

Université du Québec
INRS-Énergies, Matériaux et Télécommunications

**Développement d'un réseau d'antennes à formation de faisceaux basé sur de
nouvelles Matrices de Butler**

Par
Mourad Nedil

Thèse présentée
Pour l'obtention
du grade de Philosophiae Doctor (Ph.D)
en TELECOMMUNICATIONS

Jury d'évaluation

Président du jury	Serioja Ovadio Tatu, INRS-EMT
Et examinateur interne	
Examineur externe	Smain Amari, Collège militaire Royal du Canada
Examineur externe	Jules Lebel, CRC
Directeur de recherche	Tayeb A. Denidni, INRS-EMT
Co-Directeur	Larbi Talbi, UQO

Résumé

Dans cette thèse, nous présentons une nouvelle topologie d'un réseau d'antenne à formation de faisceaux basée sur nouvelle matrice de Butler.

L'étude comporte trois volets portant respectivement sur la conception d'une antenne fente large bande, d'un réseau d'antennes et d'une matrice de Butler pour assurer la formation des faisceaux.

Dans un premier temps, on présente une étude d'antenne à fente alimentée par une ligne de transmission coplanaire. Le principe de fonctionnement de cette structure d'antenne repose sur le couplage électromagnétique alimenté par une ligne coplanaire. L'étude paramétrique de cette structure faite par le simulateur *Momentum* a permis de comprendre mieux le fonctionnement et l'influence de chaque paramètre sur le comportement de l'antenne, soit le réglage de l'impédance, l'efficacité ou la fréquence de résonance. Cette antenne a fourni de bonnes performances en terme de largeur de bande qui est très utile pour les systèmes de communication sans fil dans la bande des 5.8 GHz. Plusieurs géométries de l'élément rayonnant ont été développées pour permettre d'élargir la bande passante de cette antenne.

D'ailleurs, une nouvelle technique d'alimentation, combinant les deux types d'excitation inductive et capacitive, a été développée. Ceci a permis d'atteindre une largeur de bande de 30% au lieu de 8% avec une seule excitation.

Dans l'étape suivante nous présentons une optimisation de cette antenne en utilisant la technique broches EBG à l'élément simple de l'antenne ainsi pour le réseau à 2 et 3 éléments a permis d'augmenter l'efficacité jusqu'à 95 % sans perturber ni la bande passante des antennes ni la forme du diagramme du rayonnement. Tous ces prototypes d'antennes ont été fabriqués et validés.

Dans la troisième étape, nous introduisant le traitement RF (matrice de Butler) appliqué aux antennes développées auparavant. Deux structures de la matrice de Butler ont été développées, et fabriquées et validées. La première matrice conçue est à base de la technologie ligne à fente. Un nouveau coupleur hybride et un croisement en technologie ligne à fente ont été également et ont offert de bonnes performances en terme de couplage

et d'isolation. Les faisceaux simulés et mesurés obtenus montrent que la matrice offre de bonnes performances.

La deuxième structure de la matrice de Butler a été développée en technologie CPW multicouche qui a comme objectif d'éliminer tous croisements entre les lignes coplanaires. Cette exigence, nous a permis de concevoir une nouvelle structure de coupleur CPW directionnel multicouche et à large bande. La combinaison de ce coupleur et du coupleur directionnel dans la matrice a permis d'éviter l'utilisation des croisements. Cette solution offre de bonnes performances à la matrice en termes de pertes et de compacité.

L'assemblage du réseau avec la nouvelle matrice a été fait pour réaliser une antenne à faisceaux. Les résultats obtenus ont montré de meilleures performances en termes de directivité et de contrôle de diagramme de rayonnement.



Mourad Nedil



Tayeb A. Denidni

Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail à mon très cher
père, à ma très chère mère, à ma très chère
épouse, à mon très cher frère et à mes très chères
sœurs, à mes neveux et nièces adorés, à ma très
chère belle famille et à mes amis et à tous ceux
qui se distinguent explicitement.*

Remerciements

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Tayeb A. Denidni, professeur à l'INRS-EMT, qui a bien voulu assurer la direction de cette thèse, pour son soutien et ses précieux conseils, ainsi que son support moral tout le long de mon programme d'étude en vue d'obtenir le diplôme de Philosophiae Doctor (Ph.D).

Je tiens également à remercier mon co-directeur Monsieur Larbi Talbi, professeur à UQO, pour son soutien et ces conseils.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Monsieur Serioja Ovadio Tatu, Professeur à l'INRS-EMT, de me faire l'honneur de présider le jury de soutenance, ainsi qu'à Monsieur Smain Amari, professeur au Collège militaire Royal du Canada, et à Monsieur Jules Lebel, chercheur au CRC Ottawa, qui ont bien voulu assurer la tâche de rapporteur et de consacrer une partie de leur temps à l'examen de ce travail.

J'adresse de remerciements particuliers à tous les étudiants et enseignants que j'ai côtoyé à l'INRS-TELECOM, particulièrement Djaiz Azzeddine, Adnane Mohamed Habib, Mr et Mme Ghanem, Boutayeb Halim, Yacouba Coulibalay et Rao Quijiang pour leur fidèle amitié et leurs précieuses aides.

Enfin, je tiens à remercier tous mes amis ainsi que tous ce qui m'aiment.

Table des matières

Chapitre 1 Introduction général	
1.1 Généralités.....	1
1.2 Contexte.....	3
1.3 Définition du problème.....	4
1.4 Objectifs.....	4
1.5 Contributions.....	6
1.6 Publications.....	9
Chapitre 2 Antennes pour les systèmes de communications personnelles: Antennes Plaques	
2.1 Introduction.....	11
2.2 Caractéristiques des antennes plaques microruban.....	12
2.2.1 Géométrie des structures.....	12
2.2.2 Les antennes plaques.....	12
2.2.3 Les antennes à ondes progressives.....	14
2.2.4 Les antennes à couplage par ligne microruban rapprochée.....	16
2.2.5 Les antennes à fente alimentées par ligne microruban.....	17
2.2.6 Antennes plaques alimentées par couplage électromagnétique...17	
2.2.7 Les antennes à fente alimentées par ligne coplanaire.....	18
2.3 Antennes candidates : Antenne à fente excitée par une ligne coplanaire.....	20
2.4) Conclusion.....	23
Chapitre 3 La ligne coplanaire et les lignes à fente	
3.1 Introduction de la technologie uniplanaire	25
3.2 La ligne de transmission coplanaire.....	27
3.3 La ligne à fente.....	31
3.4 Conclusion.....	35

Chapitre 4 Antennes intelligentes et conformateurs de réseaux

4.1	Introduction.....	37
4.2	Principe de fonctionnement.....	38
4.3	Types d'antennes intelligentes.....	40
4.3.a	Faisceau multiple commuté	41
4.3.b	Faisceau adaptatif (adaptive beamforming).....	42
4.4	Conformateurs de faisceaux (Beamformers)	44
4.5	Balayage à faisceaux multiples	45
4.6	Beamformer quasi-optiques.....	46
4.6.a	Lentille de Bootlace.....	46
4.6.b	La lentille de Rotman.....	46
4.7	Exemples de type circuit.....	48
4.7.a	La matrice de Blass.....	48
4.7.b	Matrice de Nolen.....	50
4.8	Matrice de Butler.....	51
4.8.a	Introduction.....	51
4.8.b	Les conditions pour le design du system à faisceaux commutés en utilisant la matrice de Butler.....	54
4.8.c	Les phases progressives de la matrice de Butler.....	55
4.9	Les composants intrinsèques à la matrice de Butler.....	56
4.9.a	Les coupleurs 3-dB.....	56
4.9.b	Croisement (Cross-over).....	57
4.9.c	Déphaseurs.....	57
4.10	Conclusion.....	58

Chapitre 5 Antennes à fente excitées par couplage via une ligne coplanaire pour les applications sans fil

5.1	Introduction.....	59
5.2	Antenne à fente alimentée par une ligne coplanaire.....	60
5.3	Antenne à fente alimentée par une excitation capacitive.....	62
5.4	Mesure et validation.....	66

5.5	Antenne à fente alimentée par une excitation inductive.....	68
5.6	Antenne à fente alimentée par une double excitation.....	70
5.6.a	Mesure et validation.....	73
5.7	Influence de la forme géométrique de la fente rayonnante.....	75
5.7.a	Antenne à fente de forme cravate (BOW-TIE).....	75
5.7.b	Résultats et discussions.....	76
5.8	Antenne à fente de forme cravate modifiée.....	78
5.9	Réseaux d'antennes.....	80
5.9.a	Réseau à 2 éléments.....	81
5.9.b	Réseau à trois éléments.....	84
5.10	Conclusion.....	86
Chapitre 6 Optimisation des réseaux d'antennes à fente		
6.1	Introduction.....	89
6.2	Choix de l'élément d'antenne.....	90
6.3	Technique via EBG pour la récupération des ondes de fuites.....	92
6.4	Élément d'antenne avec via.....	95
6.4.a	Conception.....	95
6.4.b	Résultats et discussion.....	97
6.5	Réseaux d'antennes.....	102
6.5.a	Réseau à 2 éléments.....	103
6.5.b	Réseau à trois éléments.....	108
6.6	Conclusion.....	113
Chapitre 7 Matrice de Butler en technologie de ligne à fente		
7.1	Introduction.....	115
7.2	Rappel sur les transitions CPW-Ligne à fente.....	116
7.3	Conception de la matrice de Butler.....	119
7.3.a	Coupleur hybride 3 dB.....	119
7.3.b	Croisement.....	129
7.3.c	Déphaseurs.....	131
7.4	Matrice de Butler 4×4	131
7.5	Conclusion.....	138

Chapitre 8 Matrice de Butler en technologie CPW multicouche

8.1	Introduction.....	139
8.2	L'architecture de la matrice de Butler proposée.....	140
8.3	Coupleur CPW directionnel à couplage par fente.....	142
8.4)	Analyse quasi-statique du coupleur directionnel.....	142
8.4.a)	Le mode impair.....	144
8.4.a.1)	le mode impair (air)	144
8.4.a.2)	Mode impair (diélectrique).....	146
8.4.b.1)	Le mode pair (air).....	148
8.4.b.2)	Le mode pair (diélectrique).....	149
8.4.c)	Résultats et discussion.....	151
8.5)	Conception du coupleur.....	155
8.5.a)	Coupleur directionnel à couplage par fente de forme rectangulaire.....	156
8.5.b)	Le coupleur directionnel à couplage par fente de forme hexagonale.....	159
8.4.c)	Conclusion de la configuration des coupleurs directionnels.....	161
8.6)	Coupleur hybride.....	162
8.7)	Matrice de Butler 4×4	163
8.8)	Conclusion.....	171
	Conclusion Générale.....	173
	Références.....	177

Liste des figures

Fig. 2.1: Géométrie d'une antenne plaque.....	13
Fig. 2.2 : Différentes configurations d'antennes plaques.....	14
Fig. 2.3: Antennes à ondes progressives.....	15
Fig. 2.4 : Antenne à couplage par ligne microruban.....	16
Fig. 2.5 : Antennes à fentes alimentées par une ligne microruban.....	17
Fig. 2.6: Antenne microruban couplée par une fente.....	18
Fig. 2.7 : Antennes CPW (a) Antenne fente (b) Antenne boucle.....	21
Fig. 2.8 : Antennes à fentes alimentées par ligne coplanaire.....	21
Fig. 2.9: Antenne fente alimentée par couplage.....	22
Fig. 2.10: Antenne plaque alimentée par une ligne coplanaire (a) couplage inductif (b) couplage capacitif.....	22
Fig. 3.1 : Ligne coplanaire (a) Disposition (b) Lignes des champs.....	29
Fig. 3.2 : Ligne à fente (a) Disposition (b) Lignes des champs.....	34
Fig. 4.1: Structure d'une antenne intelligente.....	37
Fig 4.2.a : Diagramme de rayonnement.....	38
Fig 4.2.b : Evolution du gain sur le RSB après adaptation.....	38
Fig 4.2.c : Constellation avant traitement.....	38
Fig 4.2.d : Constellation après traitement.....	38
Fig. 4.3 : Structure d'un système à faisceau commuté.....	39
Fig. 4.4 : Système à faisceau commuté.....	40
Fig. 4.5 : L'antenne adaptative en émission et en réception.....	40
Fig. 4.6: Le diagramme rayonnement de l'antenne adaptative.....	41
Fig. 4.7 : Formes de diagrammes de rayonnement pour le type faisceau commuté et le type adaptatif.....	42
Fig. 4.8 : Lentille de Bootlace.....	44
Fig. 4.9 : Lentille de Rotman.....	46
Fig. 4.10 : Matrice de Blass.....	48
Fig. 4.11 : Diagramme de la matrice de Nolen.....	49
Fig. 4.12 : Matrice de Butler 4×4	50

Fig. 4.13 : faisceaux orthogonaux formés par la matrice de 8×8	51
Fig. 4.14 : Les pertes par croisement de faisceaux.....	51
Fig. 4.15 : Schéma de principe d'un coupleur à 3 dB.....	54
Fig. 5.1 : Antenne à fente alimentée par une ligne coplanaire.....	59
Fig. 5.2 : Distribution du courant magnétique dans la structure de l'antenne.....	60
Fig. 5.3 : Antenne à fente alimentée par une excitation capacitive.....	60
Fig. 5.4 : Pertes de retour de l'antenne en fonction de L_s	62
Fig. 5.5 : Perte de retour en fonction de L_m	62
Fig. 5.6.a : L'efficacité de l'antenne en fonction de S	63
Fig. 5.6.b : Le gain de l'antenne en fonction de S	63
Fig. 5.7 : Pertes de retour de l'antenne à fente à excitation capacitive.....	64
Fig. 5.8 : Diagramme de rayonnement (a) Plan H (b) Plan E.....	65
Fig. 5.9 : Antenne à fente alimentée par une excitation inductive.....	66
Fig. 5.10 : Pertes de retour de l'antenne à fente à excitation inductive.....	67
Fig. 5.11 : Pertes de retour de l'antenne en fonction de L_s	67
Fig. 5.12 : Antenne à fente alimentée par une double excitation.....	69
Fig. 5.13 : Pertes de retour de l'antenne en fonction de L_s	70
Fig. 5.14 : Pertes de retour de l'antenne en fonction de L'_s	70
Fig. 5.15 : Pertes de retour de l'antenne en fonction de L_m	71
Fig. 5.16 : Pertes de retour de l'antenne à fente à double excitation.....	71
Fig. 5.17 : Diagramme de rayonnement (a) Plan H (b) Plan E.....	72
Fig. 5.18 : La géométrie de l'antenne cravate à fente alimentée par une ligne coplanaire.....	73
Fig. 5.19 : Pertes de retour de l'antenne cravate.....	75
Fig. 5.20 : Pertes de retour de l'antenne en fonction de L_s	75
Fig. 5.21 : Pertes de retour de l'antenne en fonction de L_s	76
Fig. 5.22 : Diagramme de rayonnement (a) Plan H (b) Plan E.....	76
Fig. 5.23 : La géométrie de l'antenne cravate à fente alimentée par une ligne coplanaire.....	77
Fig. 5.24 : Pertes de retour de l'antenne cravate modifié.....	78
Fig. 5.25 : Diagramme de rayonnement (a) Plan H (b) Plan E.....	78

Fig. 5.26 : Disposition du réseau d'antenne à deux éléments.....	79
Fig. 5.27: Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne à deux éléments.....	80
Fig. 5.28: Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau à deux éléments (a) plan E (b) Plan H.....	81
Fig. 5.29 : Disposition du réseau d'antenne à trois éléments.....	82
Fig. 5.30 : Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne à trois éléments.....	83
Fig. 5.31: Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau à trois éléments: (a) plan E (b) Plan H	84
Fig. 6.1 : Disposition de l'antenne à fente alimentée par une ligne coplanaire.....	88
Fig. 6.2: Les ondes de fuite dans la ligne CB-CPW.....	89
Fig. 6.3 : Disposition des via dans deux lignes CB-CPW opposée.....	90
Fig. 6.4: Coefficients de transmissions pour les cas des lignes opposées.....	91
Fig. 6.5: La disposition des via entre des lignes CB-CPW parallèle.....	91
Fig. 6.6: Coefficients de transmissions pour les cas des lignes parallèles.....	93
Fig. 6.7: Structure de l'antenne élément avec des via.....	93
Fig. 6.8: Effet de la distance des via sur le comportement de l'antenne (a) distance frontal (b) distance Latéral.....	94
Fig. 6.9: Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne simple avec et sans via.....	95
Fig. 6.10: Coefficient de réflexion pour l'antenne simple avec via et avec un mur métallique (shorting wall).....	95
Fig. 6.11 : Efficacité de L'antenne avec et sans via.....	97
Fig. 6.12 : Diagramme de rayonnement de l'antenne simple avec et sans via (a) plan E (b) Plan H.....	97
Fig. 6.13: Puissance reçue relative de l'antenne simple élément avec et sans via.....	98
Fig. 6.14 : Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré de l'antenne avec via (a) Plan-H (b) Plan-E.....	99
Fig. 6.15: Disposition du réseau d'antenne à deux éléments.....	100

Fig. 6.16 : Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne à deux éléments avec et sans via.....	101
Fig. 6.17: Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau à deux éléments sans via (a) plan E (b) Plan H.....	102
Fig. 6.18 : Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau à deux éléments avec via (a) plan E (b) Plan H.....	103
Fig. 6.19 : Efficacité du réseau d'antenne avec et sans via.....	104
Fig. 6.20 : Puissance reçue relative du réseau d'antenne avec et sans via.....	104
Fig. 6.21: Disposition du réseau d'antenne à trois éléments.....	106
Fig. 6.22 : Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne à trois éléments avec et sans via.....	107
Fig. 6.23: Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau à trois éléments sans via : (a) plan E (b) Plan H.....	108
Fig. 6.24 : Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau à trois éléments avec via: (a) plan E (b) Plan H.....	109
Fig. 6.25 : Efficacité du réseau d'antenne à trois éléments avec et sans via.....	109
Fig. 6.26 : Puissance reçue relative du réseau d'antenne à trois éléments avec et sans via.....	110
Fig. 7.1: Différentes structure de transition CPW-ligne à fente et le circuit équivalent..	113
Fig. 7.2: Disposition de la transition CPW-ligne à fente.....	114
Fig. 7.3: Résultats de simulation des paramètres S de la transition CPW-ligne à fente..	114
Fig. 7.4 : Schéma de principe du coupleur.....	115
Fig. 7.5 : Différentes structures de coupleurs hybrides.....	117
Fig. 7.6: Structure du coupleur hybride: (a) hybride standard, (b) hybride en ligne à fente, (c) hybride équivalent.....	118
Fig. 7.7 : Coupleur hybride à base des lignes à fente.....	119
Fig. 7.8 : Paramètres S simulés du coupleur hybride.....	120
Fig. 7.9 : Paramètres S mesurés du coupleur hybride.....	120
Fig. 7.10 : Différence de phase simulée et mesurée du coupleur hybride.....	121
Fig. 7.11 : Disposition et les phases du coupleur de référence.....	121

Fig. 7. 12: Dispositions et les phases des différents orientations des transitions et les champs électriques équivalents.....	124
Fig. 7.13: Croisement (a) Disposition (b) Photographie du prototype fabriqué.....	126
Fig. 7.14 : Paramètres S du croisement en technologie ligne à fente (a) simulé (b) mesuré.....	127
Fig 7.15 : Disposition de la matrice de Butler 4 X 4 à base de la technologie ligne à fente.....	129
Fig. 7.16 : Résultats de simulation des pertes de retour et les pertes d'insertion (a) port 1(b) port 2.....	130
Fig. 7.17 : Résultats de mesure des pertes de retour et les pertes d'insertion (a) port 1(b) port 2.....	131
Fig. 7.18 : (a) Disposition du réseau d'antennes, (b) Pertes de retour de l'élément d'antenne et (c) Le couplage mutuel entre deux éléments d'antenne.....	132
Fig. 7.19 : Système global de la matrice de Butler incluse dans un réseau d'antennes...	133
Fig. 7.20 : Faisceaux générés par la matrice de Butler (a) Simulés (b) Mesurés.....	134
Fig. 8.1 : Schéma block de la matrice de Butler proposé.....	138
Fig. 8.2 : Configuration du coupleur CPW directionnel à couplage par fente.....	138
Fig. 8.3 : Distribution du champ électrique dans le coupleur, (a) mode impair (b) mode pair.....	139
Fig. 8.4 : Transformation par la représentation conforme du mode impair (air).....	140
Fig. 8.5 : Transformation par la représentation conforme du mode impair (diélectrique).....	143
Fig. 8.6 : Transformation par la représentation conforme du mode pair (air).....	144
Fig. 8.7 : Transformation par la représentation conforme du mode pair (diélectrique).	146
Fig. 8.8 : Mode impair (a) Impédance caractéristique (a) Constante diélectrique relative.....	148
Fig. 8.9 : Mode pair en fonction de W/h (a) Impédance caractéristique (a) Constante diélectrique relative.....	149
Fig. 8.10 : Mode pair en fonction de W/G (a) Impédance caractéristique (a) Constante diélectrique relative.....	150

Fig. 8.11 : Coefficient de couplage en fonction de W/G	151
Fig. 8.12 : Longueur d'onde normalisée du mode pair et impair.....	151
Fig. 8.13 : La photographie du prototype du coupleur directionnel fabriqué.....	153
Fig. 8.14 : Paramètres S du coupleur proposé (a) Simulé (b) Mesuré.....	154
Fig. 8.15 : Différence de phase simulée et mesurée.....	154
Fig. 8.16 : Coupleur directionnel à couplage de forme hexagonal (a) Disposition (b) Fabriqué.....	156
Fig. 8.17 : Paramètres S du coupleur proposé à couplage de forme hexagonale (a) Simulé (b) Mesuré.....	157
Fig. 8.18 : Différence de phase simulée et mesurée.....	157
Fig. 8.19 : Disposition du coupleur hybride CB-CPW.....	158
Fig. 8.19 : Paramètres S du coupleur hybride (a) Amplitude (b) Phase.....	159
Fig. 8.20 : Matrice de Butler $4X4$ (a) (b) prototype fabriqué.....	161
Fig. 8.21 : Coefficients de réflexion et de transmission simulés (a) port 1, (b) port 2....	162
Fig. 8.22 : Coefficients de réflexion et de transmission mesurés (a) port 1 (b) port 2....	163
Fig. 8.23 : Différences de phases simulées des ports adjacents: (a) port 1 (b) port 2.....	164
Fig. 8.24: Différences de phases mesurées des ports adjacents: (a) port 1 (b) port 2.....	165
Fig. 8.25 : Réseau d'antennes à fente alimenté par une ligne: (a) Disposition (b) prototype fabriqué.....	166
Fig. 8.26 : Faisceaux générés par la matrice de Butler plus le réseau d'antennes : (a) Simulé, (b) Mesuré.....	167

Liste des tableaux

Tableau 3.1: Différentes géométries de la ligne CPW.....	28
Tableau 4.1 : La différence de phase aux éléments d'antennes pour une matrice de Butler	53
Tableau 4.2 : Les phases progressives aux éléments d'antennes pour une matrice de Butler de 2x2.....	53
Tableau 4.3 : Les phases progressives aux éléments d'antennes pour une matrice de 4x4.....	54
Tableau 5.1: Paramètres de l'antenne à excitation capacitive.....	61
Tableau 5.2: Paramètres de l'antenne à excitation inductive.....	66
Table 5.3: Paramètres de l'antenne à double excitation.....	68
Tableau 5.4: Paramètres de l'antenne cravate.....	73



INTRODUCTION GENERALE

1.1 Généralité

Récemment, une énorme expansion des activités en télécommunications s'est produite, concentrée dans le domaine des systèmes de communications sans fil. Ces systèmes diffèrent des systèmes de communications précédents de deux façons; la première, c'est la liberté associée à la mobilité de l'utilisateur qu'il soit à l'intérieur des édifices, dans sa voiture ou au travail. La deuxième, c'est que ces systèmes combinent les services de voix et de données avec l'intelligence des réseaux téléphoniques commutés (PSTN).

Dans les systèmes d'antennes traditionnels, les transmissions omnidirectionnelles de radio fréquence (RF) sont soumises aux interférences, ce qui donne une qualité plutôt médiocre. En effet, ce type de couverture est nécessaire car l'emplacement de l'utilisateur est inconnu. Ce type de transmission a pour conséquence de polluer l'environnement électromagnétique en rayonnant de la puissance dans des directions inutiles.

Au contraire, des systèmes d'antennes plus intelligents déterminent l'emplacement d'un utilisateur et visent à concentrer l'énergie seulement dans les directions souhaitables. Ce concept existe déjà depuis de nombreuses années dans le domaine de la défense, mais jusqu'à récemment ce sont des barrières de coûts qui ont empêché son utilisation dans des systèmes grand public.

En principe les équipementiers de réseaux sans fil offrent deux approches générales: des réseaux d'antennes à faisceaux commutables et des réseaux d'antennes adaptés. Ces deux systèmes visent d'accroître le gain selon l'emplacement de l'utilisateur. Le système adaptatif propose un gain optimal tout en minimisant les signaux d'interférences. Cependant, ce système a une structure complexe et coûteuse [34].

L'approche du système à faisceaux commutables (appelé plus souvent répartiteur de faisceaux) est une extension de la méthode de sectorisation cellulaire actuelle dans laquelle un site est découpé typiquement en trois ou quatre macro-secteurs de 120° et 90° respectivement. Le répartiteur de faisceaux subdivise alors l'ensemble des macro-secteurs en plusieurs micro-secteurs contenant chacun un diagramme de rayonnement prédéterminé avec bien entendu une plus grande sensibilité au centre du faisceau et une sensibilité moindre ailleurs. Ainsi lorsque l'utilisateur pénètre dans un macro-secteur particulier, le répartiteur opte pour le micro-secteur contenant le signal le plus fort.

Les problèmes sont assez différents de ceux que l'on a l'habitude de traiter puisque le critère "faible coût" doit être pris en compte à priori et constituent une orientation majeure de la recherche. Les défis qui émergent actuellement sont l'augmentation de la capacité des systèmes cellulaires pour répondre aux marchés sans cesse en croissance, le

développement des systèmes sans fil large bande pouvant supporter des applications multimédia stratégiques pour les différents opérateurs de télécommunications. Donc, l'avènement opportun de la technologie des antennes intelligentes donnera un avantage concurrentiel dont toute l'industrie des télécommunications pourra tirer profit de cette nouvelle technologie.

1.2 Contexte

Le domaine d'antennes intelligentes est interdisciplinaire, incluant plusieurs secteurs ; électromagnétisme, les techniques RF d'analyse et de conception d'antennes et le traitement du signal. Autrement dit, l'électromagnétisme et les techniques RF sont primordiaux pour développer les communications sans fil et le traitement numérique du signal est capital pour rendre ces systèmes intelligents. Les antennes intelligentes sont des systèmes complexes dans lesquelles cohabitent des réseaux d'antennes et des techniques de traitement du signal adaptatif. Le système d'antennes adaptatif contrôle d'une manière automatique le faisceau pour augmenter le gain en direction du signal désiré. Cependant, l'implémentation physique des antennes adaptatives est plus complexe que celle des systèmes d'antennes à faisceaux commutés. En outre, les systèmes d'antennes à multiples faisceaux à base de la matrice de Butler sont des techniques conçues pour améliorer la capacité de la station de base sans aucune modification à l'unité mobile.

Il est important de souligner que c'est l'antenne et la matrice de Butler qui constituent les éléments principaux dans un système à formation de faisceaux. Ayant un système intelligent, ce type d'antenne conditionne la coexistence des systèmes en rayonnant de façon sélective dans l'espace en vue de réduire l'effet du brouillage. De ce fait, les spécifications en vue de la réalisation d'antenne et la matrice ont singulièrement évolué. C'est dans cette optique, qu'on a entamé un projet de recherche qui vise principalement à la conception et la réalisation de nouvelles antennes ainsi un nouveau système du traitement RF basé sur une matrice de Butler utilisant des technologies appropriées telles que la technologie coplanaire CPW (Coplanar Waveguide) et la technologie ligne à fente (Slotline), en vue d'être utilisés dans des systèmes de communications sans fil à large bande.

1.3 Définition du problème

Les technologies des antennes et de la matrice de Butler utilisées dans les bandes de fréquences autour de 900 MHz 2 GHz et 5 GHz ne suffisent pas à répondre aux demandes du marché. Pour pallier à ce problème, il s'est avéré nécessaire d'aller exploiter d'autres solutions nouvelles dans la même bande, afin d'assurer une assez large bande pour supporter des applications multimédia stratégiques pour différents opérateurs de télécommunications. L'élément de base dans un tel système est l'antenne qui doit être bien adapté pour l'acheminement de l'information ainsi que la matrice de Butler pour assurer la formation de faisceaux.

Pour les antennes, les produits opérant et disponibles dans la bande 5 GHz sur le marché ne répondent guère aux exigences et aux attentes des futurs systèmes de communications à haut débit. Plusieurs topologies d'antennes planaires (CPW, microruban) ont été proposées durant ces dernières décennies pour augmenter la bande de fréquence qui est de l'ordre de $\sim 2\%$. Cette bande reste toutefois insuffisante pour les applications à haut débit. Dans cette perspective, on vise de développer des antennes CPW large bande opérant dans la bande 5.8 GHz. Nous avons orienté nos efforts vers des topologies inexistantes (originales) afin de résoudre le problème de largeur de bande. Par ailleurs, pour la formation de faisceaux, la technologie de la matrice de Butler existante utilise la technologie microruban qui offre une largeur de bande qui reste toute fois étroite. De plus, celles-ci ont une taille assez importante. Dans cette perspective, on a focalisé nos efforts de recherches pour utiliser d'autres technologies (CPW et lignes à fente) et d'autres structures des éléments de la matrice afin de résoudre les problèmes de la largeur de bande, des pertes et de la taille.

1.4 Objectifs

Le projet de recherche proposé dans un premier volet, vise à la conception de nouvelle antenne opérant dans la bande 5.8 GHz en vue de son intégration comme élément de base dans un système d'antennes-réseaux. Dans un deuxième volet, une matrice Butler a été développée. L'assemblage du réseau et la matrice a été fait pour l'extension de la couverture, l'amélioration de l'immunité vis-à-vis des trajets multiples, la suppression d'interférence et l'accès multiple à répartition spatiale.

En résumé, les objectifs fixés sont classés comme suit :

- 1) Développer de nouvelles topologies d'antennes CPW à large bande.
- 2) Concevoir des antennes - réseaux CPW.
- 3) Développer une nouvelle matrice de Butler compact pour assurer le traitement d'antenne.
- 4) Intégration du réseau et la matrice en vue de développer un système à formation de faisceaux.

De ce fait, l'organisation de cette thèse est présentée comme suit :

Les premiers chapitres (chapitres 2, 3 et 4) comprennent quelques notions de base sur les systèmes de télécommunications et les antennes, ainsi qu'un important état de l'art sur les différentes techniques d'alimentation des antennes et les systèmes de commutation de faisceaux mettant en avant leurs points forts et leurs points faibles. Ces différentes techniques sont ensuite comparées afin d'opter pour choisir la technique d'alimentation des antennes la plus optimale et pour justifier le choix de la matrice de Butler. Les technologies coplanaires et lignes à fente sont également présentées pour montrer les avantages de leur utilisation dans les systèmes de réseau d'antennes.

Le chapitre 5 est consacré à présenter une nouvelle topologie d'antenne (originale) qui conjugue les avantages d'excitation par couplage électromagnétique et les propriétés intéressantes de la ligne coplaire. Cette topologie présente les avantages suivants :

- une possibilité de dissocier les fonctions propres du circuit d'alimentation et celles de l'élément rayonnant, obtenant ainsi une meilleure isolation.
- une augmentation relative de la bande passante obtenue en optimisant les paramètres de l'antenne.
- Une facilité d'assurer l'adaptation en impédance de l'antenne qui est grandement accrue grâce au nombre conséquent de degré de liberté offert.

Au cours du chapitre 6, nous présentons une technique d'EBG (Electromagnetic Band Gap), qui a été proposé dans le but d'améliorer les performances de l'antenne conçue

surtout en termes d'efficacité et de gain. Cette technique a été appliquée à l'élément et aux antennes-réseaux. Ceci a permis de vérifier la faisabilité de cette technique, surtout pour le réseau en série. Avec cette technique, plus de 30 % d'efficacité a été récupéré.

Le chapitre 7 décrit en détail la nouvelle matrice de Butler et ces éléments en technologie ligne à fente. Tout d'abord, une partie théorique est consacrée à la description du coupleur et au croisement. Ces nouveaux composants (coupleurs à -3 dB, croisements) ont été conçus et réalisés en utilisant des hautes impédances pour faciliter la fabrication de la matrice. Une transition CPW-ligne à fente a également été introduite dans les entrées et sorties de la matrice pour pouvoir faire des mesures ainsi incorporer la matrice avec d'autres composants (ex : antennes).

Dans le chapitre 8 un nouveau réseau multicouche à formation de faisceaux basé sur la matrice de Butler 4×4 a été étudié et implémenté. Il est très important de signaler que c'est la première fois que la matrice de Butler a été conçue en technologie CPW. Pour éviter tous croisements des lignes dans la matrice, un nouveau coupleur directionnel à large bande multicouche employant la technique de la fente couplée (broadside CPW slot-coupled coupler) est également analysé, conçu et présenté pour être utilisé comme la clef de la matrice de Butler CPW sans croisement.

1.5 Contributions

Les principales contributions à la recherche touchent deux volets: les antennes et la matrice de Butler.

Partie Antennes :

- Mise au point d'une configuration entièrement originale d'une antenne à fente alimentée par une ligne coplanaire. Une nouvelle technique d'alimentation combinant l'alimentation inductive et capacitive. Avec cette nouvelle configuration on a pu augmenter la bande passante jusqu'à 30 % ce qui permet de l'utiliser dans les systèmes de communication sans fil à haut débit.

Les résultats obtenus ont fait l'objet de plusieurs publications dans des conférences internationales spécialisées dans le domaine des antennes et dans les revues.

Partie Traitements d'antennes :

La partie traitement d'antenne est basée sur la technique de la matrice de Butler. Dans cette partie, on a conçu un nouveau coupleur directionnel à très large bande. Ce coupleur est en technologie coplanaire à couplage par fente. Cette technique est nouvelle et a permis non seulement de résoudre le problème des lignes croisées dans la matrice de Butler, mais également de réduire la taille de la matrice en adoptant la structure à doubles couches.

- On a optimisé le coupleur directionnel ci-dessus en lui améliorant la zone de couplage, ainsi la transition entre la ligne coplanaire et la zone du couplage. Cette technique a offert une augmentation de la bande passante de 80 % à 100%.

- On a conçu et réalisé un nouveau coupleur à base de la technologie ligne à fente (Slot line). Le coupleur conçu a pour objectif d'éviter les ponts à air, comme utilisé avec la technologie CPW. La transition CPW-ligne à fente combinée avec ce coupleur a énormément facilité la fabrication à haute impédance.

- Une matrice de Butler 4×4 à base de la technologie des lignes à fente 4×4 a été conçue, fabriquée et examinée à la bande de 5.8 GHz. Le système proposé a les avantages de bas coût, de petit volume, de poids léger et de fabrication facile. Avec ces caractéristiques, la matrice de Butler proposée convient parfaitement aux applications sans fil telles que la technologie IEEE802.11.

- Une matrice de Butler 4×4 en technologie coplanaire CPW a été conçue, fabriquée et examinée en utilisant une structure de deux couches à la bande de fréquence de 5.8 GHz. Le circuit a de faibles pertes. Cette nouvelle configuration démontre la possibilité que les matrices de Butler peuvent être réalisées sans avoir recours à aucun croisement entre ligne de transmission comme dans le cas conventionnel. Ces dispositifs rendent la matrice proposée de Butler appropriée aux réseaux sans fil à 5.8 GHz. Les résultats sur la matrice ont fait l'objet de plusieurs articles de journaux et de conférences internationales spécialisées dans le domaine des circuits RF.

Enfin la combinaison de ces deux contributions, on a également conçu un réseau d'antenne de quatre éléments à formation de faisceaux. Les résultats obtenus ont montré clairement la validité du concept proposé.

Publications

Articles de revue

- 1) **M. Nedil, A.T. Denidni, L. Talbi, "DESIGN OF A NEW DIRECTIONAL COUPLER USING CPW MULTILAYER TECHNOLOGY"**, Microwave and Optical Technology Letters (Accepté)
- 2) **M. Nedil, A.T. Denidni, L. Talbi, "Novel Butler Matrix Using CPW Multilayer Technology"**, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Accepté.
- 3) **M. Nedil, A.T. Denidni, L. Talbi, "Wideband slot antenna using a new feeding technique for wireless applications"**, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, September 2005.
- 4) **M. Nedil, A.T. Denidni, L. Talbi, "CPW multilayer slot-coupled directional coupler"**, Electronics Letters, Vol 41, Issue12, 9 June 2005

Articles de conférences

- 5) **M. Nedil, A.T. Denidni, L. Talbi, "Design and implementation of a new Butler Matrix using slot line technology"**, IEEE RWS 2006, IEEE Radio and Wireless Symposium (Part of MTT Wireless week), Accepté.
- 6) **M. Nedil, A.T. Denidni, L. Talbi, "Novel Butler Matrix Using CPW Multilayer Technology"**, Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005. IEEE, Volume: 2, pp : 1433 -1436 , July 3-8, 2005 Washington D.C.
- 7) **M. Nedil, A.T. Denidni, L. Talbi, "New Slot Antenna Fed by Double Excitation for Wideband Wireless Applications"**, 10th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM 2004), OTTAWA, (Publié).
- 8) **M. Nedil, A.T. Denidni, L. Talbi, "Experimental Investigation of a Novel Bow-Tie Slot Antenna for Wideband Wireless Applications at 5.8 GHz"**, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 4, pp. 4475-4478, 20-25 June 2004.
- 9) **M. Nedil, A.T. Denidni, L. Talbi, "Design of a Broadband slot Antenna Fed by CPW for Wireless Application at 5.8 GHz."**, VTC2004Spring, Vol. 1, pp. 18-21, May 11-14 2004, Italy
- 10) **M. Nedil, , L. Talbi, A.T. Denidni, "Design of Broadband Printed Slot Antennas for wireless millimeter-wave Applications"**, 2003 IEEE Topical Conference on Wireless communication Technology, pp. 23-24, Honolulu, Hawaii, October 15-17, 2003
- 11) **M. Nedil, A.T. Denidni, L. Talbi, "A new back-to-back slot bow-tie antenna for millimeter-wave applications"**, Electrical and Computer Engineering, 2003.

IEEE CCECE 2003. Canadian Conference on, Volume: 3, pp : 1433 -1436, May 4-7, 2003

- 12) **M. Nedil, A.T. Denidni, L. Talbi, "Design of a new bow-tie slot antenna excited by inductively and capacitively feeding configurations "**, Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE, Volume: 2, pp. 896 - 899, June 22-27, 2003.
- 13) **M. Nedil, A.T. Denidni, L. Talbi, "Millimeter Wave Design of New Two-Imbricated-Slot Antennas for Increasing the Bandwidth at Ka Band"**, IEE ICAP 2003, International Conference on Antennas and Propagation, pp. 534-537, London, UK, 2003.

Chapitre 2

Antennes pour les systèmes de communications personnelles: Antennes Plaques

2.1) Introduction

Ce chapitre a pour but la présentation des différents types d'antennes appliquées dans le domaine de la communication personnelle.

L'antenne plaque n'est pas un concept nouveau; il est apparu dès 1953 avec DESCHAMPS [1], et les premières réalisations virent le jour vers 1970 avec HOWELL [2] et MUNSON [3]. Le développement prodigieux de ce type d'antennes est né. Des progrès considérables ont été réalisés ces dix dernières années dans le domaine de la miniaturisation et de l'intégration des circuits électronique, en vue de réaliser une nouvelle génération d'antennes de faibles poids et d'encombrement moindre. De plus les antennes plaques bénéficient de la technologie des circuits imprimés. Avec cette technologie, ces antennes offrent, en outre leurs avantages mécaniques (faible épaisseur, faible poids, la faculté de se conformer à des surfaces courbées, l'encastabilité dans les murs), des possibilités de conception à faible coût et à grande échelle. Cependant, les

performances de ces antennes en termes de largeur de bande et de gain sont assez limitées.

Actuellement, il existe différentes configurations d'antennes plaques variant selon la géométrie de l'élément rayonnant et selon le type d'alimentation de celui-ci. Du point de vue théorique, les méthodes employées pour l'analyse de ces microantennes sont également nombreuses.

2.2) Caractéristiques des antennes plaques microruban

2.2.1) Géométrie des structures

Les antennes planaires se présentent sous différentes formes, les plus connues sont les antennes plaques, les antennes à ondes progressives, les antennes à fente alimentées par microruban, les antennes plaques alimentées par couplage électromagnétique et les antennes à fente alimentées par ligne coplanaire. Dans les sous-sections suivantes, les différents types d'antennes seront décrits et analysés.

2.2.2) Les antennes plaques

Elles sont composées d'un substrat diélectrique d'épaisseur h , généralement très petit par rapport à la longueur d'onde, sur lequel est déposée une fine couche métallique de forme quelconque appelée élément rayonnant. La face inférieure (plan $z=0$) est totalement métallisée et constitue le plan de masse (voir Fig. 2.1)

La structure physique de l'antenne microruban est très simple et peut prendre n'importe quelle forme géométrique. Différentes structures sont présentées sur la Fig. 2.2. Certaines ont déjà été analysées : antennes rectangulaires [4], circulaires elliptiques [5], triangulaires et polygonales [6].

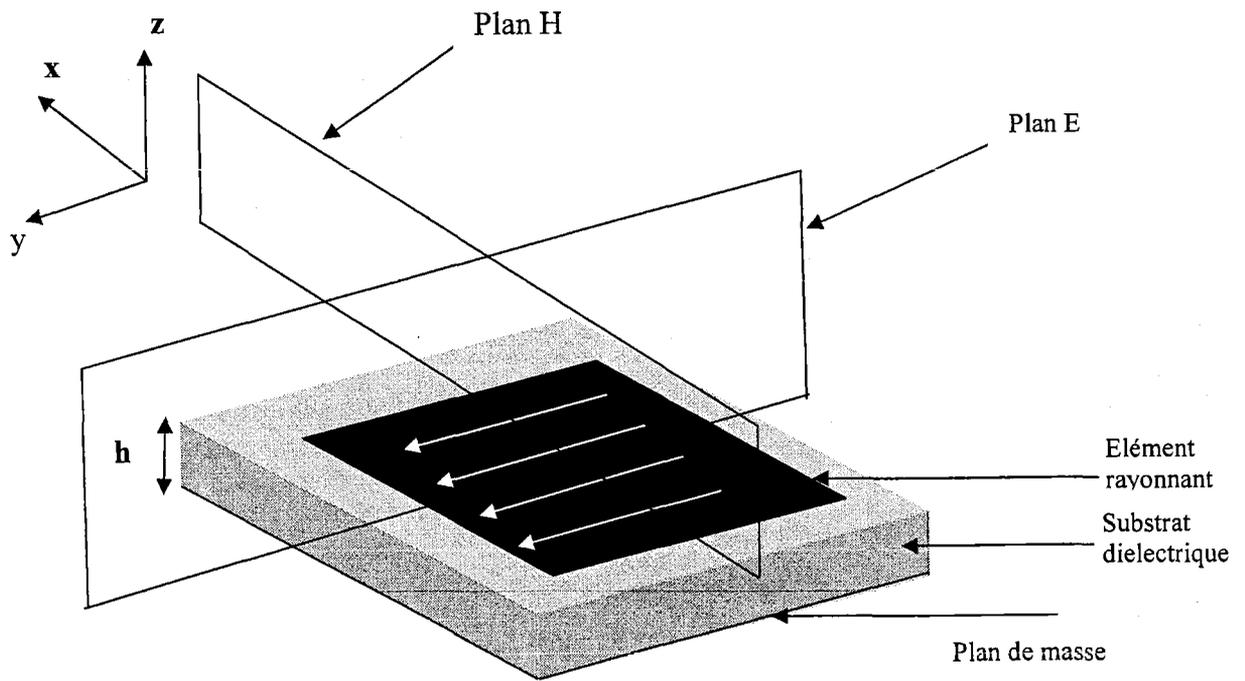


Fig. 2.1: Géométrie d'une antenne plaque.

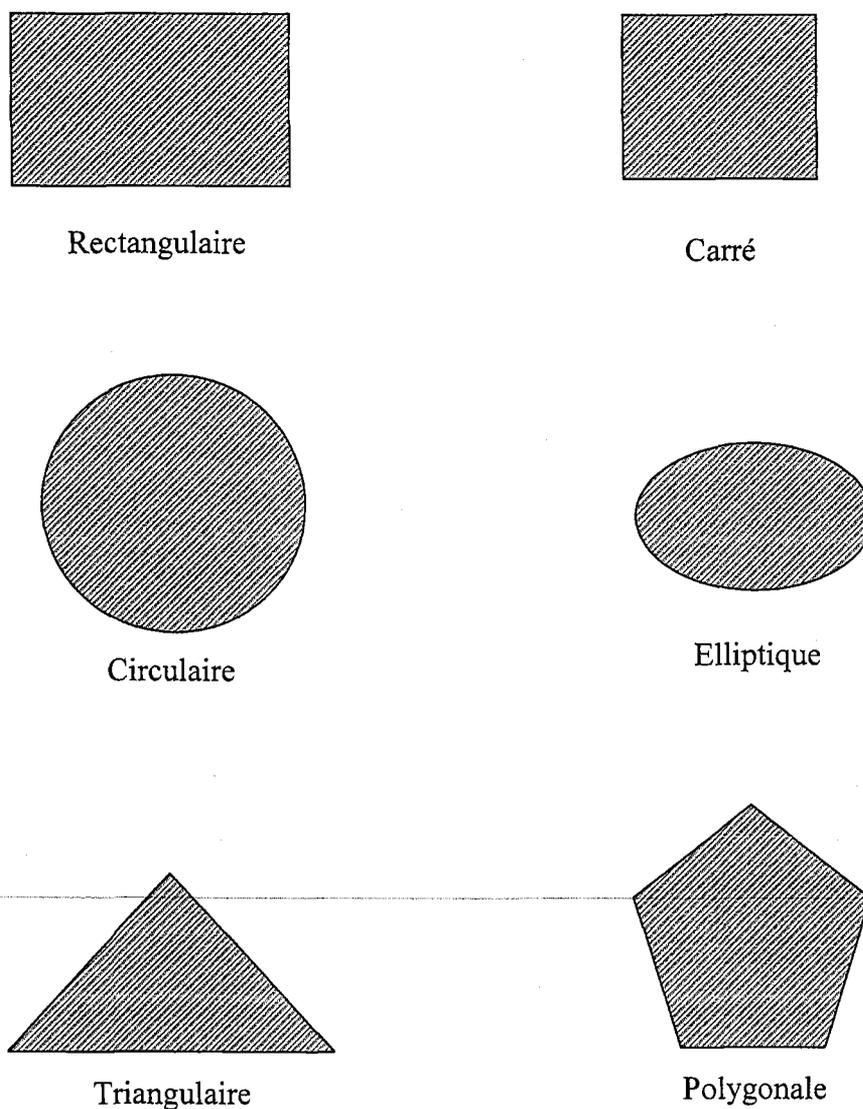


Fig. 2.2 : Différentes configurations d'antennes plaques

2.2.3) Les antennes à ondes progressives

Une ligne de transmission de dimensions finies rayonne de l'énergie. En effet, alimentée par son générateur, elle est parcourue par un courant qui, si la ligne est adaptée, est absorbé par la charge. On forme ainsi une ligne à onde progressive où l'élément rayonnant est un ruban conducteur parfois à structure périodique, long de quelques

longueurs d'onde et dont l'extrémité libre est "fermée" sur une charge résistive adaptée.
Fig. 2.3 montre quelques exemples d'antennes à ondes progressives.

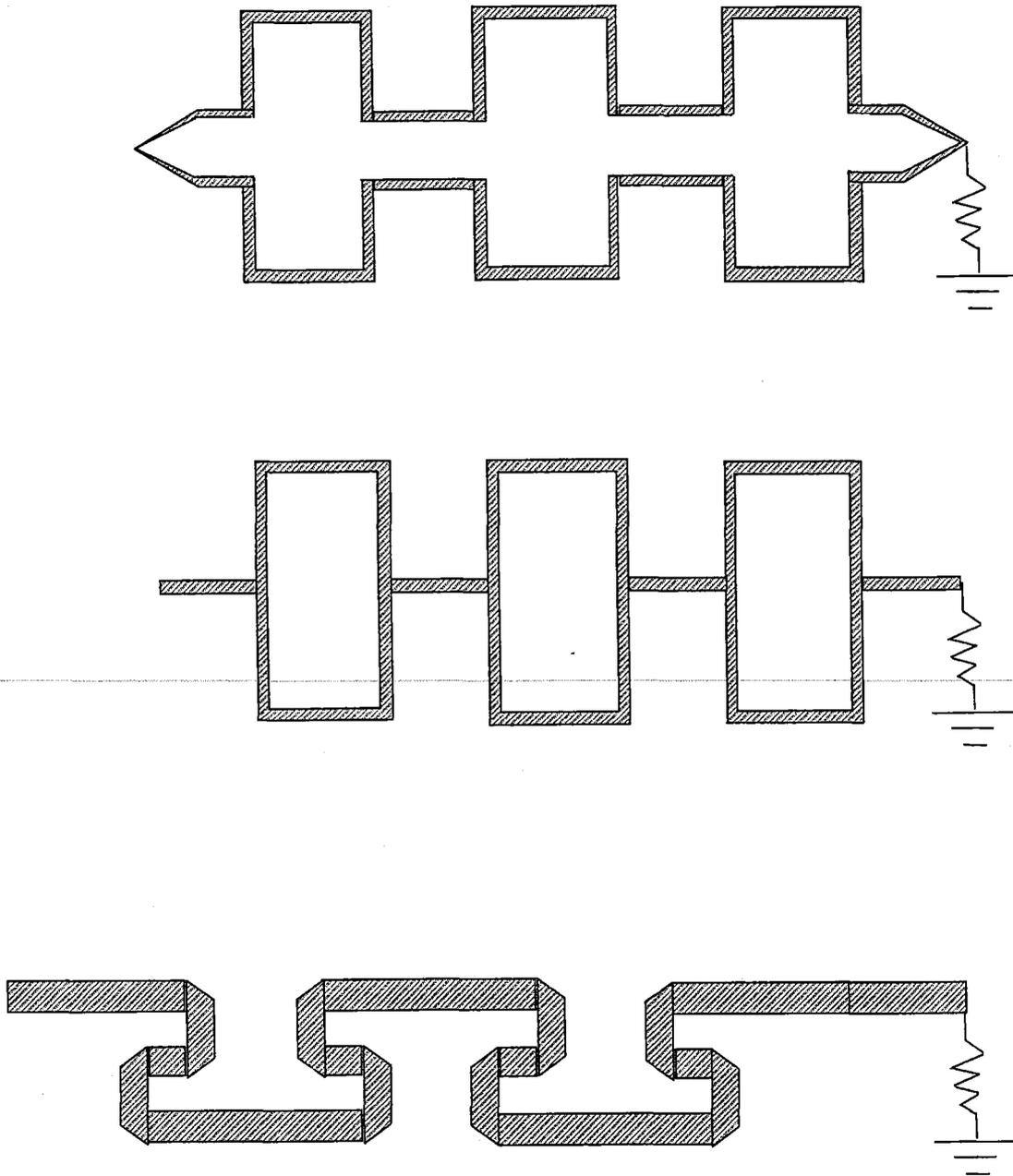


Fig. 2.3: Antennes à ondes progressives

2.2.4) Les antennes à couplage par ligne microruban proche

Parmi les configurations possibles, on retrouve celle où on a deux substrats avec un plan de masse tout en bas, une ligne microruban (alimentation au milieu) et l'élément rayonnant au dessus comme indiqué sur la Fig. 2.4.

Les substrats peuvent avoir différents constants diélectriques et différentes épaisseurs. Elles sont choisies pour améliorer les performances de l'antenne. Le fait que la ligne d'alimentation se trouve sur un autre plan (inférieur par rapport a celui de la plaque) permet son introduction bien en dessous du patch, ce qui augmente le couplage.

Le couplage qui est de nature capacitive est globalement contrôlé par deux facteurs : la largeur de la plaque W et la distance L_s (Inset). Le couplage augmente avec l'augmentation de L_s pour atteindre son maximum à $L_s=L/2$. Par ailleurs, l'augmentation de la largeur W produit l'effet inverse avec une diminution du couplage entre la ligne et la plaque.

L'inconvénient dans ces techniques est la difficulté qu'on peut avoir pour bien aligner la plaque et la ligne d'alimentation étant donné qu'il ne sont pas dans le même plan.

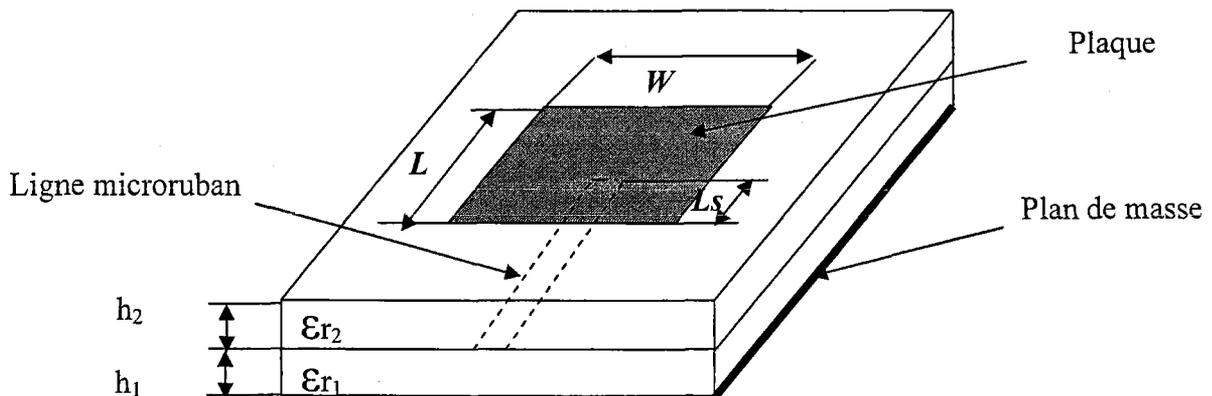


Fig. 2.4 Antenne à couplage par ligne microruban.

