2, m}^{(2)} + \left(\frac{M_3}{M}\right)^{i_1} \left(\frac{2M_3}{M}\right)^{i_2} \cdot a_{i_1 i_2, m+M_3}^{(2)} \right) \left(\frac{8}{M}\right)^{ms} \left(\frac{m}{M}\right)^{i_1} \left(\frac{2m}{M}\right)^{i_2}$$

$$A_{i_1 i_2, 2s+1}^{(2)} = \sum_{m=0}^{M_3-1} \left( a_{i_1 i_2, m}^{(2)} - \left(\frac{M_3}{M}\right)^{i_1} \left(\frac{2M_3}{M}\right)^{i_2} \cdot a_{i_1 i_2, m+M_3}^{(2)} \right) \left(\frac{8}{M}\right)^{ms} \left(\frac{m}{M}\right)^{i_1} \left(\frac{2m}{M}\right)^{i_2} \left(\frac{4m}{M}\right)$$

Avec  $s = [0, 1, \dots, M_3-1]$  ;

Il vient alors :

$$A_{i_1 i_2, r}^{(2)} = \sum_{m=0}^{M_3-1} \left( a_{i_1 i_2, m}^{(2)} + (-1)^r \left( \frac{M_3}{M} \right)^{i_1} \left( \frac{2M_3}{M} \right)^{i_2} \cdot a_{i_1 i_2, m+M_3}^{(2)} \right) \left( \frac{4}{M} \right)^{mr} \left( \frac{m}{M} \right)^{i_1} \left( \frac{2m}{M} \right)^{i_2} \quad (\text{Eq. A3.17})$$

Ainsi,  $a_{i_1 i_2, 0, m}^{(3)}$  et  $a_{i_1 i_2, 1, m}^{(3)}$ , où  $m = [0, 1, \dots, M_3-1]$ , sont définis par :

$$\begin{cases} a_{i_1 i_2, 0, m}^{(3)} = a_{i_1 i_2, m}^{(2)} + \left( \frac{M_3}{M} \right)^{i_1} \left( \frac{2M_3}{M} \right)^{i_2} \cdot a_{i_1 i_2, m+M_3}^{(2)} \\ a_{i_1 i_2, 1, m}^{(3)} = a_{i_1 i_2, m}^{(2)} - \left( \frac{M_3}{M} \right)^{i_1} \left( \frac{2M_3}{M} \right)^{i_2} \cdot a_{i_1 i_2, m+M_3}^{(2)} \end{cases} \quad (\text{Eq. A3.18})$$

En supposant que :

$$\left( \frac{M_3}{M} \right)^{i_1} \left( \frac{2M_3}{M} \right)^{i_2} \left( \alpha_{i_1 i_2 i_3}^{(3)} \right)^{-1} = 1$$

Le système (Eq. A3.18) s'écrit alors :

$$\begin{cases} a_{i_1 i_2, 0, m}^{(3)} = a_{i_1 i_2, m}^{(2)} + \left( \frac{M_3}{M} \right)^{i_1} \left( \frac{2M_3}{M} \right)^{i_2} \cdot a_{i_1 i_2, m+M_3}^{(2)} \\ a_{i_1 i_2, 1, m}^{(3)} = a_{i_1 i_2, m}^{(2)} - \left( \frac{M_3}{M} \right)^{i_1} \left( \frac{2M_3}{M} \right)^{i_2} \cdot a_{i_1 i_2, m+M_3}^{(2)} \end{cases} \quad (\text{Eq. A3.19a})$$

Ou en notation matricielle :

$$\begin{pmatrix} a_{i_1 i_2, 0, m}^{(3)} \\ a_{i_1 i_2, 1, m}^{(3)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \alpha_{i_1 i_2 i_3}^{(3)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{i_1 i_2, m}^{(2)} \\ a_{i_1 i_2, m+M_3}^{(2)} \end{pmatrix}$$

$$\text{Alors : } \begin{pmatrix} a_{i_1 i_2, 0, m}^{(3)} \\ a_{i_1 i_2, 1, m}^{(3)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -j & 1 \\ 1 & -j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} j & 0 \\ 0 & \alpha_{i_1 i_2 i_3}^{(3)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{i_1 i_2, m}^{(2)} \\ a_{i_1 i_2, m+M_3}^{(2)} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. A3.19b})$$

La première matrice et la troisième matrice du côté droit de l'égalité (Eq. A3.19b) sont différentes d'une matrice identité. Alors, des déphaseurs doivent être ajoutés afin de respecter la relation entre les entrées  $a_{i_1 i_2, 0, m}^{(3)}$ ,  $a_{i_1 i_2, 1, m}^{(3)}$  et  $a_{i_1 i_2, m}^{(2)}$ ,  $a_{i_1 i_2, m+M_3}^{(2)}$  dans le cas où le coupleur utilisé est un (3dB, 90°).

- La première matrice montre qu'il faut ajouter des déphaseurs de  $-90^\circ$  sur la deuxième moitié des sorties ; à savoir sur les  $a_{i_1 i_2, 1, m}^{(3)}$ . (en jaune sur la *figure A3.2*)
- La troisième matrice montre qu'il faut ajouter des déphaseurs de  $+90^\circ$  sur la première moitié des entrées ; à savoir sur les  $a_{i_1 i_2, m}^{(2)}$ . (en rose sur la *figure A3.2*)

- La troisième matrice montre aussi qu'il faut ajouter des déphaseurs de valeurs correspondantes à  $\alpha_{i_1 i_2 i_3}^{(3)}$  sur la deuxième moitié des entrées. (encadré sur la *figure A3.2*)

En effet,  $\left(\frac{M_3}{M}\right)^{i_1} \left(\frac{2M_3}{M}\right)^{i_2} = \alpha_{i_1 i_2 i_3}^{(3)}$  avec  $(i_1 i_2 i_3) = (i_1 i_2 1)$  et  $(i_1, i_2 = 0, 1)$ .

Alors,  $0^\circ$ ,  $+90^\circ$ ,  $+45^\circ$  et  $+135^\circ$  sont les valeurs des déphaseurs à ajouter suivant les partitions (001), (011), (101) et (111) respectivement.

Afin de simplifier les notations,  $A_{i_1 i_2 0, s}^{(3)}$  et  $A_{i_1 i_2 1, s}^{(3)}$  où  $s = [0, 1, \dots, M_3 - 1]$ , sont définis par :

$$A_{i_1 i_2 0, s}^{(3)} = A_{i_1 i_2, 2s}^{(2)}$$

$$A_{i_1 i_2 1, s}^{(3)} = A_{i_1 i_2, 2s+1}^{(2)}$$

Il s'ensuit que l'équation (Eq. A3.17) peut s'écrire sous la forme :

$$A_{i_1 i_2 i_3, s}^{(3)} = \sum_{m=0}^{M_3-1} a_{i_1 i_2 i_3, m}^{(3)} \left(\frac{8}{M}\right)^{ms} \left(\frac{m}{M}\right)^{i_1} \left(\frac{2m}{M}\right)^{i_2} \left(\frac{4m}{M}\right)^{i_3} \quad (\text{Eq. A3.20})$$

Le résultat de la procédure après la troisième étape est illustré sur la *figure A3.2*.

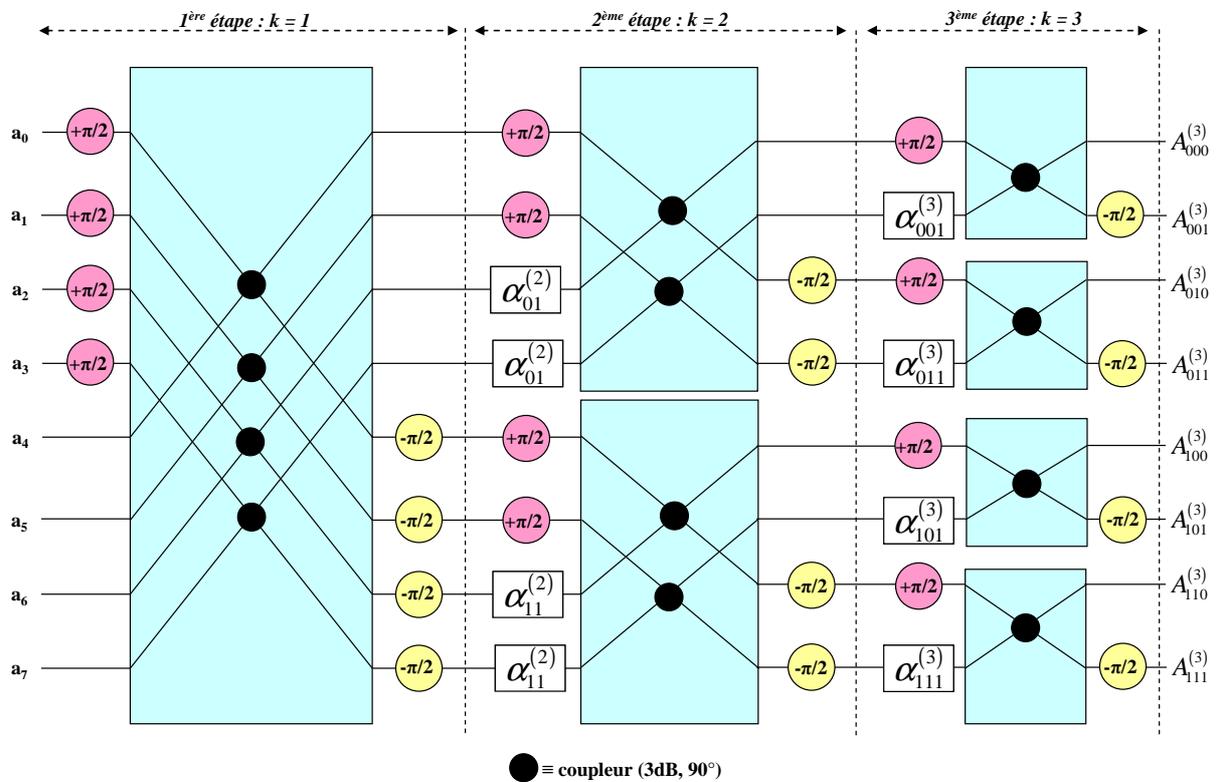


figure A3.2 : résultat de la procédure après la troisième étape

Après simplification du résultat de procédure illustré sur la *figure A3.2*, nous pouvons retrouver la topologie de la matrice à faisceau axial n'employant que des coupleurs (3dB, 90°) utilisée tout le long de ce mémoire.