2.2.5) Les antennes à fente alimentées par ligne microruban

Elles sont formées d'une fente dans le plan de masse et sont alimentées par une ligne microruban. Cette fente peut être large ou étroite, en cercle ou en anneau (Fig. 2.5).

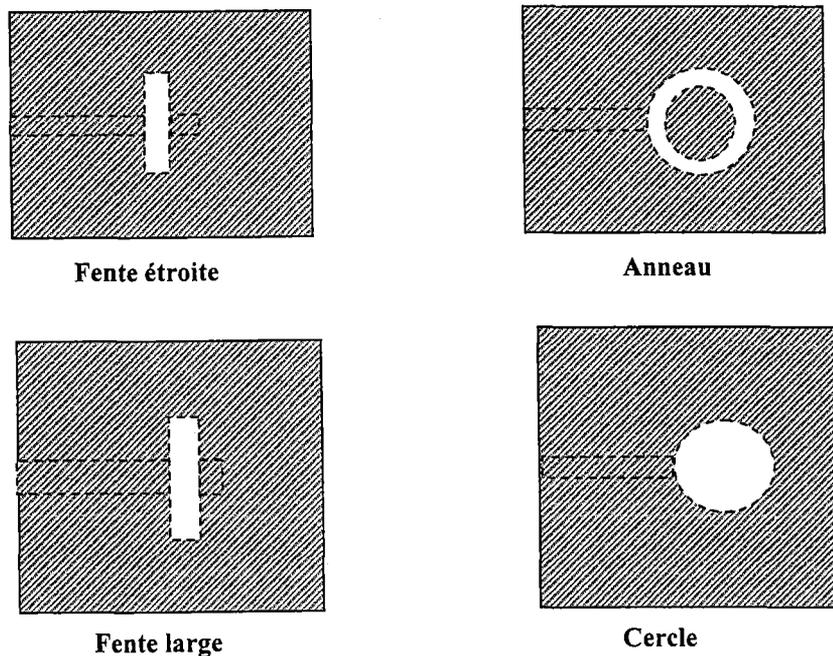


Fig. 2.5 Antennes à fentes alimentées par une ligne microruban

2.2.6) Antennes plaques alimentées par couplage électromagnétique

L'alimentation d'une antenne plaque par une ligne microruban ou par une sonde coaxiale traversant le plan de masse a plusieurs inconvénients, en particulier l'utilisation de la sonde coaxiale qui nécessite de percer le substrat, cette contrainte est toujours délicate dans la réalisation pratique et ajoute des réactances créées surtout en ondes millimétriques. Pozar [7] a développé une antenne imprimée à couplage électromagnétique sans contact mécanique avec la ligne d'alimentation. Cette antenne est montrée dans la Fig. 2.6. L'objectif est pour séparer totalement l'antenne de son circuit d'alimentation, en plaçant ce dernier sur la face arrière du plan de masse, sans connexion physique. Cette technique requiert l'utilisation de deux substrats séparés par un plan de masse commun. Une fente ouverte dans le plan de masse permet le couplage

électromagnétique entre la ligne et la micro-antenne. La fente peut avoir plusieurs formes et tailles. Ces paramètres sont utilisés afin d'augmenter la bande passante.

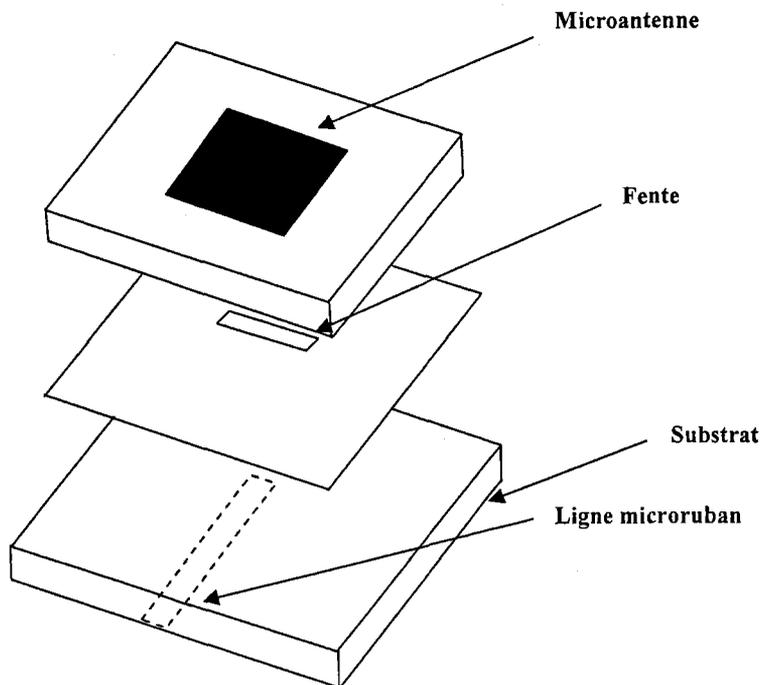


Fig. 2.6: Antenne micro-ruban couplée par une fente

2.2.7) Les antennes à fente alimentées par ligne coplanaire

Les lignes coplanaires CPW sont populaires pour l'usage dans les circuits intégrés micro-ondes MMICs, et actuellement, elles sont employées dans des systèmes de communication mobiles. Par conséquent, il y a un intérêt croissant dans l'utilisation des antennes à base d'alimentation en CPW. En effet, plusieurs modèles ont été rapportés dans la littérature qui utilisent la technologie CPW pour former un élément rayonnant.

Les antennes planaires alimentées par CPW possèdent un certain nombre d'avantages par rapport aux autres types d'antennes (ex. Micro-ruban): profil bas, coût moindre et flexibilité de l'implémentation. En comparaison avec les antennes conventionnelles, les antennes planaires alimentées par une ligne CPW ont plusieurs avantages: une bande passante plus large, une facilité d'adaptation d'impédance, un faible couplage mutuel entre les lignes adjacentes, un diagramme rayonnement bidirectionnel ou unidirectionnel,

et une facilité d'intégration avec les dispositifs actifs à semi-conducteurs [8]. Les applications où ces types d'antennes seraient utiles sont: la télémétrie à missile (missile telemetry), altimètres de radar d'avion (aircraft radar altimeters), télémétrie biologique (biological telemetry), communications par satellite, et les systèmes à réseaux d'antenne à balayage électronique.

Deux des modèles les plus simples de l'antenne imprimée planaire alimentée par une ligne CPW ont été rapportés dans [8], qui sont à rayonnement par une fente et en boucle. La Fig. 2.7 montre la géométrie détaillée de ces deux types d'antennes. Le premier type est l'antenne à fente qui a un rayonnement similaire à un dipôle demi onde, et sa fréquence de résonance f_r peut être modifiée en ajustant la longueur de la fente pour être $\lambda/2$ à la fréquence désirée. Par contre, le deuxième type de l'antenne à boucle, la fréquence de résonance f_r est fonction des dimensions de l'antenne. A la fréquence de résonance, la circonférence de l'antenne boucle est de l'ordre de la longueur d'onde λ . L'adaptation d'impédance pour les deux types de l'antenne, par rapport à la ligne d'alimentation CPW, est assurée par l'ajustement de la largeur de la fente. Comme il a été rapporté dans la référence [8], les largeurs de bande fournies sont bien meilleures en la comparant à celle obtenues par les antennes à base de microruban. Les deux types d'antennes à fente et boucle sont simples à concevoir, mais un certain nombre de variations plus complexes ont été rapportées pour améliorer le modèle de base. On peut citer quelques modèles d'antennes extraits du modèle de bases: antenne à fente à alimentation capacitive, et antenne à Multi-fentes alimentée par couplage direct [9] (Fig. 2.8).

Une autre version intéressante de l'antenne à fente est l'antenne à fente à couplage inductif qui a été présentée dans [10]. La conception de ce type d'antenne est décrite dans la Fig. 2.9. Le principe de fonctionnement de cette antenne est basé sur le couplage inductif via le flux magnétique produit par la propagation des ondes dans la ligne CPW. Ceci permet d'avoir dans la région de couplage, un champ électrique induit \vec{E} qui assure l'excitation de l'antenne. L'avantage de cette structure se situe dans le nombre de paramètres qui peuvent être ajustés pour obtenir la bonne adaptation d'impédance avec la ligne d'alimentation.

Récemment, les antennes microruban alimentées par une ligne CPW ont été l'objet d'un grand intérêt [11]. Le développement croissant des systèmes EHF a stimulé l'intérêt en trouvant des moyens faciles d'intégrer ces antennes avec les circuits MMICs. La ligne CPW a été explorée en tant que moyen d'alimentation pour ces types d'antennes qui donnent de bonnes performances en hautes fréquences, assure une meilleure compatibilité avec les MMICs.

La structure de l'antenne plaque alimentée par une ligne CPW est plus simple que celle alimentée par couplage via une ouverture. Cette antenne est constituée seulement d'un seul substrat; l'élément rayonnant (plaque) se trouve sur le côté supérieure et la ligne CPW se trouve sur le côté inférieure. Ceci permet d'avoir une intégration facile des dispositifs actifs avec les lignes d'alimentation. Les avantages de cette structure sont: efficacité améliorée, bande passante élargie et meilleure isolation entre le circuit d'alimentation et l'élément rayonnement.

La Fig. 2.10 montre le principe de fonctionnement de l'antenne plaque alimenté par une ligne CPW pour les deux types d'excitation inductive et capacitive. Les résultats théoriques et expérimentaux rapportés dans [12], montrent que les deux structures ont atteint une largeur de bande de 2.8% pour le couplage inductif et de 3.5 % pour le couplage capacitif. Ces résultats confirment que les performances obtenues par les antennes plaques alimentées par une coplanaire sont nettement supérieures à celle de la plupart des antennes patch alimentées par une ligne microruban. Une bonne adaptation d'impédance est également possible en utilisant cette méthode pour assurer un bas niveau de rayonnement des lobes arrière.

2. 3 Antennes candidates : Antenne à fente excitée par une ligne coplanaire

Dans ce contexte, une nouvelle topologie a été développée dans le cadre de cette thèse. Cette topologie originale conjugue les avantages d'excitation par couplage électromagnétique et les propriétés intéressantes de la ligne coplanaire. Cette topologie présente les avantages suivants :

- une possibilité de dissocier les fonctions propres du circuit d'alimentation et de l'élément rayonnant, ce qui permet d'obtenir ainsi une meilleure isolation ;

- une augmentation relative de la bande passante obtenue en optimisant les paramètres de l'antenne;
- la facilité d'assurer une meilleure adaptation en impédance de l'antenne grâce au nombre conséquent de degré de liberté offert.

La structure monocouche de l'antenne à fente alimentée par une ligne coplanaire est susceptible de concurrencer directement la structure mono couche de l'antenne microruban alimentée par une ligne coplanaire qui fournit une bande passante très étroite (1-2%) [13], ainsi la structure bicouche de l'antenne microruban alimentée par une ligne microruban qui requiert deux substrats qui sont le siège de l'apparition des ondes de surfaces, se manifestant par une dégradation des performances de l'antenne.

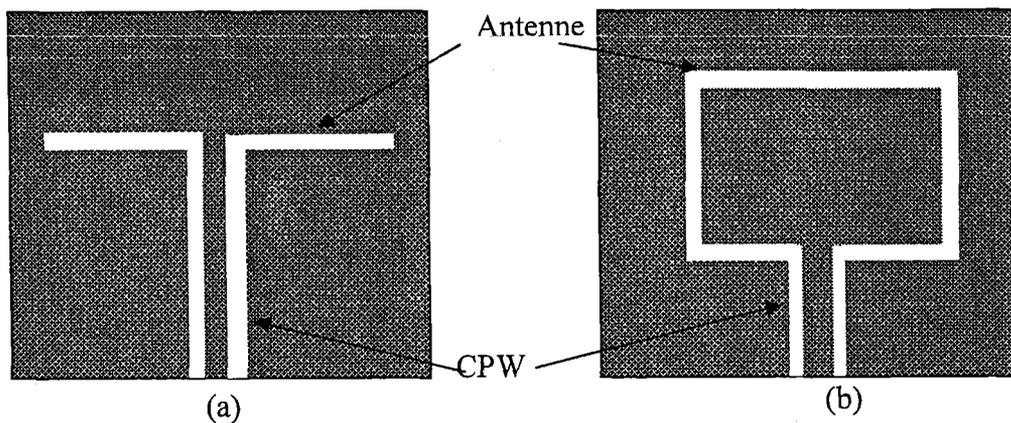
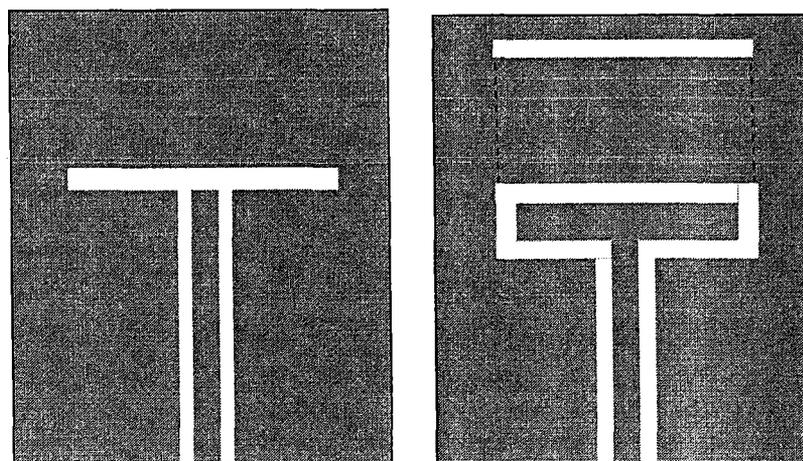


Fig. 2.7 : Antennes CPW (a) Antenne fente (b) Antenne boucle



Antenne alimentée par couplage capacitif

Multi-fentes alimentée par couplage direct

Fig. 2.8 : Antennes à fentes alimentées par ligne coplanaire

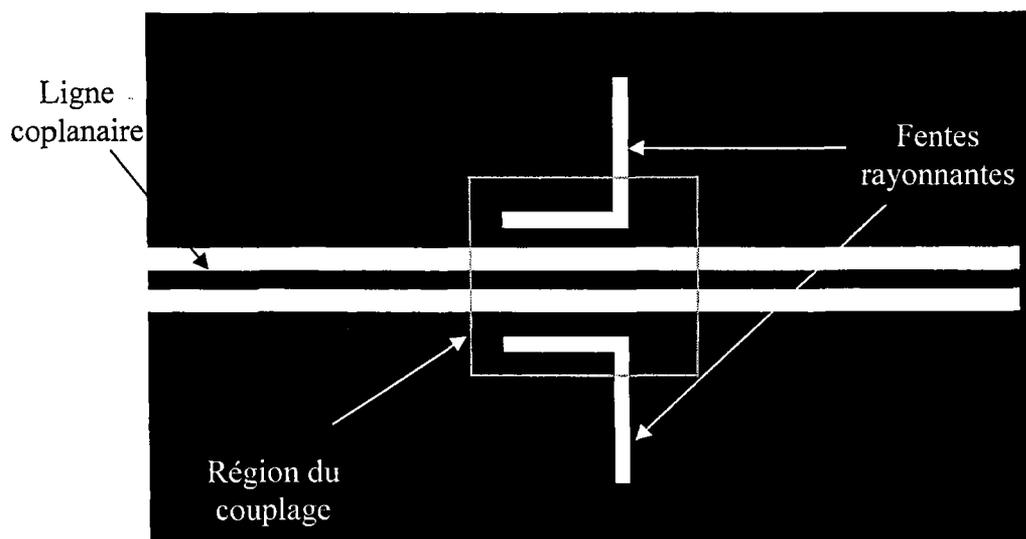


Fig. 2.9: Antenne fente alimentée par couplage

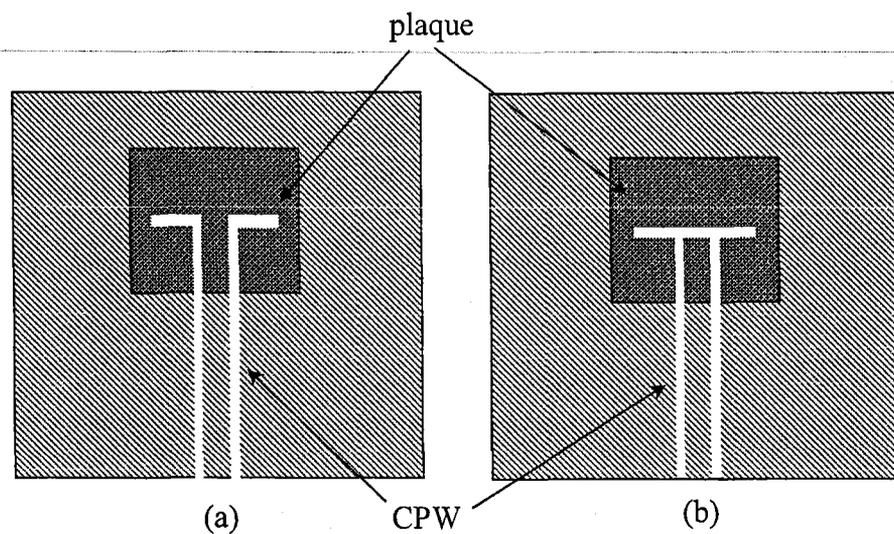


Fig. 2.10: Antenne plaque alimentée par une ligne coplanaire (a) couplage inductif
(b) couplage capacitif

2.4) Conclusion

Au cours de ce chapitre, les antennes plaques destinées aux systèmes de communication personnelle ont été présentées. Différentes techniques d'alimentations de type microruban et coplanaire ont été aussi introduites. Le problème de la largeur de bande reste toujours un obstacle dans les systèmes de communication. A cet effet, une nouvelle antenne à fente alimentée par une ligne coplanaire est mise en œuvre pour apporter une solution à cet inconvénient.

Chapitre 3

La ligne coplanaire et les lignes à fente

L'objectif de cette partie est d'introduire la technologie uniplanaire que ainsi les technologies des lignes coplanaire et lignes à fente. Les principes de fonctionnement de ces deux lignes de transmissions sont nécessaires pour la conception des antennes et les coupleurs.

3.1) Introduction de la technologie uniplanaire

Pour la fabrication des circuits micro-ondes en technologie uniplanaire, on utilise souvent un substrat diélectrique. Ce substrat diélectrique est caractérisé par sa permittivité relative ϵ_r qui introduit certaines atténuations du signal appliqué. L'atténuation du signal est dû aux pertes dans le diélectrique (caractérisé par sa tangente $\tan\delta$), aux pertes dans le métal par effet Joule (liées à sa conductivité σ) et aux pertes par rayonnement. Comme pour toutes les lignes de transmission, les paramètres importants des structures planaires sont:

- impédance caractéristique Z_0 dont la connaissance permet de réaliser des adaptations afin d'éviter les pertes par réflexion,

- coefficient de perte α . Celui-ci tient compte des pertes par effet Joule dans le métal et des pertes dans le diélectrique,
- longueur d'onde λ , ou encore le rapport, $\frac{\lambda}{\lambda_0}$ où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide d'une onde de la même fréquence. Si ce rapport dépend de la fréquence, la ligne est alors dispersive. D'autre part, il est intéressant de connaître λ pour dimensionner le circuit à concevoir.

En structure uniplanaire, une face du substrat est métallisée en grande partie. Ce substrat est un guide d'onde dans lequel peuvent se propager plusieurs modes de propagation indésirable [19]. Par conséquent, il faut absolument limiter la possibilité d'excitation de ces modes par l'onde propagée dans la ligne de transmission. Le premier mode de surface (i.e., mode TM_0) a une fréquence de coupure nulle et le deuxième (mode TE_0) a une fréquence de coupure égale à [20] :

$$f_{cTE_0} = \frac{1}{4h\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (3.1)$$

Ce qui donne

$$h = \frac{\lambda_{0cTE_0}}{4\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (3.2)$$

Des études ont déjà été présentées sur ce sujet [20, 21]. Les résultats recommandent l'utilisation d'un substrat d'épaisseur "h" de tel sorte que:

$$h \leq \frac{0.1\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.3)$$

Dans cette formule, " λ_0 " est la longueur d'onde dans le vide pour la fréquence considérée et " ϵ_r " est la permittivité relative du substrat. Un autre ordre de grandeur est donné dans l'article [20], indiquant que l'épaisseur du substrat doit être inférieure à $0.1x\lambda_g$. Dans notre cas, on a choisit l'épaisseur la plus grande $h = 3.175$ mm, à la fréquence 5.8 GHz et la permittivité $\epsilon_r = 2.2$, qui est bien inférieure à 3.49mm qui correspond à $h \leq \frac{0.1\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$.

3.2) La ligne de transmission coplanaire

La ligne de transmission coplanaire, communément appelée ligne CPW (i.e. « Coplanar Wave Guide »), est une ligne pour laquelle tous les conducteurs sont situés sur un même plan. Elle est constituée d'un conducteur central de largeur W localisé entre deux plans de masse via des fentes de dimension S , le tout imprimé sur un substrat de permittivité ϵ_r et d'épaisseur h . La Fig. 3.1 montre une ligne coplanaire conventionnelle.

Dans ce type de ligne de transmission [22] les deux premiers modes de propagation sont le mode commun et le mode différentiel (mode CPW). Pour utiliser la ligne coplanaire dans des conditions normales de fonctionnement, il faut s'assurer que seul le mode différentiel soit propagé. En effet, la propagation de deux modes cause une dispersion du signal due à la différence des constantes de propagation pour chaque mode. De plus, le mode commun va résonner le long de la ligne, ce qui cause beaucoup de pertes d'énergie par rayonnement. Pour utiliser la ligne en fonctionnement différentiel, il faut maintenir les deux plans de masse au même potentiel. Ceci est généralement obtenu par des ponts à air (air bridge), qui sont des contacts électriques reliant les deux plans de masse en passant par-dessus du conducteur central. Ces ponts à air doivent être principalement localisés aux discontinuités (jonction en T, ligne courbée, etc....). En effet, c'est aux discontinuités que sont excités le mode commun et les différents modes d'ordre supérieurs. Pour les modes supérieurs, il n'y a pas de problème car leurs fréquences de coupure sont suffisamment élevées pour qu'ils soient atténués très rapidement. Par contre, le mode commun pouvant se propager, l'utilisation d'un pont à air va permettre de le court-circuiter dès son excitation en imposant le même potentiel aux deux plans de masse, permettant ainsi de conserver un fonctionnement monomode pour la ligne de transmission. Le mode propagé est donc le mode différentiel (mode CPW) qui est un mode de propagation quasi-TEM à symétrie pour le champ électrique tel que illustré à la Fig. 3.1.b.

Le mode de propagation quasi-TEM supporté par la ligne CPW possède une faible dispersion, ce qui offre un potentiel pour les circuits RF large bande [25]. En outre, les pertes dans la ligne CPW due au diélectrique est inférieure à celle dans la ligne

microruban, puisque les champs sont divisés entre l'air et le diélectrique, par contre au microruban où les champs sont contenus dans le diélectrique au-dessous de la ligne [24]. L'impédance caractéristique Z_0 de la ligne CPW peut être calculée en employant les techniques et les formules rapportées dans [27]. L'expression analytique de la permittivité effective ϵ_{eff} et l'impédance caractéristique Z_0 présenté dans [27]:

$$\epsilon_{eff} = \frac{C}{C_0} \quad (3.4)$$

$$Z_0 = \frac{1}{C v_{ph}} \quad (3.5)$$

Où C est la capacité par unité de longueur de la ligne CPW et C_0 est la capacité par unité de longueur de ligne en absence du substrat diélectrique. v_{ph} est la vitesse de phase.

$$v_{ph} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.6)$$

Pour obtenir des performances particulières, plusieurs géométries de la ligne CPW ont été proposées en modifiant la conception de base. Le tableau 3.1 montre les variations majeures de la ligne CPW et leurs caractéristiques modifiées. Ces lignes CPW modifiées introduisent des considérations additionnelles lors de la conception pour atteindre des objectifs souhaités. Dans beaucoup d'applications, la ligne CPW doit être empaqueté avant d'être attachée à d'autres composants du système. Un bouclier ou une couverture métallique peut avoir l'effet de changer l'impédance Z_0 de la ligne de CPW, selon l'espace entre le bouclier et la ligne.

La ligne CB-CPW (Conductor Backed CPW) a également été proposée. C'est une autre sorte de ligne CPW ayant des considérations additionnelles de conception par rapport à la ligne CPW. Le support conducteur au-dessous du substrat réduira l'impédance caractéristique de la ligne ; donc des modifications à la largeur de ligne doivent être faites pour maintenir la même valeur de Z_0 . La ligne CB-CPW souffre également d'un mode parasite additionnel, le mode plat parallèle (parallel plate mode). Ce mode est similaire au mode parasite dans la ligne microruban. Ce mode parasite est toujours plus lent que le mode dominant de CPW, et il est ainsi toujours présent à un certain degré.

Type	Modification	Caracteristiques désirées
Plan de masse fini	La largeur du plan de masse plus petite	Réduction globale de la ligne
Protégé (Shielded)	bouclier métallique au-dessus du CPW	Protection et scellez le circuit
CB-CPW	Un plan de masse au-dessous du substrat	<ul style="list-style-type: none"> _ Support mécanique _ Manipulation de puissance _ Bonne transition CPW-microruban
Multicouches	Plusieurs couches de substrat diélectrique	<ul style="list-style-type: none"> _ Compabilité avec les architectures Multicouches _ Modification de Z_0 sans changer W et S.
Assymétrique	Les largeurs des fentes ne sont pas égales.	Un simple ajustement de Z_0 par un changement d'un seul paramètre

Tableau 3.1: Différentes géométries de la ligne CPW.

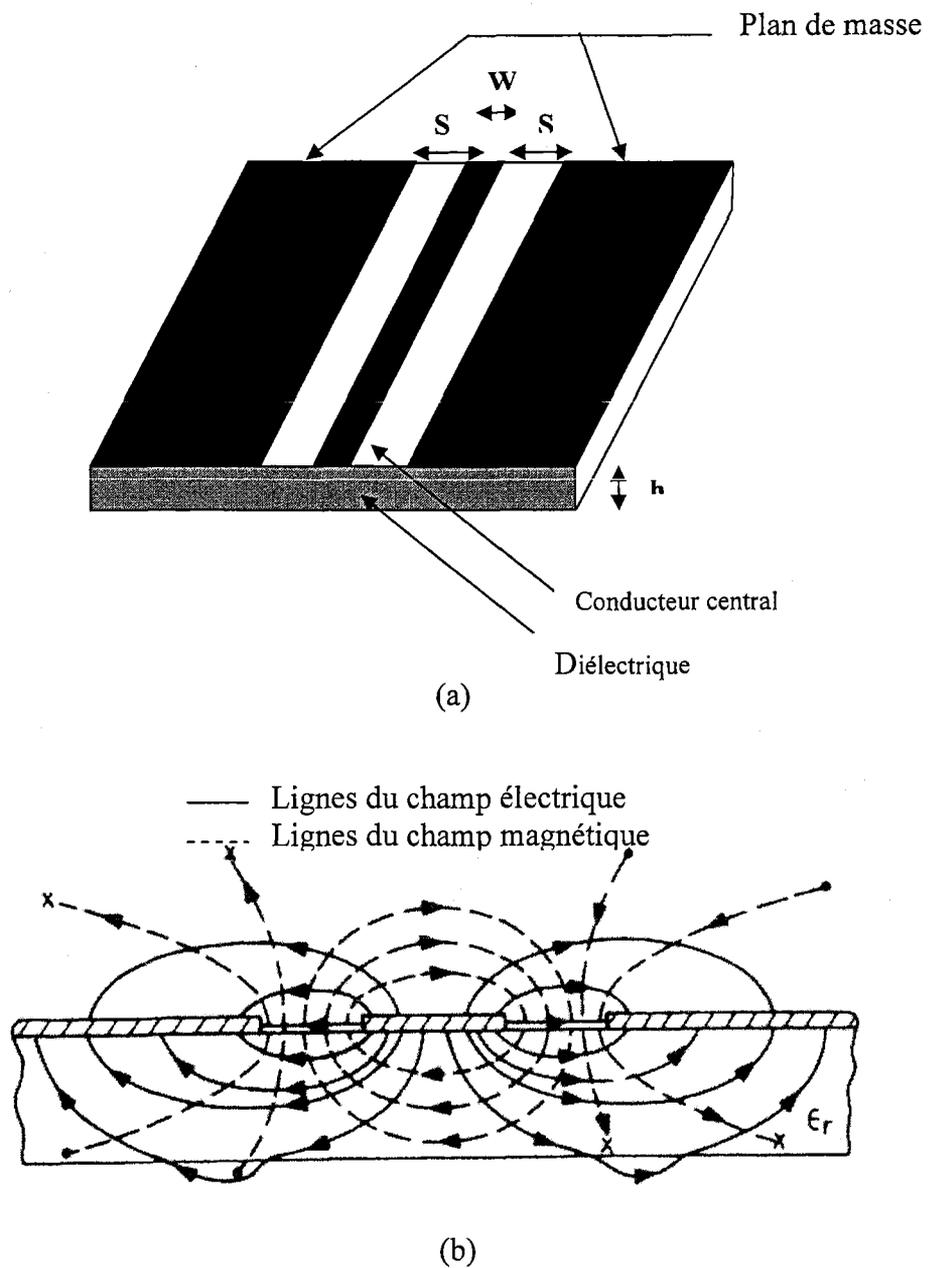


Fig. 3.1 – Ligne coplanaire (a) disposition (b) Lignes des champs [23]

Les avantages de la ligne CPW par rapport à la ligne microruban sont :

- la structure est uni-planaire, ce qui implique que tous les conducteurs sont à la même surface du substrat. Cet avantage simplifie la fabrication et permet des mesures rapides et peu coûteuses ;
- Intégration très facile des composants en série et en parallèle [25] ;
- Pas de trous de métallisation à travers le substrat (Via hole) [25] ;
- Pertes par rayonnement réduites ;
- Structure CPW supporte le mode de propagation quasi-TEM qui offre moins de dispersion ;
- Couplage entre deux lignes adjacentes faibles ;
- Possibilité d'utilisation de substrat de haute permittivité donc un plus haut degré de miniaturisation ;
- Paramètres électriques de la ligne coplanaire sont en fonction du rapport entre la largeur du conducteur central (W) et la largeur totale de la ligne ($W+2g$) coplanaire. Ceci est un avantage considérable sur la ligne micro-ruban, car une même impédance caractéristique peut être obtenue avec une infinité de combinaison possible pour W et g [23].

Cependant, l'un des désavantages de la ligne coplanaire est la possibilité d'excitation du mode commun.

En raison des avantages techniques de la ligne CPW par rapport à la ligne microruban, particulièrement aux fréquences micro-onde et aux ondes millimétrique, on a opté à utiliser la technologie CPW pour la conception des circuits proposés dans le cadre de cette thèse.

3.3) La ligne à fente

La ligne à fente (slotline) est considérée comme une structure de ligne de transmission alternative utilisée dans les Circuits Intégrés Micro-ondes (MICs). Cette technologie était proposée pour la première fois par Cohn en 1968 [24]. La configuration de base de la ligne à fente est montrée dans la Fig. 3.2. Elle est constituée de deux bandes métallique de même largeur sur une plaque de diélectrique d'épaisseur h . L'espace entre ces

conducteurs constitue la fente de largeur W . Comme la ligne coplanaire, la ligne à fente ne s'étend que sur une face du substrat.

Un avantage des lignes à fente est que ces lignes peuvent être combinées avec la ligne microruban en gravant la ligne à fente dans le plan de masse du circuit microruban. Un autre avantage est que lorsqu'un élément du circuit est difficilement réalisable en technologie microruban, la ligne à fente peut être incorporer en partie dans le circuit pour rendre la conception plus simple; un court-circuit, des hautes impédances ($Z_0 > 120 \Omega$) et des tronçon séries.

La ligne à fente ne supporte pas le mode TEM [21], car elle est constituée de deux conducteurs de dimension transverse infinie. Le mode fondamental est un mode hybride comportant les trois composantes des champs électrique et magnétique tel que montré à la Fig. 3.2. Sa composante longitudinale \vec{E}_z est nettement inférieure aux autres composantes, et de ce fait, ce mode est un mode quasi-TE. Il a les propriétés suivantes qui le différencient d'un mode quasi-TEM :

- l'énergie est concentrée dans la fente ou à proximité, mais l'extension latérale des champs dépend principalement de la fréquence d'opération.
- Etant donné que la composante longitudinale de \vec{H} varie fortement, la dispersion augmente lorsque la fréquence diminue.

La méthode la plus répandue d'analyse de la ligne à fente est celle donnée par Cohn [24] qui utilise une approche de la résonance transversale (transverse resonance approach).

D'autres méthodes disponibles et diverses techniques analytiques sont énumérées ci-dessous :

- Analyse approximative [24] (Approximate analysis);
- Méthode de la résonance transversale [24] (Transverse resonance method);
- Méthode de Galerkin dans le domaine de la transformation de Fourier FTD [26-27];
- Analyse dans les coordonnées elliptiques [30] (analysis in elliptical coordinates).

Aucune de ces méthodes d'analyse ne mène à des expressions compactes de l'impédance et de la longueur d'onde de la ligne à fente. Les expressions compactes ont été obtenues

par l'interpolation des résultats des courbes basés sur l'analyse de Cohn [24], où l'analyse et l'évaluation de l'impédance sont basées sur le rapport de tension-puissance :

$$V(z) = \int_{x=-W/2}^{x=W/2} \vec{E}_t(x, y, z) \cdot \vec{dx} \quad (3.7)$$

\vec{E} étant transverse à la fente, $V(z)$ la tension.

Si on note p la puissance véhiculée par le mode, on peut alors déduire l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne en posant :

$$Z_0 = \frac{VV^*}{2P} \quad (3.8)$$

Ces expressions ont une précision d'environ de 2% pour l'ensemble suivant de paramètres :

- Pour $0.02 \leq W/h \leq 0.2$

$$\frac{\lambda_s}{\lambda_0} = 0.923 - 0.448 \log \epsilon_r + 0.2 \frac{W}{h} - \left(0.29 \frac{W}{h} + 0.047 \right) \log \left(\frac{h}{\lambda_0} \cdot 10^2 \right) \quad (3.9)$$

$$Z_{0s} = 72.62 - 35.19 \log \epsilon_r + 50 \cdot \left(\frac{\left(\frac{W}{h} - 0.02 \right) \left(\frac{W}{h} - 0.1 \right)}{\frac{W}{h}} \right) + \log \left(\frac{W}{h} \cdot 10^2 \right) (44.28 - 19.58 \log \epsilon_r)$$

$$- \left(0.32 \log \epsilon_r - 0.11 + \frac{W}{h} (1.07 \log \epsilon_r + 1.44) \right) \left(11.4 - 6.07 \log \epsilon_r - \frac{h}{\lambda_0} \cdot 10^2 \right)^2 \quad (3.10)$$

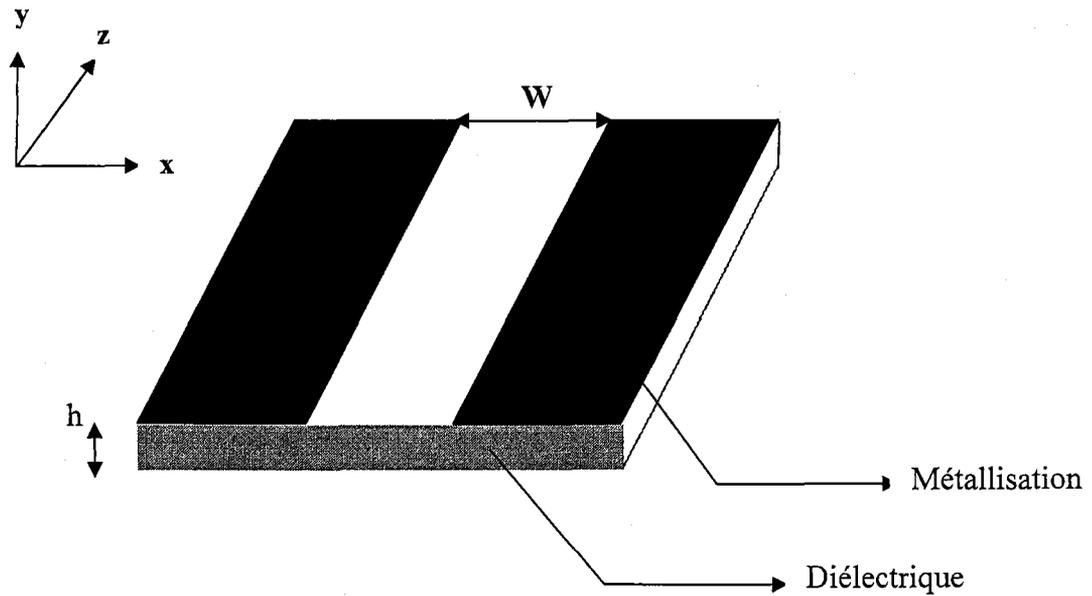
- Pour $0.2 \leq W/h \leq 1$

$$\frac{\lambda_s}{\lambda_0} = 0.987 - 0.483 \log \epsilon_r + \frac{W}{h} (0.111 - 0.0022 \epsilon_r) - \left(0.121 + 0.094 \frac{W}{h} - 0.0032 \epsilon_r \right) \log \left(\frac{h}{\lambda_0} \cdot 10^2 \right) \quad (3.11)$$

$$Z_{0s} = 113.19 - 53.55 \log \epsilon_r + 1.25 \frac{W}{h} (114.59 - 51.88 \log \epsilon_r) + 20 \left(\frac{W}{h} - 0.2 \right) \left(1 - \frac{W}{h} \right) - \left(0.15 + 0.23 \log \epsilon_r + \frac{W}{h} (-0.79 + 2.07 \log \epsilon_r) \right) \left(10.25 - 5 \log \epsilon_r + \frac{W}{h} (2.1 - 1.42 \log \epsilon_r) - \frac{h}{\lambda_0} \cdot 10^2 \right)^2 \quad (3.12)$$

Les logarithmes sont à base de 10 dans les expressions ci-dessus.

Pour l'analyse de ces structures, on a développé un code utilisant le logiciel Matlab, où les expressions pour calculer l'impédance Z_{0s} et la longueur d'onde λ_s ont été introduites. Ces résultats ont été utilisés pour la conception de la matrice de Butler à base de technologie des lignes à fente (voir le chapitre 7).



(a)

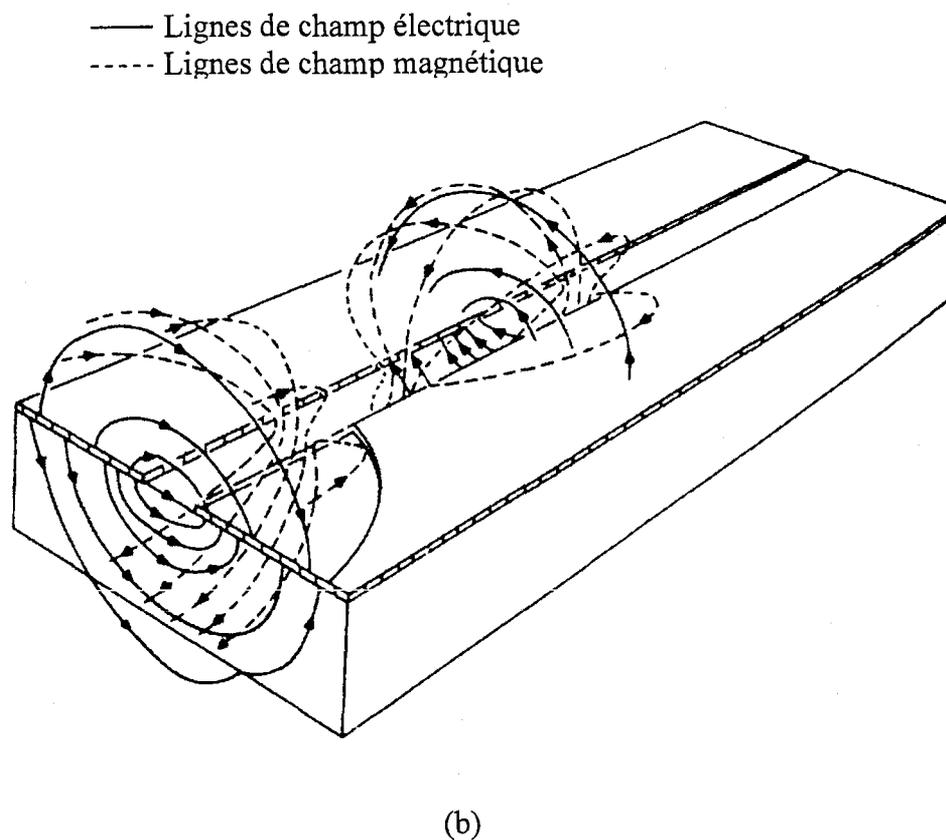


Fig. 3. 2 : Ligne à fente (a) disposition (b) Lignes des champs [23]

3.4) Conclusion

Cette partie nous a permis de comprendre les différents aspects de la technologie uniplanaire et les technologies des lignes de transmissions coplanaires et lignes à fente. Les multiples avantages de ces lignes de transmission ont aboutit à leur utilisation dans les différents systèmes de communications.

Chapitre 4

Antennes intelligentes et conformateurs de réseaux

4.1) Introduction.

Afin de résoudre les problèmes de congestion du spectre radioélectriques dûs au nombre sans cesse croissant des abonnés des systèmes radio mobiles, des techniques avancées (codage, modulation, diversité, accès multiple ...) sont mis en œuvre. Le domaine spatial n'était jusqu'à présent que peu exploité, à l'exception faite de la diversité spatiale, bien qu'il introduise une dimension supplémentaire. Empruntées aux domaines des Radars et Sonars, les techniques d'antennes adaptatives (ou intelligentes) sont maintenant envisagées dans les futurs réseaux de communications par voie radio (UMTS, WLAN). Bien que dépendants fortement de l'environnement de propagation, les avantages sont multiples:

- Annulation des brouillages co-canal, et donc une augmentation du rapport signal à interférent (RSI). L'annulation dans les directions des interférents est réalisée en formant des zéros dans le diagramme de rayonnement (formation de voies).
- Augmentation de la portée grâce au gain obtenu sur le rapport signal à bruit (RSB). Le lobe principal de l'antenne est orienté dans la direction du mobile, une localisation du mobile dans l'espace est donc nécessaire (d'où le terme "antenne intelligente").

- Limitation de la dispersion des retards en réduisant l'effet des trajets multiples: augmentation des débits, diminution de la complexité de l'égaliseur dans la chaîne de réception.
- Diversité angulaire en exploitant les angles d'arrivée des différents trajets reçus.
- Augmentation de la capacité:
 - Dans les systèmes cellulaires, l'annulation des interférences co-canal permet une réutilisation plus importante des fréquences (diminution du nombre de cellules par motif).
 - Technique d'Accès Multiple par Répartition Spatiale (AMRS ou SDMA : Spatial Division Multiple Access). Dans une même cellule, plusieurs utilisateurs qui occupent le même canal (temps, fréquence ou code) peuvent être séparés spatialement par l'antenne à condition que leurs écarts angulaires soient suffisants.

En exploitant ces deux aspects, la capacité peut être facilement améliorée.

L'objectif de ce chapitre est de présenter brièvement, les différents phénomènes agissant sur les systèmes des communications et les concepts liés aux systèmes des antennes intelligentes. Un survol sur les différentes techniques utilisées dans le domaine de formation de faisceaux (beamforming) sera présenté dans le but de faire une projection sur l'objectif de mes travaux de recherche dans les chapitres 7 et 8.

4.2) Principe de fonctionnement.

L'antenne adapte son diagramme de rayonnement en fonction des conditions de propagation. L'adaptation est réalisée par pondération complexe en sortie du réseau d'antennes. Fig. 4.1 montre un exemple d'une antenne intelligente. Plusieurs critères peuvent être utilisés et le choix de l'un ou de l'autre sera guidé par la connaissance que l'on peut avoir du canal et/ou du signal émis. Si les directions d'incidence des différentes sources sont connues (à priori ou après estimation par des algorithmes), on peut choisir de diriger les zéros du diagramme de rayonnement de l'antenne dans les directions d'interférences tout en privilégiant la direction d'incidence de la source utile.

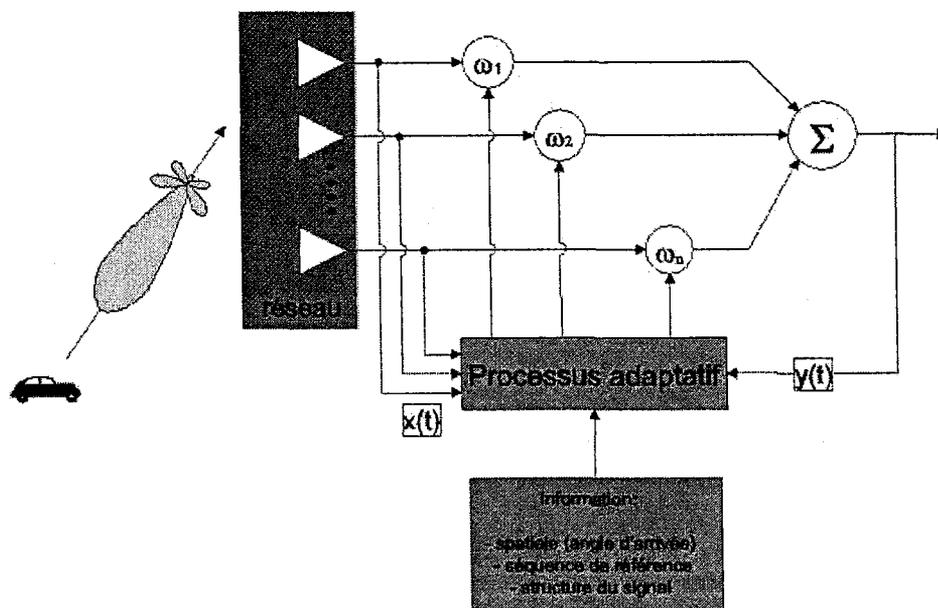


Fig. 4.1: Structure d'une antenne intelligente [34].

En général un réseau constitué de M antennes possède $M-1$ degrés de liberté. Il est donc possible de former un lobe et $M-2$ zéros [35]. Cette méthode, appelée formation de voies classique, permet d'annuler les interférents, mais elle n'est pas optimale en terme de rapport signal à bruit. D'autres méthodes, qui dépendent des statistiques des signaux reçus, peuvent également être utilisées:

- Les pondérations optimales sont obtenues après minimisation de la puissance totale en sortie du réseau sous une contrainte de gain dans la direction du signal utile. Cette technique, appelée LCMV, nécessite de connaître la direction du signal utile et la matrice de covariance des signaux non désirés (bruit plus les interférents).
- Les pondérations optimales sont obtenues en minimisant l'erreur quadratique moyenne (EQM) entre le signal en sortie du réseau et un signal de référence, qui doit être suffisamment corrélé avec le signal utile. Le signal de référence peut être une porteuse pure en FDMA ou une séquence d'apprentissage en TDMA. Plusieurs algorithmes adaptatifs permettent d'obtenir les estimées des matrices de covariances qui apparaissent dans le calcul des pondérations optimales obtenues avec ce critère. On peut citer par exemple le LMS, le SMI et le RLS [35]. La Fig. 4.2 présente trois résultats de simulation obtenus avec l'algorithme LMS [35]. Le réseau est constitué de trois antennes, et la modulation est de type 4PSK. L'incidence du signal utile, de RSB 30 dB, est de 0° et

celle de l'interfèrent, de RSB 40 dB, est de 40° . La Fig. 4.2a montre le diagramme de rayonnement après adaptation. On remarque que l'interfèrent est annulé et que le lobe principal est orienté dans la direction du signal utile. La Fig. 4.2b montre le gain sur le RSB en fonction du nombre d'itérations et la Fig. 4.2d, les constellations sur une antenne et en sortie du réseau.

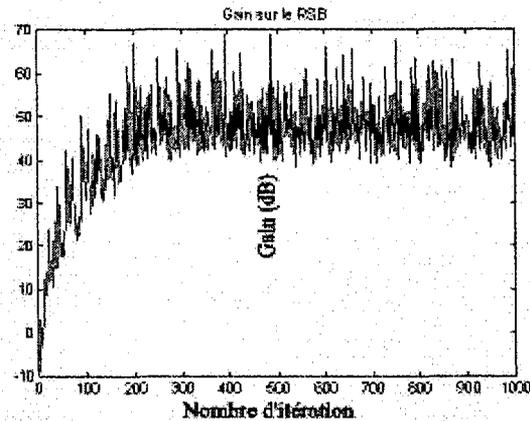
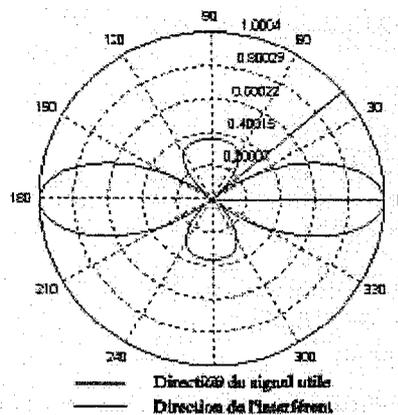


Fig 4.2.a : Diagramme de rayonnement [35]

Fig 4.2.b : Evolution du gain sur le RSB après adaptation [35].

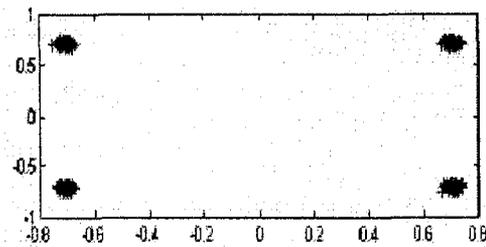
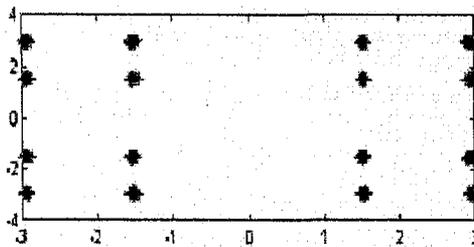


Fig 4.2.c : Constellation avant traitement [35]

Fig 4.2.d : Constellation après traitement [35].

4.3) Types d'antennes intelligentes.

Les antennes intelligentes peuvent être divisées en deux catégories: Antenne à faisceau commuté et système à réseau adaptatif (adaptive-array system). Les deux techniques ont pour objectif d'accroître le gain dans la direction de l'utilisateur. Ceci est réalisé en dirigeant le lobe principal dans la direction de l'utilisateur désiré et les zéros vers la direction des interférences.

4.3.a) Faisceau multiple commuté.

La méthode du faisceau commuté est considérée comme une extension du système cellulaire à sectorisation. Donc le système est formé de multiples faisceaux fixes avec une grande sensibilité dans des directions particulière (voir Fig. 4.3). Ce système d'antenne détecte le signal le plus puissant. La commutation d'un faisceau à un autre se fait lorsque le mobile se déplace tout au long du secteur. On peut dire que le système à faisceau commuté est une combinaison des sorties de plusieurs antennes pour former un faisceau sectorisé avec plus de sélectivité spatiale [34]. Si le mobile se trouve au bord de l'azimut du faisceau, le signal fort subi une dégradation rapide avant que l'utilisateur se commute de micro-secteur à l'autre (Fig. 4.4). De plus, le système à faisceau commuté ne distingue pas entre un signal désiré et les signaux de brouillage. Si le signal de brouillage se trouve à l'intérieur du faisceau sélectionné, la qualité du signal sera dégradée.

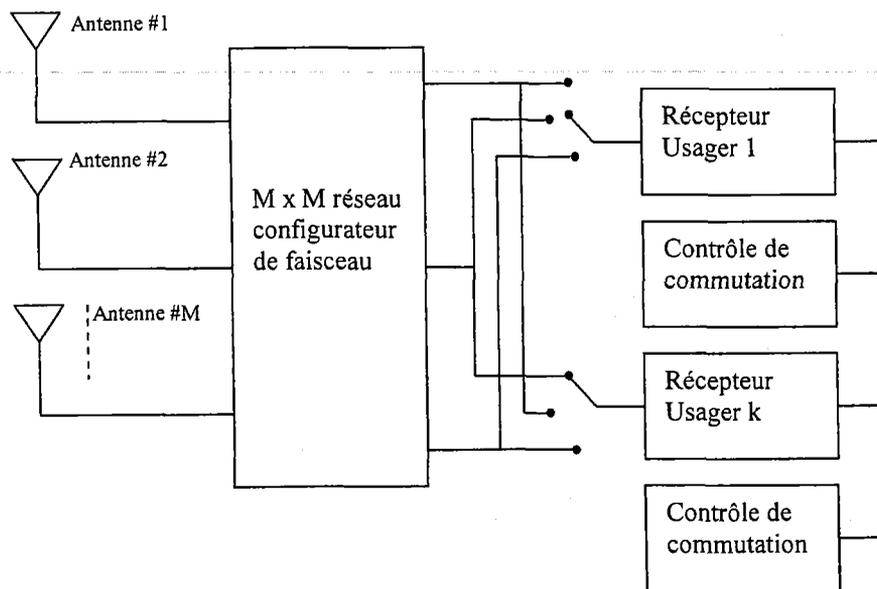


Fig. 4.3 : Structure d'un système à faisceau commuté [34].

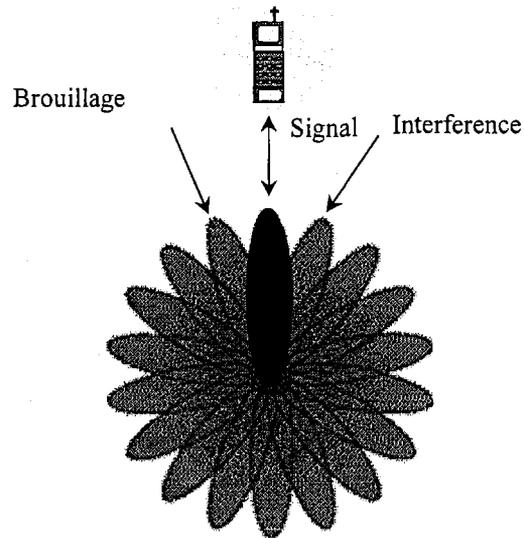


Fig. 4.4 : Système à faisceau commuté [35].

4.3.b) Faisceau adaptatif (adaptive beamforming)

La technologie des antennes adaptatives vise à optimiser le diagramme afin d'atteindre les performances optimales. Ce type d'antennes utilise des algorithmes sophistiqués du traitement du signal pour distinguer continuellement entre les signaux désirés et les signaux d'interférence par le calcul de leur direction d'arrivées. L'approche adaptative actualise continuellement le diagramme de rayonnement en changeant l'emplacement du signal désiré et ce du signal d'interférence. La capacité de suivre les usagers par les lobes principaux, et l'interférence par les zéros, sont assurées par la maximisation du bilan de liaison.

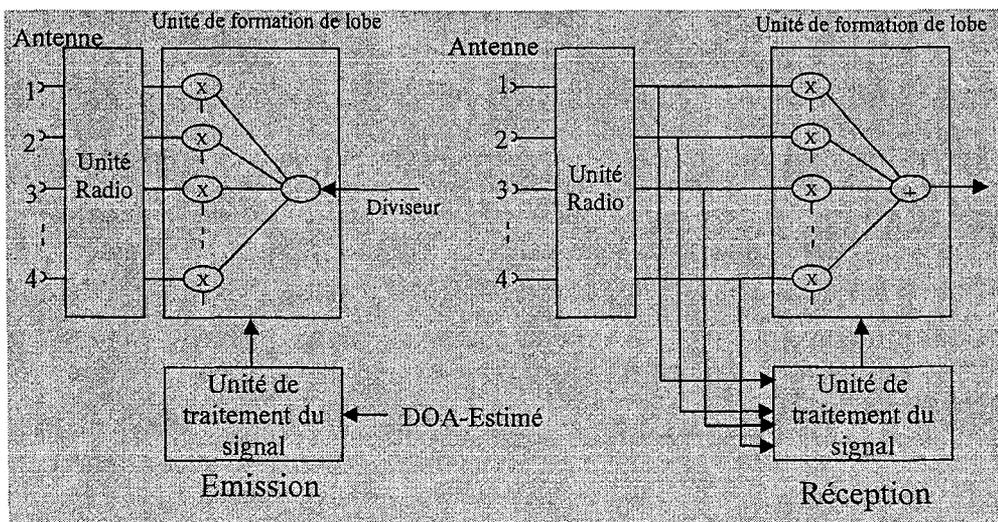


Fig. 4.5 : L'antenne adaptative en émission et en réception [35].

La Fig. 4.5 (partie réception) montre un exemple d'un réseau d'antenne contient N éléments adaptatifs [35]. Les N signaux sont combinés pour produire une sortie optimale. Le système adaptatif est composé de quatre blocs principaux; L'antenne adaptative, unité radio, unité de formation du lobe (lobe forming unit) et l'unité du traitement du signal. La partie émission de l'antenne intelligente est similaire à celle de la partie réception. Comme illustré dans la fig. 4.5 (partie émission), le signal est divisé en N branches qui sont pondérées par le vecteur $[Z_1, \dots, Z_N]$ de l'unité de formation du lobe. Les poids (vecteur Z) sont à l'origine de la décision du diagramme de rayonnement qui sont calculés par l'unité du traitement signal. Le diagramme de rayonnement de l'antenne adaptative est montré dans la Fig. 4.6. On remarque que ce système peut traquer plusieurs usagers en même temps. De plus, comme l'utilisateur se déplace, le diagramme de rayonnement est continuellement mis à jour. La Fig. 4.7 montre bien que le type du diagramme adaptatif est plus précis que ce du faisceau commuté [37] mais plus complexe à réaliser.

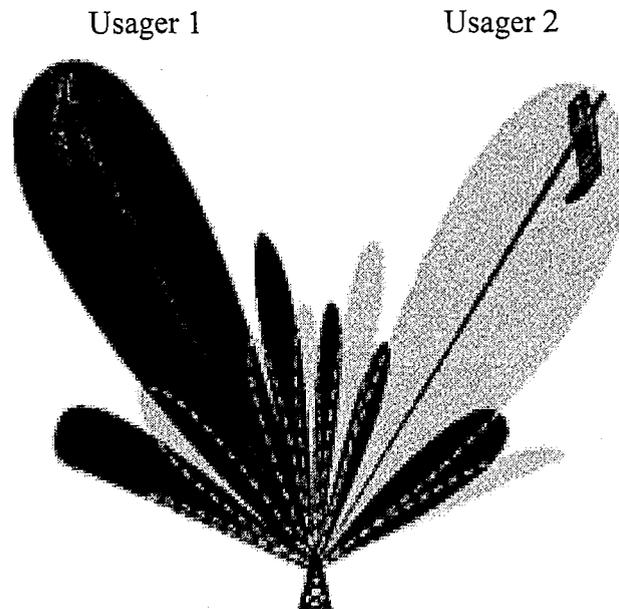


Fig. 4.6: Le diagramme rayonnement de l'antenne adaptative [36].

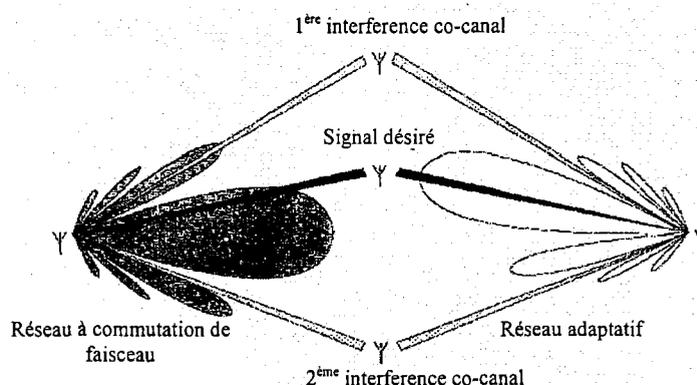


Fig. 4.7 : Formes de diagrammes de rayonnement pour le type faisceau commuté et le type adaptatif [37].

4.4) Conformateurs de réseaux (Beamformers)

Les réseaux d'alimentation des antennes à multiples faisceaux [39] que l'on appelle plus communément répartiteur de faisceaux (beamformers) se retrouvent dans de nombreuses applications du système d'antennes que ce soit dans le domaine civil ou militaire. Le principal bénéfice d'un tel système est l'augmentation de la capacité du système cellulaire. En effet, la possibilité de balayer le faisceau d'une antenne, sans avoir recours à un quelconque mécanisme de rotation comme on peut en observer sur des navires de guerre par exemple, additionnée à la possibilité d'obtenir un faisceau ayant un gain important et une ouverture à mi-puissance étroite, permet d'effectuer une vaste couverture et de suivre les déplacements d'un utilisateur à l'intérieur d'une même cellule en minimisant le bruit et les brouillages. À ce jour, une foule de techniques innovatrices sont apparues. Cependant le principe est toujours resté le même : pour former des faisceaux multiples, on utilise souvent un réseau de N antennes et on le connecte à un répartiteur de faisceaux à N ports de faisceaux. Le répartiteur a la capacité d'agir sur les antennes pour former les faisceaux dans des directions précises de l'espace à partir de la même ouverture avec une directivité accrue.

Ces dernières années, on a constaté un développement considérable des techniques de formations de faisceaux [40]. Ce développement, ne présente pas seulement une variété

déconcertante des types de procédés, mais mène dans la plupart des cas à s'interroger sur l'incertitude quant à la meilleure technique à être appliquée pour un problème donné. C'est pourquoi, nous nous intéresserons plus particulièrement aux systèmes passifs qui fonctionnent aussi bien en réception qu'en émission.

Il existe deux modes de fonctionnement de ces répartiteurs de faisceaux : soit un système de signaux indépendants est connecté à chaque port, l'opération de simultanéité dans plusieurs directions peut être donc obtenue, en utilisant un seul système connecté aux ports d'entrées par une commande à chemin multiple ou commutateur (switch), ce qui donne une antenne à balayage séquentielle. Ces antennes à multiples faisceaux commutés peuvent revenir moins cher que des réseaux d'antennes équivalents déphasés, en particulier lorsque peu de faisceaux sont nécessaires.

4.5) Balayage à faisceaux multiples

Généralement, la direction du faisceau principal peut être ajustée par un gradient de phase judicieux appliqué sur le réseau d'antennes. Les commutateurs RF sont utilisés avec un répartiteur de faisceaux pour contrôler le changement de phase des lignes de transmission alimentant le réseau [39]. Si le contrôleur de l'antenne est un système à calculateur numérique, le contrôle s'effectue de manière discrète plutôt que continuellement variable. Une autre alternative consiste à employer des éléments actifs (des amplificateurs RF pour le contrôle des amplitudes et des déphaseurs variables pour celui des phases), cependant l'architecture est complexe (de nombreux problèmes peuvent surgir pour distribuer l'énergie aux différents modules, pour refroidir les amplificateurs, ...), donc elle est onéreuse [42].

Dans le domaine des répartiteurs de faisceaux passifs, deux classes coexistent, à savoir: les types quasi-optiques (conformateurs de faisceau à lentilles), entraînant un arrangement hybride, soit d'un réflecteur, soit d'un objectif de lentille avec un réseau d'antennes, les types circuits en technologie microruban (microstrip), ligne suspendue (stripline) ou encore en guides d'onde.

4.6) conformateurs de faisceau quasi-optiques

Les conformateurs de faisceau à lentilles produisent des angles de faisceau fixes, tandis que les largeurs de faisceau et les niveaux de croisement changent avec la fréquence. Dans cette section, deux conformateurs de faisceaux à lentilles sont présentés : la lentille de Bootlace et la lentille de Rotman.

4.6.a) Lentille de Bootlace

La lentille de Bootlace a été inventée par H. Gent en 1956 [43-44]. Comme montré dans fig. 4.8, le système possède les ports d'alimentation d'un côté et les ports de lentille de l'autre côté. Entre les deux ports (alimentation et lentilles), se trouve une région homogène de transmission d'ondes planaires. Dans les lentilles, l'énergie est affectée par le déphasage des lignes de transmission qui ajuste ses caractéristiques de balayage, ensuite cette énergie est alors re-rayonnée à l'avant de la face des lentilles.

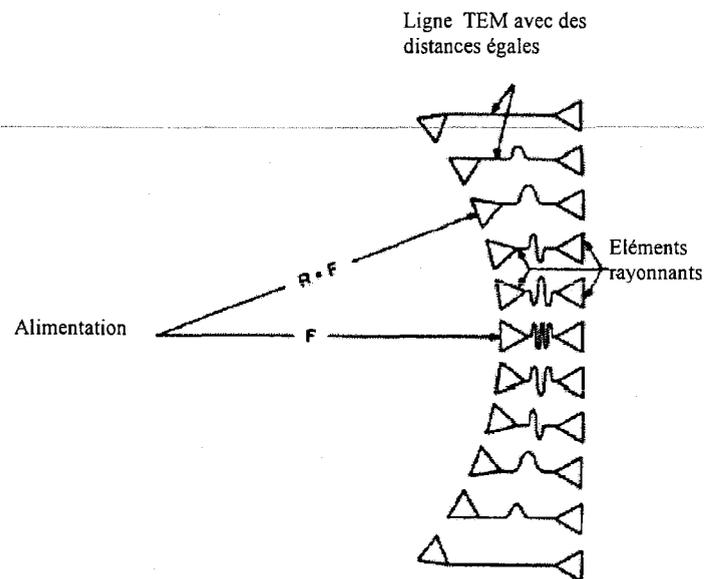


Fig. 4.8 : Lentille de Bootlace [43]

4.6.b) La lentille de Rotman

La lentille de Rotman est une modification de la lentille de Bootlace, avec une addition d'un réseau d'alimentations fixe pour les ports du faisceau comme montré dans la Fig. 4.9.

La lentille de Rotman est considérée comme la plus connue des lentilles de type quasi-optiques. On peut citer lentille de Ruze [45], de Luneberg [46], R-KR [47], etc.

La procédure de synthèse d'une lentille de Rotman est basée sur des principes de l'optique géométrique. Les ports d'entrée ou de sortie, suivant que l'on est en émission ou réception, alimentent l'intérieur d'une cavité d'une lentille plate dont la périphérie est convenablement définie. L'excitation d'un port d'entrée produit une distribution d'amplitude approximativement uniforme et une déclivité de phase linéaire (gradient de phase constant) aux ports de sortie. La contrainte de longueur de chemins égaux jusqu'au front d'onde réel, assure que la direction des faisceaux émis reste invariable avec la fréquence. La lentille est donc un véritable dispositif à retard. La forme de la cavité, aussi bien que les positions et la taille des ports, détermine le niveau des ondulations de distribution. Le succès, en fait, d'une conception d'une lentille de Rotman est de minimiser ce niveau d'ondulations sur une large bande de fréquence. La taille des ports est généralement inférieure à une demi-longueur d'onde correspondant à la plus haute fréquence d'utilisation, afin de ne pas exciter les modes d'ordre supérieur en vue de ne pas augmenter les pertes d'insertion.

A partir de toutes les remarques que nous avons fait, 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 :

- la conception de la lentille peut devenir très compliquée à cause même du nombre de variables à régler;
- Le couplage mutuel entre chaque port d'entrée est réel et est difficile à maîtriser;
- Les faisceaux orthogonaux n'existent pas en raison des débordements (spillover) indésirables du diagramme primaire de la lentille;
- Le choix d'une direction précise du faisceau ne peut pas être réalisé en dehors des trois foyers, car la lentille de Rotman peut seulement fournir une série distincte de faisceaux du fait de la disposition des ports d'entrées.

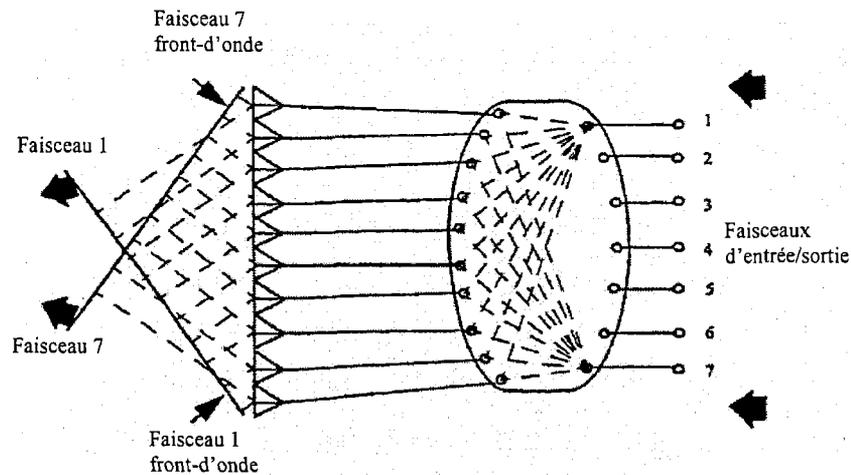


Fig. 4.9 : Lentille de Rotman [48].

4.7) Exemples de type circuit

Dans cette section, trois différents beamformers employant des matrices (circuit) seront présentés. La matrice de Blass et la matrice de Nolen et la matrice de Butler.

4.7.a) La matrice de Blass

La matrice de Blass [49-51] est un réseau d'alimentation en série avec une structure en treillis tel qu'illustré à la Fig. 4.10, dans laquelle la puissance est diminuée séquentiellement à partir des lignes transverses (through line) dans les lignes de ramification (branch line) 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. Dans la ligne transverse, entre deux coupleurs directionnels, se situe un déphaseur ou un ajusteur de longueur de ligne communiquant le changement de phase nécessaire à la création du gradient de phase entre chaque port de sortie. Ces coupleurs et longueurs de ligne permettent de fournir les excitations aux ports de sortie spécifiées. On notera que pour le port n°1 d'entrée de la matrice, le diagramme de rayonnement désiré est atteint sans difficulté. Le port n°2 sera lui affecté par le réseau d'alimentation du port n°1. Cette affectation a été calculée par Blass [49] pour une distribution de coupleurs uniforme, une efficacité d'un réseau

d'antennes de 70 % et une séparation entre le faisceau 1 et 2 d'une ouverture à mi-puissance.

L'effet de perturbation produit alors un lobe secondaire de 13 dB dans la direction du faisceau produit par le port n°1. Pour l'alimentation du m^{ème} faisceau par le port n°M, il y aura donc une perturbation des (M-1) réseaux d'alimentations précédents. De plus, la matrice de Blass peut produire des faisceaux orthogonaux ou non, c'est selon le choix du concepteur. Toutefois, on gardera en tête que plus les faisceaux sont éloignés les uns des autres, moins l'interactions entre les différentes lignes d'alimentation se fera ressentir. 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.

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

- Pour un grand réseau, la disposition d'intercommunication du circuit est simple, car il n'y a pas de croisements (ce sont les coupleurs qui en font office) et pas de circuit multicouche nécessaire (procédé de fabrication).
- Les faisceaux formés sont produits en jouant sur les rapports de couplage des coupleurs directionnel (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 conséquentes et empêchent bien souvent de la sélectionner :

- La conception devient complexe avec un nombre d'éléments de réseau et/ou d'entrée important car, pour chaque port d'entrée de la matrice, les coupleurs directionnels diffèrent, leurs coefficients de couplage varient.
- Le nombre de coupleurs devient vite important et cela implique un plus grand coût en matériel et poids.
- Plus le nombre de faisceaux augmente, plus l'interaction entre les différentes lignes transverses est grande, ce qui rend les réseaux beaucoup plus difficiles à concevoir.

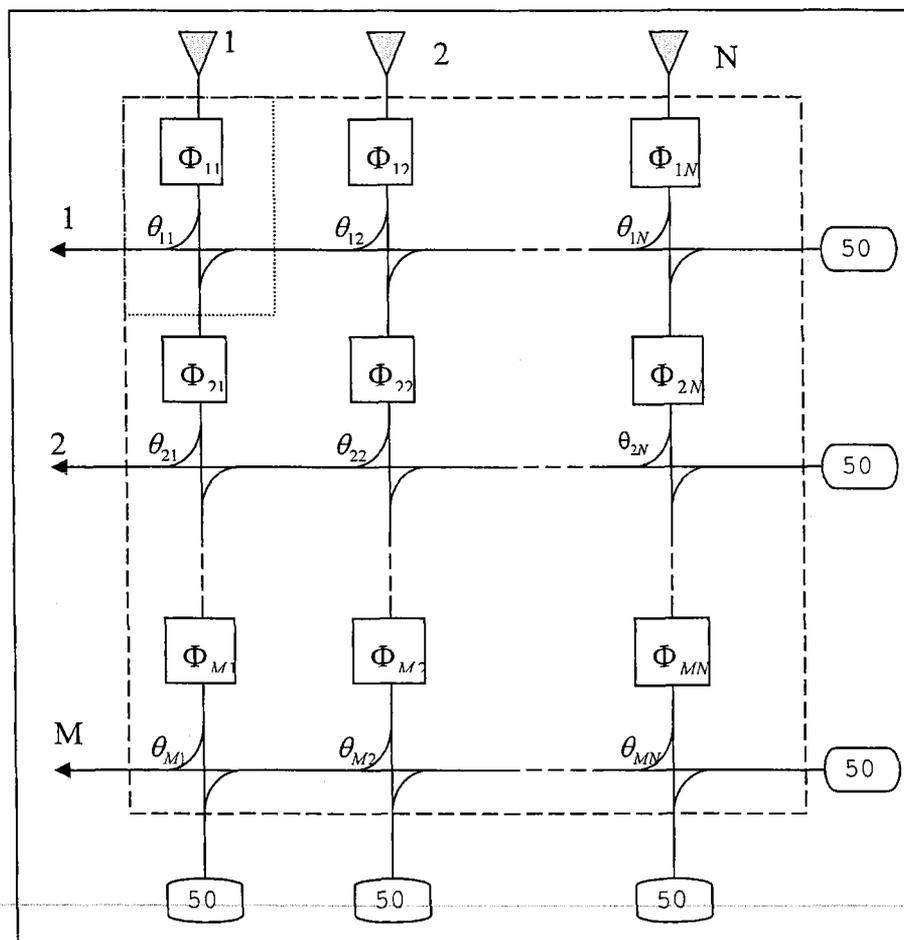


Fig. 4.10 : Matrice de Blass [50].

4.7.b) Matrice de Nolen.

La matrice de Nolen peut être considérée comme la combinaison de la matrice de Butler et de la matrice de Blass pendant que ses éléments d'antenne sont couplés du $N^{\text{ème}}$ élément d'antenne au $M^{\text{ème}}$ port de faisceau comme représenté dans la Fig. 4.11. Comme la matrice de Blass, la matrice de Nolen peut avoir un nombre d'éléments d'antenne différent au nombre de ports de faisceau. Le réseau de Nolen est construit de déphaseurs et d'hybrides [51]. Comme la matrice de Blass, elle est rarement utilisée due aux difficultés d'ajuster le réseau et à cause de son coût.

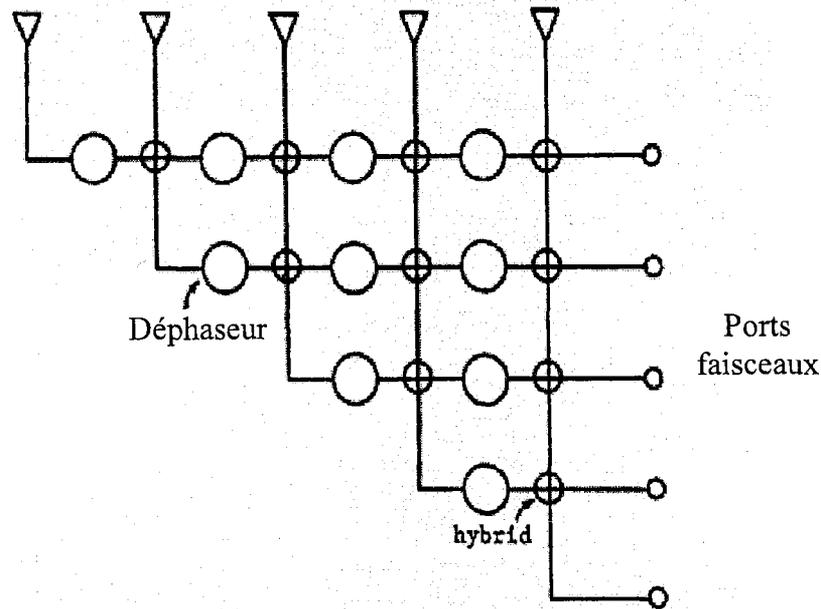


Fig. 4.11 : Diagramme de la matrice de Nolen [51].

4.8) Matrice de Butler

4.8.a) Introduction

La matrice de Butler [52-53] est sûrement l'un des répartiteurs de faisceaux les plus pratiqués. C'est un circuit réciproque passif symétrique à N ports d'entrées et à N ports de sorties qui pilote N éléments rayonnants produisant N faisceaux orthogonaux différents. C'est un système parallèle, contrairement à la matrice de Blass (système série), qui est composé de jonctions qui connectent les ports d'entrée aux ports de sortie par des lignes de transmission de longueur de chemin égal. Ainsi un signal d'entrée est à plusieurs reprises divisé sans perte jusqu'aux ports de sortie ; le schéma d'une matrice de Butler est identique à celui d'une FFT (Fast Fourier Transform) [52]. Les pondérations en sortie sont données par :

$$B_{nm} = \frac{e^{j\{[n - (N+1)/2][m - (N+1)/2]2\pi / N\}}}{\sqrt{N}} \quad (4.1)$$

Où B_{nm} représente l'amplitude du champ du $n^{\text{ième}}$ élément rayonnant lorsque le port m (dans le sens des faisceaux de droite à gauche) est activé par un signal d'amplitude unitaire, de phase nulle et où N est le nombre d'éléments rayonnants [55].

La matrice de Butler est constituée de jonctions hybrides, des déphaseurs et des croisements (le cas d'une structure plane). La Fig. 12 montre un diagramme de la matrice de Butler de 4×4 .

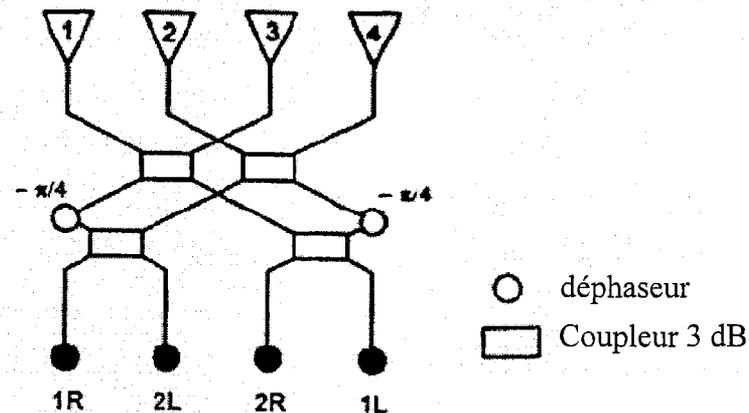


Fig. 4.12 : Matrice de Butler 4×4 [60].

Une matrice de N entrées comporte $(N/2) \log_2 N$ hybrides et $(N/2) \log_2 (N-1)$ déphaseurs fixe pour former le réseau. Deux types de coupleurs peuvent être utilisés [54]: Soit les coupleurs hybrides 3 dB de 90° ou de 180° . La matrice de Butler avec les coupleurs hybrides de 180° produit des déphaseurs de multiple impair de π , par contre, les coupleurs hybrides de 90° produisent des déphaseurs de multiple pair de π . La matrice de Butler avec les hybrides de 90° est symétrique et celle de 180° est asymétrique. Donc le concept est plus intéressant pour une matrice à hybride de 90° que ce qui de 180° .

La matrice de Butler sert à deux fonctions:

- Distribution des signaux RF aux différents éléments d'antennes;
- Direction et orthogonalité des faisceaux (Beamsteering and orthogonal beamforming).

En connectant la matrice de Butler à un réseau d'antenne et un commutateur RF, des multiples faisceaux peuvent être formés. En introduisant un signal RF à un port d'entrée, de la matrice, et via des phases progressives, on peut former un lobe dans une certaine direction de l'espace. D'une manière similaire, si on introduit un second signal RF, un autre lobe va être formé dans autre direction et ainsi de suite. La Fig. 4.13 illustre ce

phénomène. Par exemple, si les ports 1R et 3L (voir Fig. 4.13) sont excités par des signaux RF égaux en amplitude et en phase, les faisceaux 1R et 3L rayonnent simultanément.

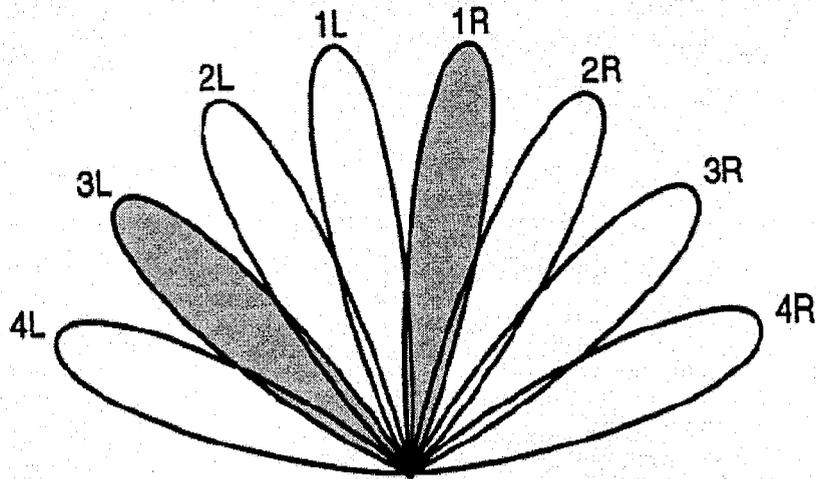


Fig. 4.13 : faisceaux orthogonaux formés par la matrice de 8×8 [57].

Pour un espacement de $\lambda/2$, tous les faisceaux sont orthogonaux et ils (les faisceaux) ont la même forme dans l'espace.

Par contre quand la distance entre les éléments augmente, la largeur du faisceau devient étroite et l'ensemble des faisceaux se rapproche (voir Fig. 4.14).

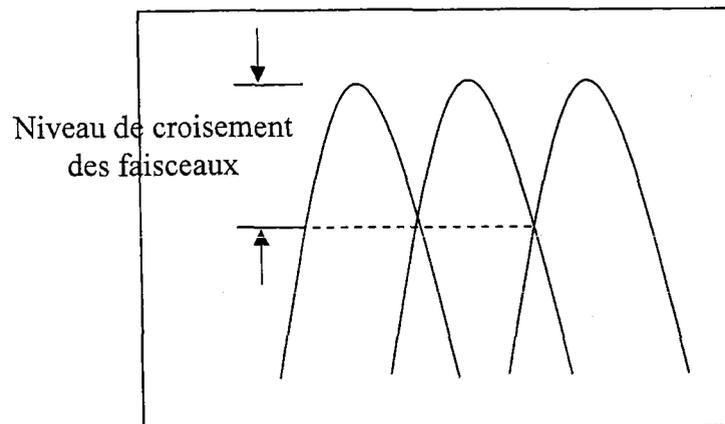


Fig. 4.14 : Les pertes par croisement de faisceaux [57].

Le faisceau moyen est donné par :

$$\theta_{coverage} = 2 \arcsin\left(\frac{(N-1)\lambda}{2Nd}\right) \quad (4.2)$$

La popularité de la matrice de Butler comme conformateur de faisceaux (beamformer) est due aux nombreux avantages suivants :

- Réseau simple à réaliser en ligne microbande où ligne triplaque ;
- Comme la matrice de Butler est équivalente à la transformée de Fourier discrète, elle possède le nombre minimum de composants ;
- Simple conception de la matrice de très grand rang, à cause de la symétrie des hybrides et déphaseurs ;

La matrice de Butler n'est pas un conformateur de faisceau parfait, les inconvénients sont :

- La largeur et l'angle du faisceau dépendent de la fréquence ;
- Possède une interconnexion très complexe (plusieurs croisements sont nécessaires) pour des grandes matrices.

4.8.b) Les conditions pour le design du système à faisceaux commutés en utilisant la matrice de Butler

L'utilisation de la matrice de Butler pour l'implémentation du système à faisceaux commutés doit suivre certaines conditions pour atteindre une direction des faisceaux optimale. Les conditions suivantes doivent être prises en considération lors de la conception :

- La couverture à balayage spatial : la couverture à balayage spatial doit être au moins $\pm 60^\circ$;
- La largeur du faisceau : Le système doit avoir une largeur de faisceau étroite pour une meilleure résolution spatiale. Cette dernière offre une possibilité de réduire l'interférence et augmente la précision des DOA (direction of arrivals) des usagers ;
- La moyenne des niveaux des lobes de côtés (average side lobe levels) : Elle permet de minimiser le rayonnement dans les directions indésirables ;

- La forme du faisceau : les faisceaux doivent être orthogonaux et doivent avoir un grand niveau de chauvechement pour un maximum de couverture ;
- La taille physique et le poids : la structure physique du système ne doit pas être volumineuse et lourde ;
- L'espacement des éléments : Un espacement approprié doit être choisi pour éviter la formation des lobes discordants.

4.8.c) Les phases progressives de la matrice de Butler.

De la figure 4.12 [60], on peut constater que comme un signal RF est alimenté dans le port 1L, il est ensuite couplé pour avoir une phase progressive de -45° à l'élément d'antenne. Ceci va produire un faisceau orthogonal dans la direction 1L. La différence de phase aux éléments rayonnants est donnée par :

$$\beta = \pm \frac{2p-1}{N} x \pi \quad (4.3)$$

où β est la différence de phase avec $p \leq \frac{N}{2} = (\text{Entier})$.

N = nombre d'éléments dans le réseau.

• Matrice de Butler de 2x2.

Tableau 4.1 : La différence de phase aux éléments d'antennes pour une matrice de Butler de 2x2.

P	β	$-\beta$
1	90°	-90°

Tableau 4.2 : Les phases progressives aux éléments d'antennes pour une matrice de Butler de 2x2.

Les ports Tx/Rx	Les ports d'antennes	
	1	2
1L	0°	90°
1R	0°	-90°

• Matrice de Butler de 4x4.

Tableau 4.3 : Les phases progressives aux éléments d'antennes pour une matrice de 4x4.

Ports Tx/Rx	Les ports d'antennes			
	1	2	3	4
1L	0°	45°	90°	135°
2L	45°	-180°	-45°	90°
2R	90°	-45°	-180°	45°
1R	135°	90°	45°	0°

4.9) Les composants intrinsèques à la matrice de Butler

La matrice de Butler est constituée de trois composants que sont les coupleurs -3dB, les déphaseurs et les croisements. Ces éléments sont présentés dans les sous sections suivantes.

4.9.a) Les coupleurs -3dB

Les coupleurs sont des circuits passifs et à quatre ports tel que montré à la Fig. 5.15. Les paramètres suivants permettent de caractériser un tel coupleur :

- Facteur de couplage : $C = 10 \times \log_{10} \left(\frac{P_2}{P_1} \right)$ (dB) (4.4)

- Facteur de directivité : $D = 10 \times \log_{10} \left(\frac{P_2}{P_3} \right)$ (dB) (4.5)

- Facteur d'isolation : $I = 10 \times \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_4} \right)$ (dB) (4.6)

- Pertes d'insertion : $IL = 10 \times \log_{10} \left(\frac{P_2 + P_3}{P_1} \right)$ (dB) (4.7)

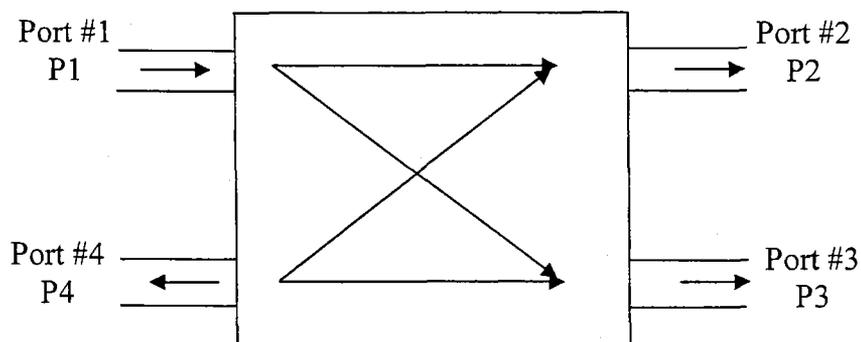


Fig. 4.15 : Schéma de principe d'un coupleur à 3 dB.

où P_1 , P_2 , P_3 et P_4 représentent les puissances d'entrées et de sorties aux ports 1, 2, 3 et 4.

Il existe deux types de coupleurs hybrides: l'hybride de 180° et l'hybride 90° . Dans les coupleurs hybrides 180° , le port couplé et le port de transmission sont en opposition de phase. Par contre, dans les coupleurs hybrides 90° , la porte couplée est déphasée de 90° par rapport au port de transmission.

L'utilisation du coupleur se retrouve dans de nombreux systèmes électroniques. Par exemple le duplexeur, qui a pour fonction de coupler sur la même antenne deux canaux de largeur de bandes très différentes en laissant découplés leurs émetteurs respectifs, requiert en général l'usage de deux coupleurs 3-dB. Ce coupleur 3-dB est le plus employé, nous nous intéresserons en particulier aux coupleurs 3-dB à jonctions en échelle, appelés aussi coupleurs hybrides, ou hybrides tout simplement, et aux coupleurs 3 dB à jonctions en anneau. En effet, dans une matrice de Butler, ce sont des coupleurs 3-dB à 90° codirectifs et des coupleurs 3-dB à 180° contradirectifs qui sont employés. Ces deux types de coupleur 3-dB, respectivement à déphasage 90° et 180° , sont les plus employés dans la conception des matrices de Butler.

4.9.b) Croisement (Cross-over)

Le croisement entre les lignes est le plus grand inconvénient lors de l'implantation de la matrice de Butler. Pour éviter alors que les signaux au niveau des croisements ne se combinent, on doit recourir à des croisements (crossover) [60].

Pour concevoir un croisement, on peut utiliser deux hybrides en cascades. Idéalement, le signal entrant dans un port émerge seulement au port diagonal sans pertes d'insertion et sans erreur de phase.

4.9.c) Déphaseurs

Dans cette sous-section, nous présentons les déphaseurs passifs utilisés dans les matrices de Butler. Ces déphaseurs utilisent des sections de ligne de transmission, soit en microruban, coplanaire ou autre type de ligne de transmission.

Dans le cadre de cette thèse, la technologie CPW et ligne à fente ont été adoptées.

La ligne CPW possède une certaine longueur d'onde guidée à une fréquence particulière. Cette longueur représente la distance entre deux crêtes de l'onde guidée et est équivalente à un cycle de phase (360°). Pour créer un retard de phase θ avec une ligne CPW par rapport à une autre, on ajoute donc une section supplémentaire ΔL de telle manière que :

$$\Delta L = \theta \cdot \frac{\lambda_g}{360} \quad (4.8)$$

4.10 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, une vue globale des différents aspects des antennes intelligentes. Les systèmes d'antennes à faisceaux adaptatifs et les faisceaux commutés ont été introduits. Différents systèmes à réseaux d'antennes à faisceaux commutés ont été cités tel que les conformateurs de faisceau à lentilles et les conformateurs de faisceau à circuits.

La lentille de Rotman est un véritable dispositif à retard. Le dépointage du faisceau balayé reste quasi-invariant avec la fréquence. Avec une simple construction de circuit imprimé faible coût, les caractéristiques ci-dessus la font particulièrement utile dans les systèmes actifs où les pertes inhérentes de la lentille sont de faibles conséquences.

La matrice de Blass peut être intéressante lorsque le nombre de faisceaux requis est petit d'environ 2 à 3, au-delà de ce nombre de composants, elle devient trop compliquée à réaliser.

La matrice de Butler peut produire un nombre plus important de faisceaux de grande qualité avec peu de composants en comparaison d'une matrice de Blass. Elle possède également des faisceaux orthogonaux, ce qui implique moins de pertes, comme nous l'avons vu. Par conséquent, ce type de matrice constitue un meilleur choix pour les réseaux d'alimentation à multiples faisceaux en technologie des lignes à fente ou CPW (voir chapitre 7 et 8).

Chapitre 5

Antennes à fente excitées par couplage via une ligne coplanaire pour les applications sans fil

5.1) Introduction

Récemment, les communications sans fil représentent l'un des marchés croissants les plus élevés, particulièrement dans le développement des communications mobiles et des réseaux locaux sans fil (WLANs), où des systèmes de transmission à capacité élevée sont exigés. Celles-ci concernent de nouveaux composants RF sans fil à large bande tels que les antennes, les filtres etc. La technologie à lignes coplanaires (CPW) est devenu une alternative à la technologie micro-ruban pour les circuits micro-onde et en ondes millimétrique [25]. Ceci permet d'éliminer l'usage des vias (trous métallisés) comme dans le cas des lignes micro-ruban. Récemment, il y a eu un grand intérêt pour les antennes micro ruban excitées par la ligne coplanaire [14], [15]. L'inconvénient majeur de cette structure est la bande passante étroite, qui présente seulement 1 à 2%, cependant, cette bande limite n'est pas suffisante pour les systèmes de communications à haut débit.

Afin de résoudre le problème de la bande passante, nous proposons de nouvelles configurations d'antennes à fente excitées par une ligne coplanaire à large bande. Cette nouvelle approche est basée sur l'utilisation des antennes à fente au lieu de patch (micro-

ruban) comme élément rayonnant. En plus du nombre considérable de degré de liberté qu'elle offre ce type d'antennes, les performances ont été considérablement améliorées.

Dans ce chapitre, on présente de nouvelles configurations d'antennes fente. Ces antennes à fente seront par la suite utilisées pour construire un réseau d'antennes. Dans les prochaines sections, on décrit les différents concepts d'antennes proposées dans cette thèse.

5.2) Antenne à fente alimentée par une ligne coplanaire

La géométrie de la structure d'antenne proposée est présentée dans la Fig. 5.1. Tel que montré à la Fig. 5.1, cette antenne est alimentée par une ligne CPW. Cette antenne est composée de deux fentes ; la première sert comme une excitation et la deuxième agit comme élément rayonnant. La ligne de transmission (la ligne CPW) est placée en dessous du substrat; par contre l'élément rayonnant se trouve sur la face supérieure du substrat. La Fig. 5.2 montre la distribution de champ sur les fentes rayonnantes et l'excitation. La distribution de champ électrique est en opposition de phase sur les côtés latéraux et en phase sur le bord supérieur et inférieur de l'élément rayonnant tel que illustré à la Fig. 5.2. D'après la distribution des courant magnétique, tout autour de la fente rayonnante, on peut noter que l'élément rayonnant est semblable au modèle à ouverture de l'antenne patch [61].

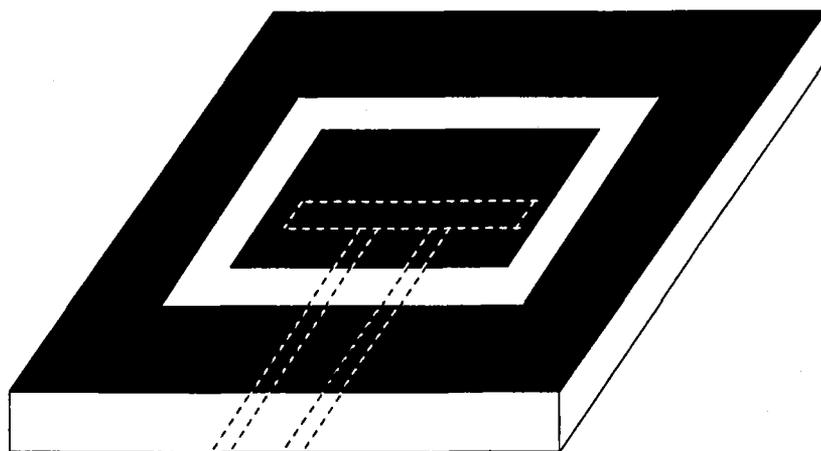


Fig. 5.1 : Antenne à fente alimentée par une ligne coplanaire

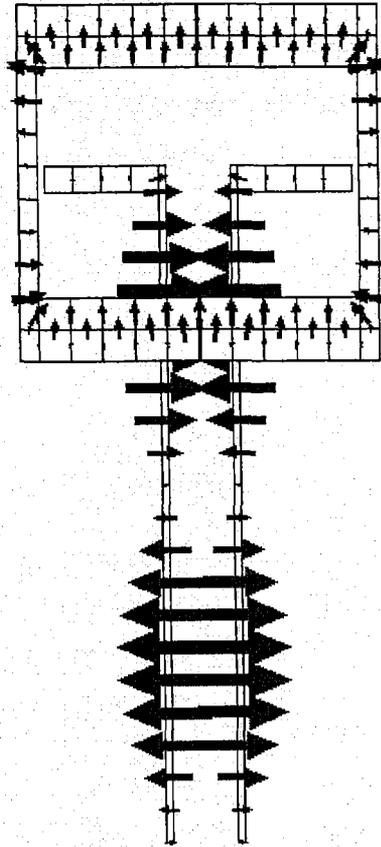


Fig. 5.2 : Distribution du champ électrique dans la structure de l'antenne.

Cette topologie originale conjugue les avantages d'excitation par couplage électromagnétique et les propriétés intéressantes de la ligne coplanaire. Cette topologie offre les avantages suivants:

- Possibilité de dissocier les fonctions propres du circuit d'alimentation et de l'élément rayonnant, obtenant ainsi une meilleure isolation ;
- Augmentation relative de la bande passante obtenue en jouant sur les paramètres de l'antenne;
- Facilité d'atteindre l'adaptation en impédance de l'antenne qui est grandement accrue grâce au nombre conséquent de degré liberté offert.

La structure monocouche de l'antenne à fente alimentée par une ligne coplanaire est susceptible de concurrencer directement la structure mono couche de l'antenne microruban alimentée par une ligne coplanaire qui fournit une bande passante très étroite [14-16], En conséquence, la structure bicouche de l'antenne microruban alimentée par

une ligne microruban qui requiert deux substrats qui sont le siège de l'apparition des ondes de surfaces surtout en ondes millimétriques, ce qui risque de causer une dégradation du bon fonctionnement de l'antenne.

5.3) Antenne à fente alimentée par une excitation capacitive

La géométrie de l'antenne à fente alimentée par une excitation capacitive à large bande est montrée à la Fig. 5.3. Ce type de technique d'alimentation de la fente d'excitation correspond à un circuit ouvert [13]. La puissance d'alimentation RF de la ligne CPW est couplée électromagnétiquement à l'antenne à fente, et le couplage est assuré par la fente à l'extrémité de la ligne CPW. Dans cette structure, le circuit ouvert est formé par une fente de largeur L_s et placée à l'extrémité du conducteur central. Ceci permet de générer un champ électrique dans le circuit ouvert entre l'extrémité du conducteur central et le plan de masse ce qui produit également une réactance capacitive. De ce fait, le couplage dû au circuit ouvert est principalement capacitif, et ce couplage permet d'exciter la deuxième fente rayonnante gravée sur la couche supérieure du substrat.

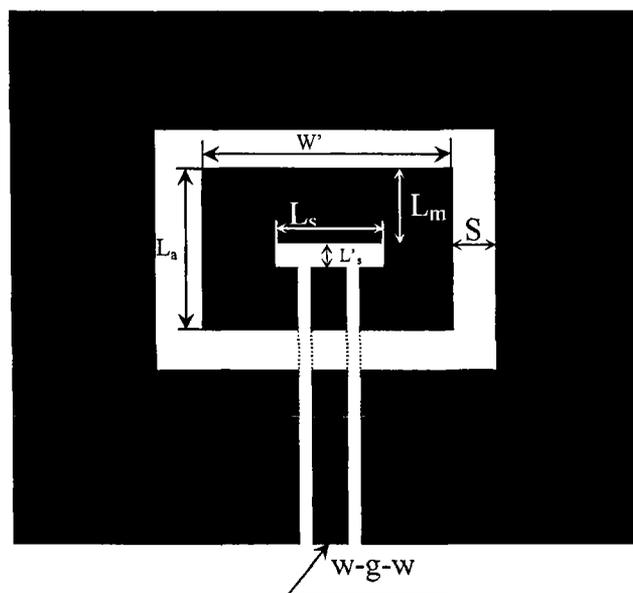


Fig. 5.3 : Antenne à fente alimentée par une excitation capacitive.

En utilisant l'outil de simulation Momentum d'Agilent (ADS) [62], cette antenne a été conçue et optimisée. Cette antenne se compose d'un seul substrat ayant une constante diélectrique relative de $\epsilon_r = 2.2$ et une épaisseur de $h = 1.575$ mm. L'élément rayonnant

de forme rectangulaire est placé sur la face supérieure du substrat, tandis que la fente d'excitation de la ligne coplanaire est mise sur le côté opposé. L'impédance caractéristique de la ligne coplanaire est conçue à 50Ω . Ceci est réalisé en utilisant le logiciel de simulation (Linecalc d'Agilent) en choisissant des valeurs appropriées de S_f et de G_f . Les paramètres de l'antenne à fente de forme rectangulaire excitée par une ouverture sont énumérés dans le tableau 5.1. Durant les premiers tests de cette antenne, il s'est avéré que la résonance d'antenne dépend seulement de la longueur L_S , et les dimensions de la fente de l'élément rayonnant n'affectent pas la fréquence de résonance. Ainsi la fréquence de résonance de l'antenne est approximativement la moitié de la longueur d'onde guidée, mais elle peut être décalée selon la variation de longueur de fente d'excitation (L_S), et cette longueur de résonance est donnée par :

$$L_a \approx 0.50\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad (5.1)$$

où λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre à 5.8 GHz et ϵ_r est la constante diélectrique relative du substrat.

Tableau 5.1: Paramètres de l'antenne à excitation capacitive.

Ligne coplanaire [mm]	L'élément rayonnant [mm]			La fente d'excitation [mm]
$g-w-g$ 1.0-4.2-1.0	$L_a=15.02$	$W'=28.68$	$S=3.75$	$L_s=9.0$

Basé sur les résultats de simulations, divers paramètres peuvent affecter le comportement de l'antenne. D'abord, l'effet de la longueur L_S de fente sur l'impédance d'entrée a été exploré, et les résultats de simulation obtenus sont montrés dans la Fig. 5.4. À mesure que L_S augmente de 9 mm à 11.3 mm, on constate que la longueur de la fente d'excitation affecte de manière significative la fréquence de résonance de l'antenne, qui est décalée de 5.5 GHz à 5.8 GHz.

Pour assurer le transfert maximum de puissance du générateur vers l'antenne au complet, il faut être en mesure d'avoir une bonne adaptation entre l'antenne et la ligne de transmission coplanaire. Pour atteindre cet objectif, on propose deux méthodes d'adaptation d'impédance; la première est de garder le lieu d'excitation au

centre de l'élément rayonnant et d'ajuster juste la largeur W de l'élément rayonnant. La seconde est de garder la forme carrée de l'élément rayonnant en ajustant la zone d'excitation par un ajustement (tuning) de la distance L_m . La Fig. 5.5 montre la courbe de perte de retour de l'antenne carrée quand la distance entre le point d'excitation et l'extrémité supérieure de l'antenne L_m atteint une valeur de 12.05 mm. On peut noter que cette approche donne plus de flexibilité, particulièrement en termes de techniques d'adaptation. La largeur de la fente d'excitation (L_s) est de valeur de 1.6 mm, qui est assez importante pour permettre un bon couplage électromagnétique entre l'énergie de la ligne d'alimentation de CPW et l'antenne à fente rayonnante.

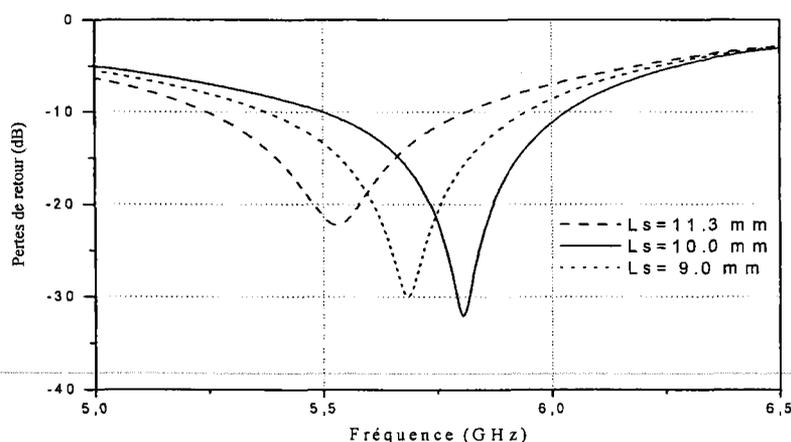


Fig. 5.4 : Pertes de retour de l'antenne en fonction de L_s .

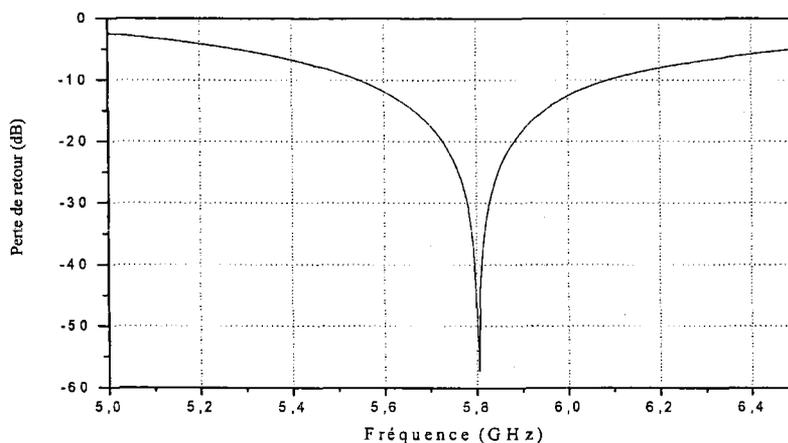


Fig. 5.5 : Perte de retour pour un L_m optimum.

Le problème principal qu'on a rencontré lors de la conception de ces nouvelles antennes, est les pertes dues aux ondes de surfaces qui réduisent considérablement l'efficacité de l'antenne. En investiguant les différents paramètres qui constituent l'antenne, on a

remarqué qu'augmentant la dimension de la fente S de l'élément rayonnant, l'efficacité augmente et peut considérablement être améliorée. De ce fait, une optimisation du paramètre S qui influe l'efficacité de l'antenne a été effectuée.

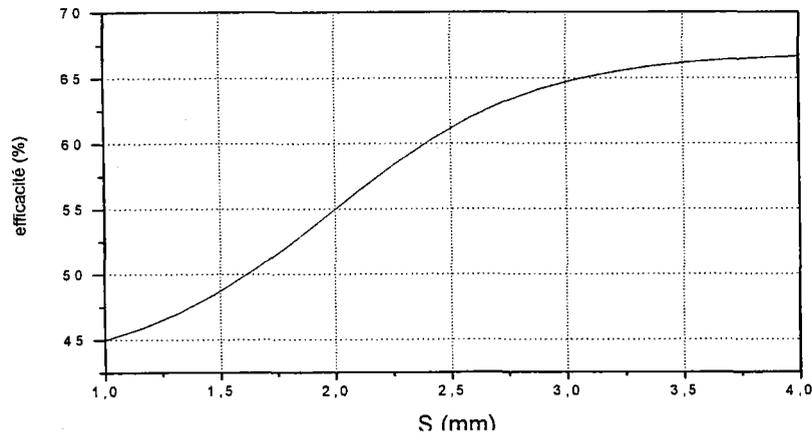


Fig. 5.6.a : L'efficacité de l'antenne en fonction de S .