#### I.5.4. Généralisation de la procédure de conception

Après la  $k^{i\grave{e}me}$  étape :

$$A_{i_1 i_2 \dots i_k, p}^{(k)} = \sum_{m=0}^{M_k-1} a_{i_1 i_2 \dots i_k, m}^{(3)} \cdot \prod_{l=1}^k \left( \frac{2^{l-1} m}{M} \right)^{i_l} \left( \frac{2^k}{M} \right)^{mp}$$

$$\text{Avec } \prod_{l=1}^k \left( \frac{2^{k-1} M_{k+1}}{M} \right)^{i_l} \cdot \left( \alpha_{i_1 i_2 \dots i_{k+1}}^{(k+1)} \right)^{-1} = 1 \text{ et } p = [0, 1, \dots, M_k-1]$$

$$\text{Alors, } \begin{pmatrix} a_{i_1 \dots i_{k-1} 0, m}^{(k)} \\ a_{i_1 \dots i_{k-1} 1, m}^{(k)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -j & 1 \\ 1 & -j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} j & 0 \\ 0 & \alpha_{i_1 \dots i_k}^{(k)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{i_1 \dots i_{k-1}, m}^{(k-1)} \\ a_{i_1 \dots i_{k-1}, m+M_k}^{(k-1)} \end{pmatrix}$$

### Bibliographie Annexe 3

---

**[A3.1] O. BRIGHAM**

*"The Fast Fourier Transform"*  
Prentice – Hall, New Jersey, 1974

**[A3.2] L. RABINER, B. GOLD**

*"Theory and applications of Digital Signal Processing"*  
Prentice – Hall, New Jersey, 1975



## Annexe 4 : LES LIGNES MICRORUBANS

### I. GEOMETRIE DE LA STRUCTURE ET CALCUL DES VALEURS CARACTERISTIQUES $Z_c$ ET LA PERMITTIVITE EFFECTIVE

Les expressions données ci-dessous sont valables pour des lignes droites, uniformes et infiniment longues (**figure A4.1**). Les grandeurs d'impédance caractéristiques et de permittivité dans lesquelles n'apparaissent pas explicitement la fréquence  $f$  sont valables en régime statique.

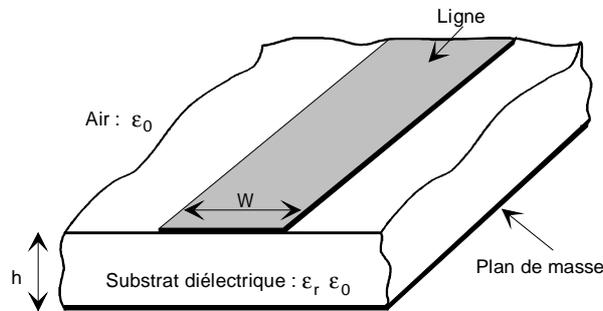


figure A4.1 Structure d'une ligne microruban.

#### I.1. Formule de GARDIOL

La permittivité effective s'écrit :

$$\epsilon_{\text{eff}0} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \cdot \left(1 + \frac{10}{Q}\right)^{-\alpha \cdot \gamma} \quad (\text{A4.1})$$

$$\text{avec : } \alpha = 1 + \frac{1}{49} \cdot \ln \left[ \frac{Q^4 + \left(\frac{Q}{52}\right)^2}{Q^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \cdot \ln \left[ 1 + \left(\frac{Q}{18.1}\right)^3 \right] \quad (\text{A4.2})$$

$$\gamma = [(\epsilon_r - 0.9)/(\epsilon_r + 3)]^{0.053} \quad (\text{A4.3})$$

$$Q = \frac{W}{h} \quad (\text{A4.4})$$

L'impédance caractéristique est donnée en fonction de  $\epsilon_{\text{eff}0}$ , selon :

$$Z_{c_0} = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{eff}0}}} \cdot \ln \left[ \frac{A}{Q} + \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} \right] \quad (\text{A4.5})$$

$$\text{avec :} \quad A = 6 + (2\pi - 6) \cdot \exp\left[-(30.666/Q)^{0.7528}\right] \quad (\text{A4.6})$$

$$Z_0 = 120 \pi \Omega \quad (\text{A4.7})$$

L'erreur relative est de l'ordre de 1% pour  $0.01 \leq Q \leq 100$  et  $1 \leq \epsilon_r \leq 128$ .

### I.2. Formule de GUPTA

L'expression de la permittivité effective est :

$$\epsilon_{\text{eff}0} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10}{Q}\right)^{-1/2} \quad (\text{A4.8})$$

$$\text{avec :} \quad Q = \frac{W}{h} \quad (\text{A4.9})$$

L'impédance caractéristique dépend ensuite de la valeur de Q :

$$Z_{c_0} = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{eff}0}}} \cdot \ln \left( \frac{8}{Q} + 0.25Q \right) \quad \text{pour } Q \leq 1 \quad (\text{A4.10})$$

$$\text{ou : } Z_{c_0} = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}0}}} \cdot [Q + 1,393 + 0,667 \cdot \ln(Q + 1,444)]^{-1} \quad \text{pour } Q \geq 1 \quad (\text{A4.11})$$

L'erreur relative est inférieure à 2 %.

### I.3. Effet de la dispersion

$$Z_{c_0}(f) = Z_{c_0} - \frac{Z_{c_{0r}} - Z_{c_0}}{1 + G(f/f_p)^2} \quad (\text{A4.12})$$

$$\epsilon_{\text{eff}}(f) = \epsilon_{\text{eff}0} - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{\text{eff}0}}{1 + G(f/f_p)^2} \quad (\text{A4.13})$$

$$\text{avec } G = \left[ \frac{Z_{c_0} - 5}{60} \right]^2 + 0.004 Z_{c_0} \quad (\text{A4.14})$$

$$f_p \text{ (GHz)} = Z_{c_0} / (2\pi \cdot 10^{-7} \cdot h) \quad (\text{A4.15})$$

$$\text{et } Zc_{0r} = 2.Zc_0 (W, 2h) \quad (\text{A4.16})$$

## II. AFFAIBLISSEMENT D'UNE LIGNE MICRORUBAN

Il y a trois principaux types de pertes dans les lignes microrubans : dans les conducteurs, dans les diélectriques et par rayonnement.

### II.1. Pertes dans les conducteurs

$$\text{Si } w/h \leq 1 : \quad \alpha_c (\text{dB/m}) = 1.38A \frac{Rs}{hZm} \times \frac{32 - \left(\frac{w_e}{h}\right)^2}{32 + \left(\frac{w_e}{h}\right)^2} \quad (\text{A4.17})$$

$$\text{Si } w/h \geq 1 : \quad \alpha_c (\text{dB/m}) = 6.1 \times 10^{-5} A \frac{RsZm\epsilon_e}{h} \left[ \frac{w_e}{h} + \frac{0.667 \frac{w_e}{h}}{\frac{w_e}{h} + 1.444} \right] \quad (\text{A4.18})$$

$$\text{Avec : } A = 1 + \frac{h}{w_e} \left( 1 + \frac{1.25}{\pi} \ln \frac{2B}{b} \right) \quad (\text{A4.19})$$

Et :  $B = h$  si  $w/h \geq 1/2\pi$  et  $B=2\pi w$  si  $w/h \leq 1/2\pi$ .

$Rs = \sqrt{\pi\mu\rho f}$  où  $\rho$  est la résistivité des conducteurs.

$Z_m$ , impédance caractéristique de la microruban.

$w_e$  largeur du ruban.

### II.2. Pertes dans le diélectrique

$$\alpha_d (\text{dB/m}) = 4.34 \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \times \frac{\epsilon_e - 1}{\epsilon_r - 1} \sigma_d \quad (\text{A4.20})$$

$$\text{ou } \alpha_d (\text{dB/m}) = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} \times \frac{\epsilon_e - 1}{\sqrt{\epsilon_e}} \times \frac{\text{tg}\delta}{\lambda_0} \quad (\text{A4.21})$$

$\sigma_d = \omega\epsilon_0\epsilon_r \text{tg}\delta$  est la conductivité du diélectrique. Et  $\text{tg}\delta$  est la tangente de l'angle de pertes.

### II.3. Pertes par rayonnement

Le rayonnement d'une ligne microruban est le fait d'ordre supérieur qui est engendré par les discontinuités. D'après Hammerstad, ces pertes sont proportionnelles à  $(hf)^2 / \sqrt{\epsilon_r}$  pour une ligne de  $50 \Omega$ .

La fréquence limite au-dessus de laquelle plus de 1% de la puissance est rayonnée à l'extrémité d'une ligne ouverte est donnée par :

$$f_M \text{ (GHz)} = 2.14 \frac{(\epsilon_r)^{1/4}}{h \text{ (mm)}} \quad (\text{A4.22})$$

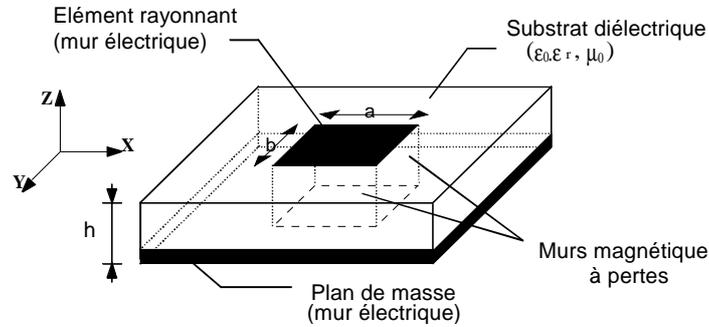
Prenons, par exemple, le cas des deux matrices correspondantes respectivement au *chapitre II* et *III*.

- 1)  $\epsilon_r = 2.94$ ,  $h = 0.508 \text{ mm}$  donc  $f_M = 5.51 \text{ GHz}$
- 2)  $\epsilon_r = 2.94$ ,  $h = 0.254 \text{ mm}$  donc  $f_M = 11.03 \text{ GHz}$

Dans le premier exemple la fréquence de travail est environ  $2.17f_M$ , alors qu'en millimétrique, elle est de  $3.8f_M$ . Les pertes par rayonnement sont donc à prendre en compte dès que l'on augmente les fréquences.

## Annexe 5 : LE MODELE DE LA CAVITE

Le modèle de la cavité à fuite est représenté sur la *figure A5.1*



*figure A5.1 Antenne imprimée*

Cette méthode permet de déterminer de façon approchée la fréquence de résonance  $f_{\text{mn}}$  et la permittivité effective d'une antenne imprimée.