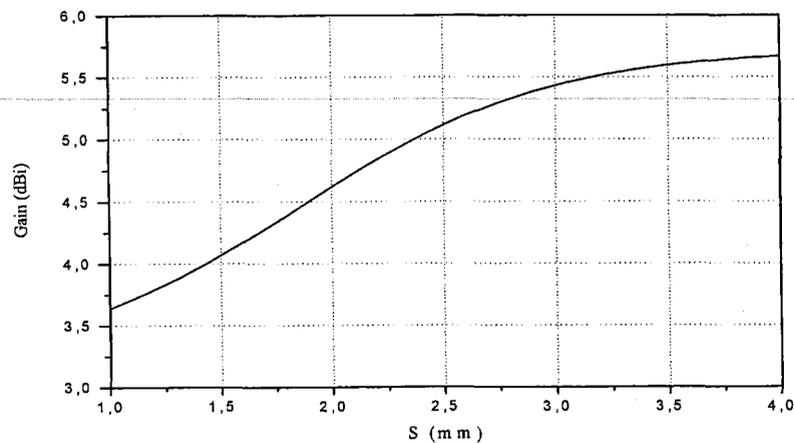


Fig. 5.6.b : Le gain de l'antenne en fonction de S .

La Fig. 5. 6 montre le gain simulé en (dBi) en fonction de S . De cette courbe, on peut observer que la largeur S affecte considérablement l'efficacité et le gain de l'antenne. Quand S augmente de 1 mm à 4 mm, le gain est augmenté de 3.64 dBi à 5.7 dBi. La largeur optimale atteinte pour avoir une bonne efficacité est atteinte lorsque $S = 3.75$ mm, qui correspond à une valeur de $\sim \lambda_g/10$. À partir de cette valeur, le gain et l'efficacité sont constants en dépit de l'augmentation de S . Ce phénomène de dégradation du gain de

l'antenne est dû principalement aux ondes de surfaces. Pour récupérer cette quantité d'énergie (pertes dues aux ondes de surfaces), la largeur S de l'élément rayonnant devrait être choisie à $\sim \lambda_g/10$ afin de forcer les ondes dans le substrat à être rayonnée vers l'extérieur.

5.4) Mesure et validation

Pour valider notre concept, un prototype utilisant la technique d'excitation capacitive fonctionnant à 5.8 GHz a été fabriqué et mesuré en utilisant un analyseur de réseau HP8772. Les coefficients de réflexion simulés et mesurés sont montrés dans la Fig. 5.7. Les résultats montrent qu'une largeur de bande de 520 MHz (qui représente 9 %), pour un niveau de perte de retour à -10 dB, a été obtenue. De ces résultats, on peut conclure que des améliorations significatives ont été offertes par cette configuration d'antenne par rapport au travail rapporté dans [13]. Ceci est dû essentiellement à la nouvelle approche qui utilise une antenne à fente au lieu d'une antenne plaque comme utilisée auparavant. En outre, cette antenne offre pour les concepteurs plus de flexibilité et de degrés de liberté.

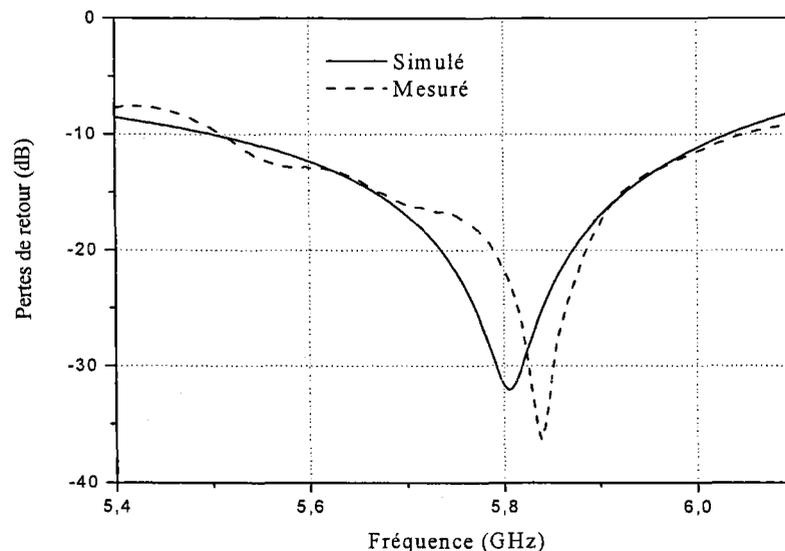
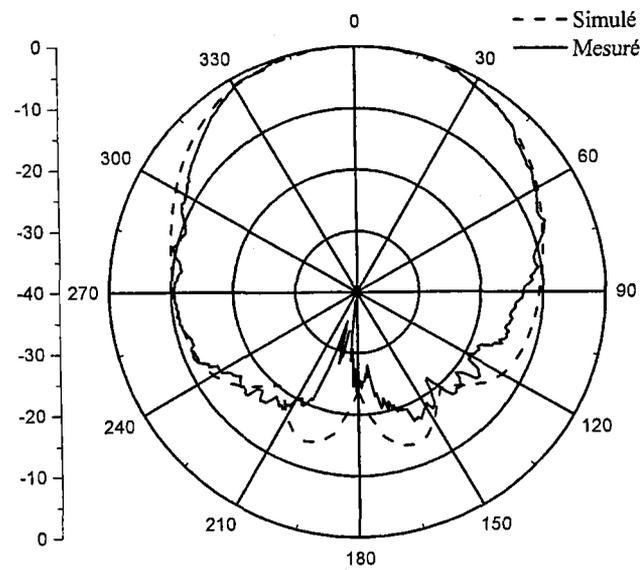
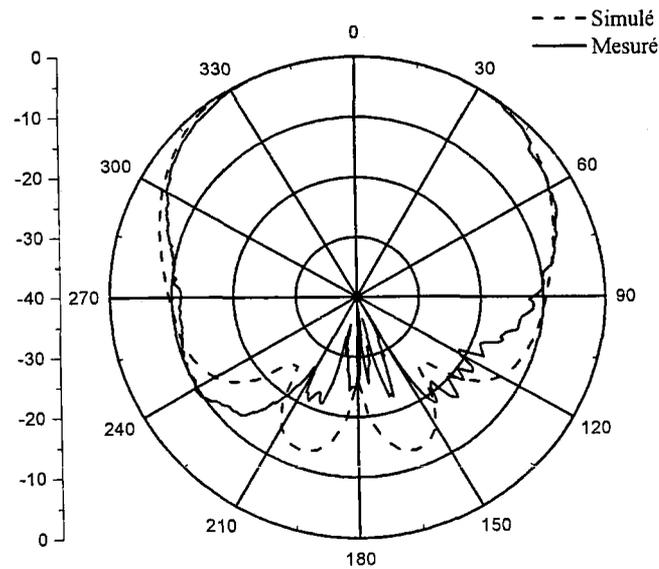


Fig. 5.7 : Pertes de retour de l'antenne à fente à excitation capacitive.



(a)



(b)

Fig. 5.8 : Diagramme de rayonnement (a) Plan H (b) Plan E

Les diagrammes de rayonnement du plan E et H mesurés à 5.8 GHz ont été effectués dans la chambre anéchoïde. La Fig. 5.8 montre la comparaison entre les diagrammes

mesurés et simulés dans le plan E et H. Une similitude raisonnable dans la forme du diagramme de rayonnement est observée, et les rapports entre le rayonnement avant et arrière (*front to back ratios*) sont, respectivement, de -15dB et -18 dB obtenus pour les résultats théoriques et expérimentaux. De ces résultats de mesures du coefficient de réflexion et les diagrammes de rayonnement, on peut dire que le concept d'antenne a été validé.

5.5) Antenne à fente alimentée par une excitation inductive

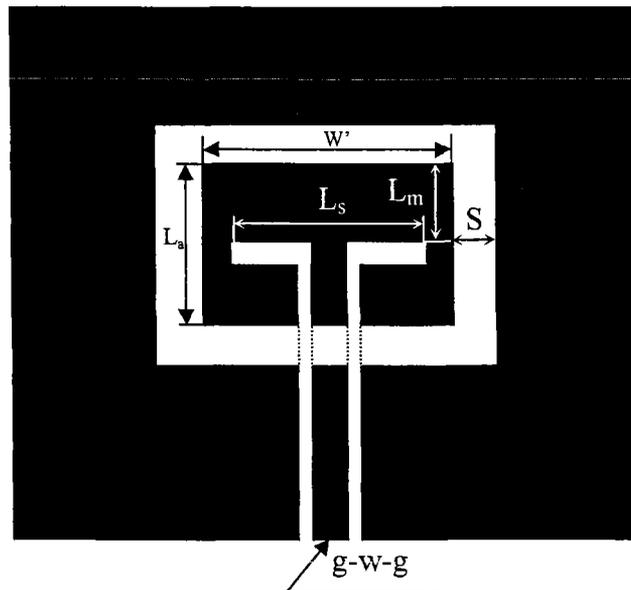


Fig. 5.9 : Antenne à fente alimentée par une excitation inductive.

La géométrie de l'antenne alimentée par une ligne CPW par couplage à excitation inductive est montrée dans la Fig. 5.9, où le couplage inductif correspond à un court-circuit [6]. Dans cette structure, le court circuit se forme par la connexion du conducteur central au plan de masse de la ligne CPW, qui permet à un courant RF de traverser autour des extrémités des fentes. Ceci permet à l'énergie magnétique d'être stockée derrière l'extrémité de la fente. Alors cette énergie magnétique donne lieu à une réactance inductive, qui mène au couplage inductif [25]. En utilisant l'équation (5.1), une deuxième antenne avec le couplage inductif a été conçue à 5.8 GHz. Les paramètres de cette antenne sont énumérés dans le Tableau 5.2.

Tableau 5.2: Paramètres de l'antenne à excitation inductive.

Ligne coplanaire [mm]	L'élément rayonnant [mm]			La fente d'excitation [mm]
$g-w-g$ 1.0-4.2-1.0	$L_a=14.02$	$W'=23.76$	$S=3.75$	$L_s=14.9$

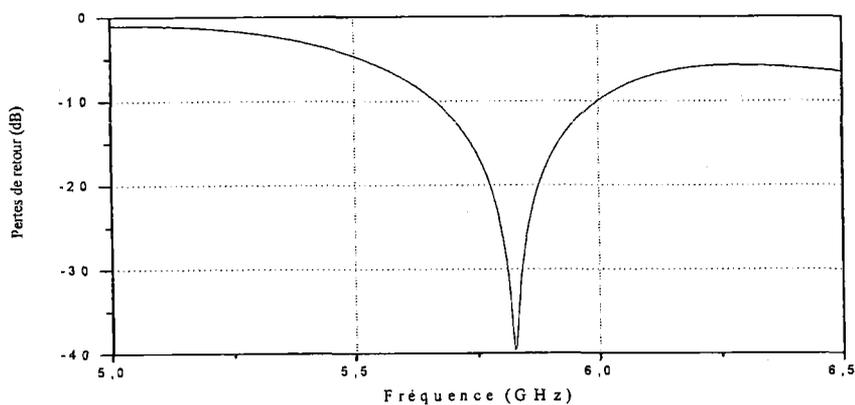


Fig. 5.10 : Pertes de retour de l'antenne à fente à excitation inductive.

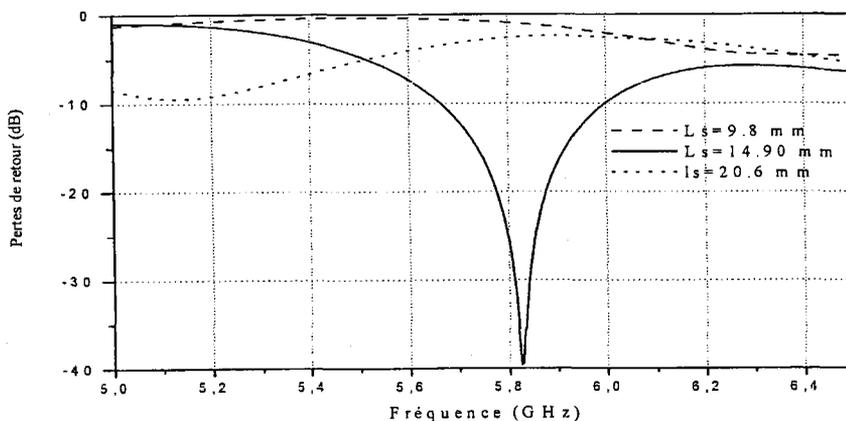


Fig. 5.11 : Pertes de retour de l'antenne en fonction de L_s .

Pour ce type de technique d'alimentation, on peut montrer que l'adaptation d'impédance de l'antenne est considérablement affectée, qui est complètement différente de la technique d'alimentation à couplage capacitif. De la même manière que la première structure, des simulations ont été effectuées en utilisant le logiciel Momentum d'Agilent. Le coefficient de réflexion simulé de l'antenne à excitation inductive est montré dans la

Fig. 5.10. De ces résultats, on peut noter qu'une largeur de bande de 375 MHz est obtenue. En outre, une étude paramétrique a également été effectuée sur le paramètre L_s . Comme représenté dans la Fig. 5.11, quand L_s augmente de 9.8 mm à 20.60 mm, l'impédance dépend fortement de la longueur de la fente. En comparaison avec la structure à couplage capacitif, ces résultats prouvent que la fente à couplage inductif est plus difficile à être adapté et n'offre pas une assez grande largeur de bande.

5.6) Antenne à fente alimentée par une double excitation

Dans ce paragraphe, on présente une nouvelle technique d'alimentation de l'antenne afin d'élargir davantage la bande passante sans compliquer la structure globale de l'antenne. Pour cela, on propose de combiner les deux excitations, inductive et capacitive, présentées précédemment en une seule excitation pour alimenter un seul élément rayonnant. La géométrie de l'antenne proposée utilisant une double excitation est présentée dans la Fig. 5.12. Cette structure a été conçue pour qu'à chaque excitation on obtienne une résonance équivalente de l'antenne. L'excitation (A) agit pour la fréquence de résonance f_1 et l'excitation (B) agit pour une fréquence de résonance f_2 . En optimisant les dimensions L_s et L'_s , on peut obtenir deux résonances très rapprochées afin de réaliser une antenne à large bande. Le paramètre important W devrait être bien choisi pour offrir une bonne adaptation pour les deux fréquences de résonance.

Pour concevoir et caractériser cette antenne, des simulations ont été effectuées en utilisant le logiciel *Momentum*. Il est à noter que durant les simulations, il a été démontré que les substrats épais pourraient produire plus de largeur de bande, et pour cette raison, un substrat avec une épaisseur de $h = 3.175$ mm a été choisi dans la conception en respectant les condition pour éviter l'apparition d'autres modes. En outre, les dimensions de l'antenne proposée ont été optimisées, et elles sont citées dans le Tableau 5.3.

Tableau 5.3: Paramètres de l'antenne à double excitation.

Ligne coplanaire [mm]	L'élément rayonnant [mm]			La fente d'excitation [mm]
$g-w-g$	$L_a=14.08$	$W'=26.70$	$S=3.75$	$L_s=15.35$
				$L'_s=2.91$
				$L_m=4.17$

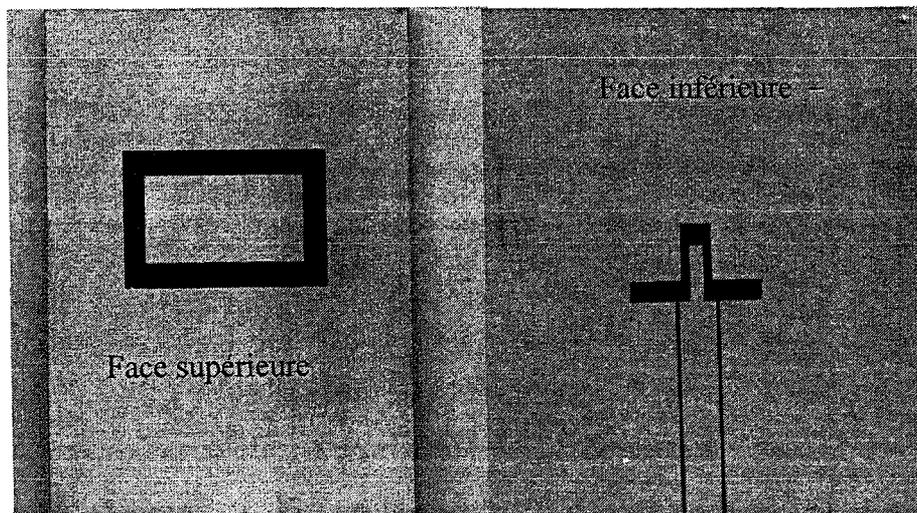
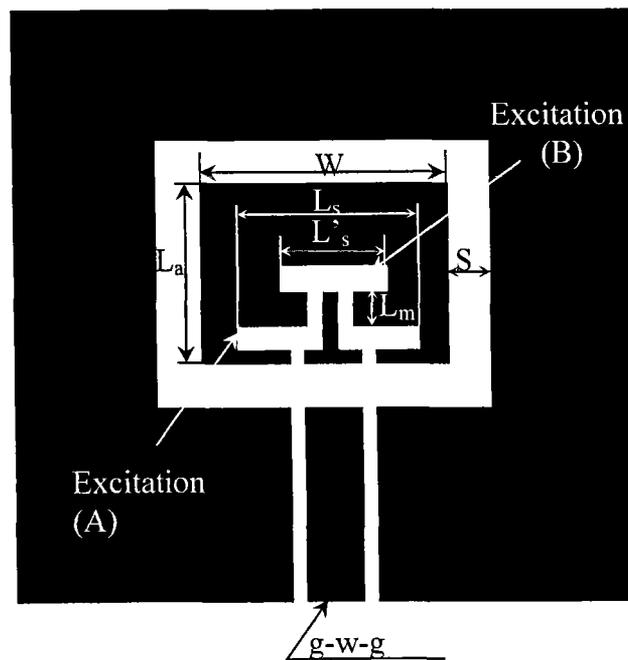


Fig. 5.12 : Antenne à fente alimentée par une double excitation.

L'étude paramétrique a permis de comprendre l'effet de chaque paramètre sur le comportement de l'antenne. L'effet de la longueur de la fente d'excitation L_s sur le comportement de l'antenne est montré dans la Fig. 5.13. Quand L_s change de 15.35 mm à 18.6 mm, on constate que la fréquence de résonance (A) subit un décalage et garde une bonne adaptation. Par contre, la fente d'excitation L'_s affecte considérablement l'adaptation de la fréquence de résonance (B). Ceci est montré lorsque L'_s varie de 2.91 mm à 11.5 mm, comme illustré dans la Fig. 5.14. En plus, un autre paramètre L_m agit sur l'adaptation de la fréquence de résonance (B) et considéré comme un facteur essentiel d'adaptation tel que illustré à la Fig. 5.15. De ces résultats, la résonance (B) devrait être adaptée en optimisant L'_s et L_m .

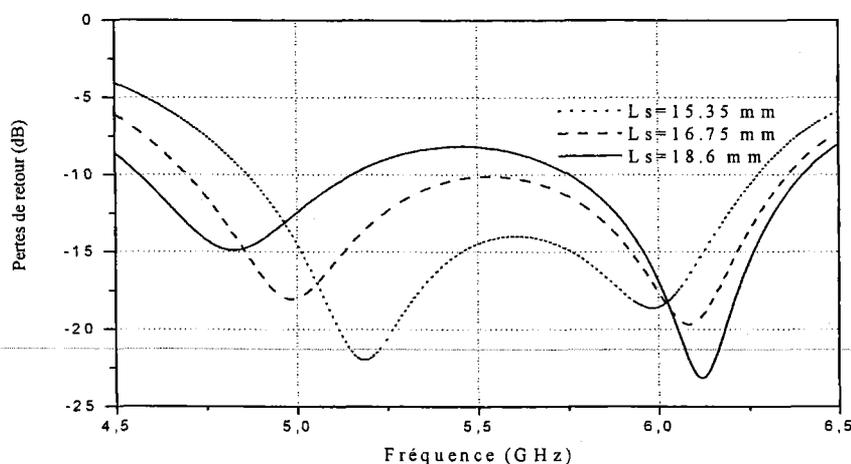


Fig. 5.13 : Pertes de retour de l'antenne en fonction de L_s .

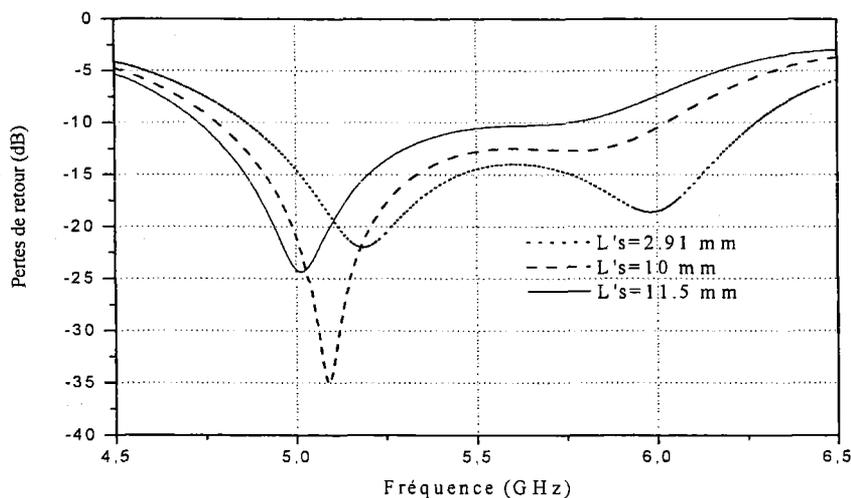


Fig. 5.14 : Pertes de retour de l'antenne en fonction de L'_s .

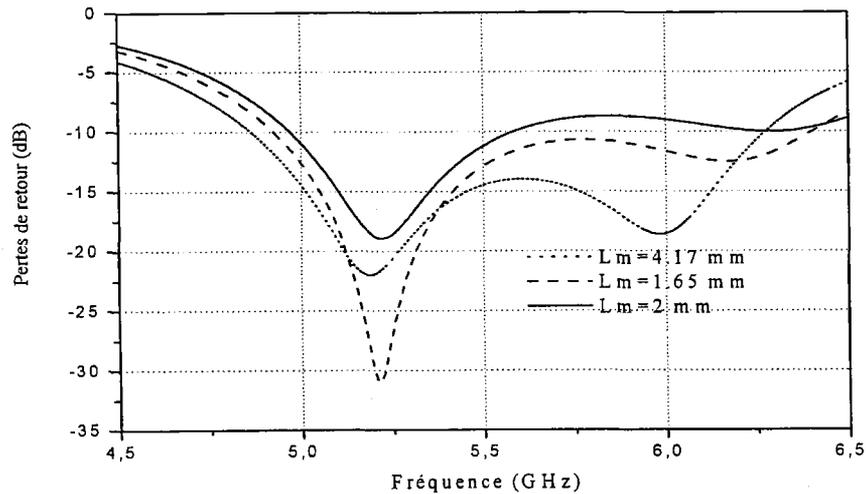


Fig. 5.15 : Pertes de retour de l'antenne en fonction de L_m .

5.6.a) Mesure et validation

Pour la structure à double excitation, un prototype a été fabriqué et examiné. La photographie du prototype fabriqué est montrée à la Fig. 5.12. Les coefficients de réflexion S_{11} simulés et mesurés sont tracés dans la Fig. 5.16. En conséquence, on observe que l'antenne proposée peut offrir une largeur de bande d'environ 1.6 GHz ($\sim 28.5\%$), ce qui représente une amélioration significative par rapport aux antennes ayant une simple excitation.

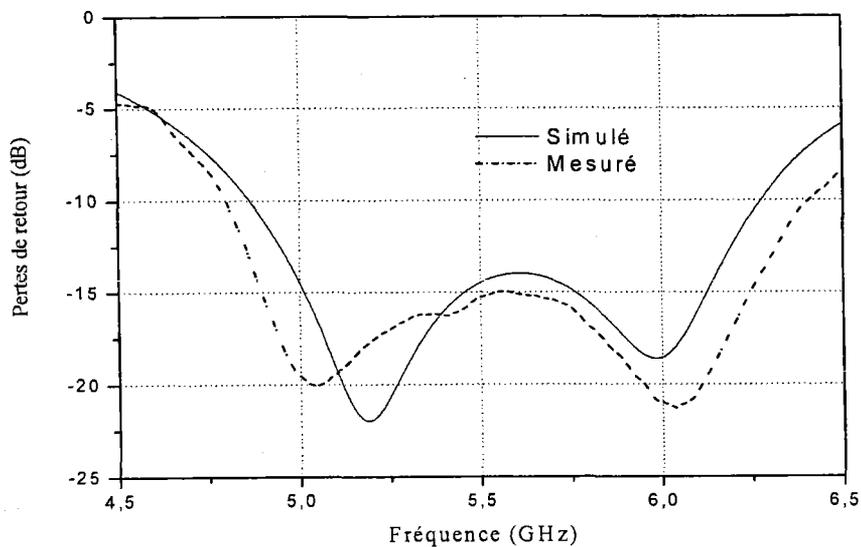
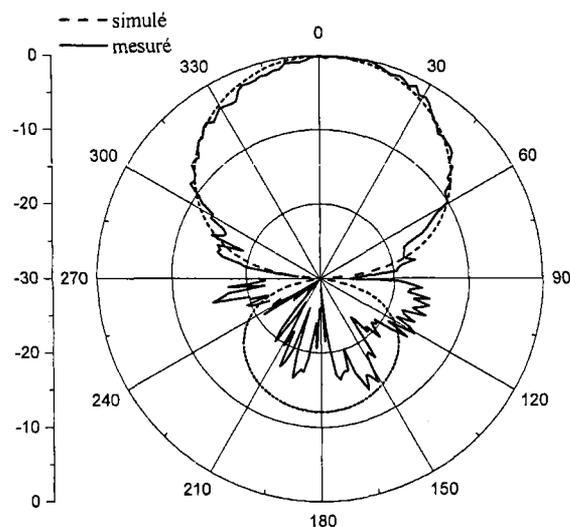
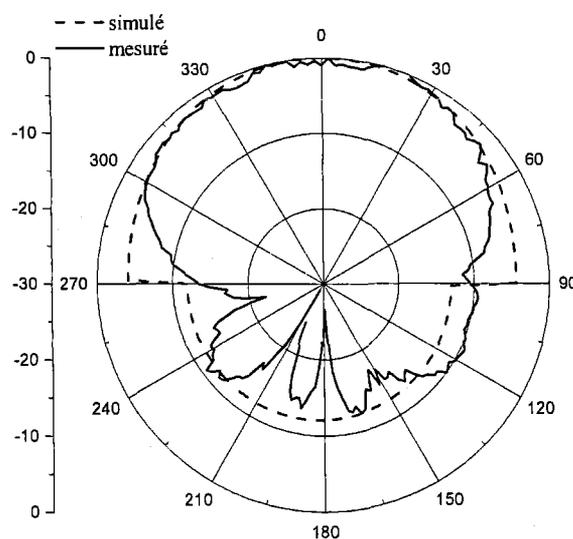


Fig. 5.16 : Pertes de retour de l'antenne à fente à double excitation.

Les diagrammes de rayonnement ont également été mesurés à 5.8 GHz dans une chambre anéchoïde. Les diagrammes de rayonnement du plan E et H simulés et mesurés sont montrés dans la Fig. 5.17, où on observe une similitude raisonnable. En outre, de ces résultats, on peut noter que cette antenne offre un rapport entre le rayonnement avant arrière (front to back ratio) de -15dB. Les performances de cette antenne proposée, en termes de largeur de bande et diagramme de rayonnement, font de cette l'antenne un candidat approprié aux applications sans fil dans la bande des 5 GHz (Hiperlan2 et IEEE802.11).



(a)



(b)

Fig. 5.17 : Diagramme de rayonnement (a) Plan H (b) Plan E

5.7) Influence de la forme géométrique de la fente rayonnante

Pour cerner les différentes possibilités de réglage qui sont offertes au concepteur de ce type d'antenne, il est souhaitable d'avoir des indications, ne serait ce que qualitatives, sur l'évolution des différentes caractéristiques de l'antenne (l'adaptation d'impédance, la fréquence de résonance, la largeur de bande....) en fonction des paramètres géométriques de l'antenne. Pour faciliter la compréhension, on va expliquer l'influence de ces paramètres géométriques.

5.7.a) Antenne à fente de forme boucle papillon

Une seconde configuration géométrique de la fente rayonnante sous Bow-tie a également été proposée. La Fig. 5.18 montre cette antenne. L'élément rayonnant de forme boucle papillon est placé sur la couche supérieure du substrat, alors que la ligne coplanaire, ainsi que la fente d'excitation se trouvent sur la couche au-dessous de se dernier (substrat). La ligne CPW est conçue pour posséder une impédance d'entrée 50Ω afin d'adapter la ligne d'alimentation au système de mesure. Les dimensions géométriques de l'antenne sont énumérées dans le Tableau 5.4.

Tableau 5.4: Paramètres de l'antenne boucle papillon.

Ligne coplanaire [mm]		L'élément rayonnant [mm]				La fente d'excitation [mm]
$S_f=0.6$	$G_f=6.0$	$L_a=18.2$	$L_b=2.8$	$W=21.7$	$S=3.4$	$L_s=20.4$

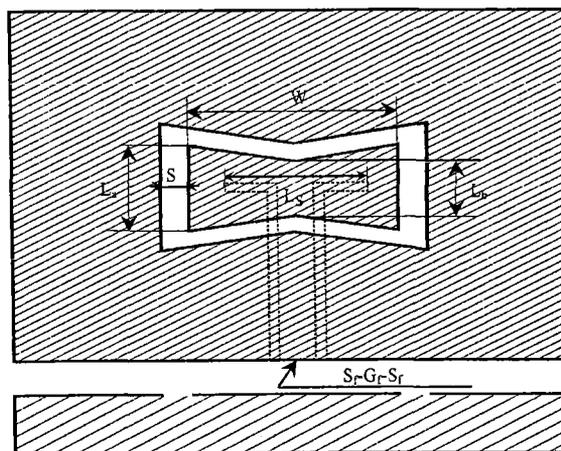


Fig. 5.18 : La géométrie de l'antenne boucle papillon à fente alimentée par une ligne coplanaire.

La fréquence de résonance de l'antenne est principalement déterminée par la largeur L_a , mais elle pourrait être décalée lorsque L_b change la valeur. Donc pour ce prototype, la fréquence de résonance est contrôlée par deux paramètres. Les deux paramètres L_a et L_b ont été optimisés pour posséder une fréquence de résonance à 5.8 GHz et ils sont décrits par :

$$L_b \approx 0.1\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad (5.2)$$

$$L_a \approx 0.50\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad (5.3)$$

où λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre à 5.8 GHz, et ϵ_r est la constante diélectrique du substrat.

Il est évident que chaque paramètre affecte le comportement de l'antenne. Après une investigation via plusieurs simulations, on a constaté que la fréquence de résonance dépend considérablement de la largeur centrale L_b . Cependant, la longueur de la fente d'excitation L_s affecte aussi considérablement l'adaptation d'impédance de l'antenne.

5.7.b) Résultats et discussions.

Les coefficients de réflexion simulés et mesurés sont montrés dans Fig. 5.19. On peut noter qu'une largeur de bande 1.1 GHz (~19.3%) a été observée, pour un niveau de perte de retour de -10 dB à la fréquence 5.8 GHz. Une bonne concordance entre les résultats de simulation et les résultats de mesure est obtenue.

L'effet de la longueur de la fente d'excitation L_s sur l'impédance d'entrée est montré dans Fig. 5.20. On a constaté que la longueur d'excitation L_s de la fente affecte de manière significative l'adaptation d'impédance de l'antenne. Quand L_s varie de 10mm à 20mm, le point le plus proche du centre de l'abaque de Smith est réalisé pour la valeur $L_s=20$ mm. Un paramètre très important a été découvert pour augmenter la largeur de bande d'une part et pour décaler la fréquence de résonance vers les fréquences les plus élevées d'autre part. Comme montré dans la Fig. 5.21, des largeurs de bande de 350 MHz (6 %) et 1.1 GHz (19.3 %) pour un niveau de perte de retour de -10 dB ont été obtenu pour les valeurs respectivement de $L_b=11.5$ mm et $L_b=2.8$ mm.

Les Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne à 5.8 GHz sont montrés dans Fig. 5.22. Le taux du rayonnement arrière (front-to-back ratio) est de l'ordre de -20.5 dB. Les résultats de simulation et de mesure sont très rapprochés.

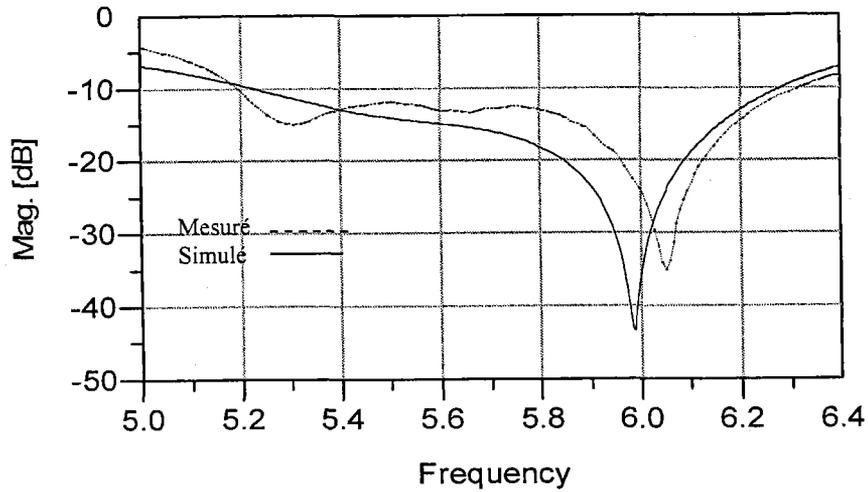


Fig. 5.19 : Pertes de retour de l'antenne boucle papillon.

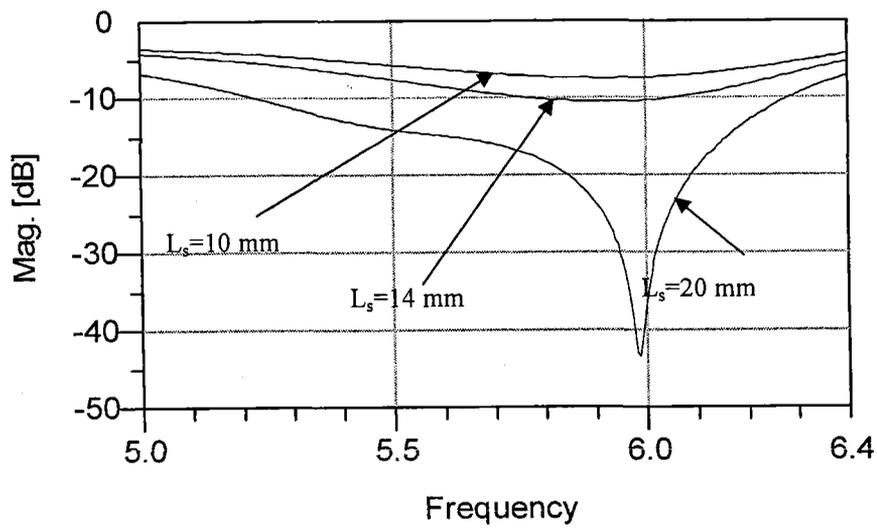


Fig. 5.20 : Pertes de retour de l'antenne en fonction de L_s .

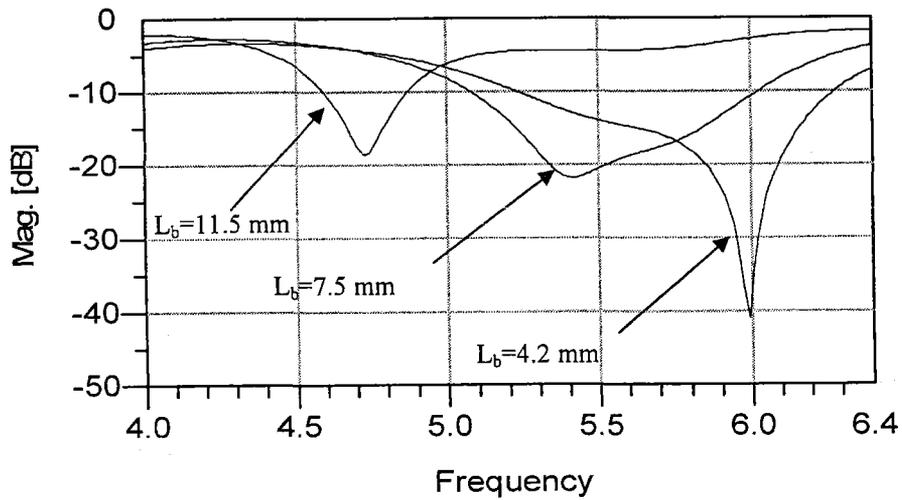


Fig. 5.21 : Pertes de retour de l'antenne en fonction de L_b .

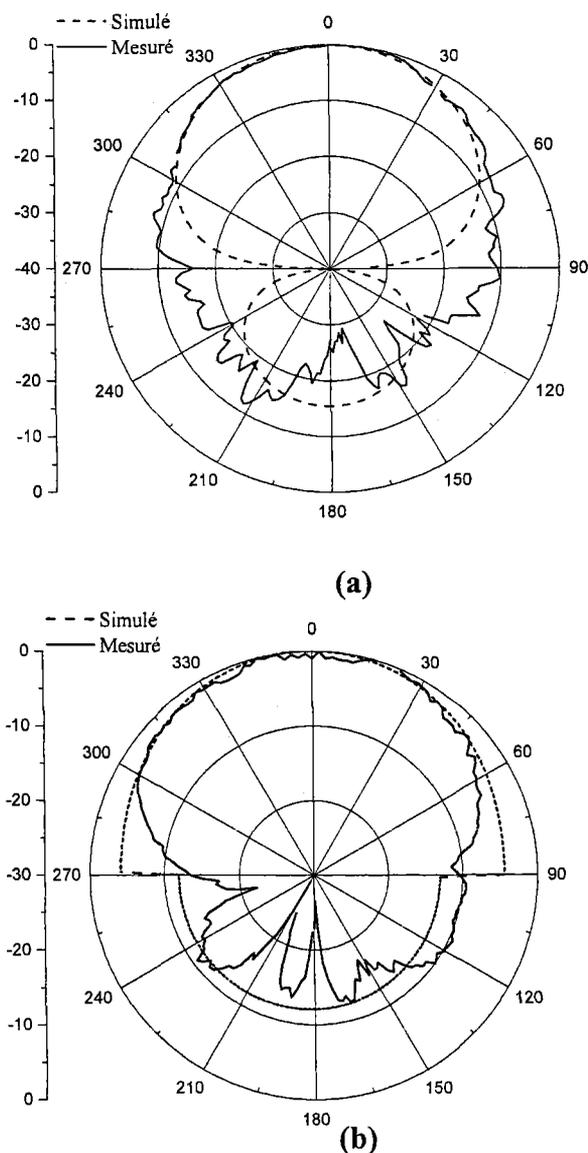


Fig. 5.22 : Diagramme de rayonnement (a) Plan H (b) Plan E.

5.8) Antenne à fente de forme cravate modifié

La géométrie de l'antenne modifiée est présentée dans la Fig. 5.23. Cette antenne est semblable à celle de l'antenne présentée dans la section 5.2, mais l'élément rayonnant est de forme boucle papillon. Cette nouvelle topologie offre la possibilité d'avoir une largeur de bande plus grande que celle de forme rectangulaire ou carrée en optimisant le paramètre S_e .

Les coefficients des pertes de retour simulés et mesurés sont montrés dans Fig. 5.24. On peut noter qu'une largeur de bande 650 MHz (~11.2%) a été observée, pour un niveau de perte de retour de -10 dB à la fréquence 5.8 GHz. Les Diagrammes de rayonnement

simulés et mesurés de l'antenne à 5.8 GHz sont montrés dans fig. 5.25. Le taux du rayonnement arrière (front-to-back ratio) est de l'ordre de -20 dB. Une bonne concordance entre les résultats de simulation et les résultats de mesure est obtenue.

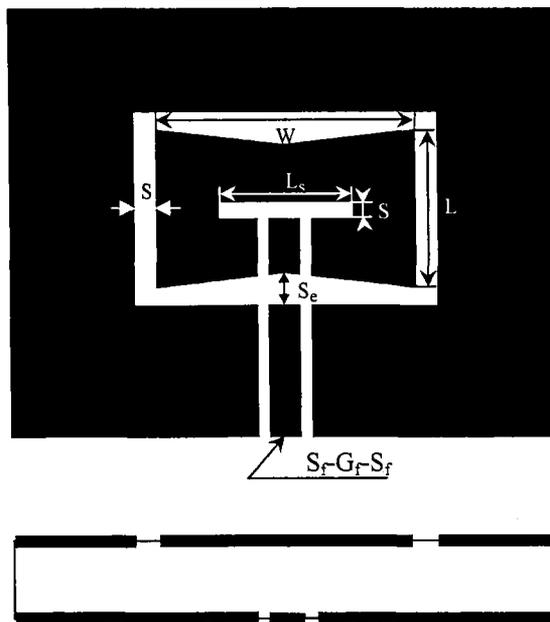


Fig. 5.23 : La géométrie de l'antenne boucle papillon à fente alimentée par une ligne coplanaire.

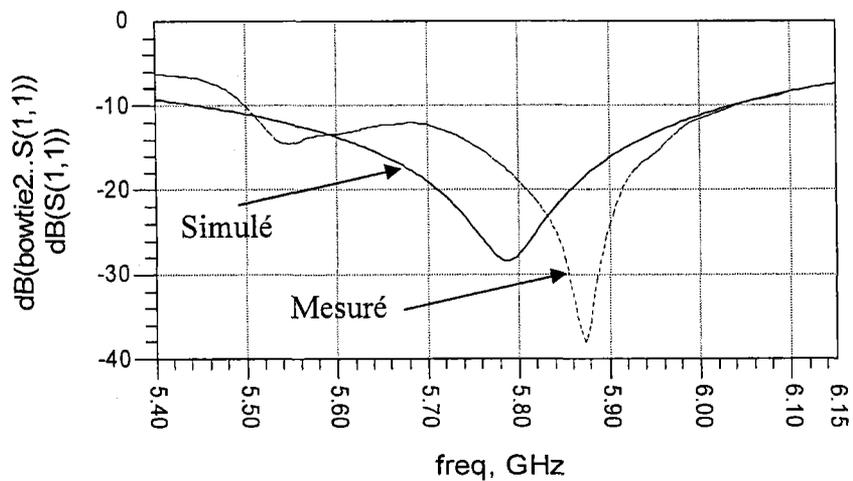
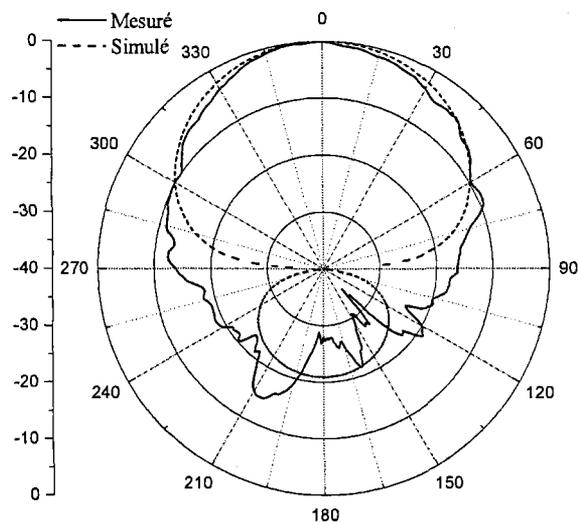
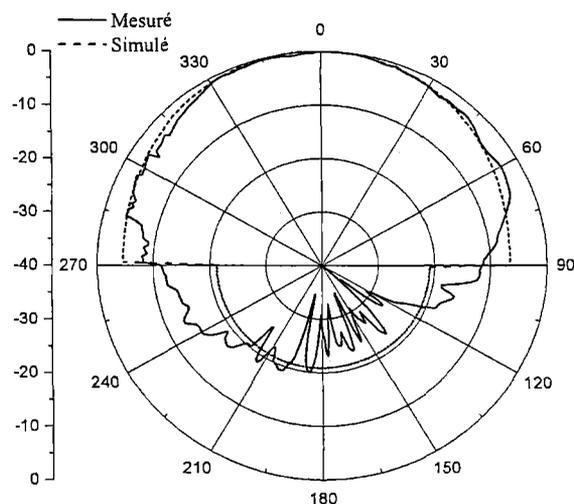


Fig. 5.24 : Pertes de retour de l'antenne boucle papillon modifié.



(a)



(b)

Fig. 5.25 : Diagramme de rayonnement (a) Plan H (b) Plan E.

5.9) Réseaux d'antennes.

Le diagramme de rayonnement d'un élément d'antenne simple est relativement large avec une faible directivité. Dans plusieurs applications, les antennes avec des caractéristiques très directives sont nécessaires et ceci peut être réalisé par l'élargissement de leurs dimensions électriques. L'une des manières d'atteindre cet objectif est d'utiliser un réseau d'antennes. Dans la plupart des réseaux, les éléments sont identiques parce que c'est commode, simple, et pratique. Les prochaines sections présentent en détail ces réseaux à deux et trois éléments.

5.9.a) Réseau à 2 éléments

Un réseau d'antennes de deux éléments a été développé à partir de l'antenne décrite dans la section 5.5. L'élément d'antenne est alimenté inductivement. Ceci permet de contrôler facilement l'impédance d'entrée de l'antenne [13]. La Fig. 5.26 montre la disposition du réseau à deux éléments.

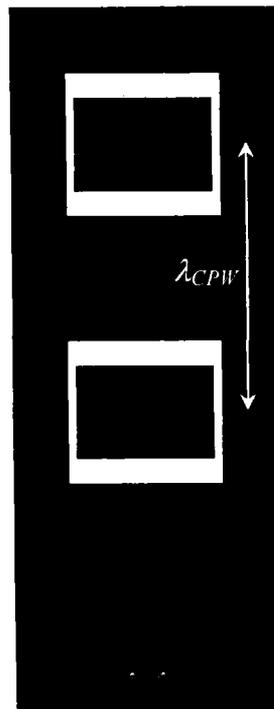


Fig. 5.26 : Disposition du réseau d'antenne à deux éléments.

Les éléments sont identiques, excités en phase (broadside array) puisque la longueur électrique de la ligne CPW entre les fentes d'excitation est λ_{CPW} à 5.8 GHz. L'antenne peut être électriquement modélisée par un circuit RLC série [13]. Pour réaliser une impédance d'entrée à 50Ω du réseau global, chaque élément devrait être conçu pour posséder une impédance d'entrée de 25Ω . De ce fait, les dimensions choisies pour les éléments sont :

Ligne d'alimentation de CPW : $S_f = 1.0 \text{ mm}$, $G_f = 4.2 \text{ mm}$

L'élément rayonnant: $L_a = 14.02 \text{ mm}$, $W = 23.76 \text{ mm}$, $S = 3.75 \text{ mm}$

Fente d'excitation : $L_s = 14.9 \text{ mm}$.

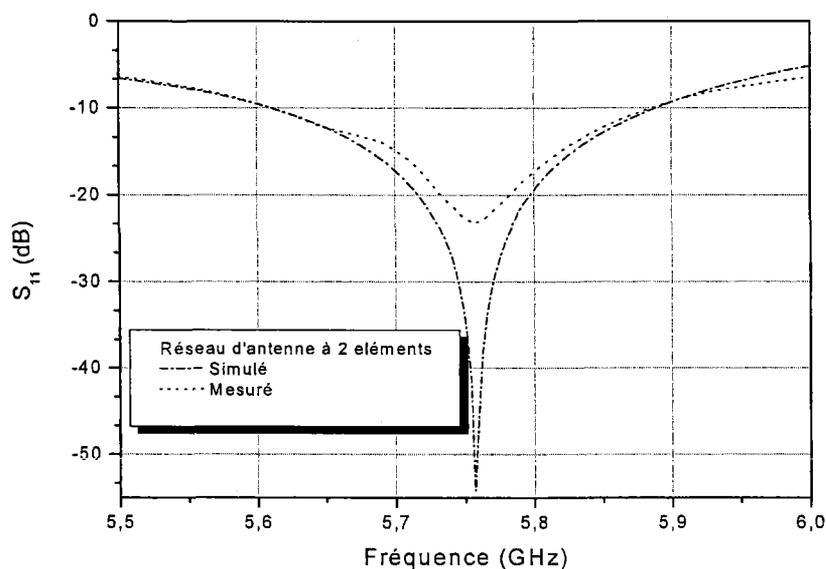
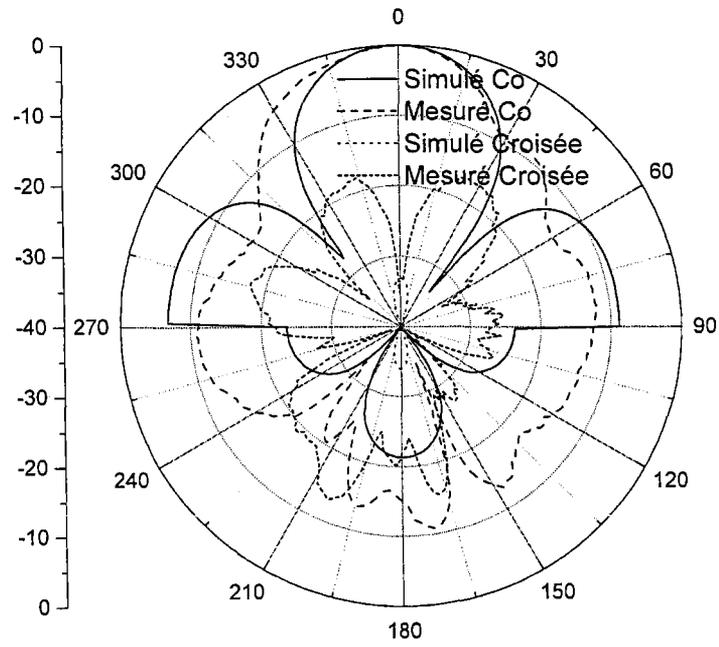


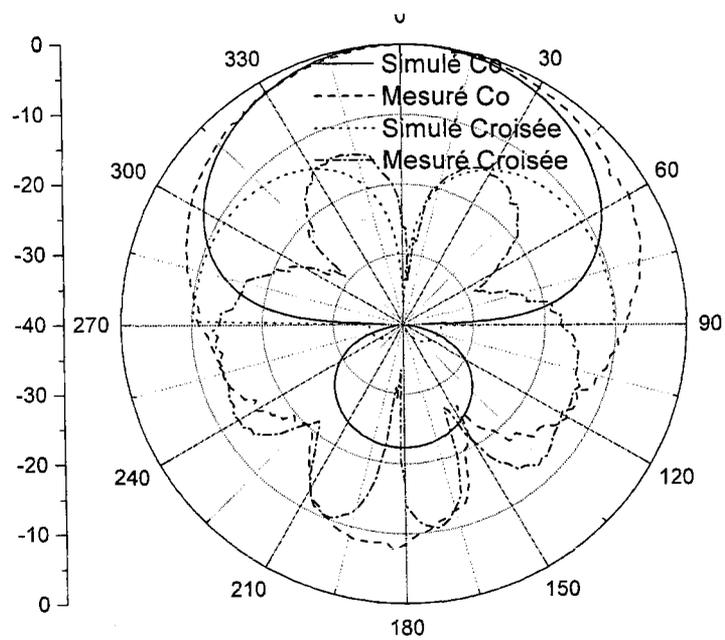
Fig. 5.27: Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne à deux éléments.

Les résultats mesurés et théoriques sont montrés dans les Fig. 5.27 et 5.28. Les résultats ont montré que la bande passante à -10 dB est de 300 MHz (voir Fig. 5.27). En ce qui concerne le diagramme de rayonnement, les résultats des simulations et des mesures (Fig. 5.28) montrent un niveau de la polarisation croisée qui est maintenu à une valeur inférieur à -15 dB dans le plan H. Dans le plan E, le diagramme a un faisceau de largeur à mi-puissance de 30 degrés et un niveau de lobes secondaire de -10.

Une bonne concordance entre les simulations et les mesures est observée. Le diagramme de rayonnement dans le plan E est clairement plus directif.



(a)



(b)

Fig. 5.28: Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau à deux éléments

(a) plan E (b) Plan H

5.9.b) Réseau à trois éléments

En suivant la même méthodologie à celle appliquée dans la section 5.9.a, un réseau de trois éléments est conçu et examiné. La structure du réseau à 3 éléments est décrite dans la Fig. 5.29. De ce fait, chaque élément doit avoir une impédance d'entrée égale à $50\Omega/3$ pour adapter à l'impédance d'entrée globale à 50Ω . L'impédance d'entrée $16.66\ \Omega$ est obtenue en variant les dimensions de la fente d'excitation. Les éléments sont excités en phase (broadside array) puisque la longueur électrique dans la ligne CPW entre la fente d'excitation est λ_{CPW} à 5.8 GHz. Les dimensions du réseau sont données comme suit :

Ligne d'alimentation CPW : $S_f = 1.0\ \text{mm}$, $G_f = 4.2\ \text{mm}$.

L'élément rayonnant : $L_a = 14.02\ \text{mm}$, $W = 23.76\ \text{mm}$, $S = 3.75$.

Fente d'excitation : $L_s = 14.9\ \text{mm}$.

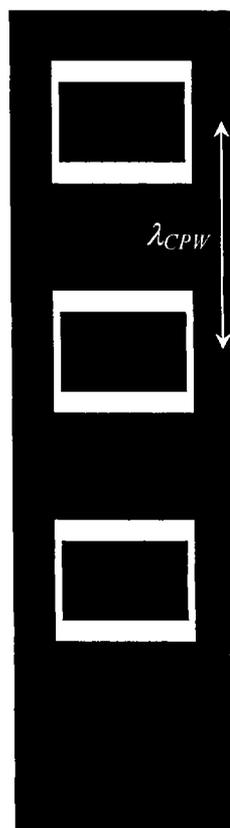


Fig. 5.29 : Disposition du réseau d'antenne à trois éléments.