Les formules suivantes sont utilisables pour un élément rayonnant rectangulaire de dimension (a,b):

$$f_{\text{mn}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \sqrt{\left(\frac{m}{a_{\text{eff}}}\right)^2 + \left(\frac{n}{b_{\text{eff}}}\right)^2} \quad (\text{A5.1})$$

$$\text{où } \epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-\alpha(u)\beta(\epsilon_r)} \quad (\text{A5.2})$$

$$\alpha(u) = 1 + \frac{1}{49} \left[ \ln \frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[ 1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3 \right] \quad (\text{A5.3})$$

$$\beta(\epsilon_r) = 0.564 \left( \frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (\text{A5.4})$$

$$u = \frac{W}{h} \quad (\text{avec } W = a \text{ ou } b) \quad (\text{A5.5})$$

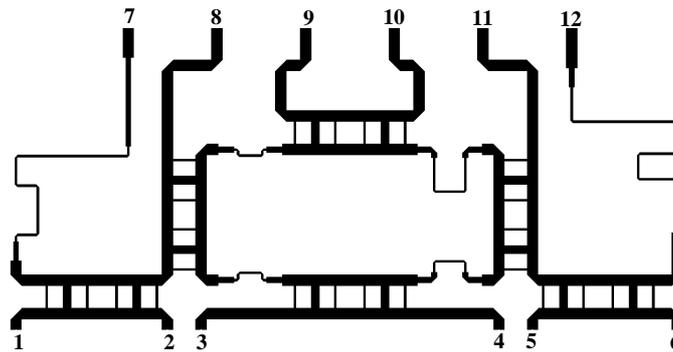
$$a_{\text{eff}} = a + \frac{h}{2} \quad (\text{A5.6})$$

$$b_{\text{eff}} = b + \frac{h}{2} \quad (\text{A5.7})$$



## Annexe 6 : DEUXIEME BLOC DE COUPLEURS 0 dB

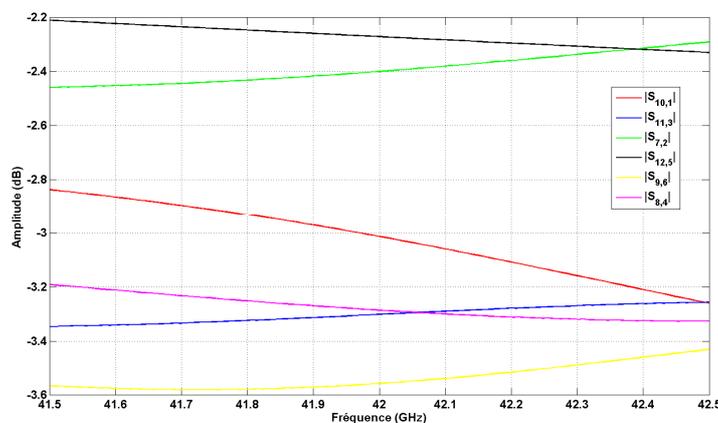
Le deuxième bloc de coupleurs 0 dB (*figure A6.1*), placé sur les dernier étage de la matrice 5 x 8, n'est pas symétrique car les correcteurs de phase sont ajoutés ne le sont pas. Les déphaseurs ajoutés prennent en compte les déphasages introduits par les coupleurs 0 dB de ce bloc. Ces correcteurs de phase ont pour but l'obtention des bons gradients de phase en sorties de la matrice.



*figure A6.1* Layout du dernier bloc de coupleurs 0 dB

La simulation de ce bloc sous MOMENTUM a été faite sur la bande [41.5 – 42.5 GHz] contrairement aux autres blocs à cause de la grande nécessité en mémoire lors de la simulation. Les paramètres de transmission ont des différentes valeurs suite aux différents nombres de coudes et de coupleurs rencontrés.

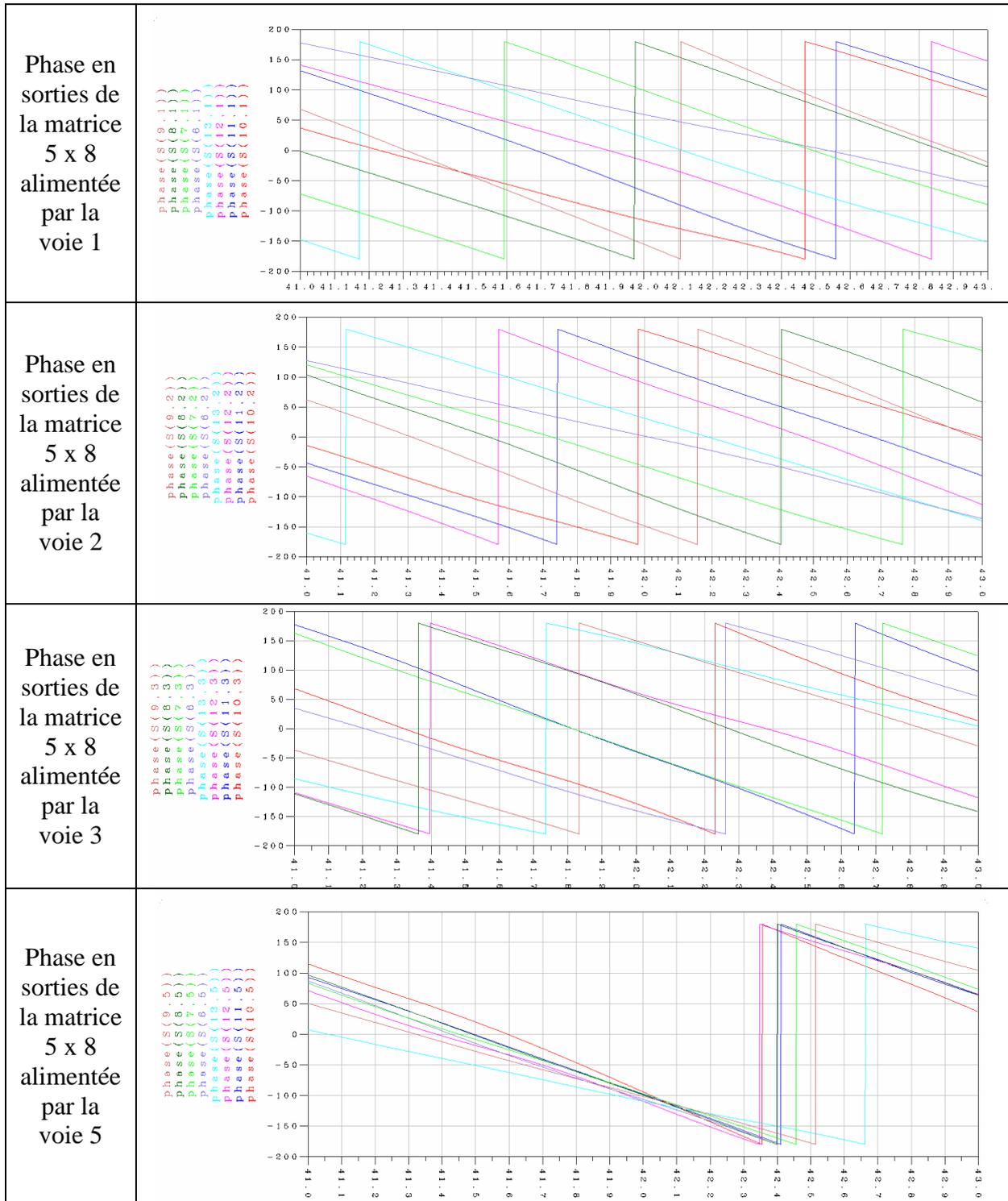
La *figure A6.2* illustre les paramètres S en transmission de ce bloc.



*figure A6.2* Paramètres de transmission simulés du dernier bloc de coupleurs 0 dB



## Annexe 7 : PARAMETRES S DE LA MATRICE 5 x 8





## Annexe 8 : PRINCIPE DES ANTENNES A DIAGRAMME EN COSECANTE CARREE

### I. ORIGINE DE CE TYPE D'ANTENNE

A l'origine, ce type de diagramme a été utilisé pour les radars de veille et d'altimétrie [A8.1]. Un avion se déplaçant à une altitude constante doit renvoyer la même image quelque soit sa distance par rapport au radar. Si un avion se déplace le long de la droite (D) à une altitude constante H (figure A8.1), la puissance reçue par le radar (placé en O) doit être identique qu'il se trouve en A ou en B, c'est à dire quelque soit l'angle  $\theta$ .

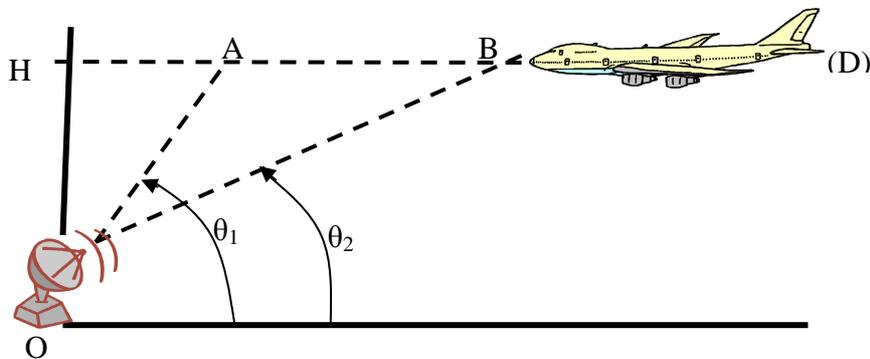


figure A8.1 Schéma de principe dans la configuration « radar »

On se propose de définir le gain de l'antenne d'émission afin d'obtenir de telles performances.

#### I.1. Expression du gain

Le bilan de liaison entre deux antennes est donné par la formule de FRIIS (A8.1):

$$P_r = P_e + G_e + G_r + 20 \log \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right) \quad (\text{A8.1})$$

avec :  $P_r$  et  $P_e$  = Puissances reçue et émise en dBm

$G_e$  et  $G_r$  = Gain des antennes d'émission et de réception en dB

$\lambda$  = longueur d'onde dans le vide à la fréquence de travail

$R$  = distance entre l'émetteur et le récepteur en m

Afin d'obtenir une puissance constante entre les points A et B, il faut résoudre l'équation (A8.2) :

$$Pr = Pe + Ge + Gr + 20 \log \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right) = \text{Constante} \quad (\text{A8.2})$$

Sachant que  $P_e$ ,  $G_r$  et  $\lambda$  sont fixés, on obtient l'équation (A8.3) :

$$Ge = A - 20 \log \left( \frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot R} \right) \quad (\text{A8.3})$$

Avec : A une constante

Cette équation doit être vérifiée quelque soit la distance R entre l'émetteur et le récepteur pour R compris entre H et  $R_{\max}$  (figure A8.2).

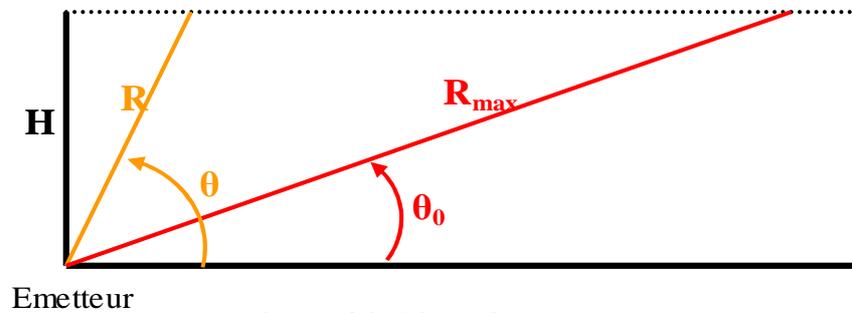


figure A8.2 Schéma de principe

Or, le gain de l'émetteur doit être maximum en direction de la distance maximum. On obtient alors  $Ge_{\max}$  lorsque R est égal à  $R_{\max}$  et le gain de l'émetteur s'écrit comme suit :

$$Ge_{\max} = A - 20 \log \left( \frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot R_{\max}} \right) \quad (\text{A8.4})$$

La résolution du système composé des équations (A8.3) et (A8.4) nous donne l'expression du gain de l'antenne d'émission suivante (A8.5) :

$$Ge(R) = Ge_{\max} + 20 \log \left( \frac{R}{R_{\max}} \right) \quad (\text{A8.5})$$

Or  $\sin \theta = \frac{H}{R}$  et  $\sin \theta_0 = \frac{H}{R_{\max}}$

d'où  $Ge(R) = Ge_{\max} + 20 \log \left( \frac{\sin \theta_0}{\sin \theta} \right)$  (A8.6)

$$\text{et } Ge = Ge_{\max} + 10 \cdot \log \left( \frac{\cos ec^2(\theta)}{\cos ec^2(\theta_0)} \right) \quad (\text{A8.7})$$

$$\text{Avec } \cos ec(\theta) = \frac{1}{\sin(\theta)}$$

$Ge_{\max}$  = le gain maximum de l'antenne d'émission

$\theta_0$  = l'angle minimum, c'est à dire définissant la distance maximum de détection d'un avion.

Ce type de diagramme est appelé diagramme en cosécante carrée. En appliquant à nouveau la formule de FRIIS, on peut vérifier que la puissance reçue est constante (A8.8).

$$Pr = Pe + Gr + Ge_{\max} + 20 \cdot \log \left( \frac{\lambda \cdot \sin(\theta_0)}{4 \cdot \pi \cdot H} \right) \quad (\text{A8.8})$$

En effet, cette expression est indépendante de R (distance entre émetteur et récepteur) et de  $\theta$ . Le bilan de liaison est donc constant, quelque soit la distance entre l'émetteur et le récepteur, pourvu que celle-ci soit inférieure à une distance maximum  $R_{\max}$  définie par l'angle  $\theta_0$ . Ce type d'antenne permet de compenser les effets de la propagation et de répartir l'énergie de façon homogène le long de la droite (D).

## Bibliographie Annexe 8 :

---

[A8.1] L. THOUREL

"Les antennes. Applications aux radars et aux techniques spatiales"

Edition DUNOD



## Annexe 9 : METHODE DE PONDERATION EN AMPLITUDE D'UN RESEAU DE PATCHS

Les lois d'excitation en amplitude sont appliquées au travers d'une série de transformateurs quart d'onde alimentant chacun des patches [A9.1]. Ainsi, les impédances des transformateurs imposent le rapport d'amplitude entre deux éléments consécutifs.

Considérons une cellule élémentaire de deux patches séparés par deux transformateurs quart d'onde d'impédance caractéristique  $Z_{c_i}$ . Si l'antenne est modélisée par une impédance  $Z_p$ , la théorie des lignes permet d'analyser la cellule avec le circuit équivalent de la *figure A9.1*.

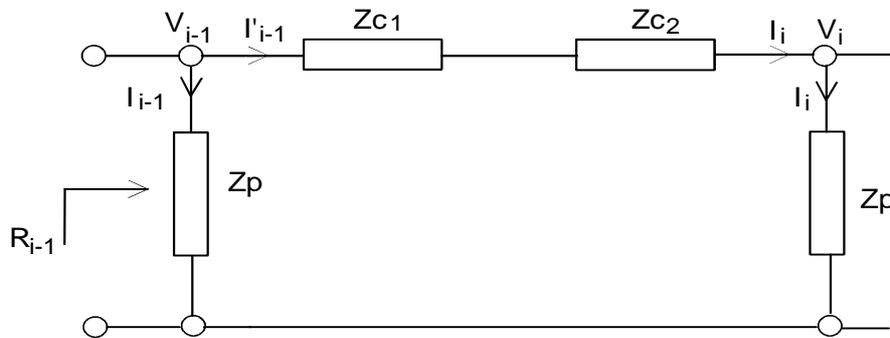


figure A9.1 Schéma équivalent de la cellule {patch - ligne - patch}

On peut donc écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{i-1} \\ I'_{i-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_{c1} \cdot \sin \theta_1 \\ \frac{j \cdot \sin \theta_1}{Z_{c1}} & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_{c2} \cdot \sin \theta_2 \\ \frac{j \cdot \sin \theta_2}{Z_{c2}} & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_i \\ I_i \end{bmatrix} \quad (\text{A9.1})$$

avec :  $\theta_i = \beta_i \cdot l_i$  longueur électrique de la ligne  $i$

$\beta_i$  : constante de propagation

$l_i$  : longueur de ligne

A la résonance, les pertes sont négligées et  $\theta_i = \frac{\pi}{2}$  puisque  $l_i = \frac{\lambda_g}{4}$ .

Soit  $Z_p = R_p$ , la résistance de résonance, on a :

$$V_{i-1} = R_p I_{i-1} \quad (\text{A9.2})$$

$$V_i = R_p I_i \quad (\text{A9.3})$$

La relation matricielle nous donne :

$$\frac{V_i}{V_{i-1}} = \frac{I_i}{I_{i-1}} = \frac{-Z_{c_2}}{Z_{c_1}} \quad (\text{A9.4})$$

De la même façon, dans le cas où les éléments rayonnants sont séparés d'une longueur  $\lambda_g$ , la pondération s'effectue avec 4 transformateurs quart d'onde en série selon la relation :

$$\frac{V_i}{V_{i-1}} = \frac{I_i}{I_{i-1}} = \frac{Z_{c_4}}{Z_{c_3}} \cdot \frac{Z_{c_2}}{Z_{c_1}} \quad (\text{A9.5})$$

### **Bibliographie Annexe 9 :**

---

- [A9.1] **J.R. JAMES & P.S. HALL**  
"*Handbook of Microstrip Antennas*"  
IEE Electromagnetic Waves Series 28

# Annexe 10 : PARAMETRES S DU CIRCUIT D'ALIMENTATION EN COSECANTE CARREE

## I. SIMULATION DE LA PARTIE CENTRALE ET RESULTATS

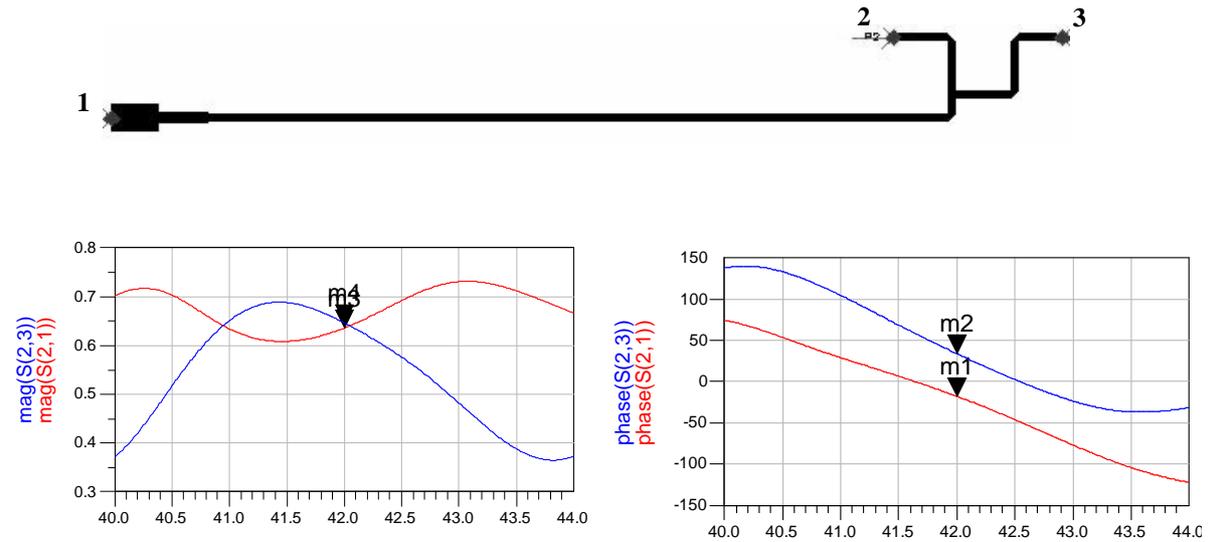
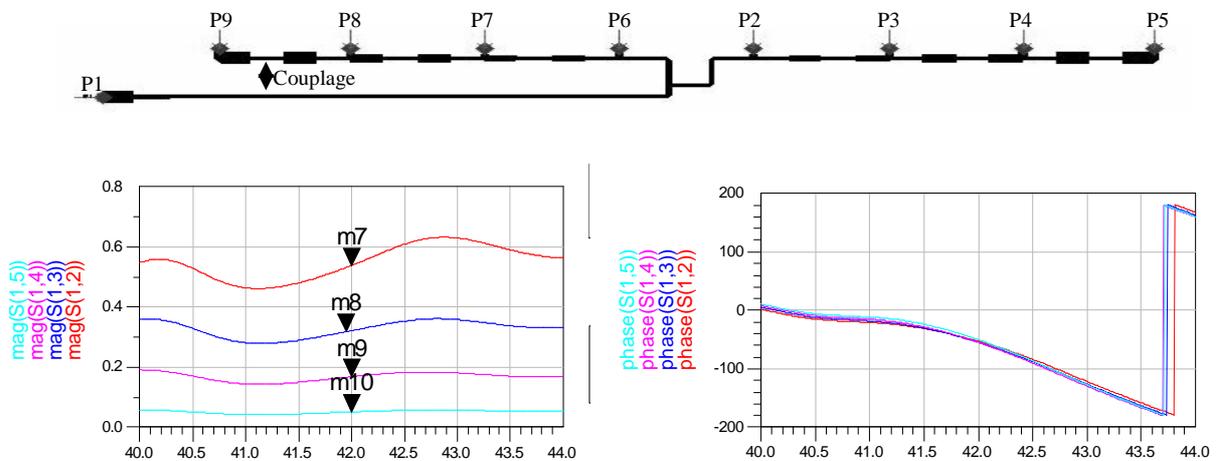