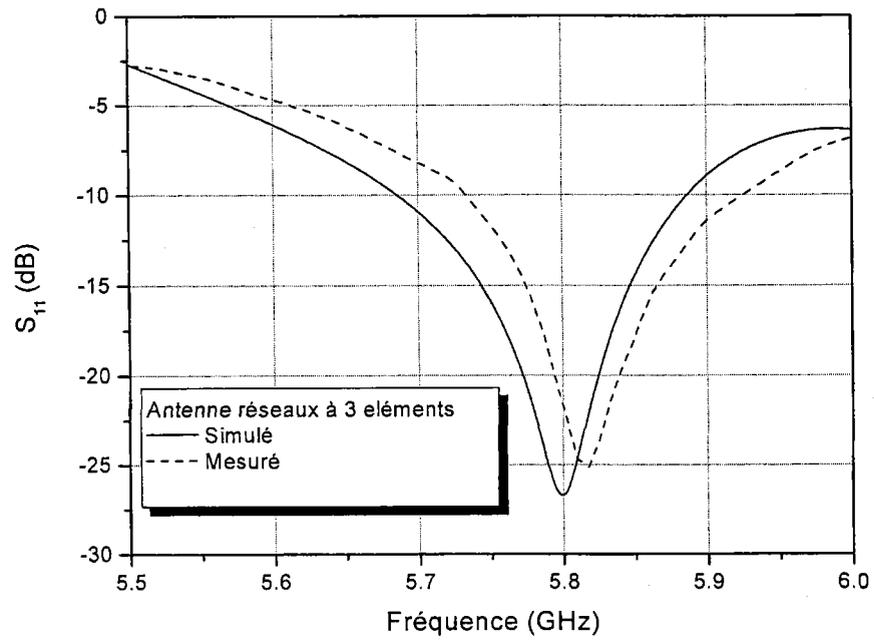
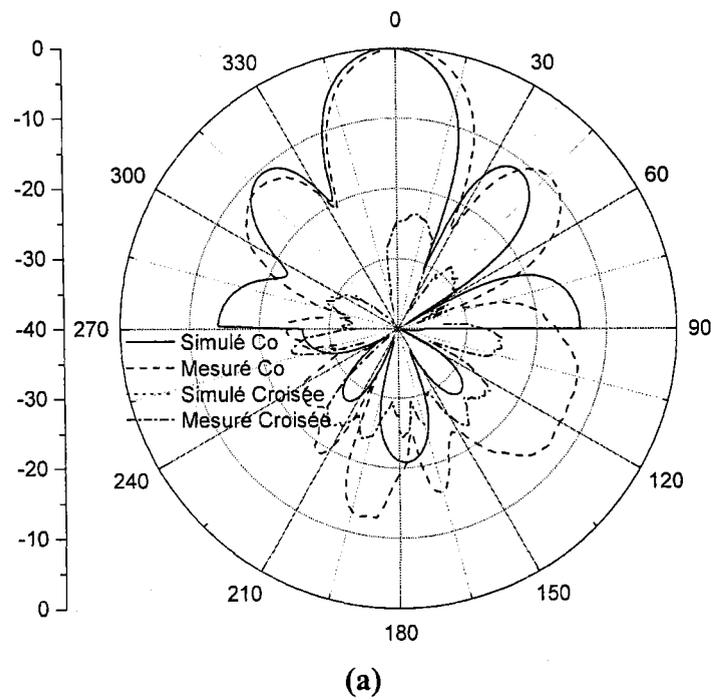


Fig. 5.30 : Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne à trois éléments.



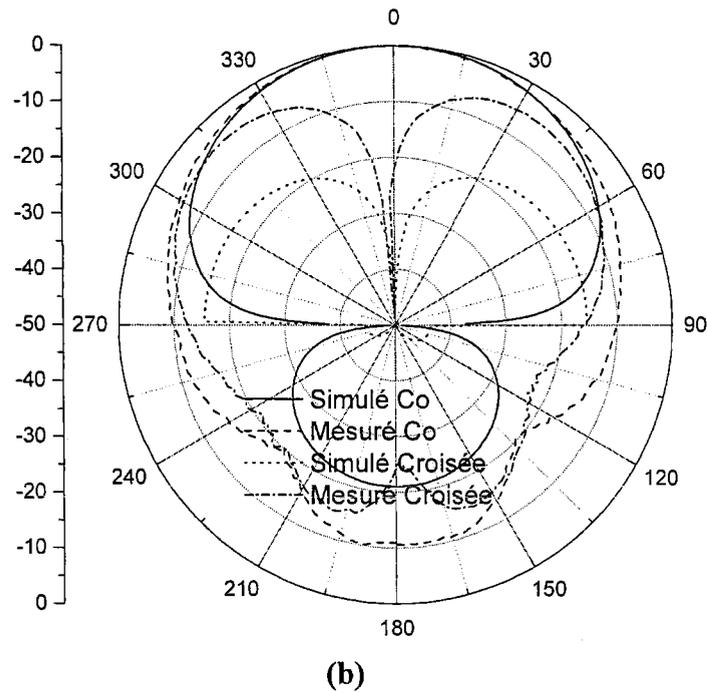


Fig. 5.31: Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau à trois éléments:

(a) plan E (b) Plan H

Les Fig. 5.30 et 5.31 illustrent les pertes de retour et les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés dans les principaux plans. Dans le plan E, le réseau a un faisceau de 20 degrés, qui est plus étroit en comparaison avec celui à deux éléments.

5.10) Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté de nouvelles topologies complètement originales d'antennes à fente alimentées par une ligne coplanaire. En plus, une nouvelle technique d'alimentation à double excitation a été introduite pour élargir la bande passante de l'antenne. Cette nouvelle alimentation a permis d'atteindre une bande de 28.5 %. Différentes géométries ont été explorées telles que la forme carrée, rectangulaire, boucle papillon et la boucle papillon modifiée. Il a été remarqué que la géométrie affecte considérablement les performances de l'antenne surtout en termes de la largeur de bande. En plus, deux réseaux à deux et trois éléments ont été conçus, fabriqués et mesurés. La comparaison entre les résultats de simulations et de mesures indique une bonne

concordance, ce qui valide l'approche proposée. Les antennes développées sont utiles pour les applications sans fil dans la bande 5 GHz.

OPTIMISATION DES RESEAUX D'ANTENNES À FENTE

6.1) Introduction

Ce chapitre présente une étude sur les réseaux d'antennes à fente. Plusieurs configurations sont proposées et analysées dans la bande 5.8 GHz. De plus une technique d'optimisation de l'efficacité de rayonnement est développée.

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté des antennes à fente alimentée par une ligne coplanaire CPW [70]. Cependant, ces antennes, comme d'autres antennes planaires, présentent quelques inconvénients comme les pertes de rayonnement. Les plus importantes pertes sont dues aux ondes de surfaces qui diminuent considérablement les performances de l'antenne. Différentes techniques existent pour surmonter ce genre d'inconvénient. Par exemple, Brown et autres [71] ont proposé un substrat en cristal photonique sur lequel une plaquette est gravée; les couches en cristal photonique interdisent le rayonnement à l'intérieur du substrat. Sievenpiper et autres [72] ont utilisé le parapluie (umbrella) comme des éléments de surfaces à hautes impédances pour annuler la propagation des ondes de surfaces. Dans [73], Coccioli et Al ont présenté la technique du photonique à bande interdite compact uniplanaire. La technique des surfaces soft/hard a été récemment présentée dans [74] pour augmenter le gain de l'antenne.

Toutes les techniques énumérées ci-dessus sont liées à la technologie de l'antenne microruban. En outre, ces approches ont été appliquées pour le cas d'un élément simple, mais pas dans le cas du réseau d'antenne.

Dans ce chapitre, nous allons présenter une nouvelle technique d'amélioration d'efficacité, en utilisant des pins (connecteurs vias) dans l'antenne à fente alimentée par une ligne CPW. Par l'intermédiaire des connecteurs vias, les deux plans de masse supérieurs et inférieurs de CB-CPW (CPW avec plan de masse inférieure) sont liés. Ceci empêche la propagation des ondes de surfaces entre les deux plans de masse. D'abord, un élément d'antenne simple, développée dans [70], est exploré avec et sans vias pins. Une étude paramétrique est réalisée pour optimiser la conception d'antenne. En outre, un choix périodique de deux et trois éléments d'antennes a été effectué. Par l'intermédiaire des connecteurs via, l'approche est d'appliquer de nouveau aux réseaux d'antennes (2 et 3 éléments). Pour valider notre approche, des simulations et les mesures expérimentales ont été effectuées, et les résultats obtenus sont présentés et discutés.

6.2) Choix de l'élément d'antenne

La géométrie de l'antenne à fente alimentée inductivement proposée dans le Chapitre 5 est montrée dans la Fig. 6.1. Ce type de technique d'alimentation correspond à une fente d'excitation court-circuitée. Pour concevoir cette antenne, le simulateur électromagnétique (EM) Momentum (ADS) d'Agilent a été utilisé. L'antenne est composée d'un substrat, qui a une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 2.2$ et d'épaisseur $h = 3.175$ mm. La fente de forme rectangulaire est placée du côté du substrat tandis que la fente d'alimentation et la ligne coplanaire sont placées du côté opposé.

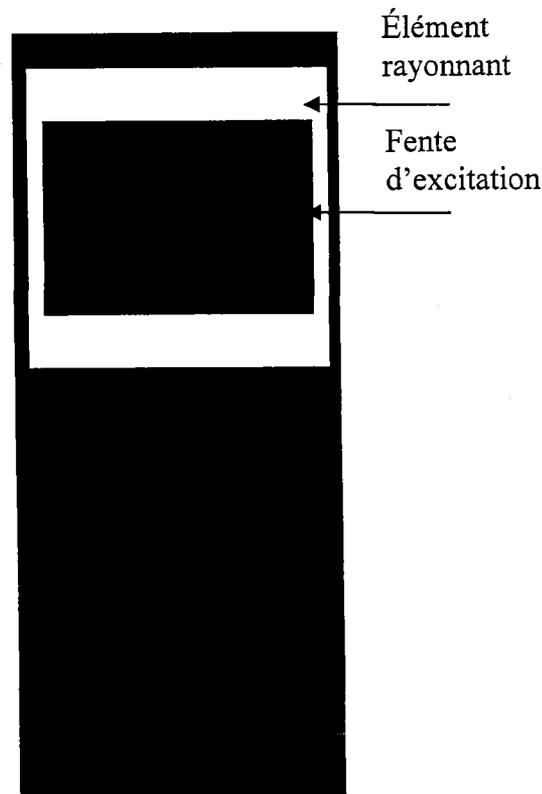


Fig. 6.1 : Disposition de l'antenne à fente alimentée par une ligne coplanaire.

La ligne d'alimentation CPW est conçue pour avoir une impédance d'entrée de 50Ω pour adapter la ligne d'alimentation à l'impédance d'entrée du système de mesure. Les dimensions de la ligne CPW sont calculées en utilisant le logiciel de LineCalc d'Agilent. Les paramètres de l'antenne sont définis comme suit : $S_f=1.0$ mm, $G_f=4.2$ mm, $L_a=14.02$ mm, $W=23.76$ mm, $S=3.75$ mm et $L_s=14.9$ mm.

Même si la structure est optimisée pour réduire les pertes dues aux ondes de surfaces, il reste encore de l'énergie non rayonnée (inexploitée) d'environ 30% de l'énergie globale. Cette énergie est absorbée en tant qu'ondes de fuites (leaky waves) dues aux modes parallèles indésirables de la structure CB-CPW. Fig. 6.2 montre la structure de CB-CPW où les deux plans de masses supérieur et le conducteur central forment la ligne coplanaire CPW tandis qu'un guide d'ondes parallèles plaques (parallel-plate waveguide) est formé entre le deux plans de masses.

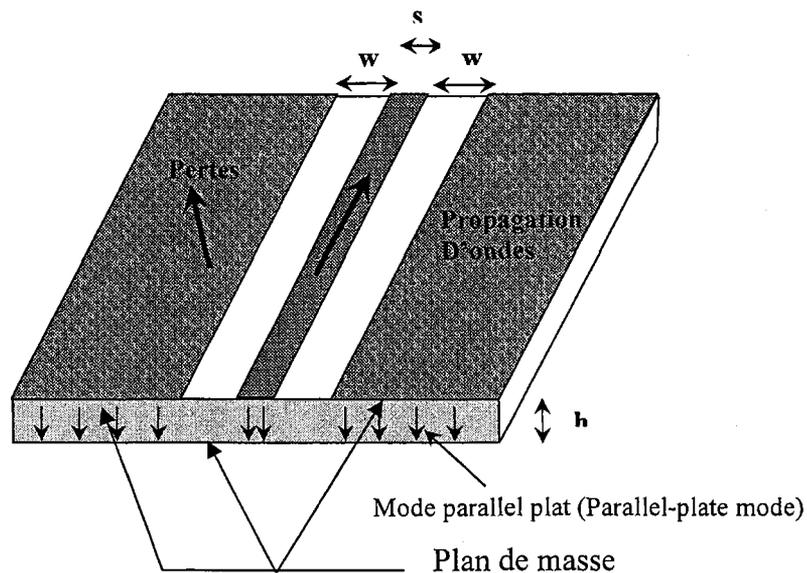


Fig. 6.2: Les ondes de fuite dans la ligne CB-CPW.

L'énergie est perdue le long d'un angle particulier une fois que l'onde est envoyée. Il est évident que les pertes peuvent être récupérées en utilisant des épingles le long de la propagation de signal comme rapporté dans [75]. Cette technique a été utilisée juste pour les lignes de transmission mais jamais n'a été appliquée aux antennes. Dans la section suivante, on va présenter la technique EBG (Electromagnetic Band Gap) épingles pour la récupération des ondes de fuites.

6.3) Technique via EBG pour la récupération des ondes de fuites

Il est à noter que les structures périodiques offrent la possibilité d'avoir un phénomène coupe bande qui sert à bloquer la propagation des ondes. Ces structures sont généralement connues comme structure d'EBG (Electromagnetic Band Gap). Il existe beaucoup de techniques pour performer le dispositif de filtrage tel que les structures imprimées périodiques [77], les structures champignon (mushroom) [78] et beaucoup d'autres. Dans notre cas, nous sommes intéressés à employer la technique des broches via [75], pour des raisons de compacité et de simplicité.

Pour mettre l'application de cette technique, nous avons simulé l'effet du couplage entre deux lignes CB-CPW. L'effet du couplage est principalement dû aux propagations des ondes de surfaces dans la structure comme décrite ci-dessus.

Premièrement, nous avons étudié le cas de la disposition des lignes opposée comme décrit dans la Fig. 6.3. L'étude consiste à observer l'effet d'inclure des via dans la structure. Les simulations indiquent, comme montré dans la fig. 6.4, les coefficients de transmission dans le cas avec et sans via.

L'inclusion des via dans les lignes CB-CPW produit un effet de bande interdite qui atteint 17 dB de coupe bande relative à la fréquence 5.8 GHz. La valeur optimale de la distance entre les via est de 5 mm, et le diamètre du via est de 0.6 mm. Pour effectuer une étude plus complète de ce phénomène, le cas de la disposition parallèle des lignes CB-CPW a également été inclus comme montré dans la Fig. 6.5. Tous les ports sont adaptés. Les résultats de la simulation de la Fig. 6.6 indiquent un effet de coupe bande de 17 dB. La valeur optimale de la distance entre les via est de 5 mm. Les via agissent comme des murs latéraux [77]. Cette technique est généralement employée pour bloquer la propagation des modes supérieurs. Le but de cette section, est d'optimiser les dimensions et les distances entre les via afin de les inclure à notre prototype d'antenne pour améliorer ces performances. Dans la prochaine section, ces via sont ajoutées à la structure globale d'antenne (antenne + via), et le système d'antenne est simulé et mesuré.



Fig. 6.3 : Disposition des via dans deux lignes CB-CPW opposée.

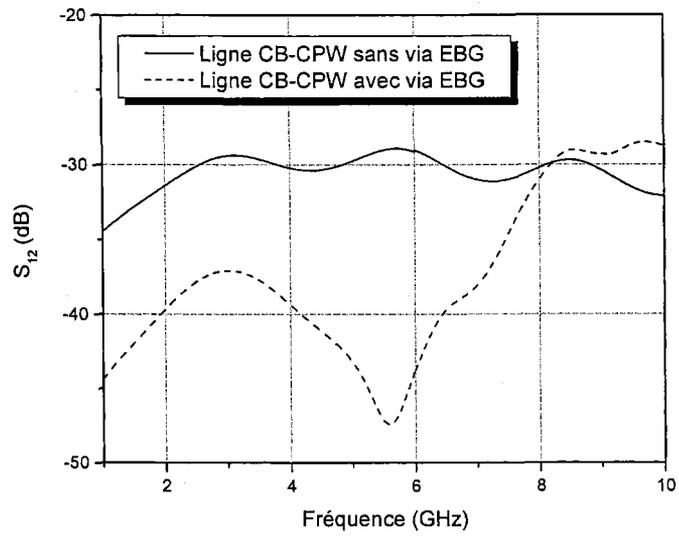


Fig. 6.4: Coefficients de transmissions pour les cas des lignes opposées.

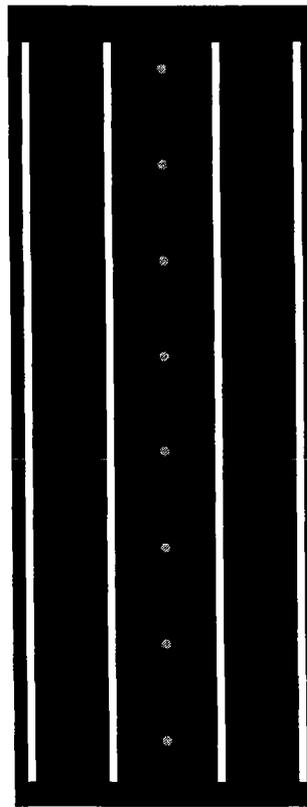


Fig. 6.5: La disposition des via entre des lignes CB-CPW parallèle.

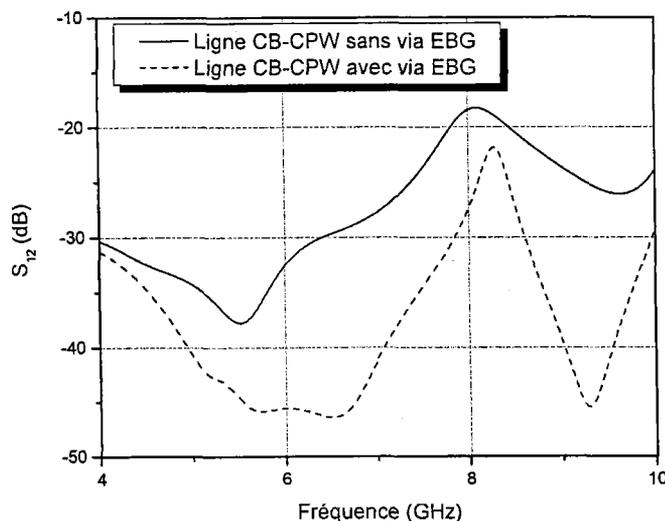


Fig. 6.6 : Coefficients de transmissions pour les cas des lignes parallèles.

6.4) Élément d'antenne avec broche vias

6.4.a) Conception

Nous avons présenté la technique EBG en utilisant des vias appliqués à l'antenne. Pour assurer une amélioration des performances de l'antenne, nous avons optimisé les dimensions appropriées de notre structure. La Fig. 6.7 montre la structure d'antenne avec vias, où ces vias sont placés tout autour de l'antenne. Dans cette configuration à pins, la distance entre l'élément rayonnant et les vias ainsi que, la distance entre les vias et les côtés de l'antenne représente des paramètres critiques pour l'optimisation de l'antenne. En effet ces paramètres affectent sérieusement le comportement de l'antenne. Les cas de l'effet de la distance entre la fente rayonnante et l'emplacement des vias, et l'effet de la distance entre les côtés de l'antenne et l'emplacement des vias ont été explorés pour améliorer les performances de l'antenne. Les résultats des simulations sont montrés dans la Fig. 6.8. Comme on peut le constater, le premier paramètre affecte considérablement l'efficacité de l'antenne, mais il affecte peu la fréquence de résonance de l'antenne (Fig. 6.8 (a)). La valeur optimale est obtenue pour $a = 9.94$ mm qui correspond presque à un quart de longueur d'onde à la fréquence d'opération. Ceci est dû au fait que les bords de rayonnement sont les bords supérieurs et inférieurs de la fente. Les rangées des vias se

comporte comme un mur électrique. Ce phénomène se traduit par la combinaison de la phase inversée due à la réflexion image et la phase 180° présentée par demi chemin d'une longueur d'onde (aller à et retour du quart d'onde), la somme est alors constructive. L'effet de la distance entre les côtés de l'antenne et les vias affecte considérablement l'adaptation d'impédance tel que montré à la Fig. 6.8.

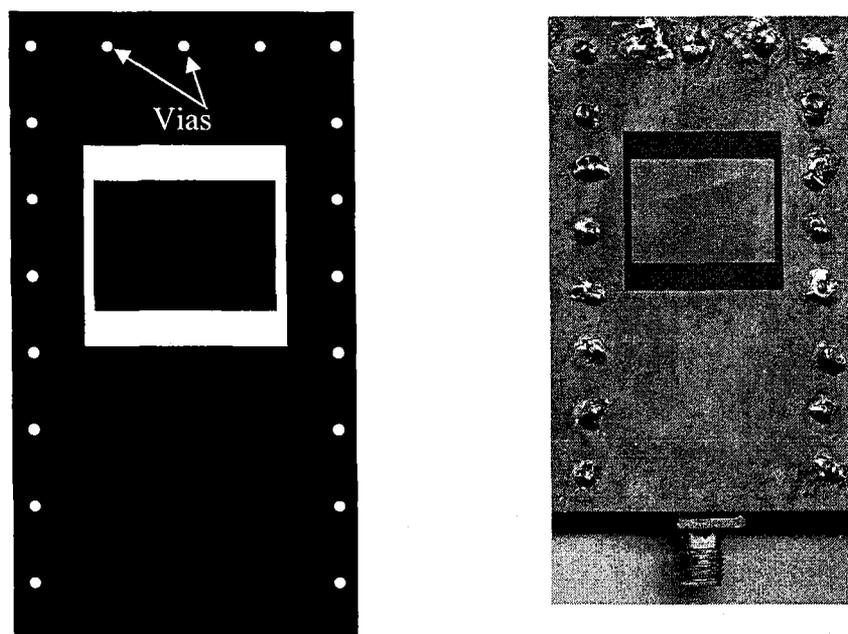
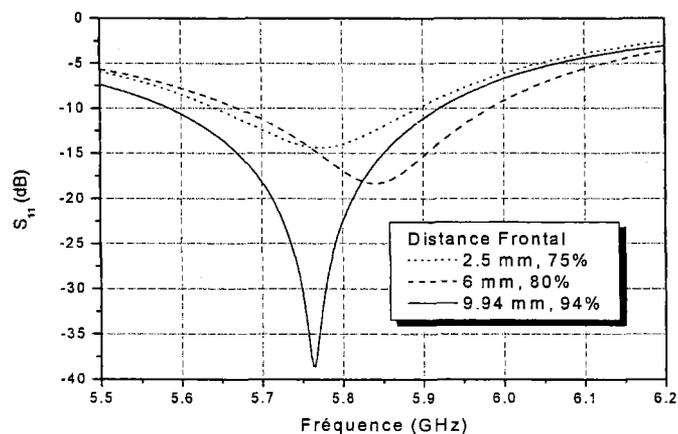
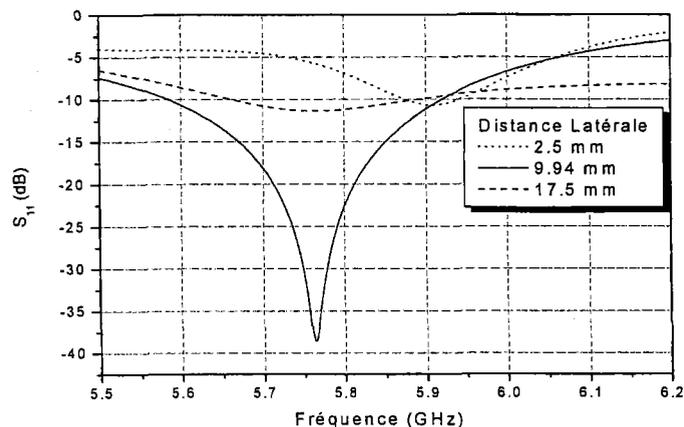


Fig. 6.7: Structure de l'antenne élément avec des vias.

Ceci peut être expliqué par le fait que la distribution du courant sur les bords latéraux de l'antenne est en opposition de phase. Ainsi, ce courant est perturbé par la proximité d'un mur électrique, d'où l'impédance globale d'entrée est également changée. La distance optimale est $b = 8.326$ mm.



(a)



(b)

Fig. 6.8: Effet de la distance des via sur le comportement de l'antenne

(a) distance frontale (b) distance latérale.

6.4.b) Résultats et discussion

Pour valider notre concept, un prototype a été fabriqué en utilisant les paramètres ci-dessus, et mesuré par un analyseur de réseau (HP8772) en utilisant la technique du calibrage TRL. Les coefficients de réflexions simulés et mesurés pour les deux antennes avec et sans vias sont montrés dans la Fig. 6.9. Une bonne concordance entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux a été obtenue. De plus, En outre une largeur de bande de 300 Mhz (~6.5%) a été obtenu pour un niveau de perte de retour à -10 dB à la fréquence de résonance de 5.8 GHz. Pour vérifier que les via EBG agissent comme un mur électrique, nous avons réalisé la même antenne avec un mur en métal tout autour de l'antenne et dans les mêmes endroits des via. La Fig. 6.10 montre le même comportement des pertes de retour pour les deux cas. Ceci, nous permet de conclure que les via EBG se comportent exactement comme un mur électrique.

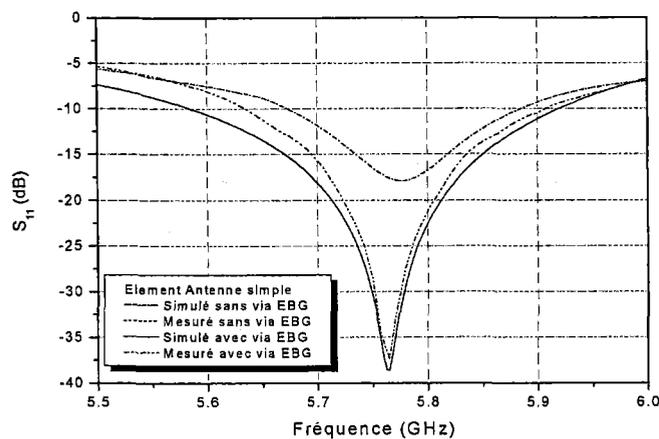


Fig. 6.9: Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne simple avec et sans via.

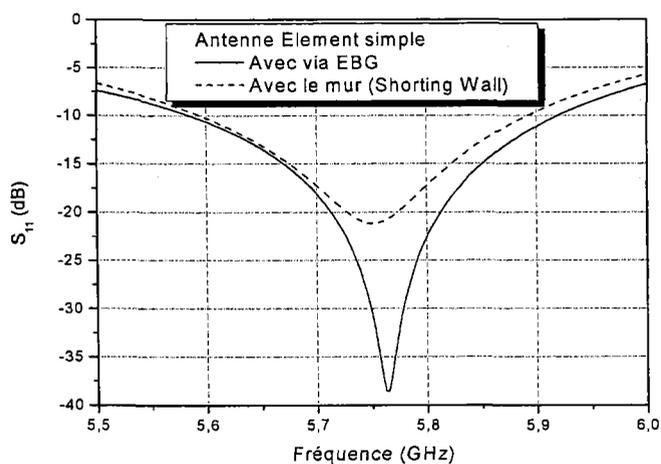


Fig. 6.10: Coefficient de réflexion pour l'antenne simple avec via et avec un mur métallique (court-circuit)

La différence principale, entre les antennes avec et sans via, est leur efficacité. La Fig. 6.11 décrit l'efficacité pour les deux cas. Lorsque l'élément simple d'antenne offre une efficacité de 75% à 5.8 GHz, l'introduction des via permet atteindre une efficacité de 94%.

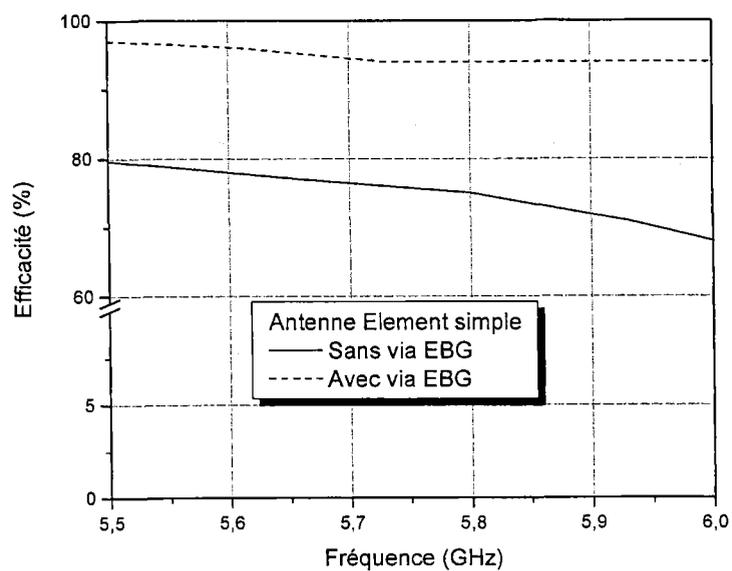
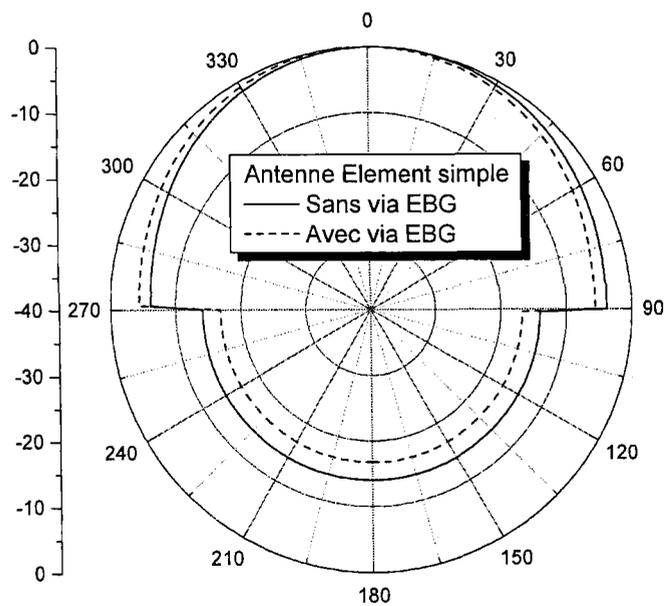
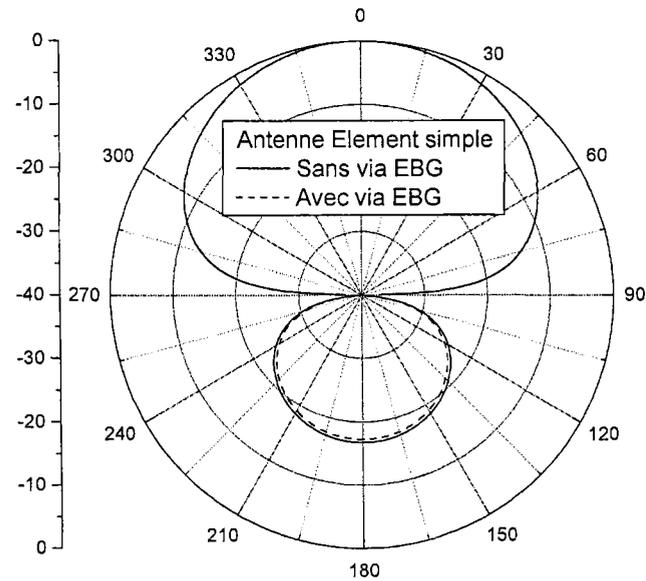


Fig. 6.11 : Efficacité de L'antenne avec et sans via.



(a)



(b)

Fig. 6.12 : Diagramme de rayonnement de l'antenne simple avec et sans via
(a) plan E (b) Plan H.

Des mesures pour montrer l'augmentation de l'efficacité de l'antenne ont été effectuées. De ce fait, nous avons utilisé l'analyseur de réseau HP8772 pour mesurer le coefficient de transmission (S_{12}) entre une antenne de référence qui est une antenne à large bande de la compagnie d'Antcom corp., et nos prototypes. La distance entre les antennes était suffisante pour considérer le champ lointain. La relation entre le gain et la directivité d'antenne est connue comme :

$$G = \eta D \quad (6.1)$$

où η est l'efficacité, G le gain et D est la directivité de l'antenne.

De la Fig. 6.12, on peut noter que les diagrammes de rayonnement des deux antennes avec et sans vias sont sensiblement identiques; leur directivité est alors également semblable. Donc, le rapport des gains et des efficacités est identique; donc il est possible d'écrire :

$$\frac{G_2}{G_1} = \frac{\eta_2}{\eta_1} \quad (6.2)$$

G_1 et G_2 sont, respectivement, les gains des antennes sans et avec vias. Pour les puissances mesurées, nous utilisons la formule suivante :

$$P_{recue} \propto GP_{transmise} \quad (4)$$

Ou simplement,

$$G \propto S_{21}^2 \quad (5)$$

Comparons le coefficient de transmission pour les deux antennes avec et sans vias.

$$\frac{\eta_2}{\eta_1} = \frac{G_2}{G_1} = \frac{S_{21,2}^2}{S_{21,1}^2} \quad (6)$$

où $S_{21,i}$ est le coefficient de transmission associé au gain G_i . Ce rapport est illustré dans la Fig. 6.13. Cette figure prouve que la puissance reçue et le gain ont été augmentés en incluant des via dans la structure. Autour de 5.8 GHz, un maximum d'augmentation est de l'ordre de 2.3 dB a été enregistré. Le rapport des coefficients de transmission mesuré est alors 1.44. Les simulations indiquent qu'un rapport de 1.27 est obtenu par cette technique. On remarque une nette amélioration de l'efficacité sur une large bande.

Le diagramme de rayonnement avec via a également été mesuré dans la chambre anéchoïde d'Antcom Corp. qui est menu d'un système de mesure du champ proche/lointain. La Fig. 6.14 montre que le diagramme de rayonnement théorique et mesuré dans les principaux plans E et H. La comparaison entre ces résultats mesurés et simulés indique une bonne concordance. L'introduction des via n'a affecté ni la largeur de bande de l'antenne ni son diagramme de rayonnement. La prochaine section traite les réseaux d'antennes. Pour vérifier que l'introduction de la technique d'EBG via est exportable pour les réseaux d'antenne, des réseaux à de deux et à trois éléments sont présentés.

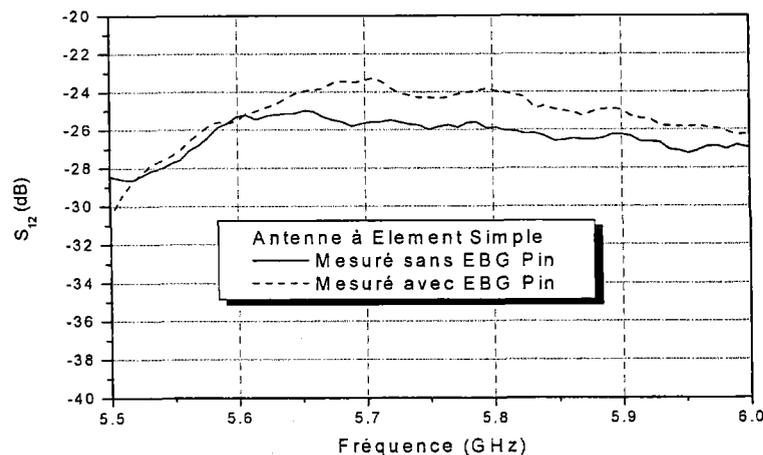
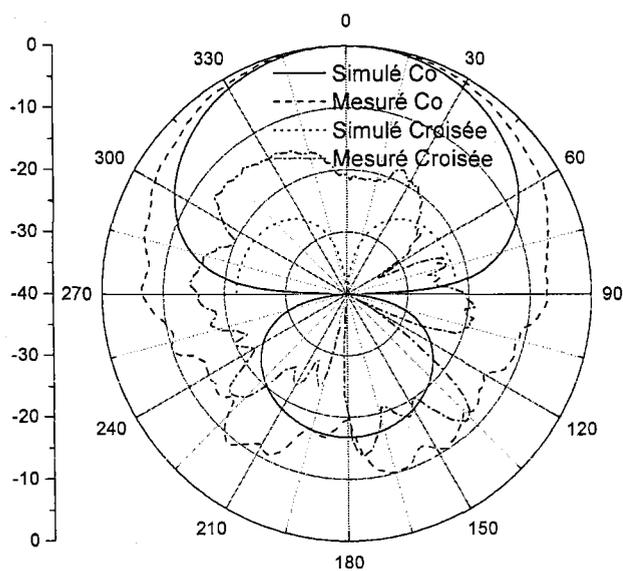
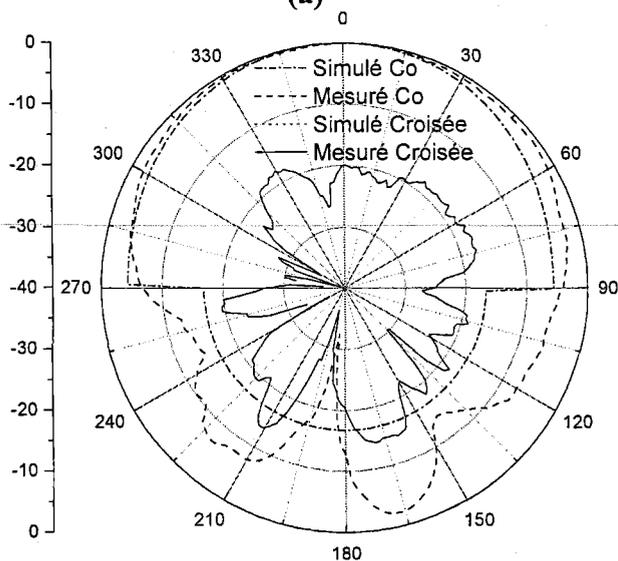


Fig. 6.13: Puissance reçue relative de l'antenne simple élément avec et sans via.



(a)



(b)

Fig. 6.14 : Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré de l'antenne avec via (a) Plan-H (b) Plan-E.

6.5) Réseaux d'antennes.

Le diagramme de rayonnement d'un élément d'antenne simple est relativement large avec une faible directivité. Dans plusieurs applications, les antennes avec des caractéristiques très directives sont nécessaires et ceci peut être réalisé par l'élargissement de leurs dimensions électriques. L'une des manières d'atteindre cet

objectif est d'utiliser de former un réseau d'antennes. Dans la plupart des réseaux, les éléments sont identiques parce que c'est commode, simple, et pratique. Cependant, peu de travaux au sujet des structures EBG appliqués dans les antennes réseaux ont été rapportés [78, 79]. Ces travaux ont été principalement concentrés sur la diminution du couplage mutuel entre les éléments du réseau. À date, le cas d'amélioration de l'efficacité n'a jamais été étudié à notre connaissance. En outre, aucun travail n'a été rapporté au sujet des structures EGB avec les antennes réseaux CPW. Pour démontrer la faisabilité de la technique proposée d'amélioration de l'efficacité appliquée aux réseaux d'antennes en série, nous avons conçu deux réseaux linéaires de deux et trois éléments. Les prochaines sections présentent en détail ces réseaux.

6.5.a) Réseau à 2 éléments

Un réseau d'antenne de deux éléments, décrit dans la section 5.10.a, a été développé. La Fig. 6.15 montre la disposition du réseau à deux éléments.

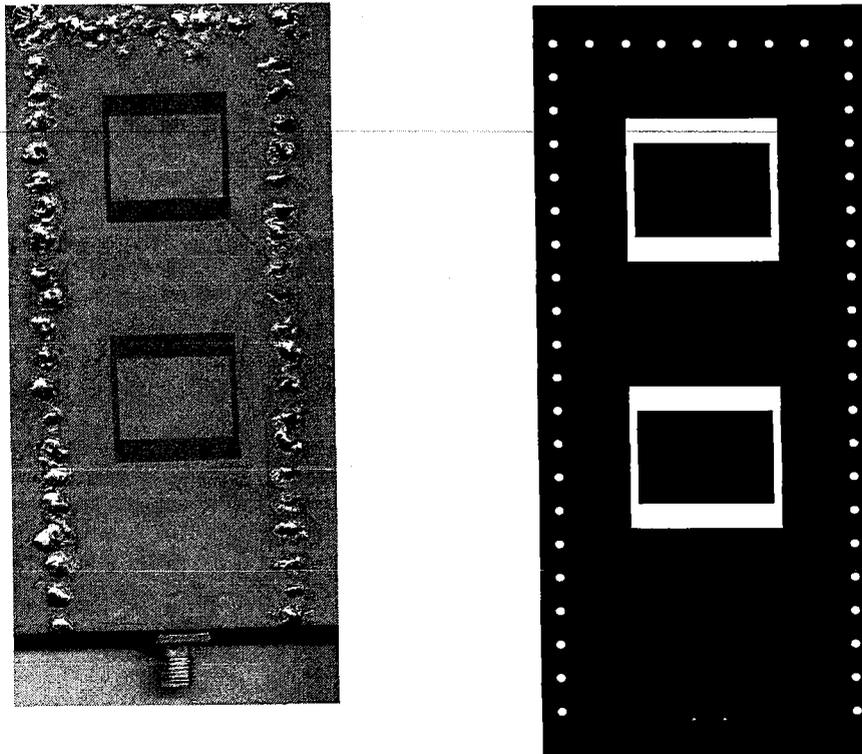


Fig. 6.15: Disposition du réseau d'antenne à deux éléments.

Dans le cas où les via EBG sont inclus, les dimensions entre les éléments rayonnants et les via sont à 10.46 mm, et de 9.77 mm entre les côtés de la fente rayonnante et les via

latéraux. Ces dimensions sont toujours près d'un quart d'onde à la fréquence d'opération. D'abord, le prototype d'un réseau sans via a été fabriqué. Les résultats mesurés et théoriques sont montrés dans les Fig. 6.16 et 6.17. Une bonne concordance entre les simulations et les mesures est observée. Le diagramme de rayonnement dans le plan E est clairement plus directif. Cependant, et comme rapporté dans la section 2, la structure souffre toujours d'une efficacité faible de rayonnement qui est proche de 63%. Pour surmonter cet inconvénient, des via sont incluses dans la structure du réseau d'antenne. La structure a été conçue et fabriquée. Le même principe appliqué pour l'élément simple est aussi appliqué pour le cas du réseau.

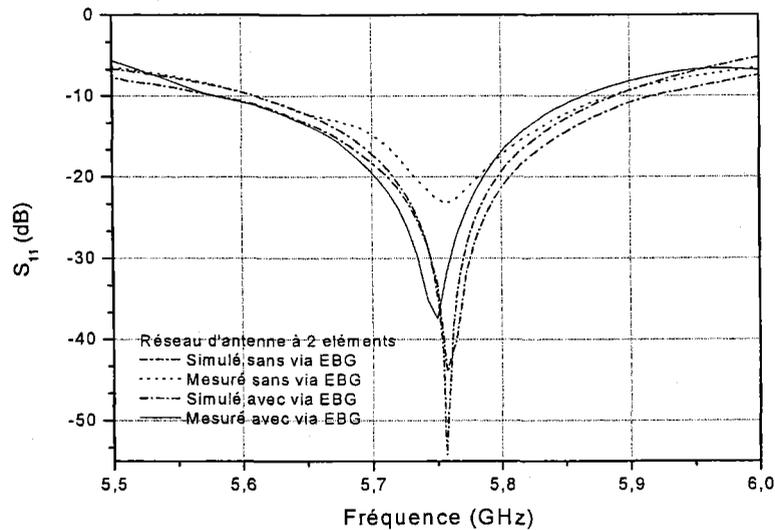
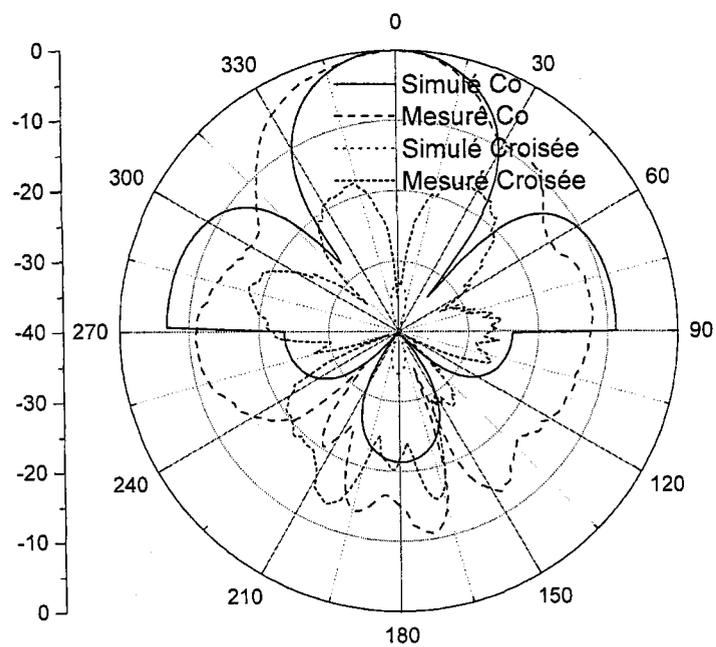
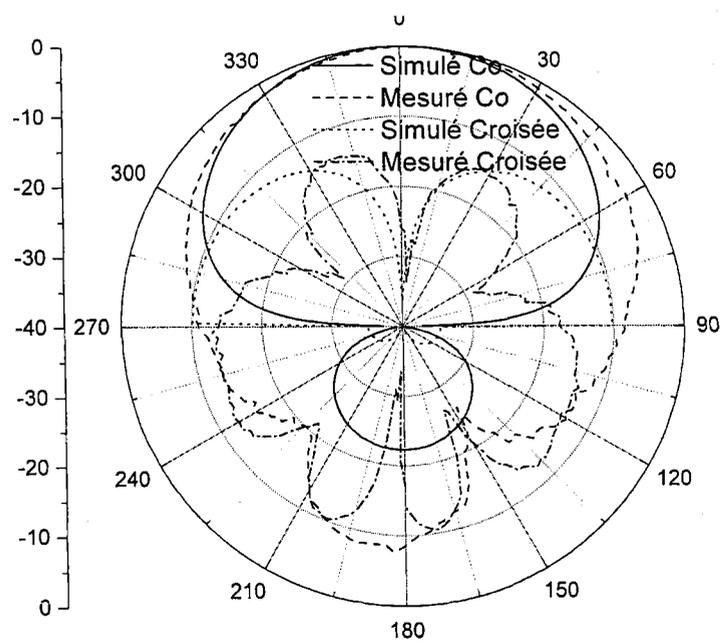


Fig. 6.16 : Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne à deux éléments avec et sans via.

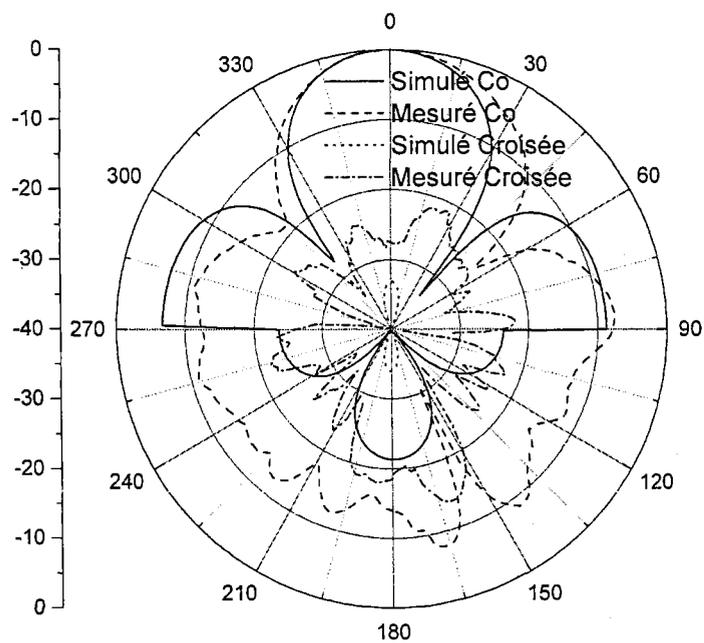


(a)

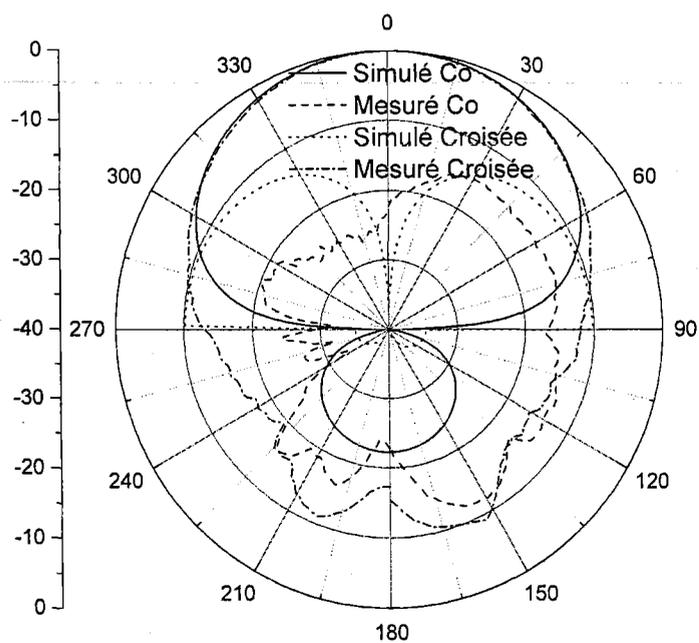


(b)

Fig. 6.17: Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau à deux éléments sans via (a) plan E (b) Plan H



(a)



(b)

Fig. 6.18 : Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau à deux éléments avec via (a) plan E (b) Plan H

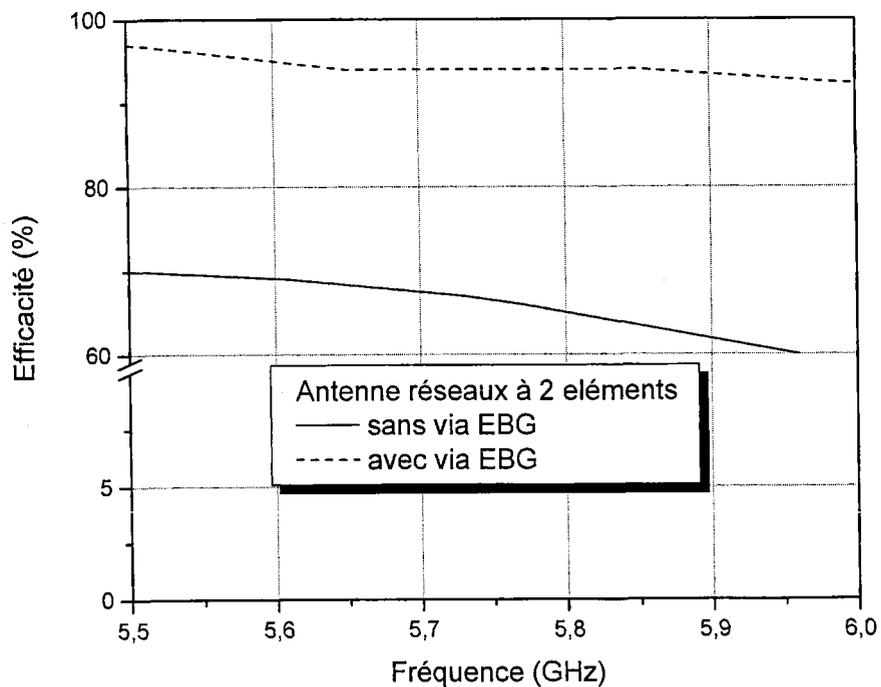


Fig. 6.19 : Efficacité du réseau d'antenne avec et sans via.

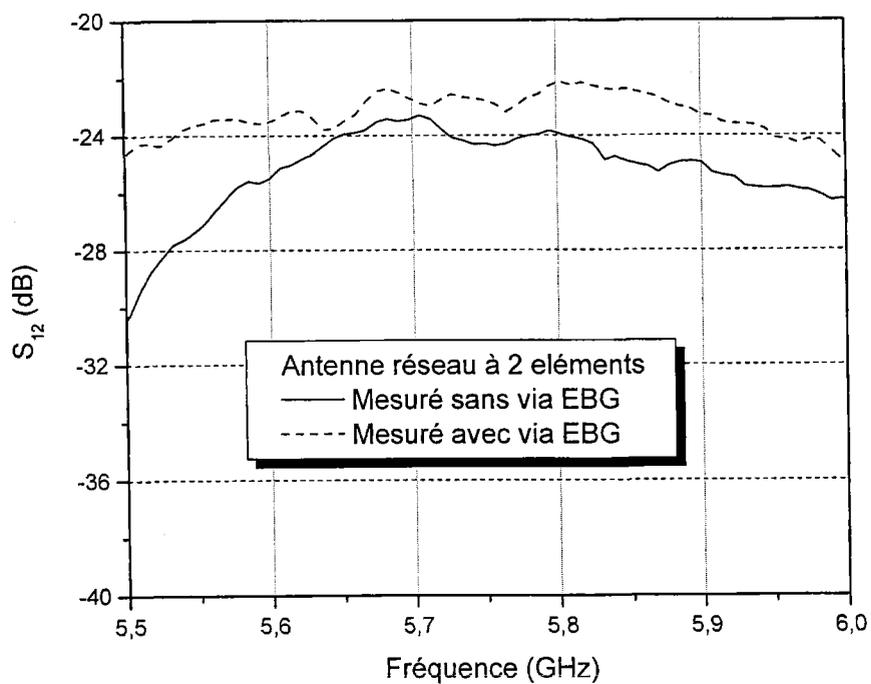


Fig. 6.20 : Puissance reçue relative du réseau d'antenne avec et sans via.