Tableau A10.1 Résultats de simulation de la partie centrale sous MOMENTUM

## II. SIMULATION DU CIRCUIT D'ALIMENTATION ET PONDERATIONS COMPLEXES SOUS LES PATCHS



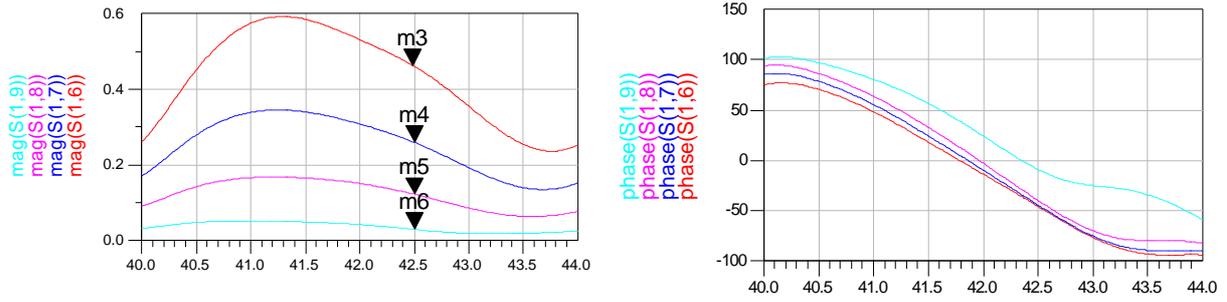


Tableau A10.2 Résultats de simulation du circuit d'alimentation sous les patches

### III. SIMULATION DU CIRCUIT D'ALIMENTATION SANS LES PATCHS

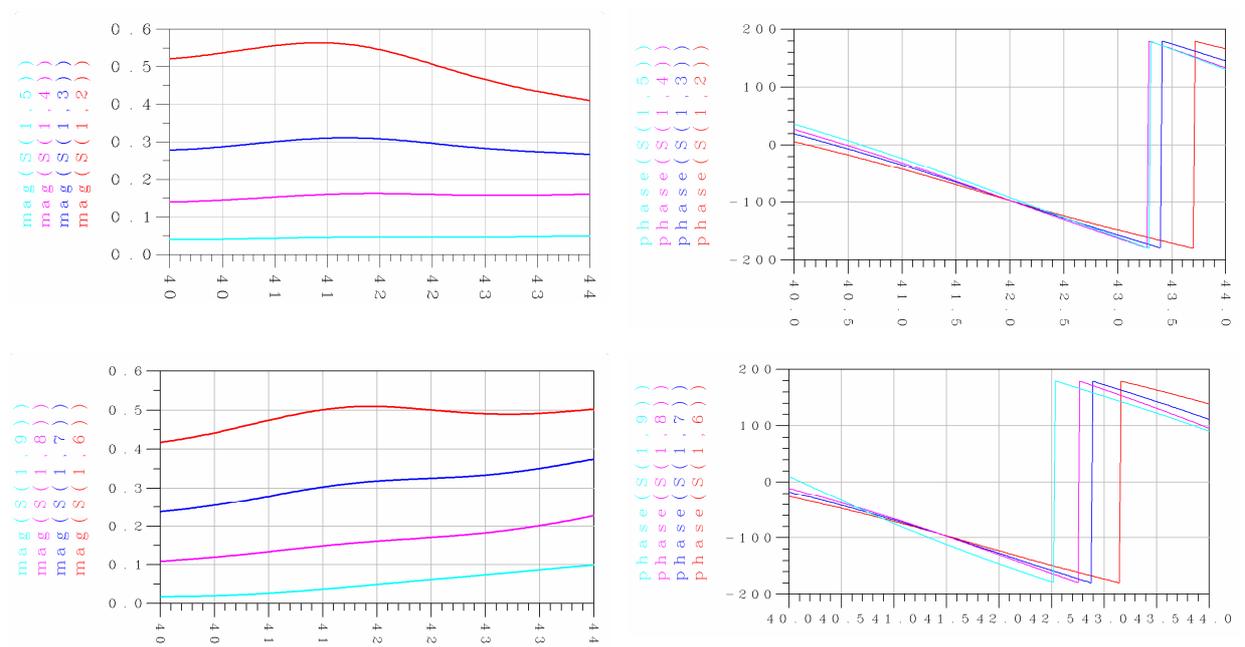


Tableau A10.3 Résultats de simulation du circuit d'alimentation sans les patches sous MOMENTUM

## Annexe 11 : DETERMINATION DE LA DIRECTIVITE A PARTIR DES DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT

On se propose ici de donner une méthode permettant de calculer la directivité d'une antenne à partir de la mesure de ses diagrammes de rayonnement dans plusieurs plans [A11.1].

Dans ce qui suit les acquisitions des composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$  sont obtenues dans un repère sphérique (*figure A11.1*).

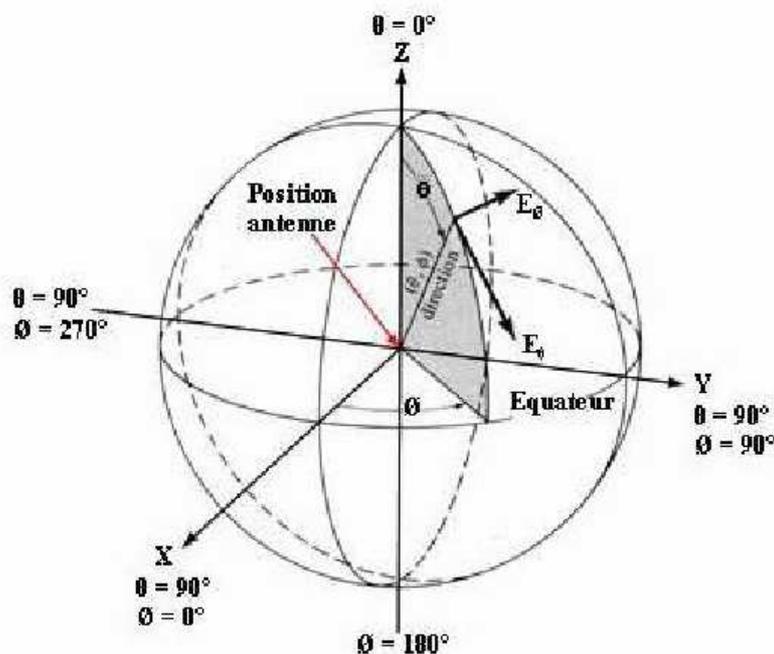


figure A11 Repère sphérique

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  $\varphi$  variable et  $\theta$  constant) et l'azimut suivant un méridien (coupe  $\theta$  à variable et  $\varphi$  constant).

La valeur de la directivité maximale est donnée par :

$$D_m = \frac{4\pi \cdot E_m^2}{\int \int E^2(\theta, \varphi) d\varphi \sin \theta d\theta} \quad (\text{A11.1})$$

Les bornes des intégrales sont : 0 à  $2\pi$  pour  $\varphi$  et 0 à  $\pi$  pour  $\theta$

$E_m$  est l'énergie maximale mesurée toutes coupes confondues,  $E(\theta, \varphi)$  est l'énergie mesurée dans la direction considérée.

### 1. Cas des coupes à $\varphi$ constant

$$D_m = \frac{4\pi \cdot E_m^2}{\sum (\int E^2(\theta) \sin \theta d\theta) \cdot \Delta\varphi} \quad (\text{A11.2})$$

Avec  $\Delta\varphi = \frac{2\pi}{N}$ ,  $\varphi$  variant de 0 à  $2\pi$ , N étant le nombre de coupes et  $\theta$  variant de 0 à  $\pi$ .

En pratique  $\Delta\varphi = \frac{\pi}{N}$ ,  $\varphi \in [0, \pi[$  ( $\pi$  non compris)

C'est-à-dire qu'il faut un nombre pair de coupes selon  $\varphi$  : 2 coupes espacées de  $90^\circ$  ( $\varphi = 0^\circ$  et  $\varphi = 90^\circ$ ), ou 4 coupes espacées de  $45^\circ$  ( $\varphi = 0^\circ$   $\varphi = 45^\circ$   $\varphi = 90^\circ$   $\varphi = 135^\circ$ ) etc. Bien sûr, plus il y a de coupes et plus le calcul est juste.

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)

$$D_m = \frac{4\pi \cdot E_m^2}{\int E^2(\theta) \sin \theta d\theta} \quad (\text{A11.3})$$

et  $\theta$  varie de  $-\theta_m$  à  $\theta_m$

### 2. Cas des coupes à $\theta$ constant

$$D_m = \frac{4\pi \cdot E_m^2}{\sum (\int E^2(\theta_i, \varphi) d\varphi) \sin \theta_i \cdot \Delta\theta} \quad (\text{A11.4})$$

Avec :  $\theta_i = \frac{\pi \cdot i}{M}$  et  $\Delta\theta = \frac{\pi}{M}$  étant le nombre de coupes réalisées pour  $\varphi$  variant de 0 à  $2\pi$  et  $\theta$  variant de 0 à  $\pi$ .

Ce dernier cas n'est pas pratiquement jamais utilisé, les acquisitions sur la sphère complète étant en général réalisée avec  $\theta$  variable.

NOTA :  $E^2$  est l'énergie dans la direction considérée :

$$E^2 = 10 \left( \frac{E_\theta}{10} \right)^2 + 10 \left( \frac{E_\varphi}{10} \right)^2$$

$E_\theta$  et  $E_\varphi$  étant exprimées en dB.