Les résultats de simulations et de mesures et des diagrammes de rayonnement sont montrés dans la Fig. 6.18. La largeur de bande reste relativement identique. De plus, le diagramme de rayonnement ne souffre d'aucune perturbation. La Fig. 6.19 montre l'efficacité de rayonnement. Il est clair qu'à 5.8 GHz l'efficacité augmente de 63% à 94%. Cette amélioration a été vérifiée par les mesures en utilisant la même méthode de mesures des coefficients de transmission comme montrée dans la Fig. 6.20, où on peut observer une augmentation de ~2dB dans le gain à 5.8 GHz.

6.5.b) Réseau à trois éléments

En suivant la même méthodologie à celle appliquée dans la section 5.9.a, un réseau de trois éléments est conçu et examiné. La structure du réseau à 3 éléments est décrite dans la Fig. 6.21. De ce fait, chaque élément doit avoir une impédance d'entrée égale à $50\Omega/3$ pour adapter à l'impédance d'entrée globale à 50Ω .

Pour les via EBG appliquée dans le réseau à 3 éléments, une distance de 10 mm entre la fente de rayonnement supérieure et les via supérieures a été choisie, et 7.33 mm entre les fentes de rayonnement de chaque côté et les via latérales. La structure du réseau sans via a aussi été fabriquée et mesuré.

Les Fig. 6.22 et 6.23 illustrent les pertes de retour et les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés dans les principaux plans. Dans le plan E, le réseau a un faisceau plus étroit en comparaison avec celui à deux éléments. On remarque que l'efficacité est de l'ordre de 64%. Pour augmenter l'efficacité de rayonnement, la structure avec via est conçue et fabriquée. Fig.6.22 et 6.24 montrent les résultats des mesures et de simulations des pertes de retour et de diagrammes de rayonnement du réseau d'antenne à trois éléments. Dans la Fig. 6.25 montre les résultats de l'efficacité de rayonnement pour les cas avec et sans les pins. Une amélioration de 64% à 95% est notée. La Fig. 6.26 donne une vérification expérimentale de cette affirmation. À partir de ces résultats, on observe un gain de 2 dB à 5.8 GHz. Dans cette section, deux objectifs ont été atteints. D'abord, un réseau de deux et de trois éléments ont été conçus et fabriqués avec succès. De même, l'efficacité de rayonnement a été nettement améliorée avec l'introduction des via EBG,

ceci permet de vérifier la faisabilité de cette technique pour les structures réseaux afin de récupérer les ondes de fuite.

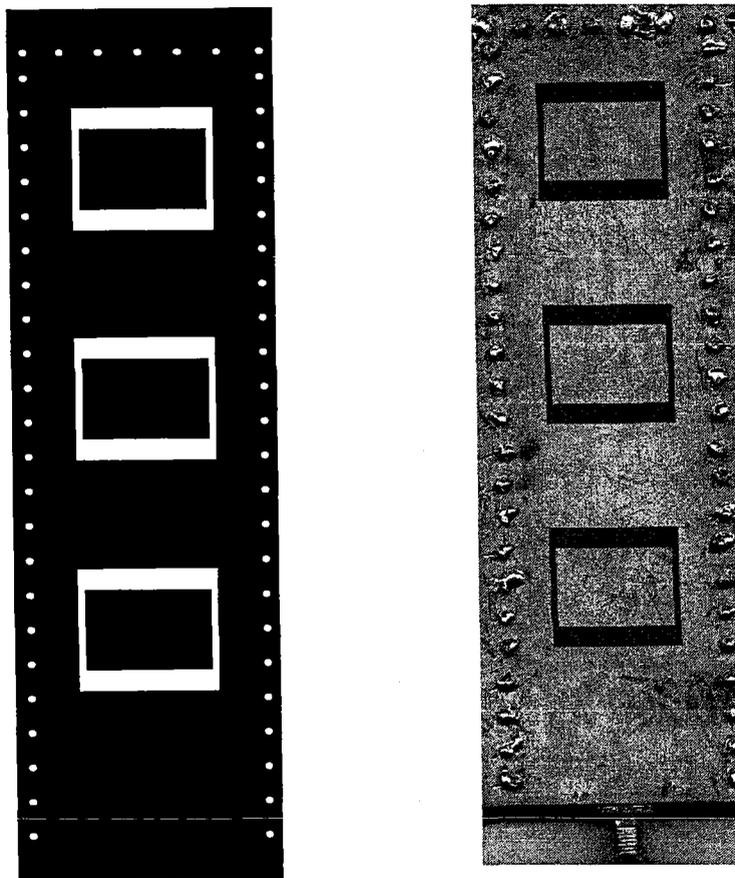


Fig. 6.21: Disposition du réseau d'antenne à trois éléments.

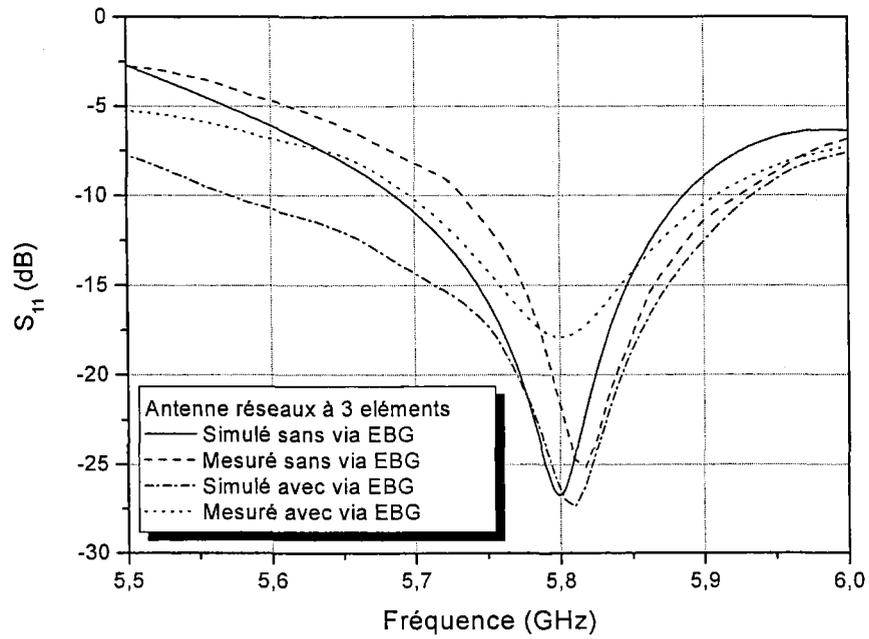
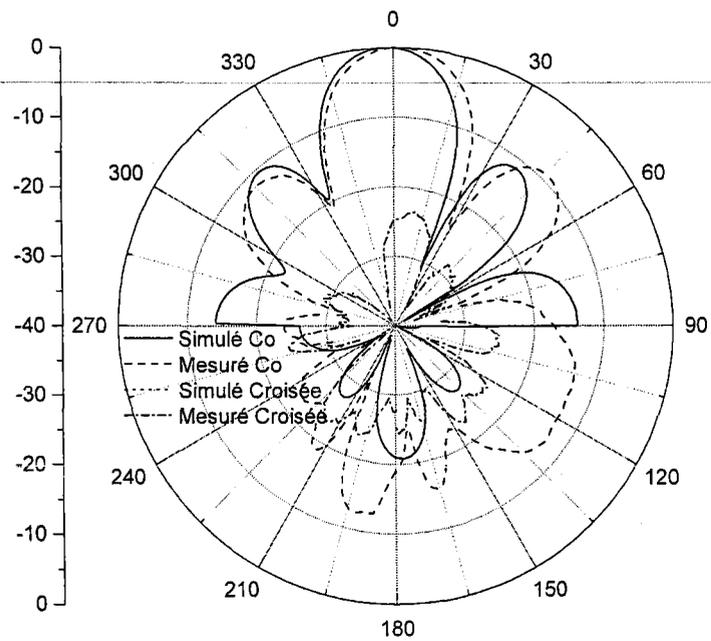
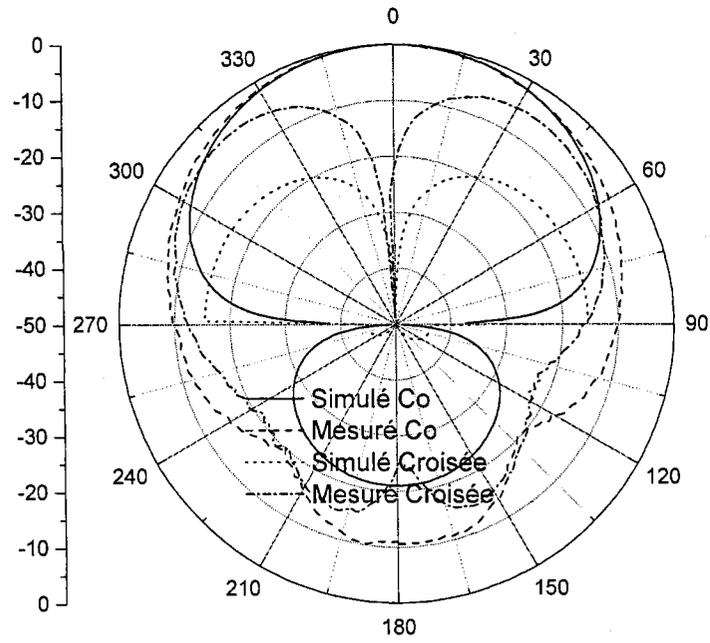


Fig. 6.22 : Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne à trois éléments avec et sans vias.



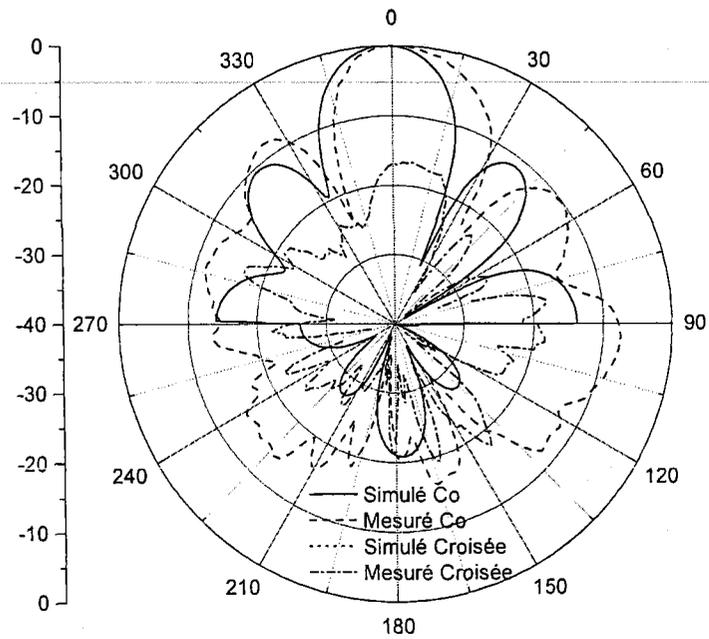
(a)



(b)

Fig. 6.23: Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau à trois éléments sans via : (a)

plan E (b) Plan H



(a)

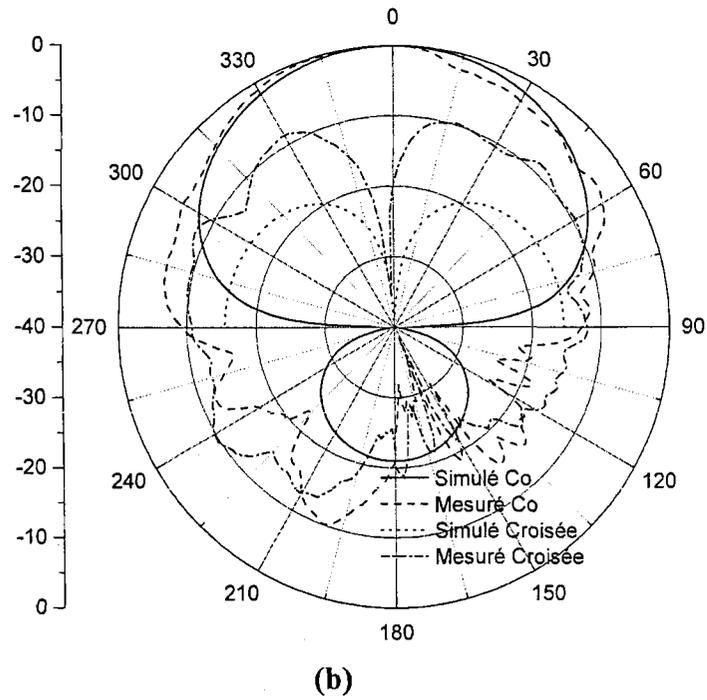


Fig. 6.24 : Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau à trois éléments avec via: (a) plan, E (b) Plan H.

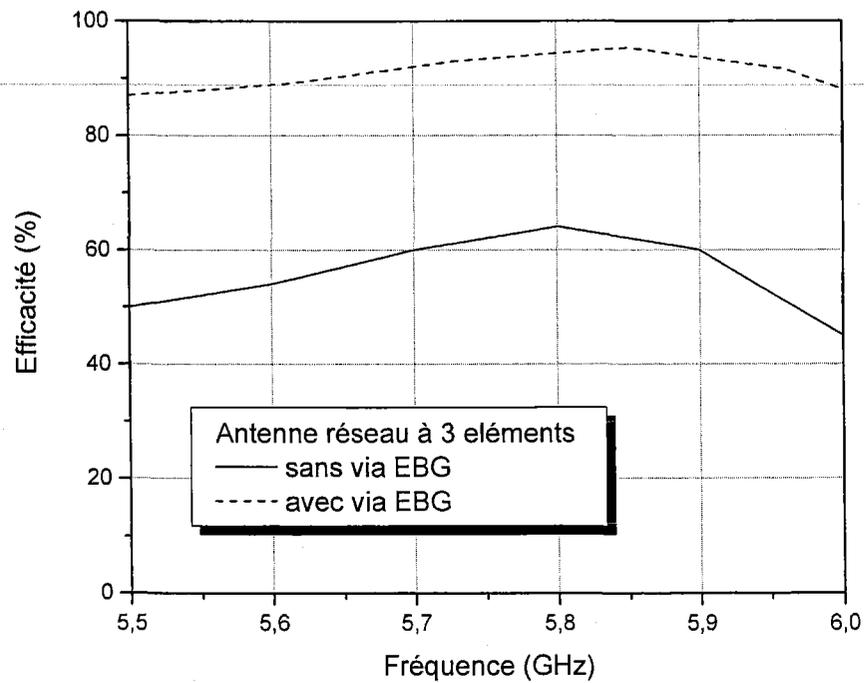


Fig. 6.25 : Efficacité du réseau d'antenne à trois éléments avec et sans via.

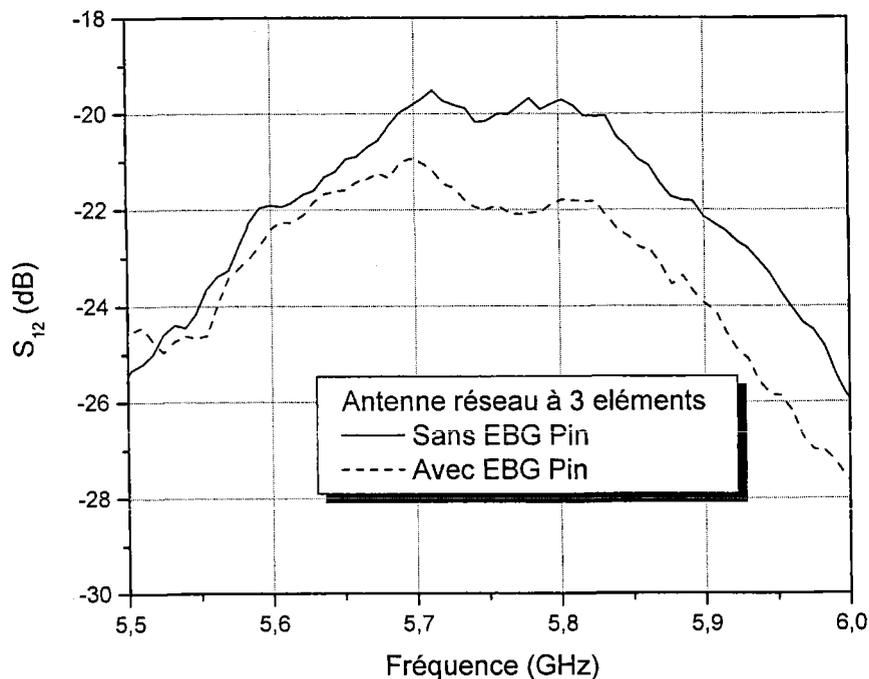


Fig. 6.26 : Puissance reçue relative du réseau d'antenne à trois éléments avec et sans via.

6.6) Conclusion

Dans ce chapitre, la technique via EBG a été présentée et introduite à la structure d'antenne CPW dont le but principal est d'éliminer les pertes dues aux ondes de surface afin d'augmenter l'efficacité et le gain du rayonnement. Cette technique a été appliquée à l'antenne à élément simple et a permis d'améliorer l'efficacité de rayonnement de 74% à 94%. D'ailleurs, des via EBG ont été également appliquées avec succès aux réseaux et une augmentation de l'efficacité de ~60% à ~95% a été obtenue ce qui correspond à une augmentation de gain de 2 dB. Avec ces performances, ces structures à gain élevé sont importantes pour les systèmes de communications sans fil comme WLAN.

Matrice de Butler en technologie de ligne à fente

7.1) Introduction

Au cours de ce chapitre, nous présentons la méthodologie employée pour concevoir une nouvelle matrice de Butler 4×4 standard dans la bande 5.8 GHz. La conception des différents composants de cette matrice, tel que le coupleur (3-dB, 90°) et les croisement, est présentée et discutée. En utilisant ces composants la conception d'une structure monocouche peut être facilement réalisée par un simple procédé de gravure et par conséquent est de faible coût.

Notre but est de concevoir une matrice de Butler avec la technologie CPW fonctionnant dans la bande de 5.8 GHz. Le problème est que, lors de la conception du coupleur hybride coplanaire, nous avons rencontré beaucoup de difficulté à obtenir en même temps -3 dB de couplage et 90° de différence de phase entre les ports de sortie. Ceci est dû aux dimensions de la ligne CPW d'impédance de 35.35Ω qui est très grande par rapport aux dimensions de la ligne à impédance 50Ω . La liaison entre ces deux lignes pour former l'hybride génère des erreurs au niveau de l'amplitude et de la phase qui sont difficiles à corriger. En plus, la technologie CPW nécessite des ponts à air au niveau des coudes et

des T-jonctions pour éviter la propagation du mode pair (mode ligne à fente) dans ligne CPW, ce qui rend la structure plus complexe (Voir chapitre 3).

Pour palier ces problèmes, nous proposons dans ce chapitre, la technologie ligne à fente pour la conception des différents composant de la matrice de Butler afin d'éviter les ponts à air et afin de corriger les erreurs du coupleur hybride en technologie coplanaire.

7.2) Rappel sur les transitions CPW-Ligne à fente

Ces dernières années, diverse transitions ont été proposée et examinée [80] telles qu'illustrée dans la Fig.7.1. Des détails de chaque configuration de transition sont rapportés dans [80]. La théorie générale des transition est basés sur le fait qu'il faut avoir un transfert total du courant à partir de l'extrémité de la ligne coplanaire CPW non équilibrée (CPW) à l'extrémité de la ligne à fente équilibrée. Comme il est montré dans [80], les courants à l'extrémité de la ligne CPW ont une amplitude égale mais une phase opposée. En plaçant un court circuit de longueur quart-onde de la ligne à fente entre le conducteur central et le plan de masse, un circuit ouvert est présenté au même endroit que la transition (Fig. 7.1.j). Ceci force tous les courants de l'extrémité non équilibrée de la ligne coplanaire à traverser entre le conducteur central et le reste du plan de masse. De plus, un pont à air (air-bridge) est employé au dessus de la transition afin de permettre l'évacuation du courant de retour de la ligne à fente, d'un conducteur vers l'autre. La combinaison du pont à air et le circuit ouvert permet de transformer le mode CPW en mode ligne à fente.

La transition de la ligne CPW à la ligne fente, tel que montré à la Fig. 7.1, est un composant passif fondamental dans les circuits MMICs. Il est impératif que la transition ait une bonne topologie de telle sorte que les performances du circuit global ne soient pas dégradées. Les caractéristiques de cette transition ont un intérêt considérable dans les applications aux antennes, aux mélangeurs équilibrés et aux circuits multiplicateurs [81].

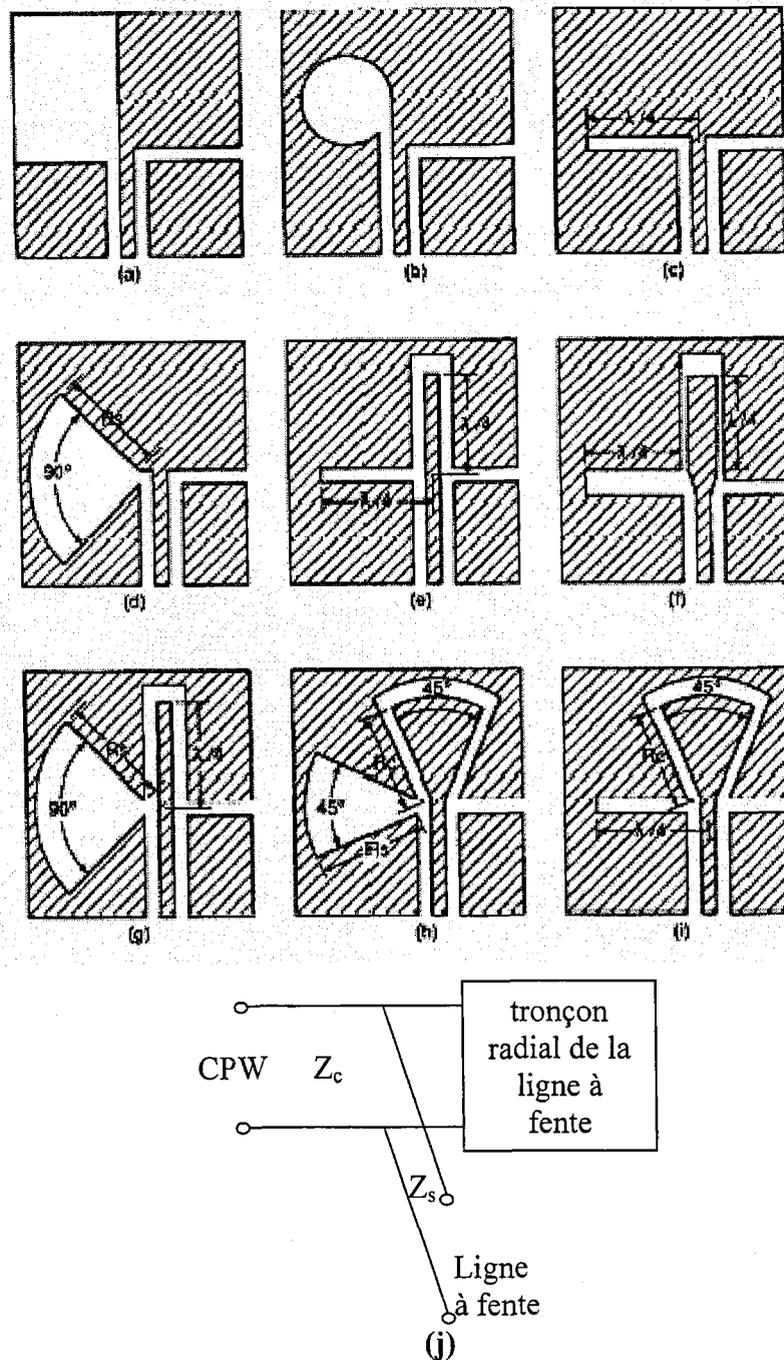


Fig. 7.1: Différentes structure de transition CPW-ligne à fente et le circuit équivalent [80].

La transition qu'on a utilisée est rapportée dans la référence [80]. L'auteur a montré qu'il est possible d'obtenir une transition entre la ligne CPW et la ligne à fente avec deux impédances caractéristiques différentes. De ce fait, on a conçu à l'aide du logiciel IE3D de Zeland [63], une transition CPW - ligne à fente à large bande. Fig. 7.2 montre le

schéma d'une transition CPW-ligne à fente. Cette transition possède deux différentes impédances caractéristiques ($S=0.15$ mm, $S=0.3$ mm et $S=0.4$ mm). Les résultats de simulation sont montrés à la Fig. 7.3. À partir de ces résultats, on constate que la transition CPW-Ligne à fente est légèrement sensible à la variation de l'impédance caractéristique de la ligne à fente. Donc l'hypothèse, soumise par certains auteurs, comme rapportée dans [82], pour la nécessité d'avoir les mêmes impédances caractéristiques de la ligne coplanaire et la ligne à fente afin de former une transition s'est avérée complètement fausse. Donc, cette caractéristique nous facilite la conception des différents composants de la matrice de Butler en technologie ligne à fente (coupleur et crossover) avec des hautes impédances, ce qui rend la fabrication plus simple.

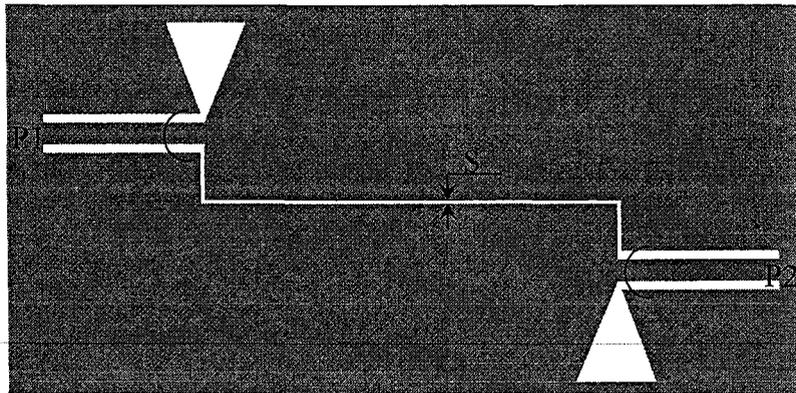


Fig. 7.2: Disposition de la transition CPW-ligne à fente.

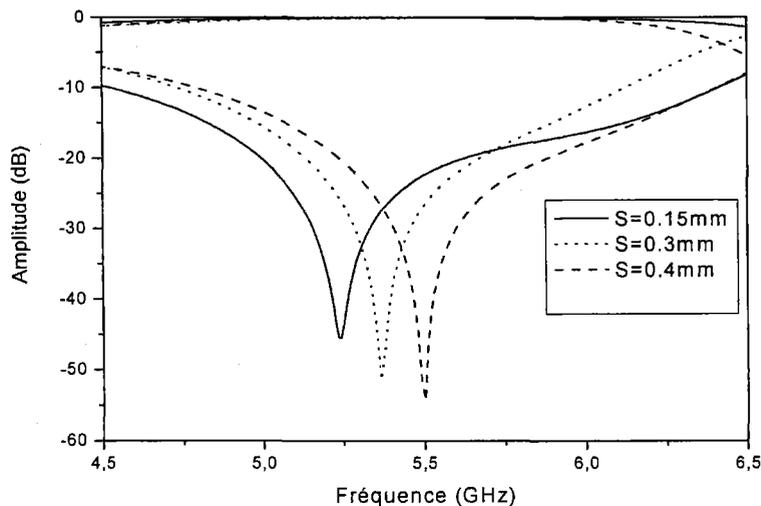


Fig. 7.3: Résultats de simulation des paramètres S de la transition CPW-ligne à fente.

7.3) Conception de la matrice de Butler

7.3.a) Coupleur hybride 3 dB.

Les coupleurs sont des circuits passifs à quatre ports. Le schéma de principe du coupleur est illustré à la Fig. 7.4. Les quantités suivantes permettent de caractériser un tel coupleur :

$$- \text{ Facteur de couplage : } C = 10 \times \log_{10} \left(\frac{P_2}{P_1} \right) \text{ (dB)} \quad (5.4)$$

$$- \text{ Facteur de directivité : } D = 10 \times \log_{10} \left(\frac{P_2}{P_4} \right) \text{ (dB)} \quad (5.5)$$

$$- \text{ Facteur d'isolation : } I = 10 \times \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_4} \right) \text{ (dB)} \quad (5.6)$$

$$- \text{ Pertes d'insertion : } IL = 10 \times \log_{10} \left(\frac{P_3}{P_1} \right) \text{ (dB)} \quad (5.7)$$

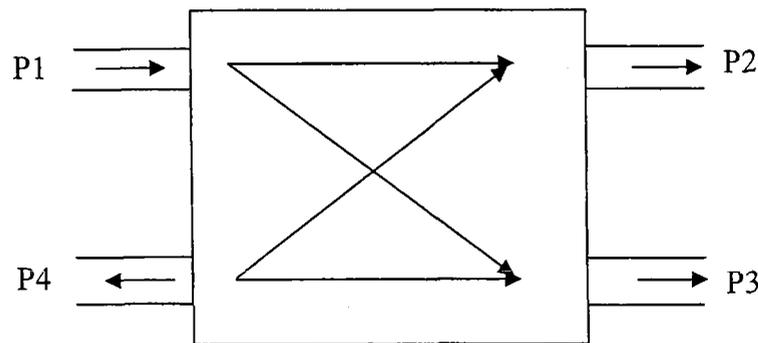


Fig. 7.4 : Schéma de principe du coupleur

où P_1 , P_2 , P_3 et P_4 représentent les puissances d'entrées et de sorties aux ports 1, 2, 3 et 4. Le couplage mesure la fraction de puissance sur la voie couplée, et les pertes d'insertion mesurent celle sur la voie directe. Si le dispositif est sans pertes et de directivité infinie on a : $P_2 + P_3 = P_1$. La directivité mesure le rapport de puissance disponible sur les voies couplées et découplées; Elle est infinie pour un coupleur idéal. L'isolation est une mesure du découplage entre l'entrée du signal et la voie isolée.

Il existe deux types de coupleurs hybrides à 180° et 90° . Ce sont les coupleurs hybrides 180° qui ont la porte couplée et la porte de transmission en opposition de

phase. Les coupleurs hybrides 90° ont un déphasage de 90° entre la porte couplée et la porte de transmission.

La matrice S du coupleur hybride en quadrature est donnée par:

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -j \\ -j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

La matrice des paramètres Y (admittance) du coupleur hybride peut s'écrire comme suit :

$$Y = j \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & 0 & 0 \\ \sqrt{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{(A)} + j \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{2} \\ 0 & 0 & \sqrt{2} & 0 \end{bmatrix}}_{(B)} + j \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{(C)} + j \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{(D)} \quad (5.9)$$

Les matrices A et B représentent des lignes de longueurs $\lambda/4$ situées respectivement entre les ports 1 et 2 et les ports 3 et 4. L'impédance caractéristique de ces deux lignes est $Z_0/\sqrt{2}$. Les matrices C et D représentent des lignes de longueurs $\lambda/4$ situées respectivement entre les ports 1 et 4 et les ports 2 et 3, l'impédance caractéristique de ces deux lignes est Z_0 .

Nous avons fait beaucoup de tests pour concevoir des coupleurs hybrides en technologie CPW en utilisant différents types de substrat. Les résultats obtenus n'étaient pas satisfaisants. Cela est dû surtout aux dimensions de la ligne coplanaire d'impédance 35.35Ω par rapport à la ligne d'impédance 50Ω qui rend le coupleur difficile à optimiser en termes de différence de phase (90°), de pertes de retour, d'isolation et de couplage. En plus, les ponts à air utilisés rendent la conception de plus en plus complexe et augmentent le coût (la conception de la matrice de Butler nécessite beaucoup de coupleurs).

Pour concevoir la matrice de Butler proposée précédemment, on a développé un nouveau type de coupleur en technologie ligne à fente (slot line) qui nécessite juste les

ports à air lors de la transition CPW - ligne à fente. Dans la littérature, peu d'articles traitent le coupleur hybride en technologie ligne à fente. Dans ce travail, la combinaison CPW-ligne à fente a été exploitée pour concevoir une jonction hybride.

Le coupleur est simulé à la fréquence centrale de 5.8 GHz à l'aide de deux logiciels *MOMENTUM* et *IE3d*. Durant les simulations, nous avons remarqué que le coupleur hybride en technologie ligne à fente est différent de celui de l'hybride standard. De ce fait, nous avons opté pour faire plusieurs combinaisons de l'emplacement des lignes dans le coupleur ($Z_0 \rightarrow Z_0/\sqrt{2}$, $Z_0/\sqrt{2} \rightarrow Z_0$ tel qu'illustré à la Fig. 7.5), afin d'aboutir à la combinaison optimale qui est celle de la Fig. 7.5c.

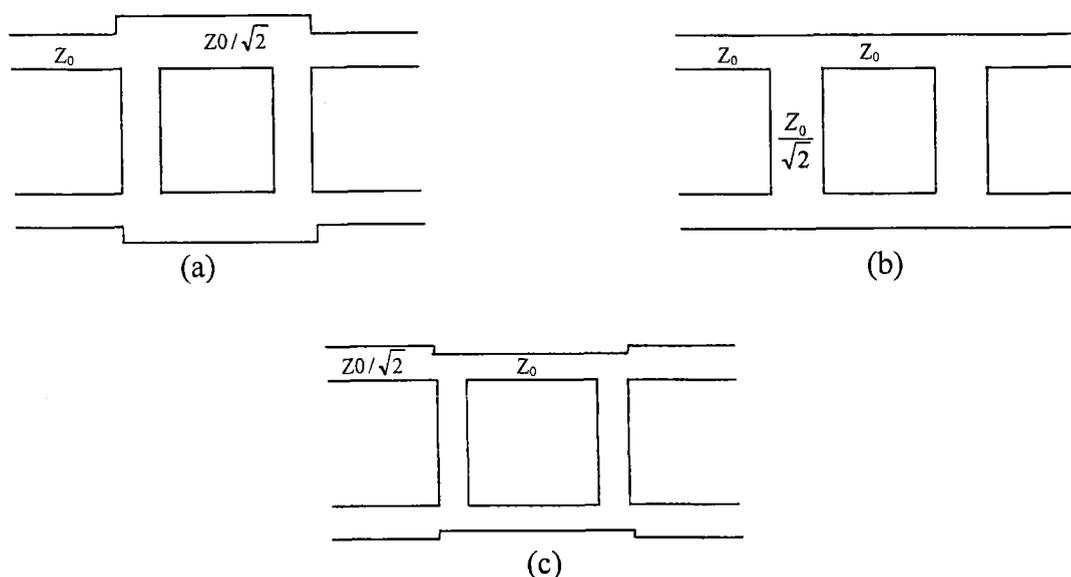


Fig. 7.5 : Différentes structures de coupleurs hybrides

Le coupleur hybride 90° proposé est constitué seulement de lignes à fente. On a remarqué durant les tests, que ce coupleur est l'inverse du coupleur à base de lignes microruban. C'est-à-dire, lorsqu'on a utilisé la structure de la Fig. 7.5a, on a obtenu le couplage sur la porte 4 et l'isolation dans le port 2, ce qui est le contraire qu'on doit obtenir théoriquement. La même chose a été observée pour les autres structures. On a cherché l'explication à ce phénomène et celle-ci a été trouvée dans la référence [83] : les lignes des champs électriques aux croisements changent de direction de 90° ce qui explique cette différence. Donc le signal alimentant le port 1 est divisé entre le port 2 et le port 3, et le port 4 est complètement isolé. La Fig. 7.6 illustre ce phénomène.

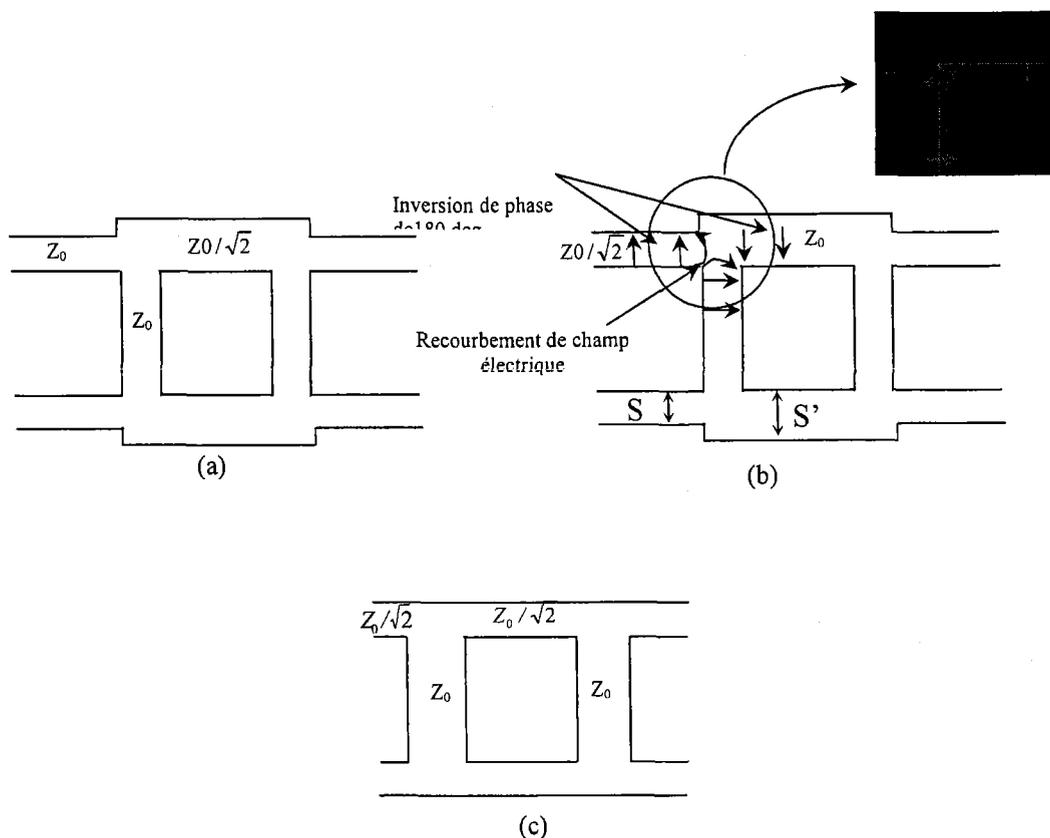


Fig. 7.6: Structure du coupleur hybride: (a) hybride standard, (b) hybride en ligne à fente, (c) hybride équivalent.

Comme il a été présenté dans la section précédente, il est possible d'obtenir une bonne transition sans que les deux impédances de la ligne coplanaire et de la ligne à fente ne soit égales ($Z_{cpw} \neq Z_s$). Cette caractéristique permet de faciliter de réaliser le coupleur hybride en choisissant de hautes impédances au lieu des impédances exigées par l'hybride standard ($Z_s=35.35\Omega$: $S \approx 50 \mu\text{m}$). De ce fait, nous avons choisi les impédances comme suit (voir Fig. 7.7): $Z_s \approx 94\Omega$ ($S=0.65\text{mm}$), $Z_s/\sqrt{2} \approx 70\Omega$ ($S'=0.3 \text{ mm}$).

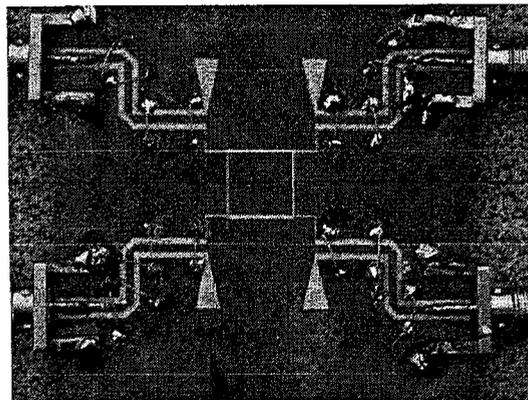
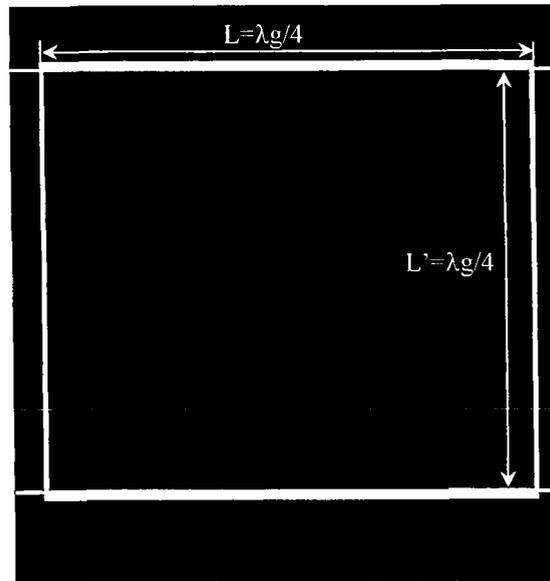


Fig. 7.7 : Coupleur hybride à base des lignes à fente.

Fig. 7.8 montre les résultats de simulations. Ces résultats de simulations montrent que les pertes par réflexions sont inférieures à -40 dB et l'isolation supérieure à -35 dB. Les couplages entre les ports d'entrée et de sortie sont de l'ordre -3 dB (-3.5 dB). Les résultats de mesure des paramètres S sont montrés dans la Fig. 7.9. Les résultats de simulation et de mesure sont tout à fait identiques, ce qui valide l'approche proposée. Les déphasages entre le port d'entrée et les ports de sortie varient en fonction de la fréquence. Cependant, c'est ce qui est le plus important, le déphasage entre les deux sorties varie peu

autour de 90° ($\sim 92^\circ$). Les résultats de mesure sont présentés à la Fig. 7.10. Ces résultats sont conformes à ceux de simulations, ce qui donne une bonne concordance.

Ce coupleur présente un grand avantage pour le contrôle du déphasage entre les différents ports. En inversant les différentes entrées, on peut rajouter des déphasages additionnels de 180° . Ceci se résulte en inversant le sens des champs électriques imposé par la ligne coplanaire. La Fig. 7.12 montre bien la disposition pour chaque cas ainsi que la distribution correspondante du champ électrique. Chaque cas des phases de sortie est comparé au 1^{er} cas de la Fig. 7.11, ce qui constitue une référence pour repérer les sauts de phase.

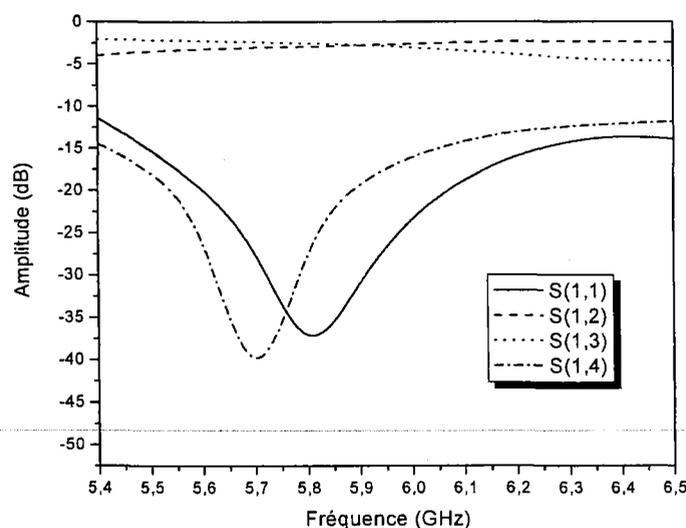


Fig. 7.8 : Paramètres S simulés du coupleur hybride.

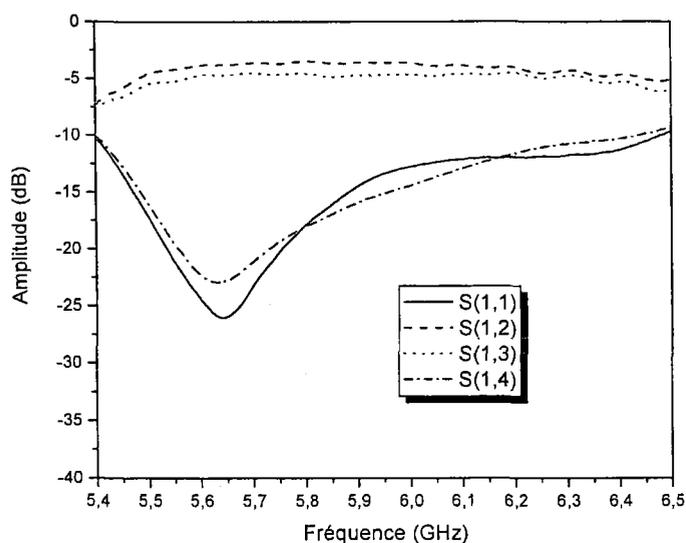


Fig. 7.9 : Paramètres S mesurés du coupleur hybride.

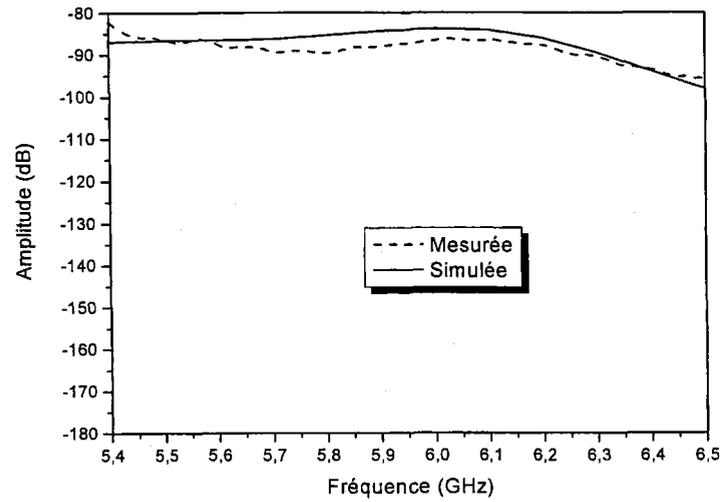


Fig. 7.10 : Différence de phase simulée et mesurée du coupleur hybride.

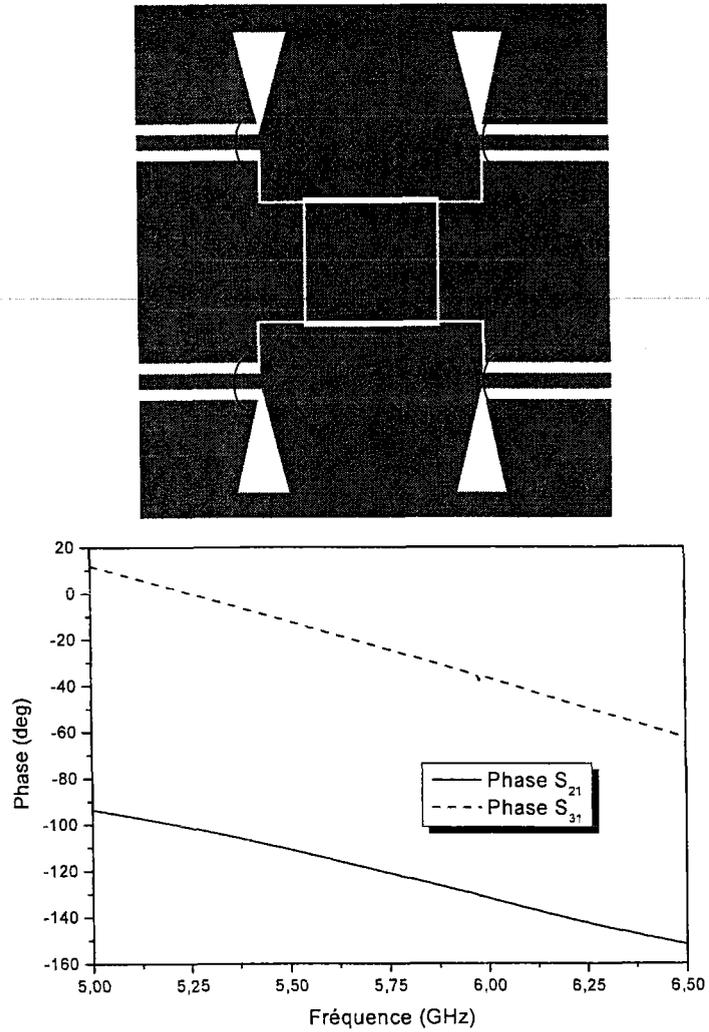
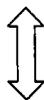
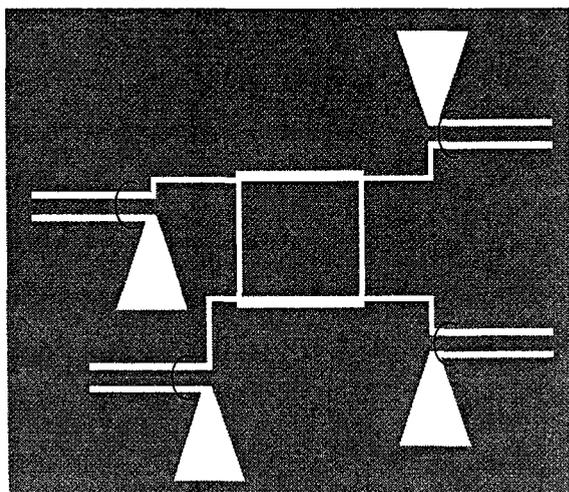
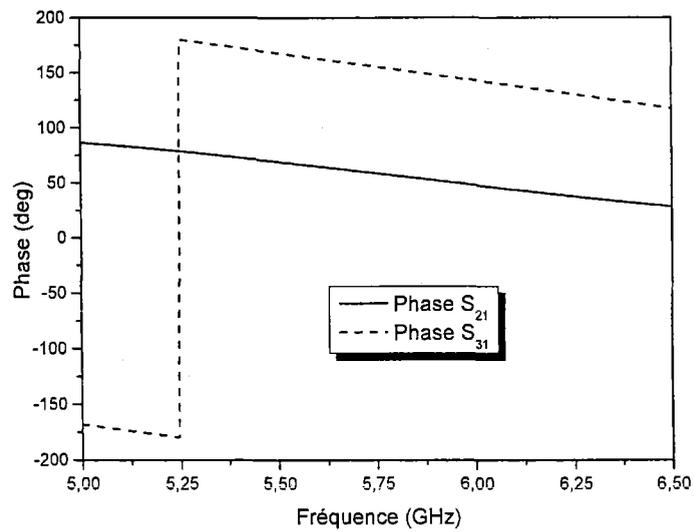
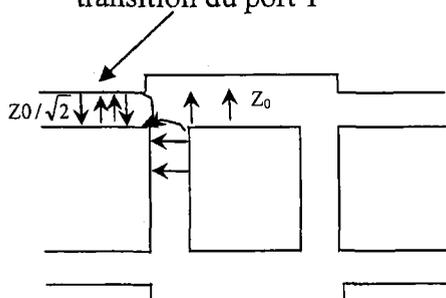


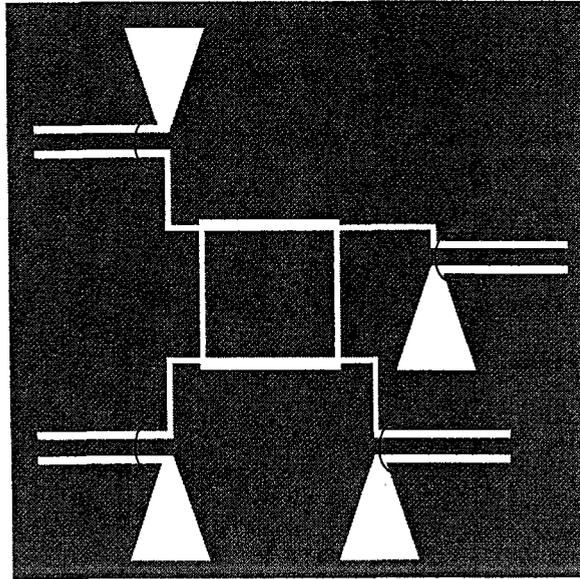
Fig. 7.11 : Disposition et phases du coupleur de référence.



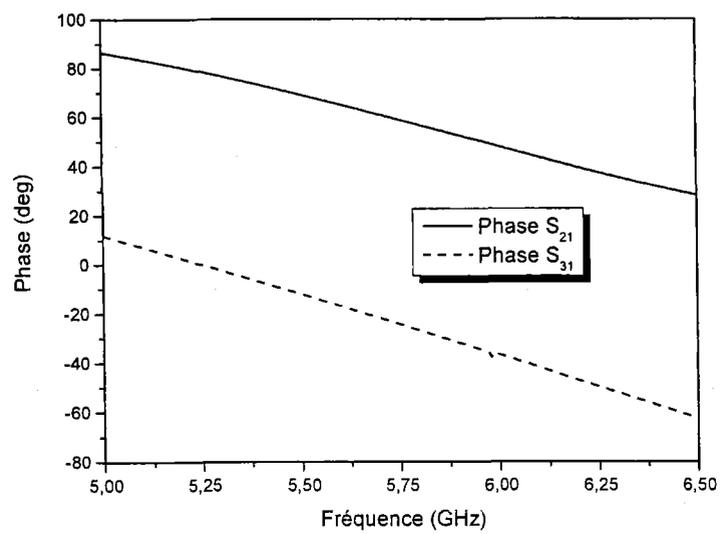
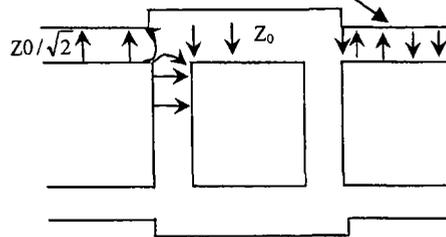
Le champ a été inversé
par l'inversement de la
transition du port 1



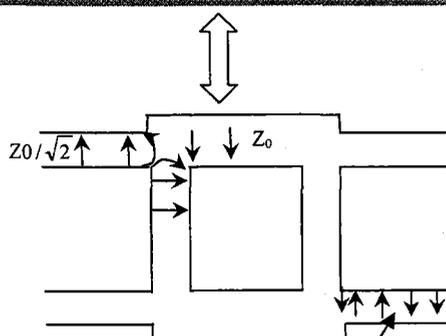
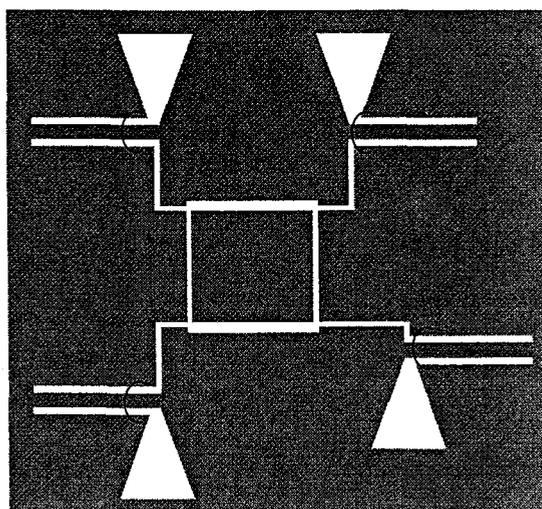
(a)



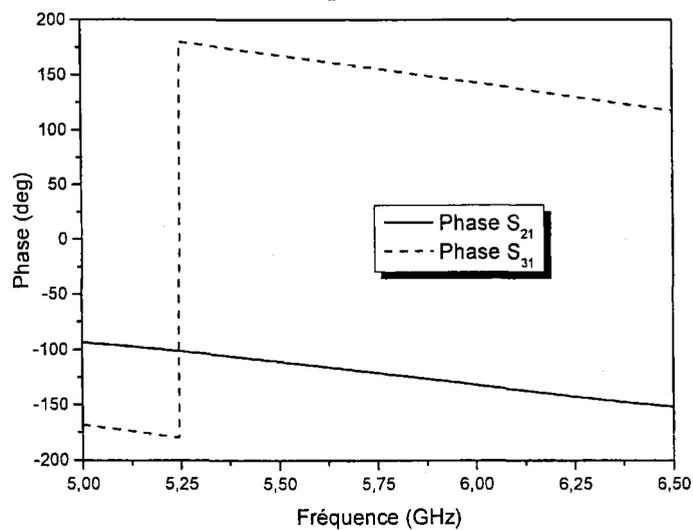
Le champ a été inversé
par l'inversement de la
transition du port 2



(b)



Le champ a été inversé
par l'inversement de la
transition du port 3



(c)

Fig. 7. 12 : dispositions et les phases des différents orientations des transitions et les champs électriques équivalents.

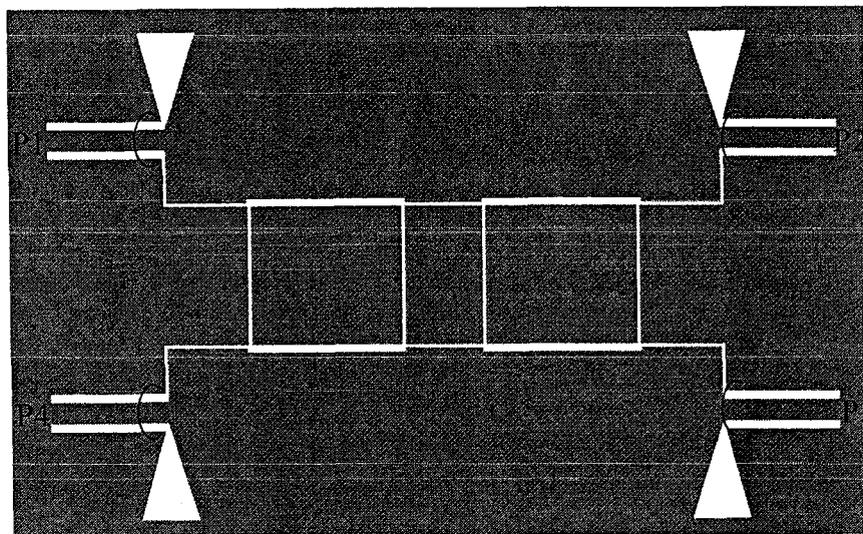
7.3.b) Croisement

Le croisement entre les lignes est le plus grand inconvénient lors de la réalisation de la matrice de Butler. Pour éviter alors que les signaux au niveau des croisements ne se combinent, on doit recourir à des croisements pour assurer un niveau d'isolement acceptable.

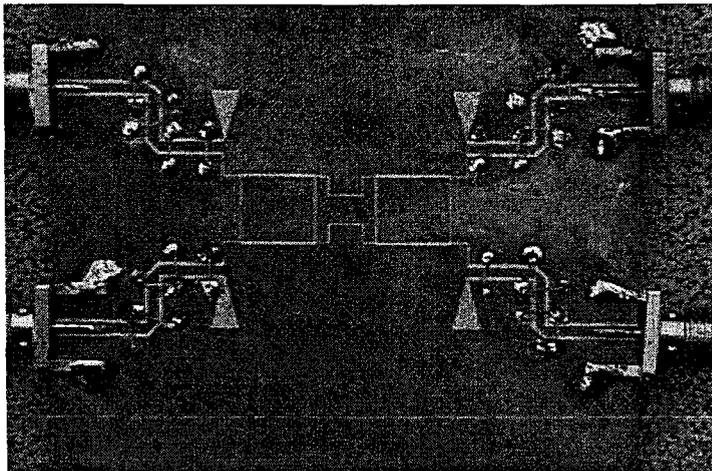
Pour obtenir un croisement on place deux hybrides en cascade [84]. La Fig. 7.13 montre le schéma du croisement proposé. Idéalement, le signal entrant dans un port émerge seulement au port diagonal sans perte d'insertion et sans erreur de phase.

D'après les résultats de simulation et de mesure présentés dans la Fig. 7.14 les réflexions sont moins que 30 dB, l'isolation entre les deux ports 1 et 2 est supérieure à 20 dB, et l'isolation entre les port 1 et 4 est nettement supérieure à 30 dB. Le couplage est de l'ordre de 0.3 dB et il est considéré comme constant dans la bande 5.4 GHz et 6.5 GHz.

Les croisements introduisent un déphasage non nul entre l'entrée 1 et la sortie 3 (entrée 4 et sortie 2). Ce déphasage est non désiré mais facile à l'éliminer. Un déphasage additionnel demeure nécessaire pour le compenser.

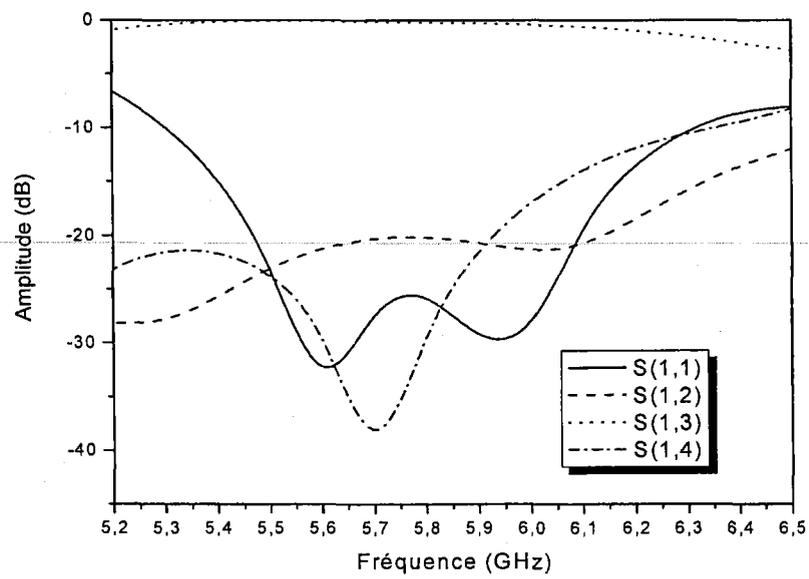


(a)

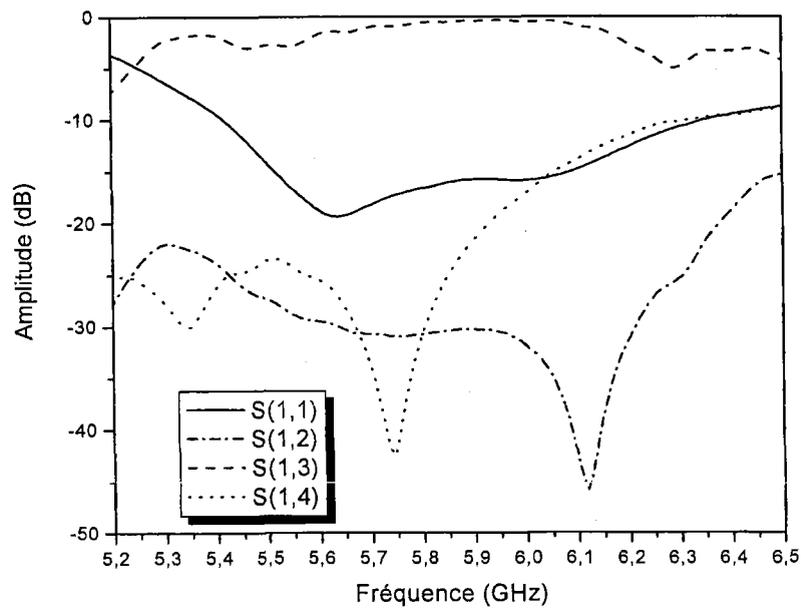


(b)

Fig. 7.13: Croisement (a) Disposition (b) Photographie du prototype fabriqué.



(a)



(b)

Fig. 7.14 : Paramètres S du croisement en technologie ligne à fente (a) simulé (b) mesuré

7.3.c) Déphaseurs

Une ligne de transmission de longueur l introduit un déphasage $\theta = 360^\circ l / \lambda_g$, ou λ_g est la longueur d'onde dans le substrat qui est défini comme :

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (5.10)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\epsilon_{\text{reff}}} \quad (5.11)$$

avec λ est la longueur d'onde dans le vide et ϵ_{reff} est la permittivité effective.

7.4) Matrice de Butler 4X4

La matrice de Butler 4X4 a été réalisée à partir de quatre coupleurs hybrides, de deux croisements et des déphaseurs, certains de ceux-ci étant des déphaseurs pour corriger les erreurs de phases introduites par les coupleurs et les croisements. La Fig. 7.15 présente cette matrice. Les résultats de simulation sont montrés à la Fig. 7.16. À partir de ces

résultats, on peut conclure que les résultats obtenus sont très proches des valeurs théoriques. Ces résultats sont obtenus avec les transitions pour bien montrer l'efficacité de la technologie des lignes à fente pour la réalisation de la matrice de Butler. Le signal incident provenant des ports (#1, #2, #3, ou #4) est divisé en quatre ports de sortie (#5, #6, #7, et #8) avec des amplitudes égales et des phases relatives spécifiques.

La Fig.7.17 montre les résultats de mesures des paramètres S des ports 1 et 2 de la matrice de Butler (les autres ports sont adaptés à 50Ω). Ces résultats démontrent que la matrice possède de bonnes performances en terme d'amplitude (S_{15} , S_{16} , S_{17} et S_{18}) qui sont aux alentours de -7.5 dB. Les coefficients de réflexions sont bien supérieurs à 30 dB.

Pour pouvoir tester la matrice en termes de formation de faisceaux, cette matrice est connectée à un réseau d'antenne de quatre éléments qui est montré à la Fig. 7.18(a). Selon les résultats de simulation montrés dans la fig. 7.18b et 7.18c, le choix de la distance entre les éléments d'antenne est de $\lambda_0/2$. Cette distance est justifiée par un minimum de l'effet du couplage mutuel entre les éléments et la non apparition des lobes discordants.

Comme la matrice de Butler présente une variation de phase qui dépend de la fréquence, cette matrice a été conçue pour un fonctionnement optimal à $f= 5.8$ GHz.

La fig. 7.19 montre les résultats de simulation et de la mesure de la matrice de Butler des différents faisceaux générés par le système global (matrice de Butler + réseau d'antennes). Ce système permet de générer 4 faisceaux dans des directions -45° , -15° , 15° et 45° respectivement. Les résultats de mesure confirment le concept théorique adopté.

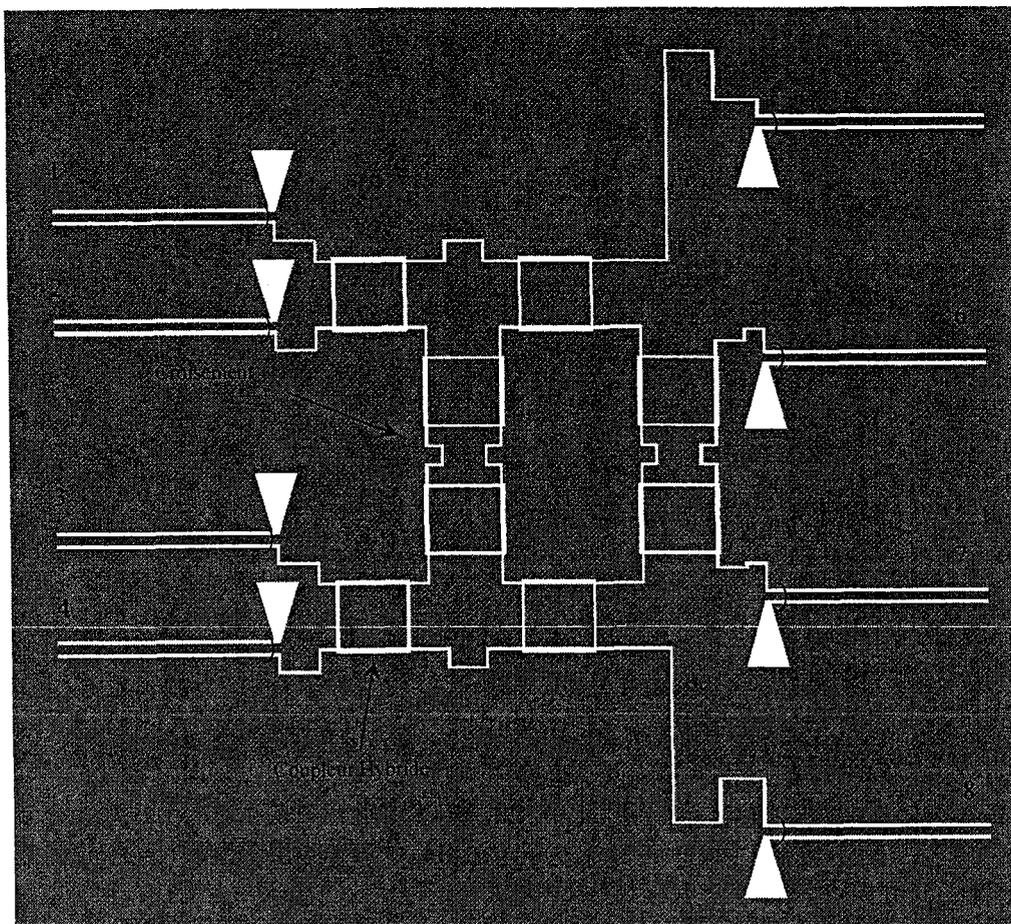
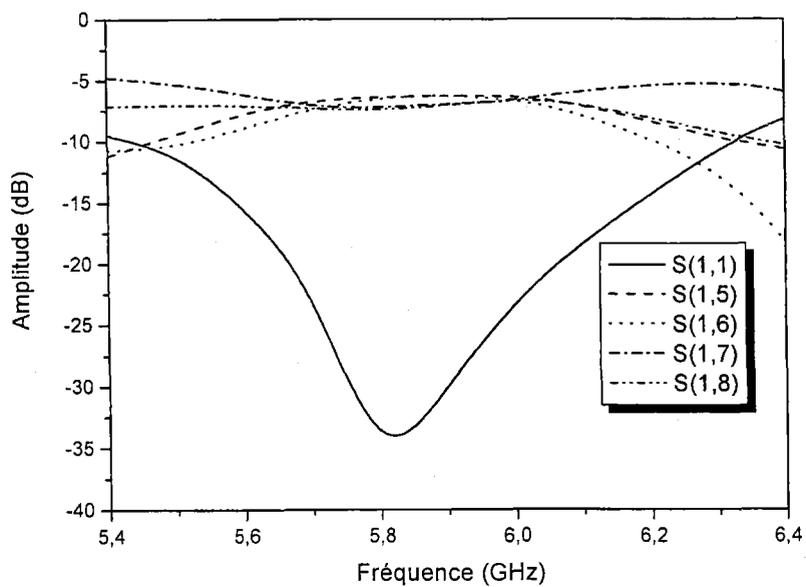
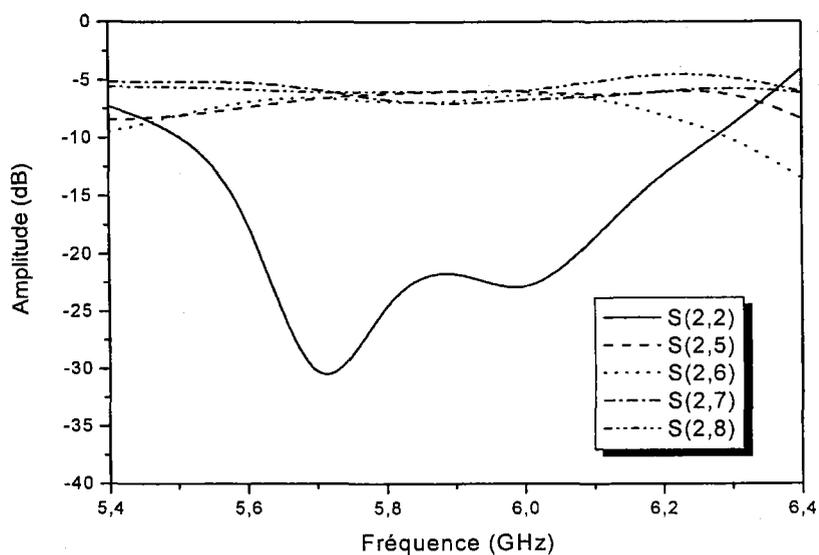


Fig 7.15 : Disposition de la matrice de Butler 4 X 4 à base de la technologie ligne à fente.

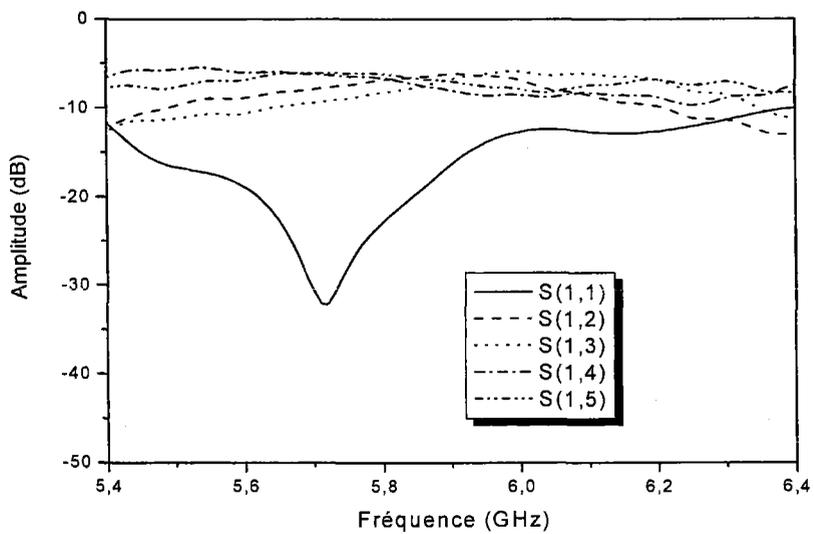


(a)

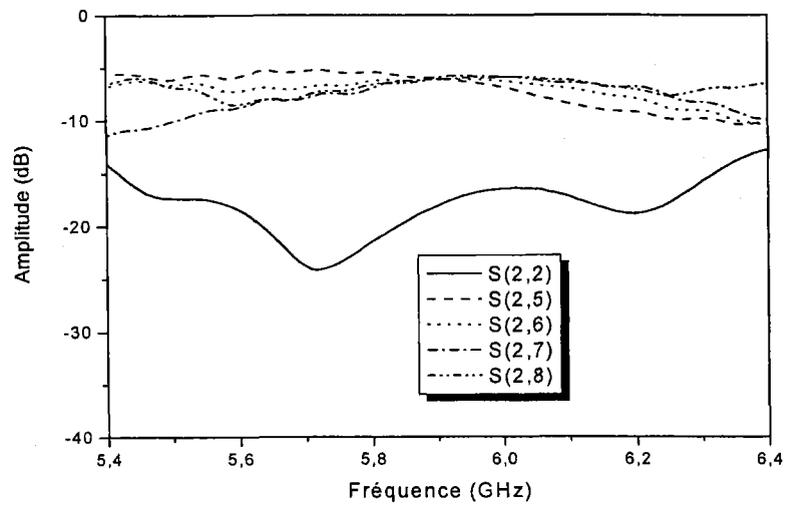


(b)

Fig. 7.16 : Résultats de simulation des pertes de retour et les pertes d'insertion (a) port 1 (b) port 2

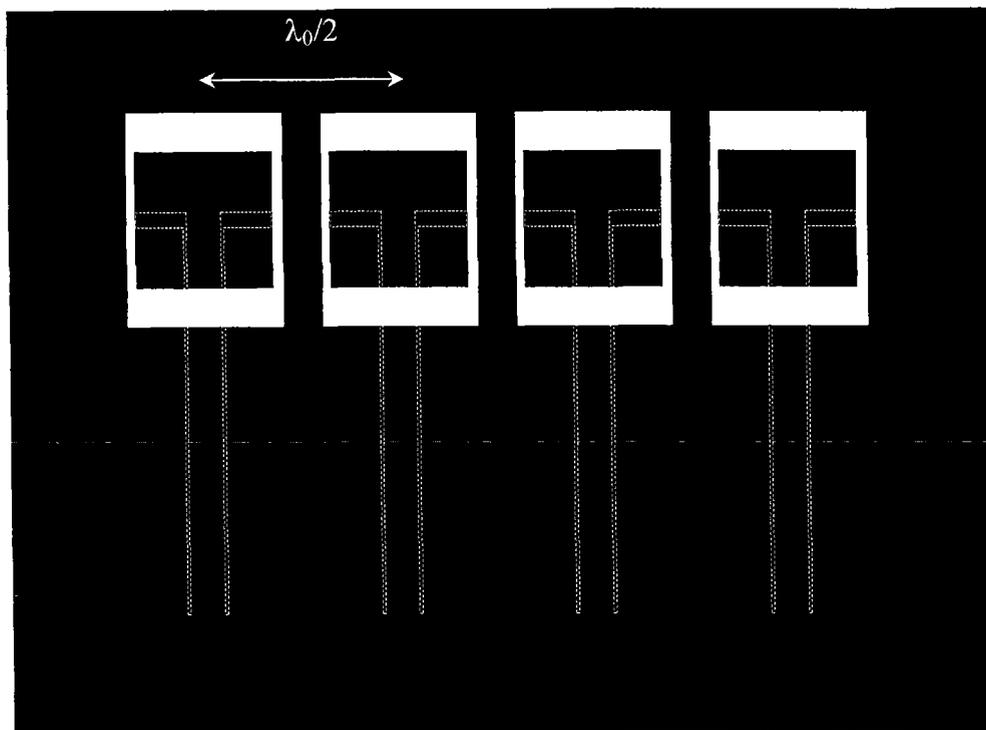


(a)

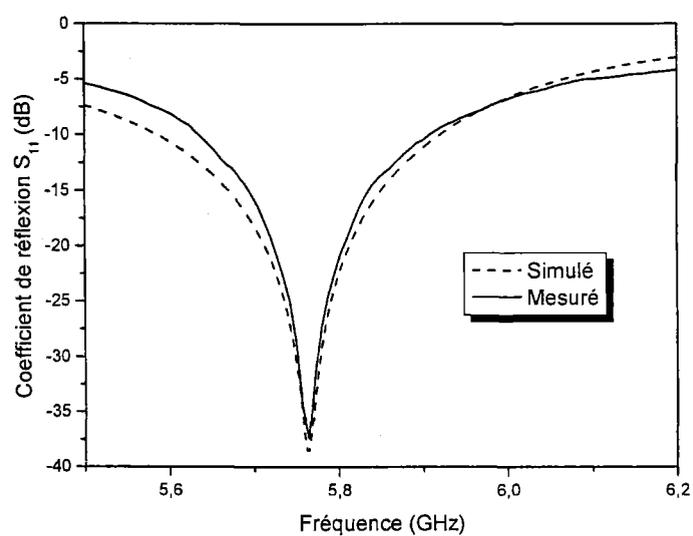


(b)

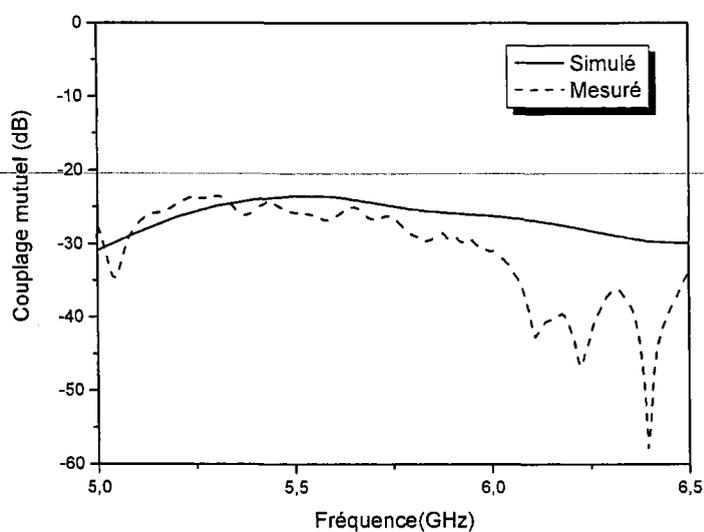
Fig. 7.17 : Résultats de mesure des pertes de retour et les pertes d'insertion (a) port 1 (b) port 2.



(a)



(b)



(c)

Fig. 7.18 : (a) Disposition du réseau d'antenne, (b) Pertes de retour de l'élément d'antenne et (c) Le couplage mutuel entre deux éléments d'antenne.

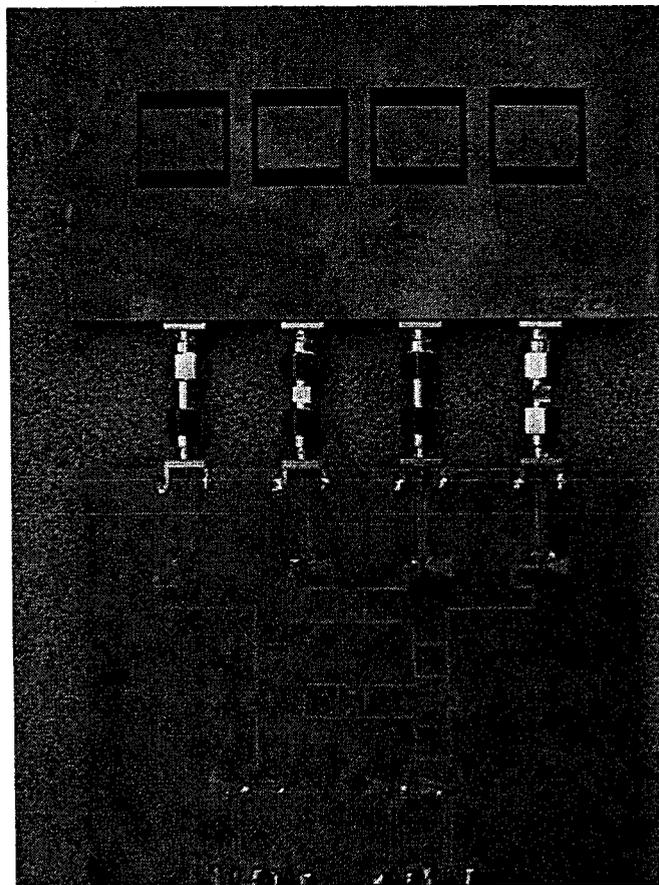
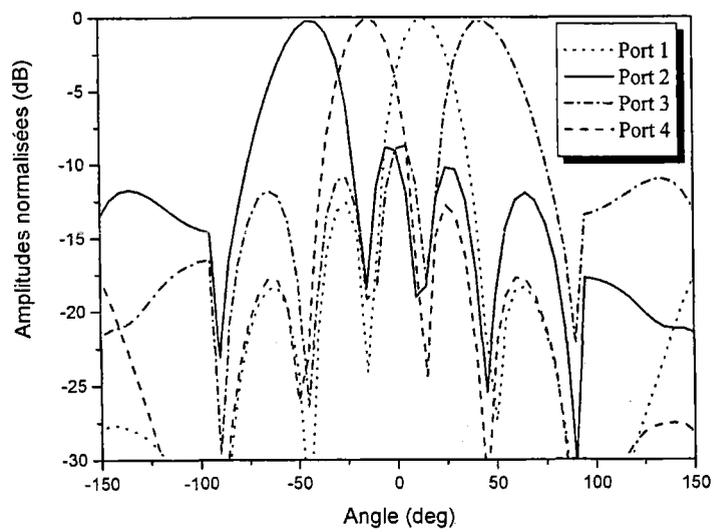
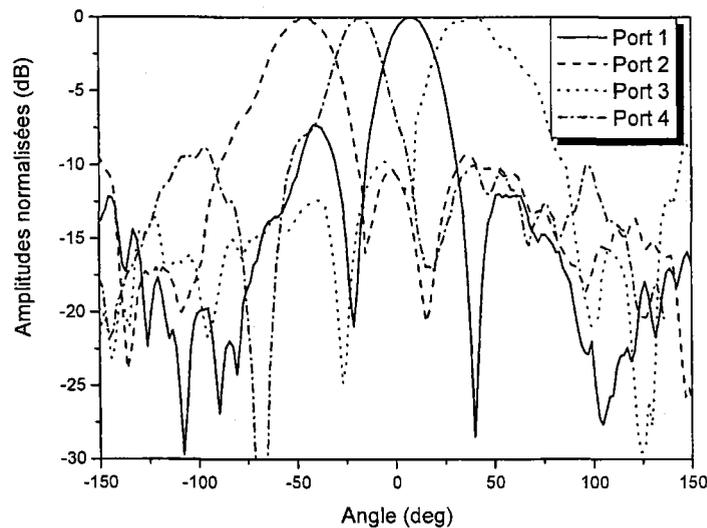


Fig. 7.19 : Système global de la matrice de Butler incluse dans un réseau d'antenne.



(a)



(b)

Fig. 7.20 : Faisceaux générés par la matrice de Butler (a) Simulés (b) Mesurés

7.5) Conclusion

Une matrice de Butler 4×4 à base de la technologie ligne à a été conçue, fabriquée et examinée dans la bande de 5.8 GHz. Le circuit est compact et a de bonnes performances en terme de pertes. Dans le concept proposé, un nouveau coupleur hybride et un croisement en technologie ligne à fente ont également été conçus et présentés pour assurer le bon fonctionnement de la matrice. Cette nouvelle configuration démontre la possibilité de la conception de la matrice de Butler en technologie ligne à fente. Cette structure est destinée à résoudre le problème et les complications de la conception à base de la technologie coplanaire (CPW). Les résultats simulés et expérimentaux montrent les bonne performances, en terme de d'amplitude et des faisceaux produits. Le système proposé a les avantages du bas coût, du petit volume, du poids léger et de la facilité de la fabrication. La matrice de Butler proposée convient aux applications sans fil telles que IEEE802.11.

Chapitre 8

Matrice de Butler en technologie CPW multicouche

8.1) Introduction

L'augmentation rapide de l'utilisation des téléphones cellulaires incite à développer des technologies plus sophistiquées de station de base. Comme il a été mentionné, les systèmes de communication sans fil sont sujets souvent à de grandes fluctuations dues à l'évanouissement (fading) et aux interférences par trajets multiples, qui diminuent de manière significative l'efficacité spectrale et la capacité de ces systèmes. Pour surmonter ces problèmes, des systèmes d'antennes intelligentes ont été proposés.

En général, la matrice de Butler emploie un réseau composé d'hybrides et de croisements à micro-ondes. Cependant, les croisements ont une largeur de bande limitée et prennent plus d'espace. En outre, ils peuvent également ajouter des effets indésirables comme les pertes d'insertion, des jonctions mal adaptées et des lignes additionnelles de couplage croisé [83]. Peu d'auteurs ont proposé des configurations de la matrice de Butler

qui n'exigent pas des croisements de lignes [85-87]. Dans [85], une matrice de Butler 8×8 à 2 GHz a été proposée et emploie la technologie HTS. La référence [86] rapporte une matrice de Butler de 4×4 microrubans sans croisement de ligne. Cependant, cette conception ne peut pas être appliquée pour la configuration 8×8 et plus. Les lignes suspendues en structure multicouche ont été introduites dans [87], celles-ci utilisant des transitions, ce qui complique de plus en plus la conception de la matrice.

Pour des applications en technologie CPW, un nouveau réseau conformateurs de faisceaux multicouche basé sur la matrice de Butler de 4×4 a été développé et réalisée. C'est la première fois que la matrice de Butler a été conçue en technologie CPW. Pour éviter tout croisement des lignes dans la matrice, un nouveau coupleur directionnel à large bande multicouche, qui utilise la technique de la fente couplée (broadside CPW slot-coupled coupler), est proposée et présenté comme la clef de la matrice de Butler CPW sans croisement.

Dans ce chapitre, la technologie coplanaire CPW est adoptée à la suite de plusieurs caractéristiques très importantes: absence de l'effet inductif des trous via, facilité d'établir des connexions en shunt et en série, possibilité de changer l'impédance caractéristiques en variant la largeur de la fente et la largeur du conducteur central et compatibilité avec les circuits intégrés monolithiques microondes (MMIC). Le choix d'employer la technologie multicouche de la ligne CPW permet non seulement la fabrication de la matrice de Butler peu coûteuse pour les bandes de communications cellulaires, mais aussi réduit la taille du circuit proposé. Pour démontrer la faisabilité de la matrice proposée, un prototype expérimental de la matrice de Butler 4×4 a été conçu, fabriqué et mesuré. En outre, pour examiner ces performances comme conformateur de réseau, un réseau d'antenne de 4 élément a été connecté aux sorties de la matrice pour former le système à faisceaux commutés. Des mesures expérimentales ont été effectuées sur ce système, et les résultats obtenus sont présentés et discutés.

8.2) L'architecture de la matrice de Butler proposée

Comme il a été rapporté dans le chapitre précédent, la matrice de Butler standard est constituée de N ports d'entrée de N ports de sortie. Pour chaque port d'entrée, le réseau produira des signaux à déphasage progressifs aux ports de sortie avec des puissances

égales. En conséquence, cette matrice produit des faisceaux orthogonaux à ses sorties. Une matrice de Butler conventionnelle emploie $Nn/2$ hybrides avec $N/2(n-1)$ phase shifters. Pour la structure planaire, le nombre des croisements requis est rapporté dans [85] comme étant :

$$C_n = 2C_{n-1} + 2^{n-2}(2^{n-2} - 1) \quad (8.1)$$

où n est l'ordre de matrice, qui est lié au nombre de port par $N = 2^n$. Dans (8.1) n devrait être égale ou supérieur à 2 et $C_1 = 1$. Selon la relation (8.1), quand le nombre de croisements devient important dans la matrice de Butler, la réalisation présente de sérieux problèmes. Par exemple, pour une matrice à 32 ports, le nombre de croisements est de 416 ce qui est énorme et pourrait présenter beaucoup de pertes. Dans le présent travail, on propose une nouvelle configuration multicouche pour éviter d'utiliser aucun croisement. Le schéma fonctionnel de la matrice de Butler proposé est montré dans Fig. 8.1. Cette matrice emploie des coupleurs hybrides CPW de 3-dB, les coupleurs directionnels à couplage par fente de 3-dB CPW, et les lignes CPW pour former les déphaseurs. Le coupleur hybride CPW est conçu en utilisant la technologie CPW avec un plan de masse au dessous (CB-CPW), qui offre des caractéristiques supérieures à celle de la ligne CPW classique en réduisant la taille et en éliminant des ponts à air [88]. L'inconvénient principal de cette technologie (CB-CPW), est l'existence des modes plats parallèles (parallel-plate modes) qui sont indésirable [87]. Pour surmonter cet inconvénient, des vias ont été employés pour supprimer ces modes indésirables. Récemment, Hydl [75] a démontré que, pour la ligne CBCPW sans via, les modes de résonances apparaissent dans les hautes fréquences. Dans les sous-sections suivantes de ce chapitre, la conception des composantes clés de cette matrice sont présentées et décrites en détail.

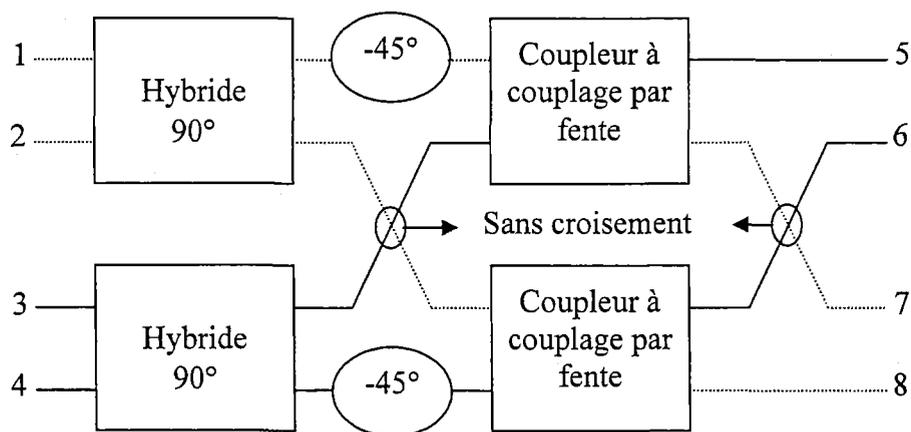


Fig. 8.1 : schéma fonctionnel de la matrice de Butler proposé.

8.3) Coupleur CPW directionnel à couplage par fente.

Dans cette section une nouvelle topologie complètement originale du coupleur CPW directionnel à couplage par fente sera présentée [90]. L'utilisation de la technologie multicouche dans la conception est considérée comme une méthode alternative pour concevoir des coupleurs à couplage plus étroit et pour réduire les dimensions planaires. Pour démontrer l'approche proposée, un circuit de prototype a été analysé, conçu et fabriqué. Des simulations et les mesures ont été effectuées et ont montré une bonne concordance. Les détails sont donnés ci-dessous.

8.4) Analyse quasi-statique du coupleur directionnel.

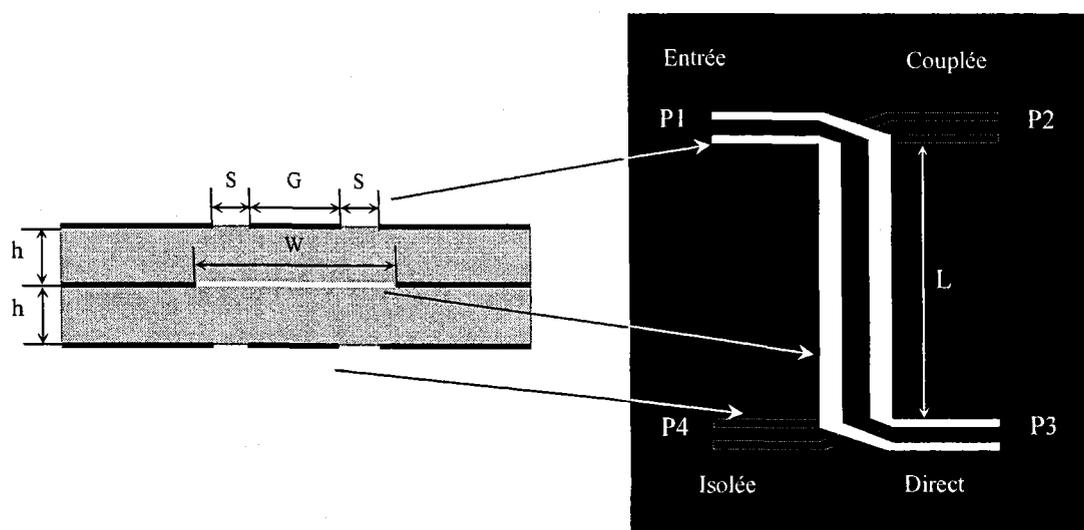


Fig. 8.2 : Configuration du coupleur CPW directionnel à couplage par fente.

La fig. 8.2 montre la configuration du coupleur directionnel à couplage par fente. Le phénomène du couplage se fait à l'aide du couplage de deux lignes coplanaires CPW placées dans différentes couches via une fente rectangulaire gravée dans un plan de masse commun placé entre les deux substrats. Ce composant est symétrique et a la propriété suivante: si le port 1 est le port d'entrée, alors la voie directe est au port 3, et par conséquent, le port 2 est la voie couplée, tandis que le port 4 est la voie isolée. La puissance d'entrée est divisée entre les deux ports directs et couplés avec une valeur égale à -3 dB et avec un déphasage de 90° . On suppose que les plan de masse et le conducteur central sont des conducteurs parfaits avec une épaisseur nulle. Cette structure supporte deux modes fondamentaux, à savoir le mode pair et le mode impair. Les impédances du mode pair et impair sont Z_{e0} et Z_{o0} , respectivement. Elles sont calculées en utilisant les techniques de la représentation conforme pour déterminer la capacité par unité de longueur des deux modes du coupleur. Ces modes sont illustrés dans la Fig. 8.3. Ils peuvent être isolés en supposant un mur électrique pour le mode impair et un mur magnétique pour le mode pair.

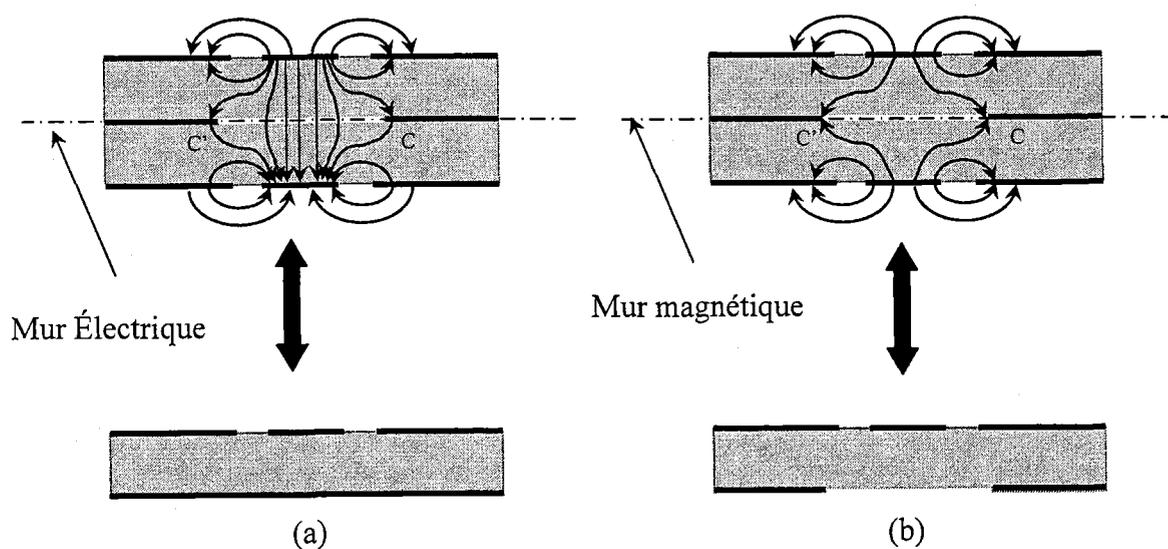


Fig. 8.3 : Distribution du champ électrique dans le coupleur, (a) mode impair (b) mode pair.

Les modes pairs se propagent quand les courants sont égaux en amplitudes et en phases et circulent dans les deux lignes couplées, alors que le mode impair est obtenu quand les courants ont des amplitudes égales mais sont en opposition de phase [85]. Dans cette

section, on présente les expressions pour la constante diélectrique effective aussi bien que l'impédance caractéristique pour le mode impair et pair obtenu en utilisant la technique quasi-statique de la représentation conforme.

8.4.a) Le mode impair

L'excitation du mode impair est remplacée par un mur électrique qui est placé dans le plan de la symétrie (CC') comme montré dans Fig. 8.3. L'analyse est alors limitée à la moitié supérieure de la structure. La capacité totale par unité de longueur du mode impair peut alors être considérée comme la somme des deux composants, C_{01} , C_{02} , représentant le champ électrique dans la région supérieure (air) et dans la région centrale (diélectrique), respectivement.

8.4.a.1) le mode impair (air)

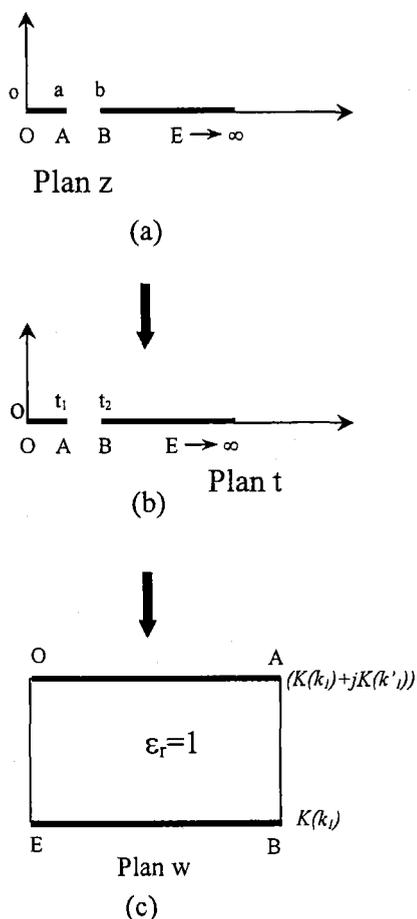


Fig. 8.4 : Transformation par la représentation conforme du mode impair (air).

La première capacité à calculer correspond au mode impair de la structure dans la région supérieure (air), comme il est montré dans Fig. 8.4. Fig. 8.4.a montre la face supérieure des conducteurs dans le quart supérieur de la structure de la Fig. 8.4. Les largeurs du conducteur sont notées par les index a , et b dans des coordonnées du plan Z . Fig. 8.4b est une transformation intermédiaire du plan Z au plan W . La transformation de Schwarz-Christoffel peut être faite du plan t au plan W (Fig. 8.4c). L'équation de la transformation de la configuration avec seulement de l'air au-dessus de la face supérieure est donnée par :

$$t = z^2 \quad (8.1)$$

L'intégrale de Schwarz-Christoffel est alors :

$$w = \int_{i_0}^t \frac{dt}{\sqrt{i(t-i_1)(t-i_2)}} \quad (8.2)$$

Les index sont donné comme suit :

$$t_1 = a^2, t_2 = b^2 \quad (8.3)$$

La capacité par unité de longueur C_{01} est alors obtenue :

$$C_{01} = 2\varepsilon_0 \frac{\overline{OA}}{AB} = 2\varepsilon_0 \frac{K(k_0)}{K'(k_0)} \quad (8.4)$$

où \overline{ij} signifie l'intégration au-dessus des distances i et j notés dans fig. 3c. L'argument k_0 est donné par:

$$k_0 = \frac{a}{b} = \frac{G}{G+2S} \quad (8.5)$$

$K(k_0)$ et $K(k'_0)$ sont les fonctions elliptiques complètes du premier ordre et de leur complément (the complete elliptical of the first kind and its complement). L'expression précise du rapport $K(k_0)/K(k'_0)$ est disponible dans [25]. Le rapport $K(k_0)/K(k'_0)$ est donné ci-dessous :

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \begin{cases} \frac{\pi}{\ln \left[\frac{2(1+\sqrt{k'_0})}{1-\sqrt{k'_0}} \right]} & \text{pour } 0 \leq k \leq 0.707 \\ \frac{1}{\pi} \ln \left[\frac{2(1+\sqrt{k_0})}{1-\sqrt{k_0}} \right]} & \text{pour } 0.707 \leq k \leq 1 \end{cases} \quad (8.6)$$

$$\text{Avec } k'_0 = \sqrt{1-k_0^2}$$

8.4.a.2) Mode impair (diélectrique)

Comme il est montré dans Fig. 8.5, on suppose qu'un mur électrique est présent dans le plan CC' de la structure dans la région diélectrique. La configuration est d'abord transformée dans plan t (Fig. 8.5.c) par l'expression suivante :

$$t = \cosh^2 \left(\frac{\pi z}{2h} \right) \quad (8.7)$$

$$t_A = \cosh^2 \left(\frac{\pi a}{2h} \right) \quad (8.8)$$

$$t_B = \cosh^2 \left(\frac{\pi b}{2h} \right) \quad (8.9)$$

$$\text{avec } a = \frac{G}{2} \text{ et } b = S + \frac{G}{2}.$$

Par conséquent, la capacité diélectrique du mode impair peut être calculée en utilisant la formule [23].

$$C_{o2} = 2\varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \quad (8.10)$$

$$k_1 = \frac{\tanh \left(\frac{\pi a_1}{2h} \right)}{\tanh \left(\frac{\pi b_1}{2h} \right)} \quad (8.11)$$

$$\text{avec } a_1 = t_A \text{ et } b_1 = t_B$$

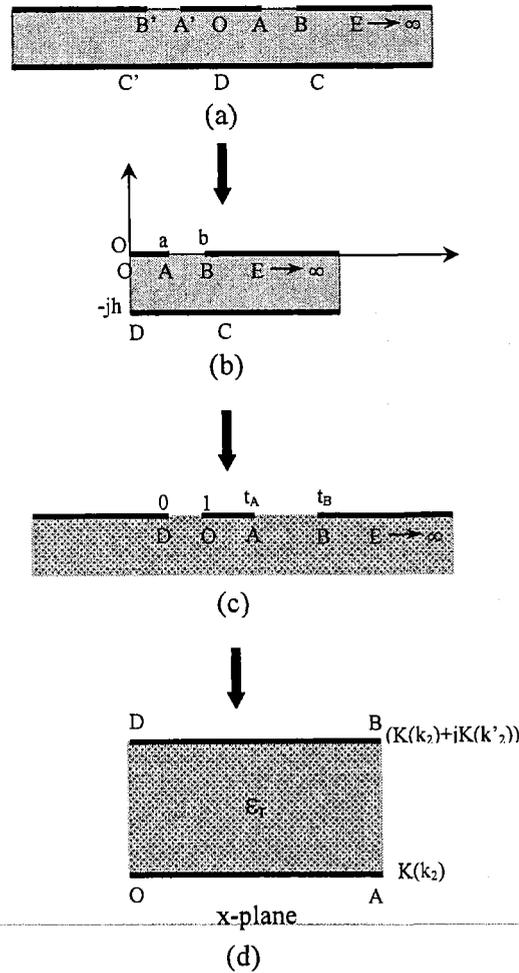


Fig. 8.5 : Transformation par la représentation conforme du mode impair (diélectrique).

La moitié du plan diélectrique dans la Fig. 8.5.c peut être transformée à l'intérieur d'un rectangle comme illustré à la Fig. 8.4d en utilisant la transformation de Schwarz-Christoffel de l'équation (8.2). Par conséquent, la capacité du mode impair peut être calculée en utilisant l'expression (4). Dans ce cas, la capacité totale du mode impair est la somme de la capacité C_{o1} et de C_{o2} .

$$C_{oT} = C_{o2} + C_{o1} \quad (8.12)$$

La constante diélectrique $\epsilon_{o,eff}$ du mode impair est défini comme [25]:

$$\epsilon_{o,eff} = \frac{C_{oT}(\epsilon_r)}{C_{oT}(\epsilon_r)} \quad (8.13)$$

L'impédance caractéristique du mode impair est donnée par [25]:

$$Z_{o,0} = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{o,eff}} \left[\frac{K(k_0)}{K(k'_0)} + \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} \right]} \quad (8.14)$$

8.4.b.1) Le mode pair (air)

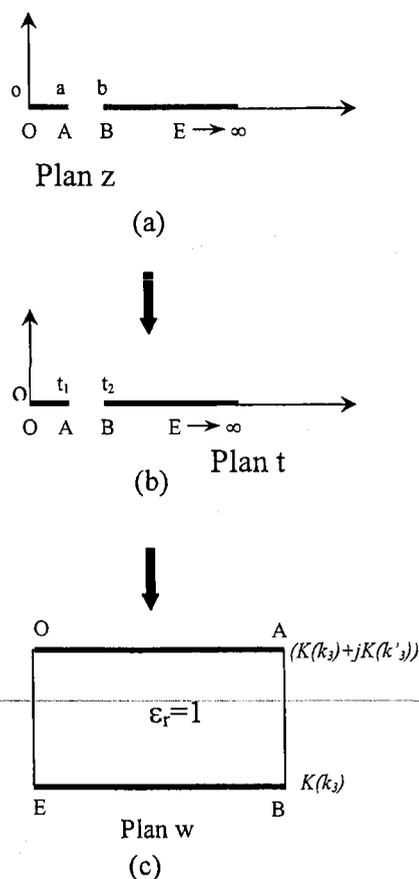


Fig. 8.6 : Transformation par la représentation conforme du mode pair (air).

De la même manière (voir Fig. 8.6), nous pouvons examiner la capacité du mode-pair du coupleur dans la région air qui est égale à la capacité du mode-impair (air).

$$C_{e1} = 2\epsilon_0 \frac{K(k_3)}{K'(k_3)} \quad (8.15)$$

$$k_3 = \frac{a}{b} = \frac{G}{G + 2S} \quad (8.16)$$

8.4.b.2) Le mode pair (diélectrique)

Le mode pair diélectrique est assuré en considérant le mur magnétique dans la section (CC'). Le champ électrique du mode pair du coupleur montre que nous pouvons remplacer la structure symétrique du demi-plan par le quart du plan en prenant en considération le mur électrique (OD) (voir Fig. 8.7b). L'analyse du mode pair est semblable à celui du mode impair. Fig. 8.7 montre la progression dans le plan Z , à une étape intermédiaire dans le plan t , et finalement à un rectangle dans le plan x . La configuration dans Fig. 8.7.a est d'abord transformée à celle montrée dans Fig. 8.7.b, en utilisant l'expression du mapping (8.7). La configuration de la ligne asymétrique dans la Fig. 8.7c est transformée en une configuration de ligne symétrique, comme montré dans la Fig. 8.7.d [23].

$$C_{e2} = 2\varepsilon_r\varepsilon_0 \frac{K(k_4)}{K'(k_4)} \quad (8.17)$$

$$k_4 = \sqrt{\frac{2a_1(b_1 + b_2)}{(a_1 + b_1)(a_1 + b_2)}} \quad (8.18)$$

Avec $a_1 = t_A = \cosh^2\left(\frac{\pi G}{4h}\right)$, $b_1 = t_B = \cosh^2\left(\frac{\pi(S+G/2)}{2h}\right)$ et $b_2 = -t_c = \sinh^2\left(\frac{\pi W}{4h}\right)$

$$w = sn\left(\frac{x}{k_1}\right) \quad (8.19)$$

où $sn\left(\frac{x}{k_1}\right)$ est la fonction Jacobienne elliptique (Jacobian elliptic function).