### **Bibliographie Annexe 11 :**

---

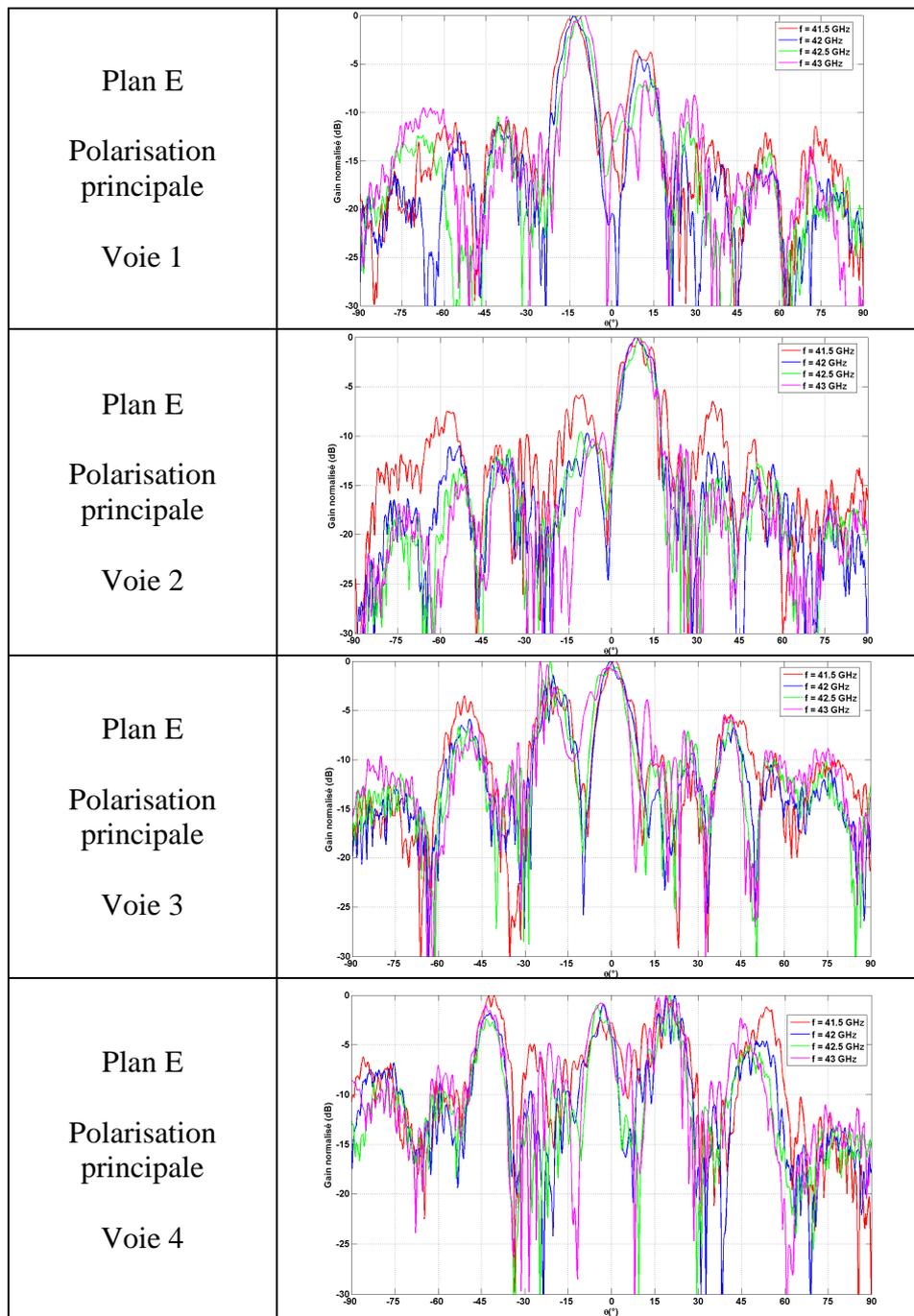
[A11.1] J.S. HOLLIS, T.J. LYON, L. CLAYTON

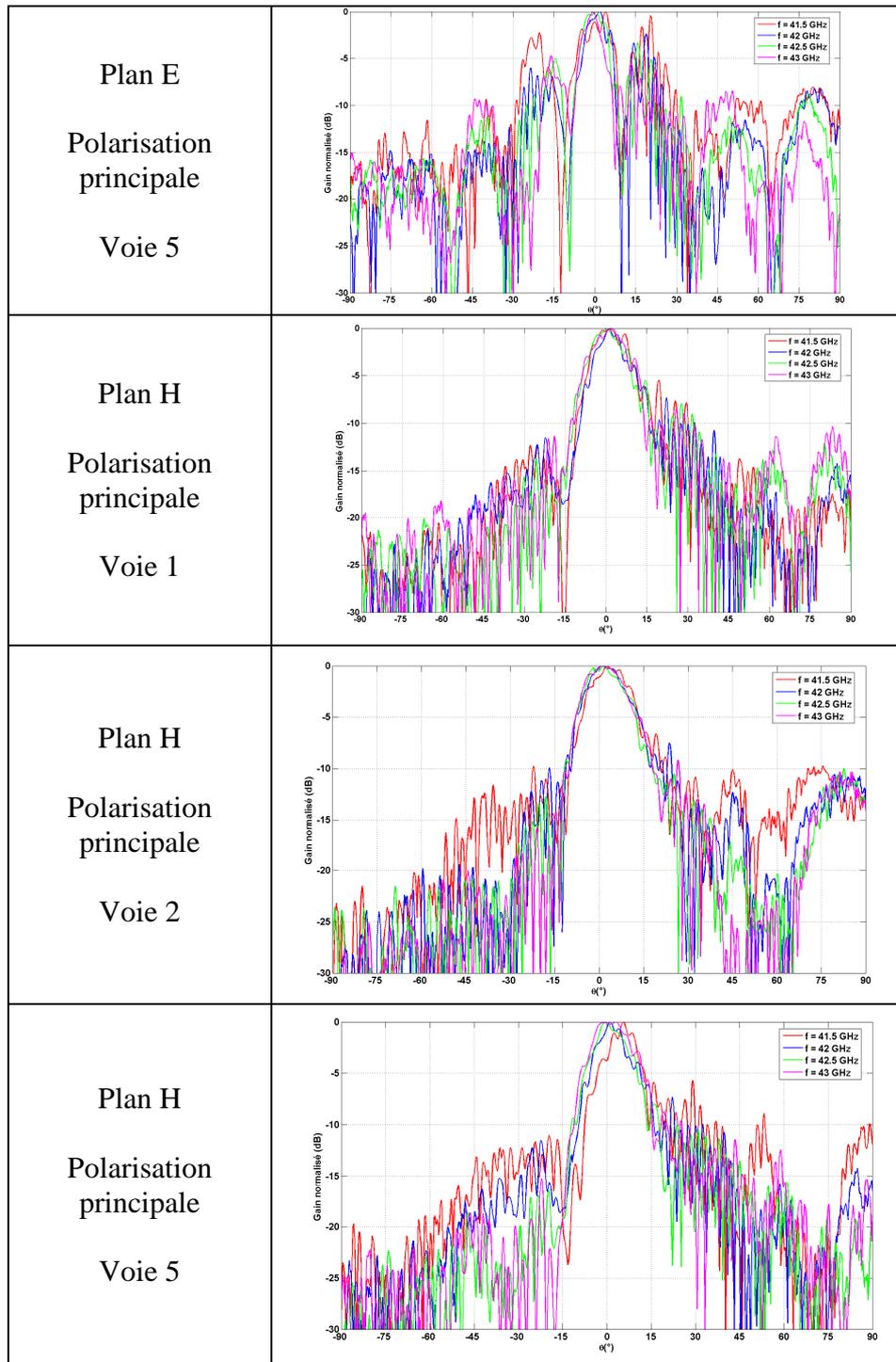
*"Microwave antenna measurements"*,

Scientific-Atlanta, Inc, Atlanta, Georgia, 1970



## Annexe 12 : EVOLUTION DES DIAGRAMMES DE RAYONNEMENTS EN FONCTION DE LA FREQUENCE





## Annexe 13 : CARACTERISTIQUES DES DIODES PIN HPND 4028



### Beam Lead PIN Diodes for Phased Arrays and Switches

#### Technical Data

HPND-4028  
HPND-4038

#### Features

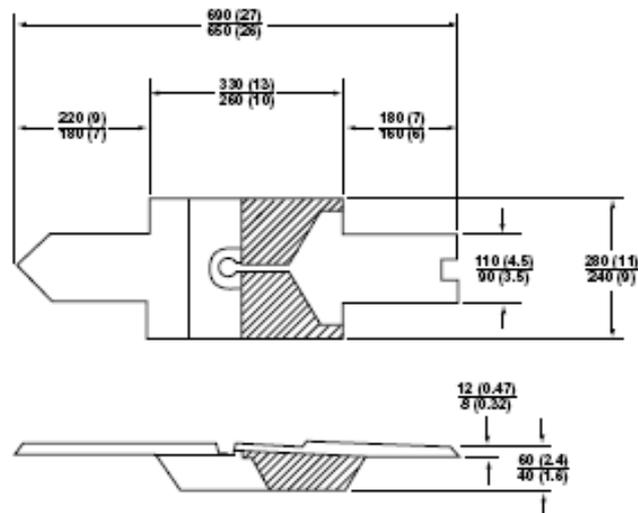
- **Low Capacitance**  
0.025 pF Maximum at 1 MHz  
Guaranteed Min./Max.
- **Fast Switching**  
2.0 nsec
- **Low Resistance at Low Bias**  
1.5 Ω at  $I_f = 10$  mA (Typical)
- **Rugged Construction**  
Typical 10 Gram Lead Pull
- **Silicon Nitride Passivation**

#### Description

The HPND-4028 and 4038 beam lead PIN diodes are designed for low capacitance, low resistance, and fast switching at microwave frequencies. These characteristics are achieved at low bias levels for minimal power consumption.

- Advanced processing techniques ensure uniform and consistent electrical performance, allowing guaranteed capacitance windows. This translates to improved performance in phased array applications.

Rugged construction and strong beams ensure high assembly yields while nitride passivation and polyimide coating ensure reliability.



DIMENSIONS IN  $\mu\text{M}$  (1/1000 INCH)

Outline 83

#### Maximum Ratings

Operating Temperature .....	-65°C to +150°C
Storage Temperature .....	-65°C to +200°C
Power Dissipation at $T_{\text{CASE}} = 25^\circ\text{C}$ .....	250 mW
<i>(Derate it nearly to zero at 150°C.)</i>	
Minimum Lead Strength .....	4 grams pull on either lead per MIL-S-19500, LTPD = 20

#### Applications

These beam lead PIN diodes are designed for use in stripline, coplanar waveguide, or microstrip circuits. Applications include phase shifting and switching. The guaranteed capacitance windows ensure uniform performance in phased

array radar. The low capacitance makes them ideal for circuits requiring high isolation in the series configuration. These devices have been fully characterized and S-parameters have been provided.

Electrical Specifications at  $T_A = 25^\circ\text{C}$

Part Number HPND-	Capacitance (pF)		Series Resistance $R_S$ ( $\Omega$ )		Break-down Voltage $V_{BR}$ (V)	Reverse Current $I_R$ (nA)	Forward Voltage $V_F$ (V)	Carrier Lifetime $\tau$ (ns)	Reverse Recovery $t_{rr}$ (ns)	Series Resistance $R_S$ ( $\Omega$ )
	Min.	Max.	Typ.	Max.	Min.	Max.	Max.	Typ.	Typ.	Typ.
4028	0.025	0.045	2.3	3.0	60	100	1.1	36	2.6	2.0
4038	0.045	0.065	1.5	2.0	60	100	1.1	45	2.4	1.0
Test Conditions	$V_R = 30\text{ V}$ $f = 1\text{ MHz}$		$I_F = 10\text{ mA}$ $f = 100\text{ MHz}$		$V_R = V_{BR}$ Measure $I_R \leq 10\text{ mA}$	$V_R = 50\text{ V}$	$I_F = 20\text{ mA}$	$I_F = 10\text{ mA}$ $I_R = 6\text{ mA}$	* $I_F = 10\text{ mA}$ $I_F = 5\text{ mA}$ $V_R = 10\text{ V}$ 90% recovery	$I_F = 50\text{ mA}$ $f = 100\text{ MHz}$

Typical Parameters

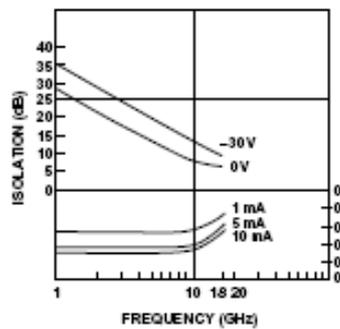


Figure 1. Typical Isolation and Insertion Loss, HPND-4028.

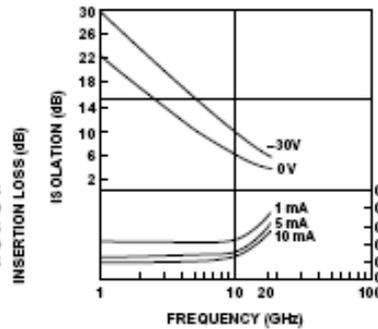


Figure 2. Typical Isolation and Insertion Loss, HPND-4038.

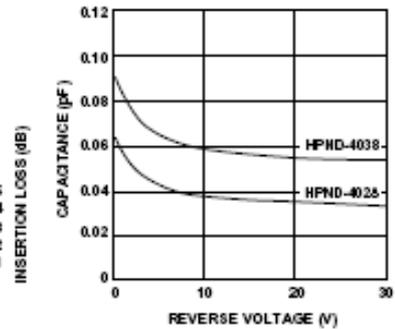


Figure 3. Typical Capacitance vs. Reverse Voltage (at 1 MHz).

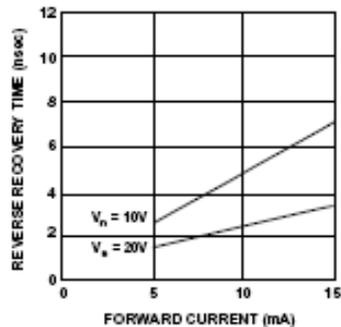


Figure 4. Typical Reverse Recovery Time vs. Forward Current (Series Configuration). HPND-4028, HPND-4038.

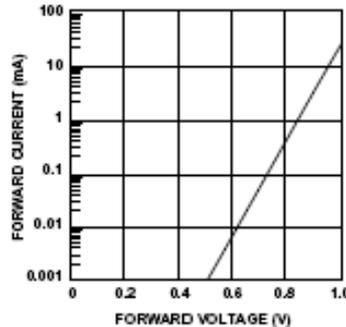


Figure 5. Typical Forward Characteristics.

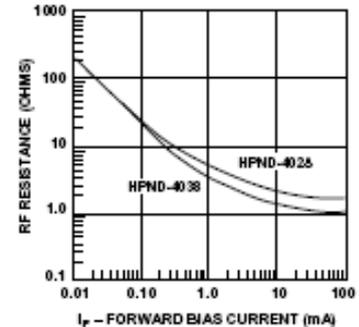


Figure 6. Typical RF Resistance vs. Forward Bias Current (at 100 MHz).

Typical S-Parameters (in series configuration) at  $Z_0 = 50 \Omega$ ,  $25^\circ\text{C}$   
HPND-4028

Freq. (MHz)	$I_F = 1 \text{ mA}$					$I_F = 5 \text{ mA}$					$I_F = 10 \text{ mA}$				
	$S_{11}/S_{22}$		$S_{21}/S_{12}$			$S_{11}/S_{22}$		$S_{21}/S_{12}$			$S_{11}/S_{22}$		$S_{21}/S_{12}$		
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.
1000	0.046	7	-0.38	0.958	-1	0.031	17	-0.24	0.973	-1	0.027	19	-0.20	0.978	-1
2000	0.048	20	-0.40	0.956	-2	0.036	33	-0.26	0.971	-2	0.033	37	-0.22	0.975	-2
3000	0.052	29	-0.40	0.957	-4	0.041	43	-0.26	0.972	-4	0.040	47	-0.22	0.975	-4
4000	0.058	36	-0.40	0.957	-5	0.049	49	-0.26	0.971	-5	0.047	53	-0.22	0.975	-5
5000	0.063	42	-0.40	0.956	-6	0.057	54	-0.26	0.971	-6	0.055	58	-0.22	0.975	-6
6000	0.069	46	-0.40	0.956	-7	0.064	57	-0.26	0.971	-7	0.063	60	-0.24	0.974	-7
7000	0.075	48	-0.40	0.956	-8	0.070	60	-0.26	0.971	-8	0.070	62	-0.22	0.975	-8
8000	0.081	50	-0.40	0.955	-9	0.077	60	-0.28	0.970	-9	0.076	63	-0.24	0.974	-9
9000	0.087	51	-0.40	0.956	-11	0.084	61	-0.28	0.970	-11	0.083	63	-0.24	0.974	-11
10000	0.092	52	-0.40	0.956	-12	0.089	61	-0.28	0.970	-12	0.089	63	-0.24	0.974	-12
11000	0.097	53	-0.40	0.956	-13	0.095	61	-0.26	0.971	-13	0.095	63	-0.22	0.975	-13
12000	0.103	52	-0.40	0.956	-14	0.101	60	-0.26	0.971	-14	0.101	62	-0.22	0.975	-14
13000	0.107	51	-0.40	0.957	-15	0.106	59	-0.26	0.971	-15	0.105	62	-0.22	0.975	-15
14000	0.112	51	-0.42	0.954	-17	0.110	59	-0.30	0.968	-17	0.111	61	-0.24	0.973	-17
15000	0.119	51	-0.42	0.953	-18	0.117	58	-0.28	0.969	-18	0.117	60	-0.26	0.972	-18
16000	0.123	51	-0.44	0.952	-19	0.122	57	-0.28	0.969	-19	0.123	60	-0.26	0.972	-19
17000	0.129	49	-0.44	0.952	-20	0.130	56	-0.30	0.967	-20	0.129	57	-0.26	0.971	-20
18000	0.139	48	-0.46	0.950	-22	0.139	55	-0.32	0.965	-21	0.140	56	-0.28	0.970	-22

HPND-4028

Freq. (MHz)	$V_R = 0 \text{ V}$					$V_R = 10 \text{ V}$					$V_R = 30 \text{ V}$				
	$S_{11}/S_{22}$		$S_{21}/S_{12}$			$S_{11}/S_{22}$		$S_{21}/S_{12}$			$S_{11}/S_{22}$		$S_{21}/S_{12}$		
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.
1000	0.997	-4	-27.54	0.042	86	0.999	-3	-33.16	0.022	91	1.000	-2	-33.98	0.020	91
2000	0.988	-7	-21.74	0.082	79	0.997	-6	-27.34	0.043	86	0.998	-5	-28.18	0.039	86
3000	0.974	-11	-18.36	0.121	74	0.994	-8	-23.62	0.066	83	0.996	-7	-24.44	0.060	84
4000	0.958	-14	-16.10	0.157	69	0.991	-10	-21.12	0.088	81	0.992	-10	-21.94	0.080	82
5000	0.940	-17	-14.48	0.189	64	0.986	-13	-19.26	0.109	78	0.987	-13	-20.10	0.099	79
6000	0.921	-21	-13.20	0.219	70	0.979	-16	-17.66	0.131	75	0.982	-15	-18.42	0.120	76
7000	0.898	-24	-12.16	0.247	56	0.972	-19	-16.26	0.054	72	0.976	-18	-17.08	0.140	73
8000	0.879	-26	-11.36	0.271	52	0.965	-21	-15.20	0.174	70	0.970	-21	-15.92	0.160	71
9000	0.857	-29	-10.64	0.294	48	0.954	-24	-14.20	0.195	67	0.960	-23	-14.96	0.179	68
10000	0.836	-32	-10.12	0.312	46	0.942	-27	-13.44	0.213	65	0.950	-26	-14.20	0.195	66
11000	0.816	-35	-9.54	0.334	42	0.931	-30	-12.58	0.235	61	0.937	-29	-13.32	0.216	62
12000	0.795	-37	-9.10	0.351	40	0.917	-33	-11.84	0.256	59	0.926	-32	-12.62	0.234	60
13000	0.778	-40	-8.86	0.361	37	0.904	-36	-11.44	0.268	56	0.913	-34	-12.20	0.246	57
14000	0.761	-42	-8.44	0.379	33	0.892	-38	-10.80	0.289	52	0.903	-37	-11.52	0.266	54
15000	0.744	-44	-8.34	0.383	31	0.876	-41	-10.56	0.297	50	0.888	-39	-11.26	0.274	52
16000	0.733	-46	-8.04	0.397	28	0.867	-43	-10.12	0.312	46	0.881	-42	-10.80	0.289	48
17000	0.720	-48	-7.94	0.401	26	0.855	-45	-9.96	0.318	44	0.869	-44	-10.64	0.294	46
18000	0.709	-50	-8.00	0.399	24	0.846	-47	-9.94	0.319	42	0.861	-46	-10.64	0.294	44



## Annexe 14 : ÉVOLUTION DES PARAMETRES DU SP3T EN FONCTION DE LA POLARISATION ET DES CHRAGES

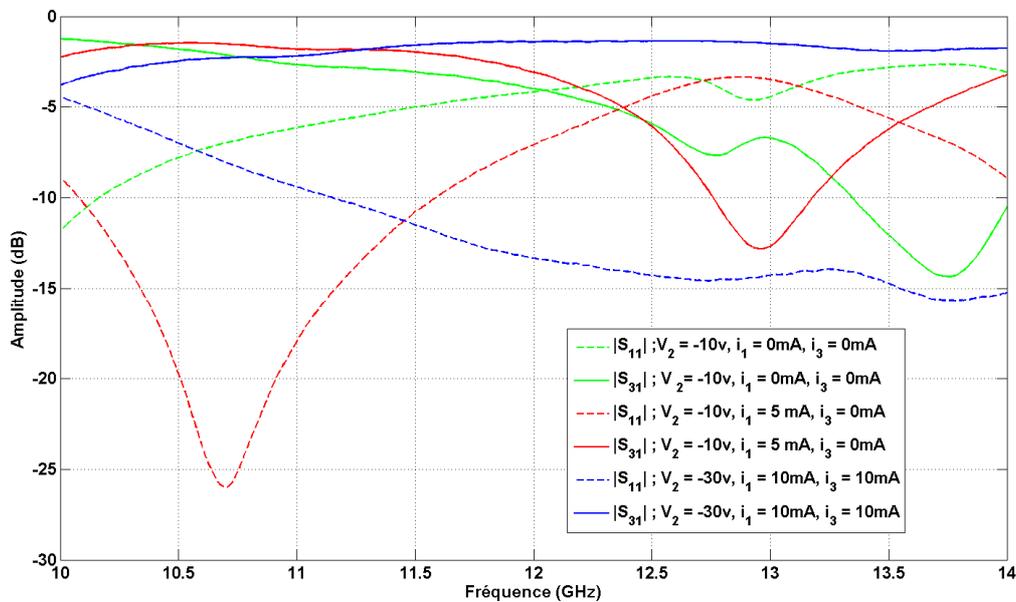


figure A14 1. Paramètres S du SP3T commutant l'énergie vers la sortie RF n° 2 (port n° 3)

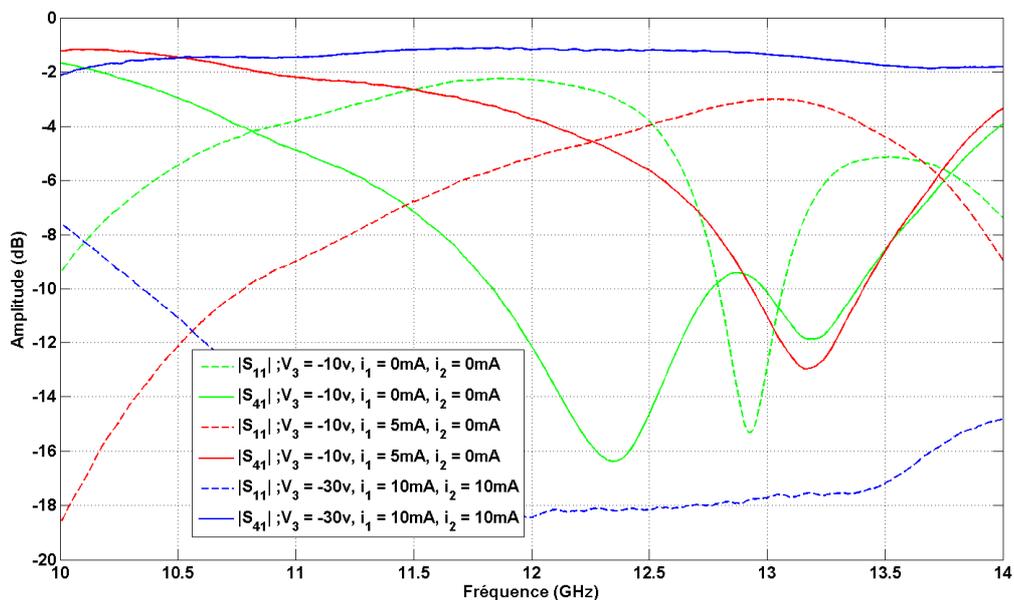


figure A14 2 Paramètres S du SP3T commutant l'énergie vers la sortie RF n° 3 (port n° 4)

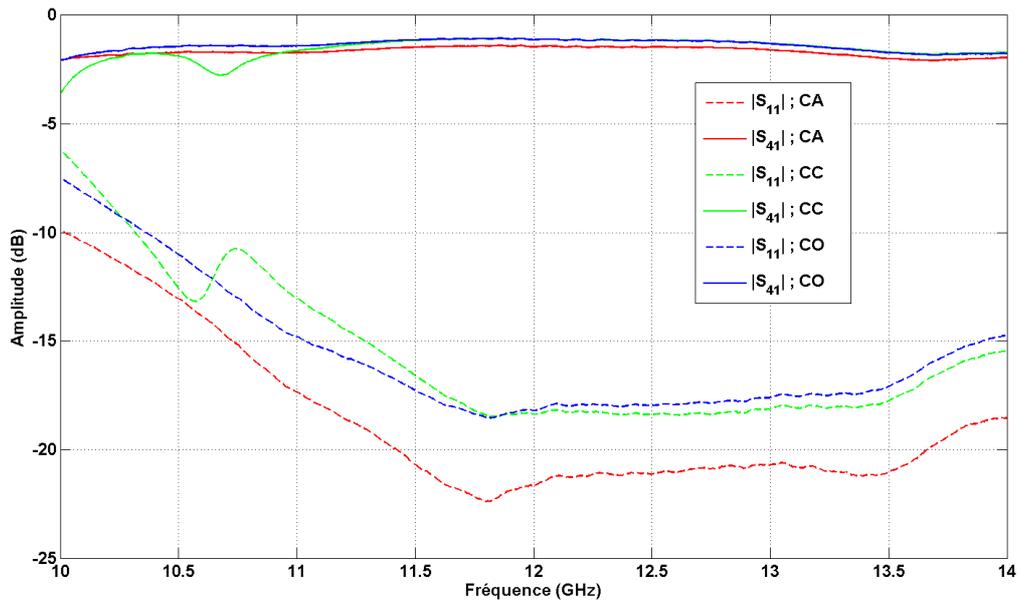


figure A14 3 . Paramètres S du SP3T commutant l'énergie vers la sortie RF n° 3 (port n° 4) et en chargeant les autres sorties par des charges adaptées ou des courts circuits idéaux

## ARTICLES

---

- **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"*  
The Second European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)  
Edinburgh UK, November 2007
- **M. KOUBEISSI, L. FREYTAG, C. DECROZE, T. MONEDIERE, B. JECKO**  
*"Multilayer switched beam antenna with cosecant-squared elevation pattern for communication systems"*  
EuCAP'2006 - European Conference on Antennas and Propagation  
PA5, Nice – France, November 2006
- **M. KOUBEISSI, C. DECROZE, T. MONEDIERE, B. JECKO**  
*"A new method design a butler matrix with broadside beam: application to a multibeam antenna"*  
Microwave and Optical Technology Letters, N°1, vol. 48, pp. 35-40 June 2005
- **M. KOUBEISSI, C. DECROZE, T. MONEDIERE, B. JECKO**  
*"Switched-beam antenna based on a novel design of butler matrices with broadside beam"*  
IEE Electronics Letters Vol. 41- Issue 20 - pp.1097 - 1098 September 2005
- **M. KOUBEISSI, C. DECROZE, N. FADLALLAH, M. DIBLANC, T. MONEDIERE, B. JECKO**  
*"Design of a new topology of Butler matrices with broadside beam for multibeam antenna"*  
28<sup>th</sup> ESA Antenna Workshop on Space Antenna Systems and Technologies  
Noordwijk – The Netherlands, WPP-247 - pp. 929-934, May 2005
- **M. KOUBEISSI, C. DECROZE, N. FADLALLAH, M. DIBLANC, T. MONEDIERE, B. JECKO**  
*"Conception d'une nouvelle topologie de matrice de Bulter à faisceau axial pour réalisation d'une antenne multifaisceaux"*  
14<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes - JNM 2005, Nantes, France, 7E1 - p. 156, Mai 2005
- **N. FADLALLAH, M. RAMMAL, M. KOUBEISSI, P. VAUDON**  
*"Neural network synthesis beamforming model for adaptive antenna arrays"*  
WSEAS Transactions on Communications  
Issue 3 - Vol. 4, pp. 130-134, March 2005
- **N. FADLALLAH, M. RAMMAL, M. KOUBEISSI, P. VAUDON**  
*"A phased arrays beams synthesis using neural network model"*  
WSEAS Conferences, Rethymno - Crete Island - Greece



**Résumé :** Ce mémoire est consacré au développement de nouveaux concepts d'antennes multifaisceaux à base de matrice de Butler, pour des systèmes de communication haut débit.

Tout d'abord, une nouvelle topologie de matrice de Butler a pu être mise en œuvre. Elle présente l'avantage de posséder un faisceau axial, tout en utilisant des coupleurs faciles à concevoir. Son intérêt réside dans la couverture radioélectrique étendue des zones. La réalisation d'un prototype à 12 GHz a permis de valider la nouvelle topologie développée.

Une nouvelle antenne à pointage électronique dans le plan horizontal et possédant un diagramme en cosécante carrée dans le plan vertical a été conçue et réalisée en technologie imprimée. Cette antenne a été réalisée pour le système LMDS (Local Multipoint Distribution Service) à 42 GHz, dans le cadre du projet européen BROADWAN et en partenariat avec THALES Communications. Cette solution est donc optimale puisqu'elle permet d'obtenir une meilleure couverture.

Enfin, un dispositif de commutation (SP3T) à base de diode PIN a été conçu sur le même substrat que l'antenne dans l'objectif de réaliser un premier ensemble intégré antenne multifaisceaux / commutateur. Une réalisation à 12 GHz confirme les propriétés du commutateur étudié.

---

**Study of multibeam antennas based on a novel Butler matrix topology.  
Design of the associated switching device.**

**Abstract:** This Ph.D thesis focuses on the new multibeam antennas development, based on a Butler matrix, for the broadband access systems. A new procedure to design a Butler matrix which aims to produce a broadside beam using 90° hybrids only is proposed. Its interest is well in the stretching zones coverage. The realization of a prototype at 12 GHz validates the novel developed topology procedure.

A new switched beam antenna in the azimuthal plane with cosecant squared shaped beam in the elevation plane was designed and fabricated with a microstrip technology. This antenna was designed for LMDS (Local Multipoint Distribution Service) applications at 42 GHz, within the BROADWAN European project framework and in partnership with THALES Communications. Thus, this solution is optimal since it gets rid of the shadowing zones.

Finally, a PIN diode switching device (SP3T) was designed on the same antenna substrate. The goal is to build a first integrated system made up of a multibeam antenna and a switch. The switch realization was fabricated at 12 GHz and the measures come to validate the design procedure.

---

**Discipline :** “ Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique”

---

**Mots clés :**

Antenne à pointage électronique  
Antenne multifaisceaux  
Matrice de Butler

Réseaux de communications sans fil  
Diagramme en cosécante carrée  
Commutateur à base de diode PIN

---

**Adresse du laboratoire :**

XLIM, Département OSA, Faculté des Sciences et techniques, Université de Limoges,  
123 avenue Albert Thomas 87060 Limoges Cedex