La capacitance totale C_{oT} du mode pair est la somme des capacitances C_{o1} et C_{o2} .

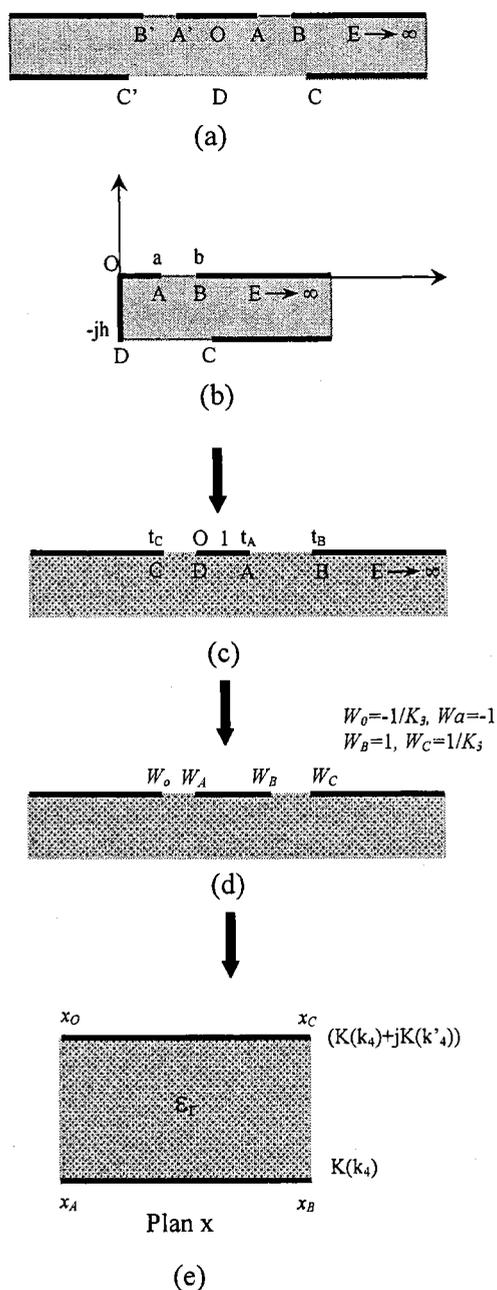


Fig. 8.7 : Transformation par la représentation conforme du mode pair (diélectrique)

$$C_{eT} = C_{o2} + C_{e1} \quad (8.20)$$

La permittivité effective $\epsilon_{o\text{eff}}$ du mode pair est donnée par:

$$\epsilon_{e,\text{eff}} = \frac{C_{eT}(\epsilon_r)}{C_{eT}(\epsilon_r = 1)} \quad (8.21)$$

L'impédance caractéristique du mode pair est exprimée comme:

$$Z_{e,o} = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{e,eff}} \left[\frac{K(k_3)}{K(k'_3)} + \frac{K(k_4)}{K(k'_4)} \right]} \quad (8.22)$$

Le coefficient de couplage K rapporté par [25] est défini comme:

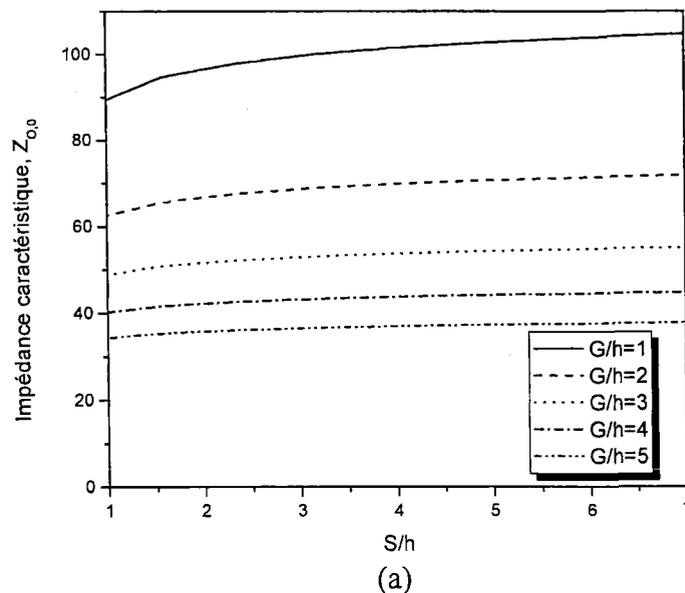
$$K = \frac{Z_{0,e} - Z_{0,o}}{Z_{0,e} + Z_{0,o}} \quad (8.24)$$

La longueur du couplage L , est définie comme [92]:

$$L = \frac{\lambda_{ge} + \lambda_{go}}{8} \quad (8.26)$$

8.4.c) Résultats et discussion

Des résultats numériques des impédances caractéristiques du mode impair et la constante diélectrique effective du coupleur directionnel CPW à couplage par fente sont tracés dans Fig. 8.8, en fonction de la largeur d'espace normalisé S/h et de la largeur normalisée G/h . On voit que, pour une épaisseur du substrat ($h=0.254$ mm), lorsque la largeur de la fente S augmente, l'impédance caractéristique et la constante diélectrique effective du mode impair augmente. Tandis que, la largeur du conducteur normalisée (G/h) augmente, l'impédance caractéristique $Z_{0,o}$ diminue et la constante diélectrique effective $\epsilon_{o,eff}$ augmente comme montré dans la Fig. 8.8a et la Fig. 8.8.b, respectivement. En fait, les paramètres du mode impair changent lentement lorsque la largeur de la fente S augmente jusqu'à une certaine limite.



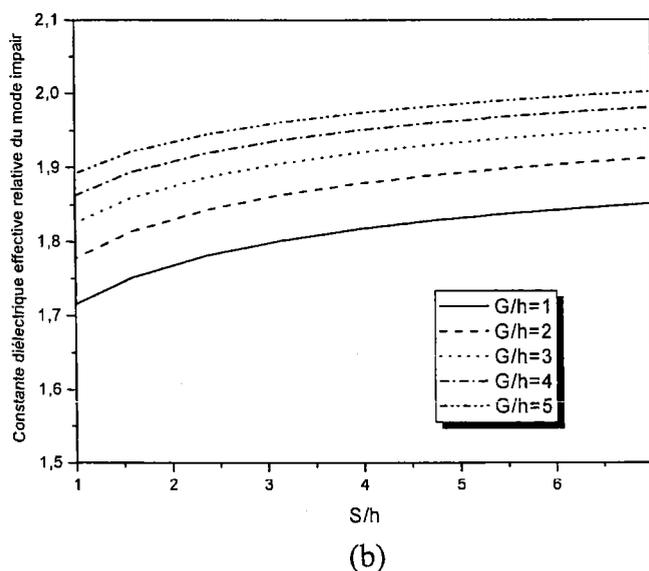
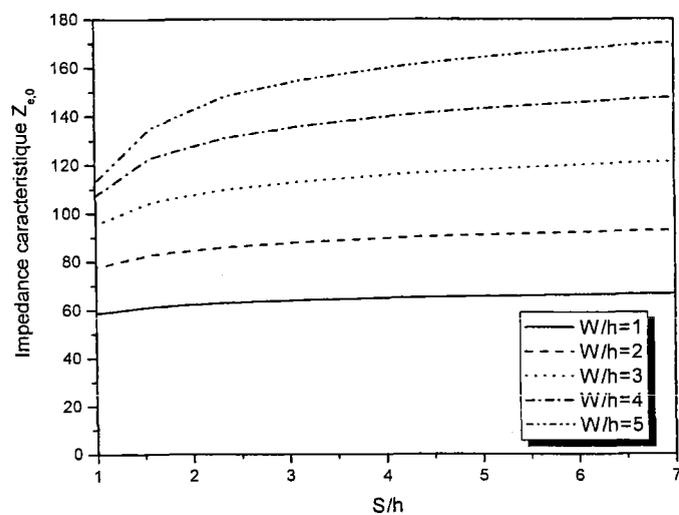


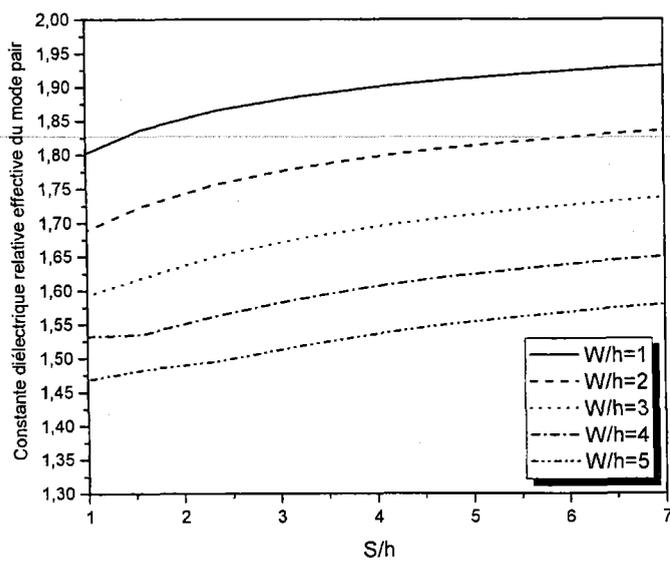
Fig. 8.8 : Mode impair (a) Impédance caractéristique (a) Constante diélectrique

La variation de l'impédance caractéristique du mode pair, de la constante diélectrique effective en fonction de la largeur d'espace normale S/h , et de la largeur de la fente du couplage normalisée W/h et du W/G sont montrées dans les Fig. 8.9 et Fig. 8.10, respectivement. Comme on peut remarquer, pour la largeur du conducteur central et l'épaisseur fixes (G, h), l'impédance caractéristique $Z_{e,0}$ augmente quand la largeur de la fente du couplage W augmente, tandis que la constante diélectrique effective $\epsilon_{e,eff}$ diminue. On peut aussi noter que la largeur de la fente de couplage W affecte considérablement l'impédance caractéristique $Z_{e,0}$ (Fig. 8.10). Cependant, le paramètre W n'affecte pas l'impédance caractéristique du mode impair qui est forcée d'être court-circuitée par l'intermédiaire du mur électrique.

Le coefficient de couplage K est illustré dans Fig. 8.11 en fonction des paramètres de la largeur du couplage normalisée et de la largeur de la fente normalisée W/h et S/h , respectivement. Dans le cas où le conducteur central G est fixe, le couplage augmente lorsque S et W augmentent.

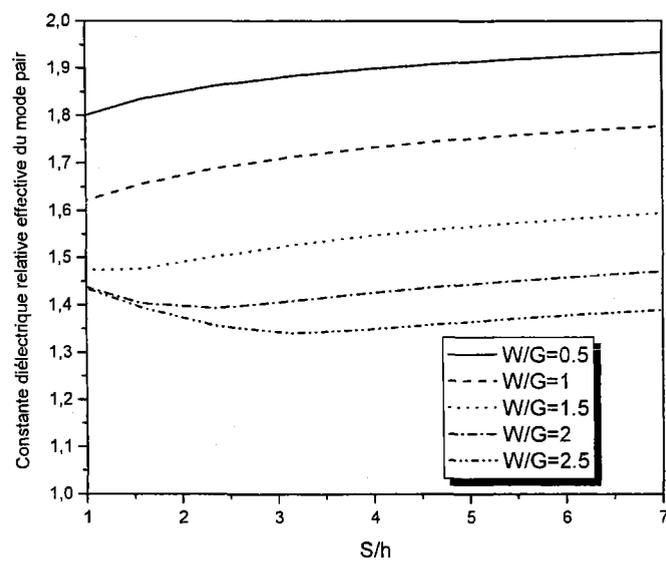
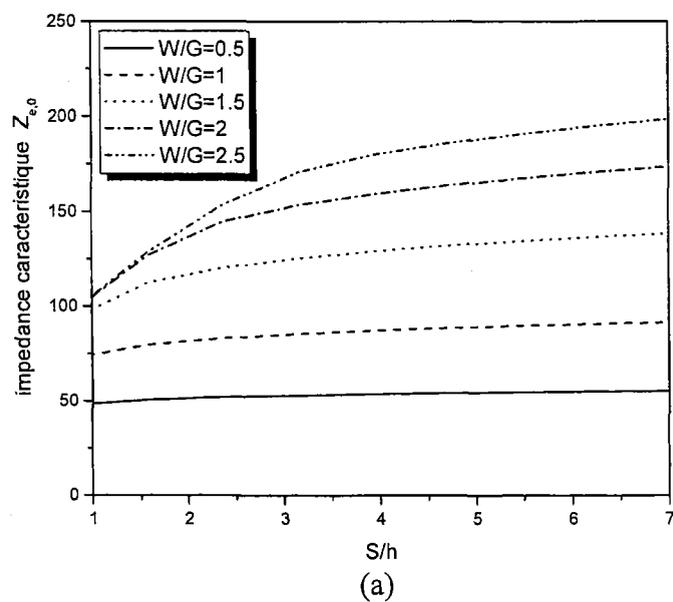


(a)



(b)

Fig. 8.9 : Mode pair en fonction de W/h (a) Impédance caractéristique (a) Constante diélectrique.



(b)
Fig. 8.10 : Mode pair en fonction de W/G (a) Impédance caractéristique (a) Constante diélectrique relative.

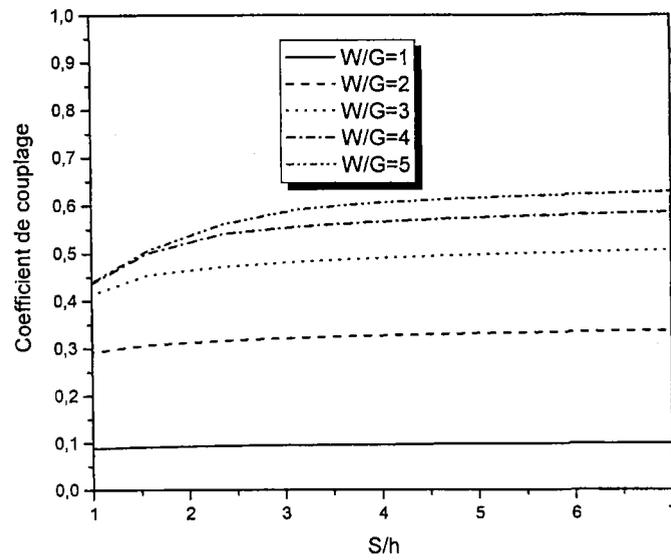


Fig. 8.11 : Coefficient de couplage en fonction de W/G.

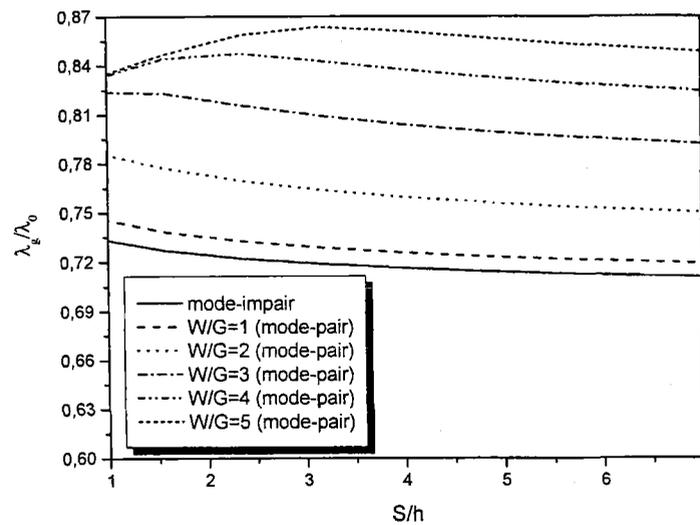


Fig. 8.12 : Longueur d'onde normalisée du mode pair et impair.

8.5) Conception du Coupleur.

Le procédé de conception de ce type de coupleur donné est comme suit:

- 1) pour un coefficient de couplage K désiré, nous calculons l'impédance caractéristique des modes pairs et impairs;

- 2) déterminer la largeur G et la largeur de la fente S correspondants à l'impédance caractéristique du mode impair;
- 3) déterminer la largeur W de la fente du couplage correspondante à l'impédance caractéristique du mode pair;
- 4) déterminer la longueur L du couplage, comme défini dans l'équation (8.22).

8.5.a) Coupleur directionnel à couplage par fente de forme rectangulaire.

Les résultats obtenus de l'analyse du coupleur sont utilisés pour concevoir le coupleur directionnel CPW à couplage par fente de forme rectangulaire. Ce coupleur est de configuration multicouche et offre un couplage de -3 dB entre la voie directe et la voie couplée. Les lignes de transmission de la face supérieure et de la face inférieure ont été conçues pour avoir 50Ω d'impédance en utilisant un substrat Duroid (RT/Duroid 5880) ayant une constante diélectrique de $\epsilon_r=2.2$ et une épaisseur de $h = 0.254$ mm. Les dimensions initiales de la fente du couplage de forme rectangulaire W , ainsi que les dimensions G , S et L sont obtenues pour $Z_{0,o} = 25 \Omega$ et $Z_{0,e} = 96 \Omega$.

Ces paramètres initiaux ont été simulés et optimisés en utilisant le logiciel IE3D et un simulateur électromagnétique de Zeland. Les dimensions optimales de ce coupleur à couplage par fente rectangulaire sont données comme suit : $G = 2$ mm, $S = 1.5$ mm, $W = 5$ mm et $L = 11.9$ mm. La longueur L du coupleur a été conçue pour avoir une longueur de couplage $\lambda_g/4$ à 5 GHz. Pour valider notre approche, le coupleur proposé a été fabriqué et mesuré par un analyseur de réseau HP8772. La photographie du prototype fabriqué est montrée dans Fig. 8.13. Les pertes de retour simulées et mesurées et les pertes d'insertion sont montrées dans la Fig. 8.14. De ces résultats, on peut conclure qu'une largeur de bande de ~ 4 GHz ($\sim 80\%$) est obtenue. La valeur moyenne du couplage pour le port direct et le port couplé est de -3.5 dB. Les pertes de retour et l'isolation sont supérieures à -15 dB dans la bande d'opération. Les déphasages simulés et mesurés entre les deux ports sont observés dans la Fig. 8.15. La différence de phase entre les ports directs et couplés est approximativement 90° dans toute la bande 3 GHz à 8 GHz. En outre, la comparaison entre les résultats de simulation et les résultats de mesure montre une meilleure concordance. De ces résultats, on peut conclure que l'approche du coupleur proposé est validée.

Il a été remarqué que ce coupleur peut voir ses performances améliorées en optimisant la géométrie de la zone de couplage. Autrement dit, nous optimisons la région de transition entre la ligne CPW de 50Ω et la région du couplage. Ceci va permettre d'améliorer, sans doute, les paramètres de ce coupleur.

De ce fait, nous proposons, dans la section suivante, une nouvelle géométrie de forme hexagonale de la zone du couplage

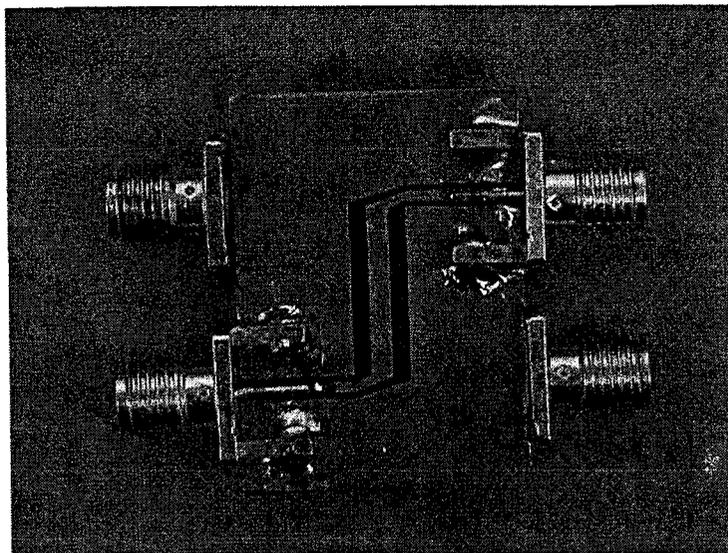
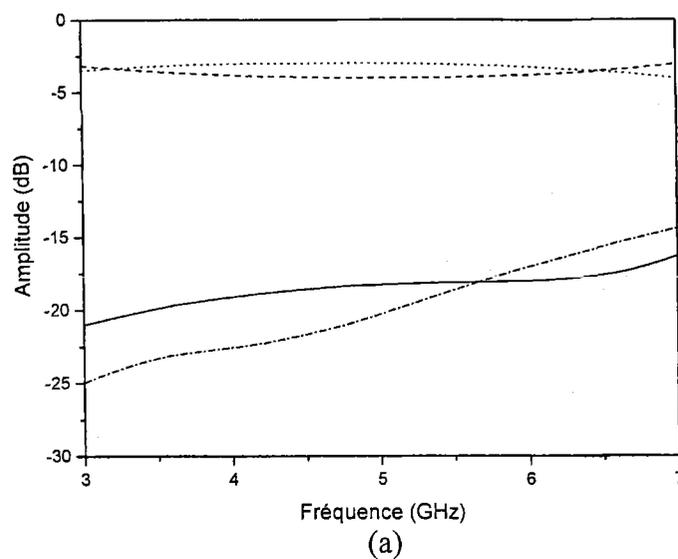
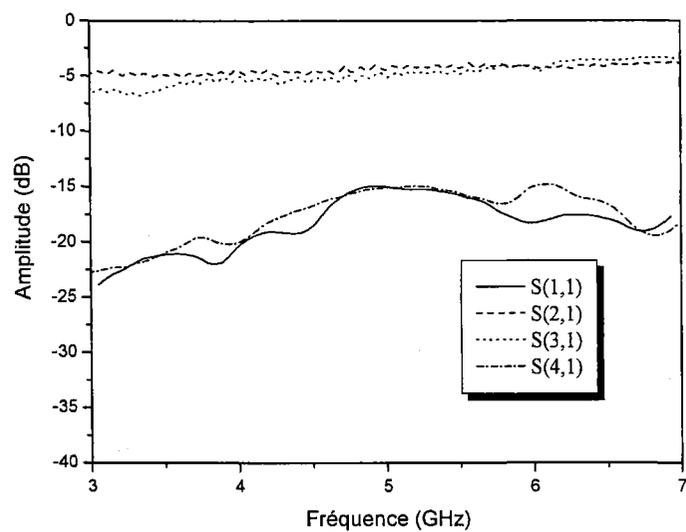


Fig. 8.13 : La photographie du prototype du coupleur directionnel fabriqué.





(b)

Fig. 8.14 : Paramètres S du coupleur proposé (a) Simulés (b) Mesurés.

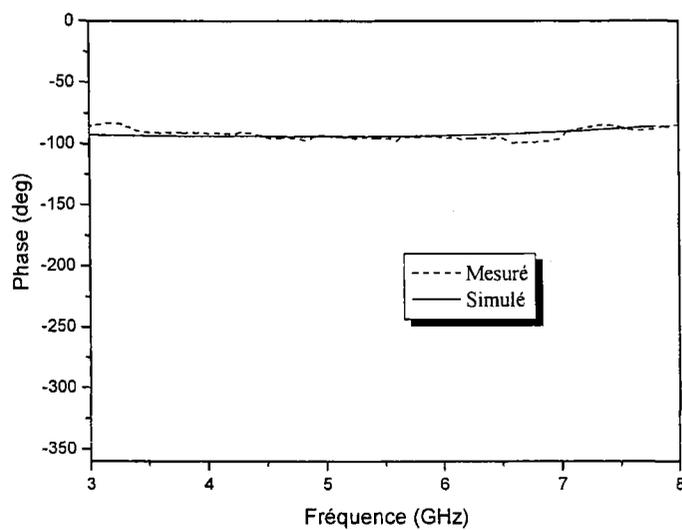
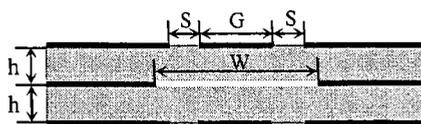
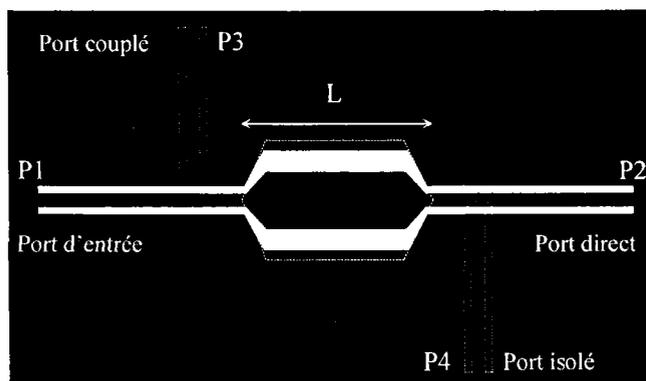


Fig. 8.15 : Différence de phase simulée et mesurée.

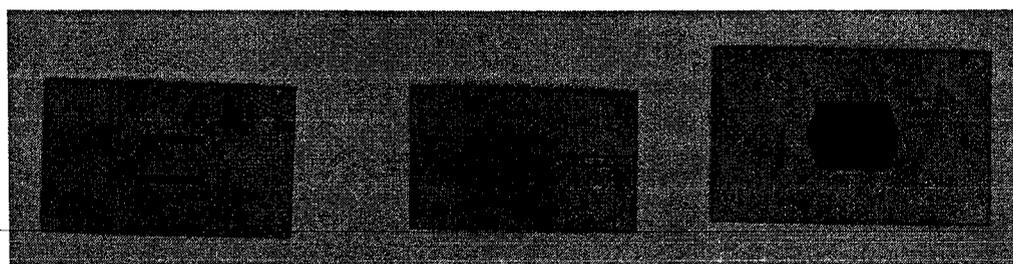
8.4.b) Le coupleur directionnel à couplage par fente de forme hexagonale

Le coupleur proposé à couplage par fente de forme hexagonale est illustré dans la fig. 8.16. La géométrie de la zone de couplage par fente choisie (hexagonale) offre une bonne transition et un bon couplage entre les lignes d'alimentation CPW et les lignes se trouvant dans la région de couplage. Puisque la géométrie de la zone de couplage n'est pas rectangulaire, il est difficile de prévoir les valeurs précises des différentes dimensions du coupleur. Donc, il est nécessaire d'optimiser les paramètres du coupleur en utilisant le logiciel IE3D, qui est considéré comme un bon simulateur pour les circuits micro-ondes simples et multicouches afin d'obtenir les bonnes valeurs du couplage. Basé sur résultats initiaux d'analyse (voir les Fig. 8-12), les dimensions de ce coupleur ont été optimisées. Les nouvelles dimensions optimales de ce coupleur sont données comme suit: $G=2.8$ mm, $S=1.2$ mm, $W=6.5$ mm et $L=12.1$ mm.

Les pertes de retour et les pertes d'insertion simulées et mesurées sont montrées dans la fig. 8.17. De ces résultats, on peut conclure qu'une largeur de bande de ~ 6 GHz (100 %) est obtenue. La valeur moyenne du couplage pour le port direct et le port couplé est de l'ordre de -3.5 dB. Les pertes de retour et l'isolation sont supérieures à -20 dB dans toute la bande de 3 GHz à 9 GHz. Le déphasage simulé et mesuré entre les deux ports est illustré dans la Fig. 8.18. La différence de phase entre les ports directs et couplés est approximativement $\sim 90^\circ$ dans toute la bande. En comparant les résultats de mesure et de simulation de ce coupleur, on trouve qu'il y a une bonne ressemblance, ce qui valide que le modèle de ce coupleur proposé. On peut noter que le coupleur à couplage par fente de forme hexagonal offre de meilleures performances en termes de bande passante par rapport au coupleur à couplage par fente de forme rectangulaire. Ceci est justifié par le choix judicieux de la forme de la zone du couplage qui offre un meilleur couplage ainsi une bonne transition.



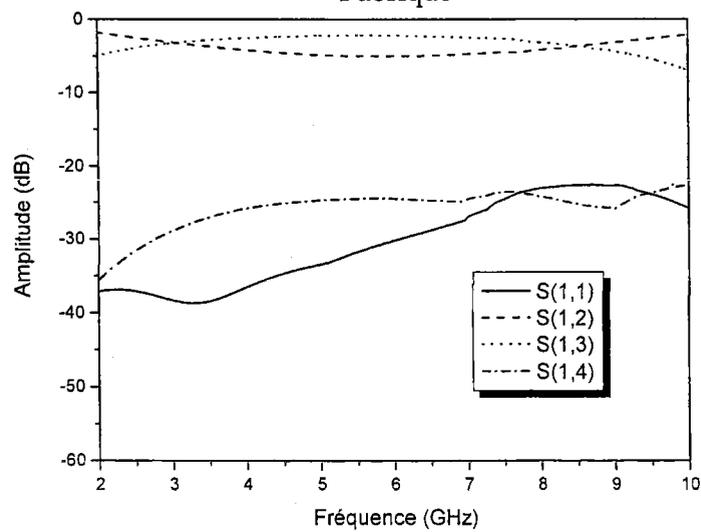
(a)



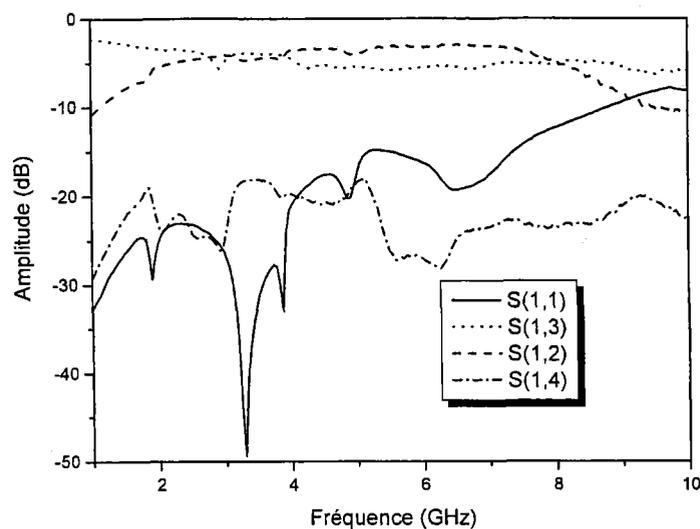
(b)

Fig. 8.16 : Coupleur directionnel à couplage de forme hexagonal (a) Disposition (b)

Fabriqué



(a)



(b)

Fig. 8.17 : Paramètres S du coupleur proposé de forme hexagonal (a) Simulés (b) Mesurés.

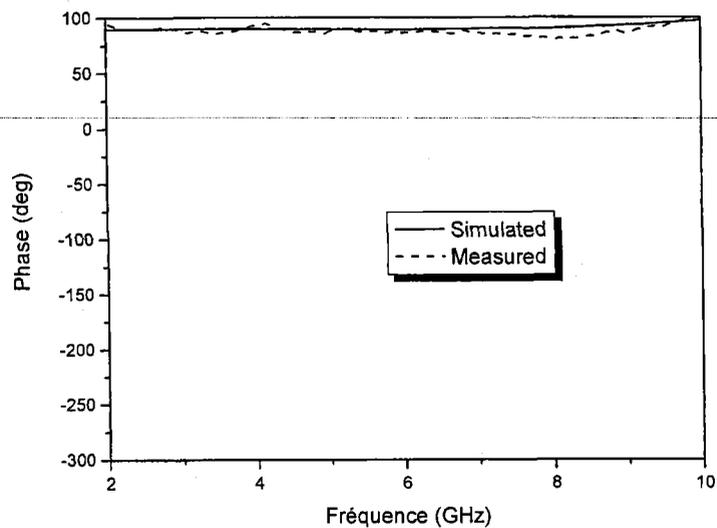


Fig. 8.18 : Différence de phase simulée et mesurée.

8.4.c) Conclusion de la configuration des coupleurs directionnels

Dans ce chapitre, on a présenté une étude détaillée de nouveaux coupleurs directionnels multicouche à couplage par fente. Des expressions analytiques de ce type de coupleur ont été obtenues en utilisant la technique de la représentation conforme. Deux

types de fente de couplage de forme rectangulaire et hexagonale ont également été présentés. Pour valider cette approche, les deux prototypes ont été fabriqués et examinés. En outre, il a été montré que pour un choix judicieux des paramètres du coupleur, une largeur de bande de 4 GHz et de 6 GHz ont été obtenue pour le cas de couplage rectangulaire et hexagonal, respectivement. Le couplage et l'isolation ont été également améliorés. Cette nouvelle configuration de technologie multicouche est compacte et appropriée aux réseaux à formation de faisceaux.

8.6) Coupleur hybride

Un coupleur hybride standard de CPW est montré dans la fig. 8.19. Les ports d'entrée, directs, couplé et isolé sont indiqués par les ports 1, 2, 3 et 4, respectivement. Tous ces ports sont terminés par des lignes d'alimentation de l'impédance caractéristique Z_0 , qui est normalement 50Ω . L'impédance caractéristique de la branche directe et la branche couplé sont Z_0 et $Z_0/\sqrt{2}$, respectivement, avec des longueur de quart-d'onde guidé à la fréquence centrale 5.8 GHz. La puissance d'entrée dans le port 1 est divisée entre le port 2 et le port 3, avec un déphasage de 90° . Le port 4 est le port d'isolation, et par conséquent aucune puissance n'est couplée à ce port.

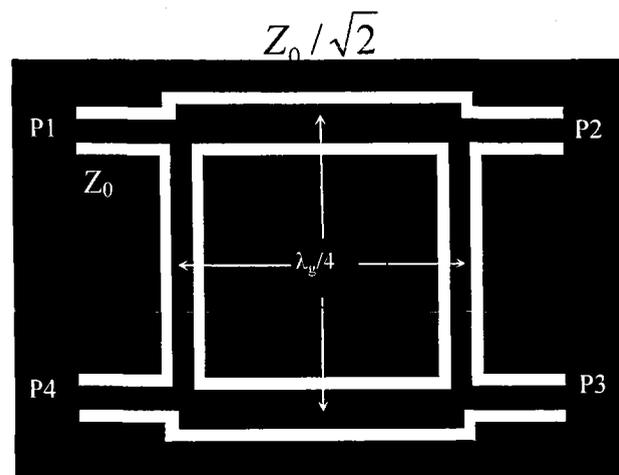
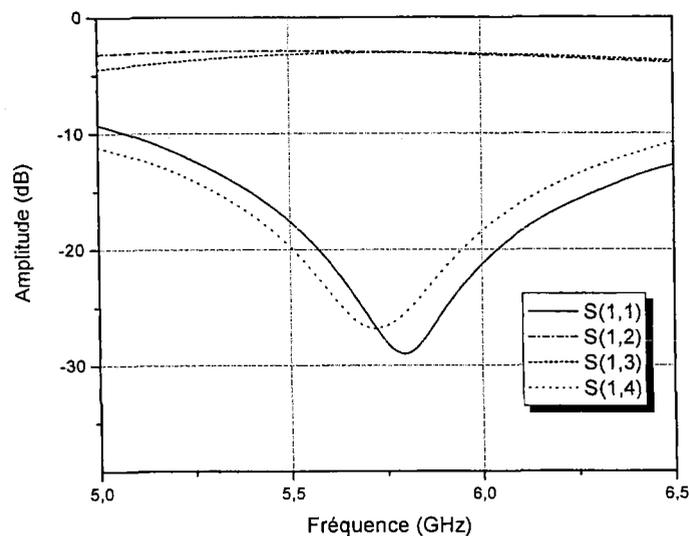


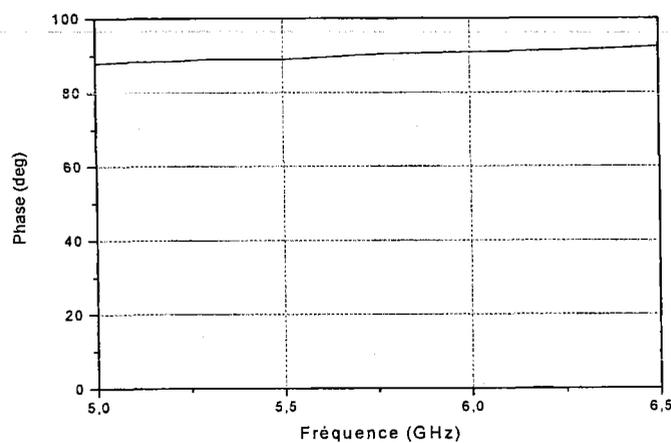
Fig. 8.19 : Disposition du coupleur hybride CB-CPW.

La fig. 8.20 montre les résultats de simulation du coupleur hybride en technologie CB-CPW. De ces résultats on peut remarquer que le couplage est de l'ordre de -3.5 dB que les pertes de retour sont supérieures à -29 dB, que l'isolation est supérieure à -27 dB (à la fréquence centrale) et sont obtenus dans la bande de fréquence de 5 - 6.5 GHz. En termes

de déphasage, le coupleur a un déphasage de $\sim 90^\circ$, qui convient bien pour réaliser la matrice de Butler. En comparant les performances obtenues par le coupleur hybride et le coupleur directionnel à couplage par fente, on trouve que ce dernier est beaucoup plus performant que l'hybride.



(a)



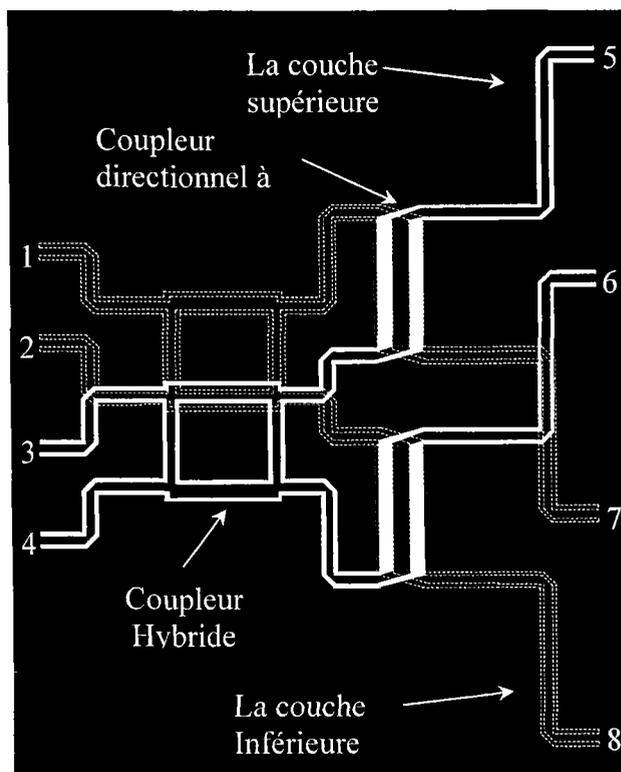
(b)

Fig. 8.19 : Paramètres S du coupleur hybride (a) Amplitude (b) Phase.

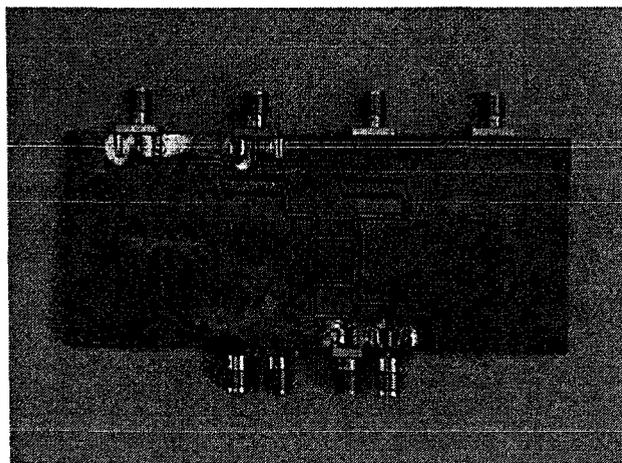
8.7) Matrice de Butler 4 X 4

Fig. 8.20 montre la configuration du circuit planaire de la matrice de Butler 4 X 4 proposée. Un signal incident aux ports d'entrée (# 1, # 2, # 3, ou # 4) est divisé en quatre ports de sortie (# 5, # 6, # 7, et # 8) avec des amplitudes égales et des différences de phases bien spécifiées. Combinant les composants présentés plus haut (le coupleur

hybride et le coupleur directionnel), le circuit a été conçu en utilisant deux substrats en configuration multicouche. La couche supérieure est couplée à la couche inférieure par les coupleurs directionnels à couplage par fente. Cette structure permet un isolement parfait entre les lignes en croisement. Un déphasage de -45° est conçu en employant une section appropriée de la ligne de transmission. La matrice de Butler est développée pour la bande de fréquence située autour de 5.8 GHz.



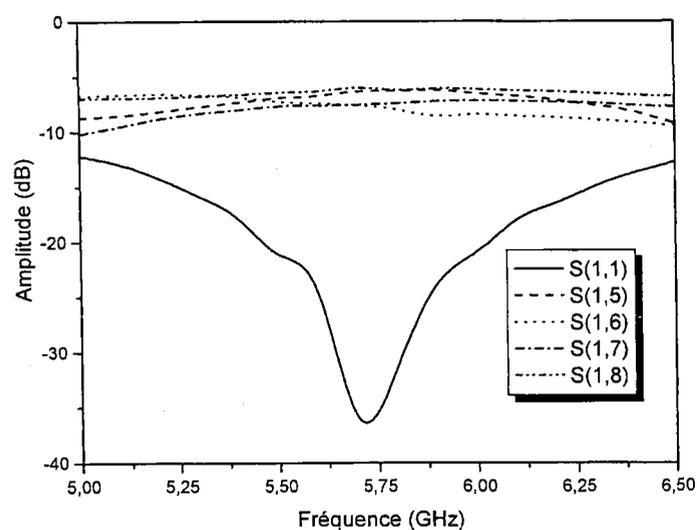
(a)



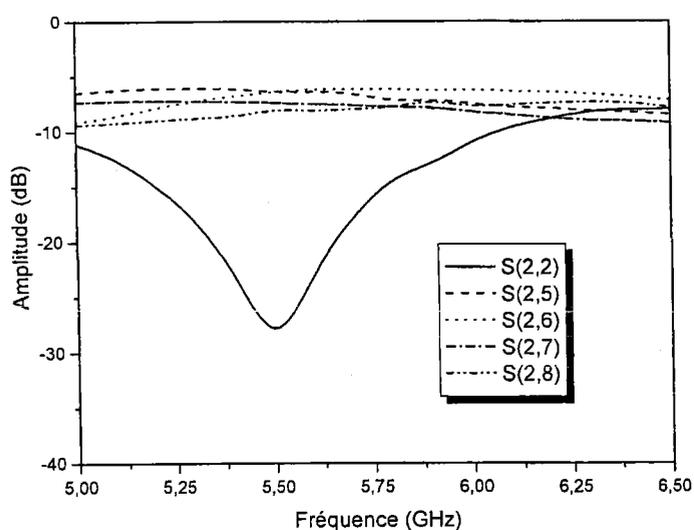
(b)

Fig. 8.20 : Matrice de Butler 4X4 (a) Disposition (b) prototype fabriqué.

Fig. 8.21 montre les résultats de simulation des pertes d'insertion et de retour pour les ports 1 et 2 quand les autres ports sont adaptés. Ces résultats démontrent que la matrice possède de bonnes performances en termes d'amplitude qui sont autour de -7 dB. Les résultats expérimentaux des paramètres S et les différents déphasages sont montrés dans Fig. 8.22. Les pertes de retour sont supérieures à -25 dB et les couplages aux ports de sortie sont égaux (-7.5 dB). On peut conclure que les résultats obtenus sont très prometteurs.



(a)



(b)

Fig. 8.21 : Coefficients de réflexion et de transmission simulés (a) port 1, (b) port 2.

Fig. 8.23 et 8.24 illustrent une bonne concordance entre les résultats de simulation et les résultats de mesure des différents déphasage aux ports de sorties telle que :

- Différence de phase 1= $\text{Phase}(S(1, 5)) - \text{Phase}(S(1, 6))$
- Différence de phase 2= $\text{Phase}(S(1, 6)) - \text{Phase}(S(1, 7))$
- Différence de phase 3= $\text{Phase}(S(1, 7)) - \text{Phase}(S(1, 8))$
- Différence de phase 4= $\text{Phase}(S(2, 5)) - \text{Phase}(S(2, 6))$
- Différence de phase 5= $\text{Phase}(S(2, 6)) - \text{Phase}(S(2, 7))$
- Différence de phase 6= $\text{Phase}(S(2, 7)) - \text{Phase}(S(2, 8))$

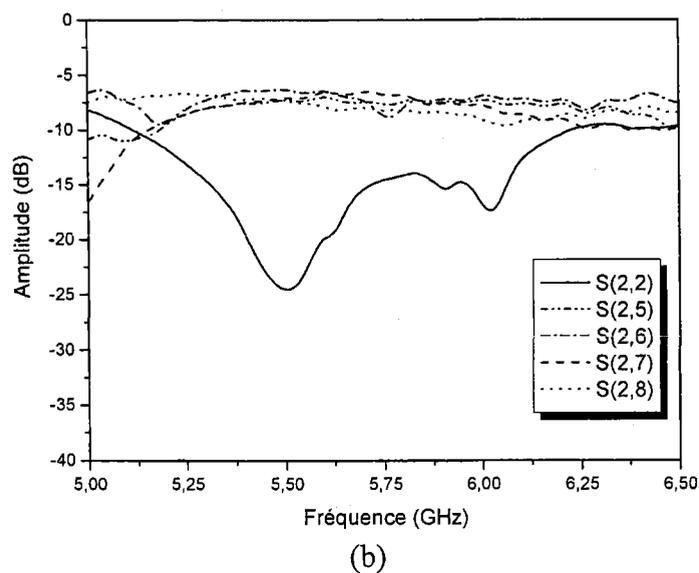
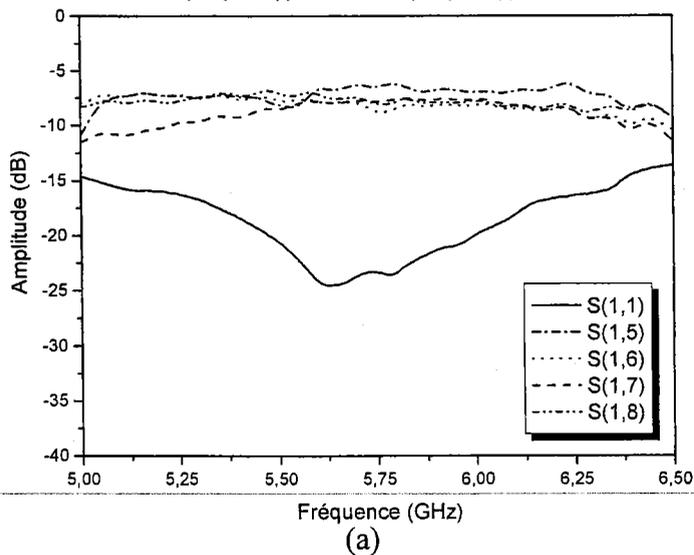
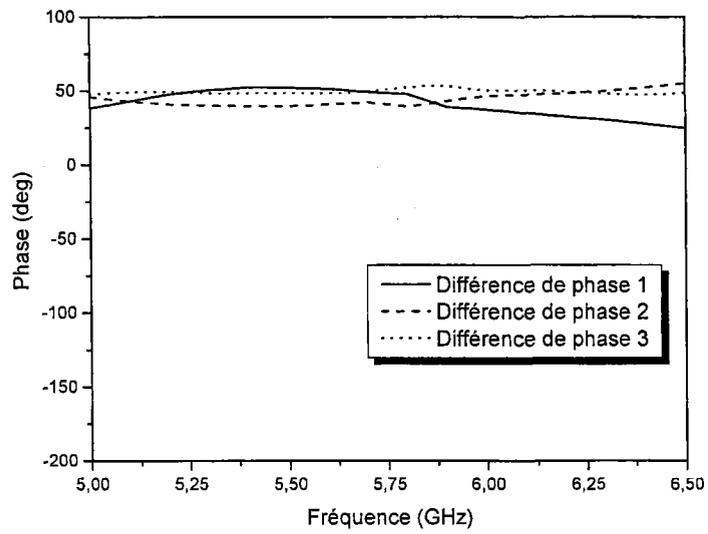
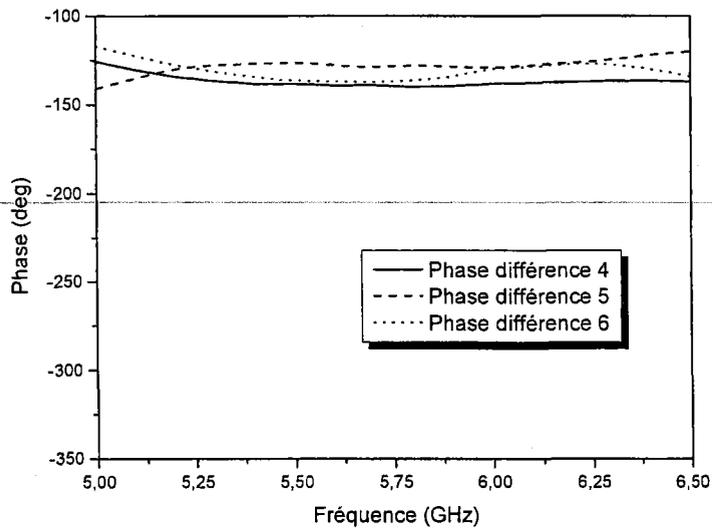


Fig. 8.22 : Coefficients de réflexion et de transmission mesurés (a) port 1 (b) port 2.

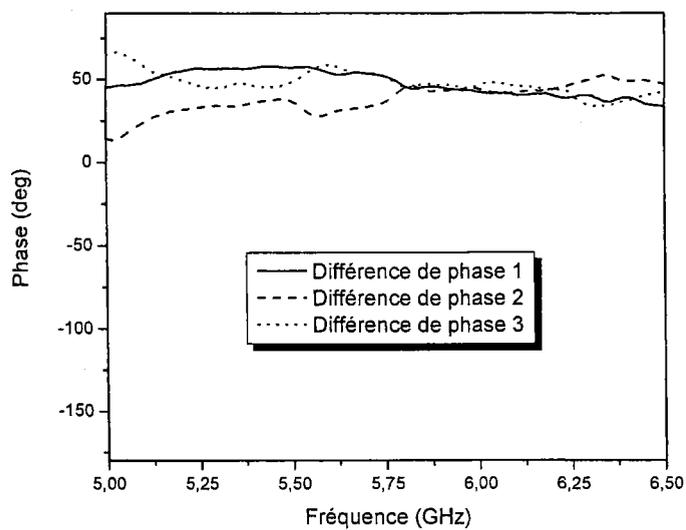


(a)

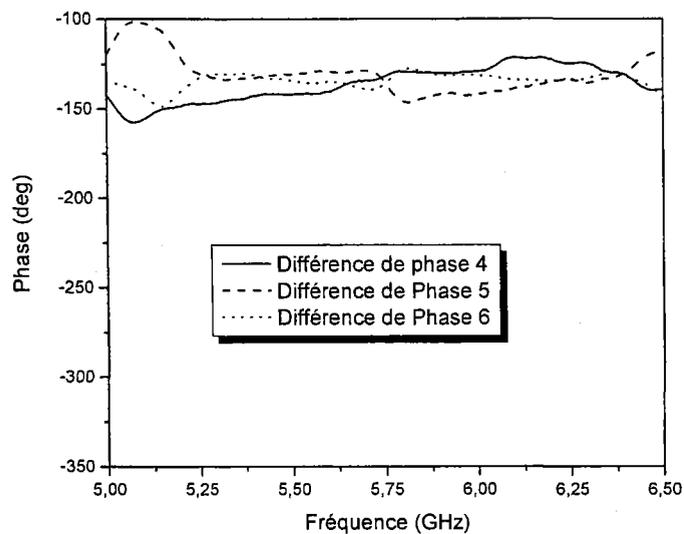


(b)

Fig. 8.23 : Différence de phases simulés des ports adjacents: (a) port 1 (b) port 2



(a)

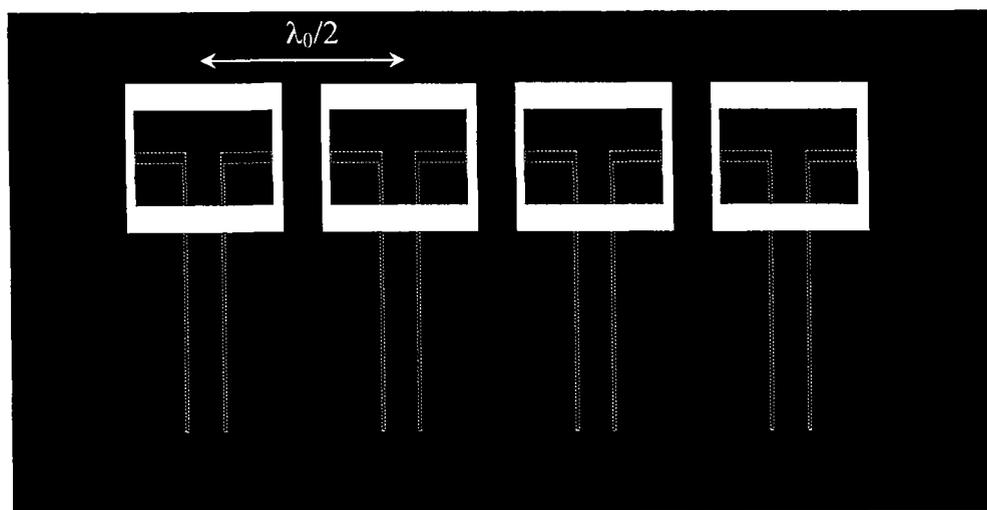


(b)

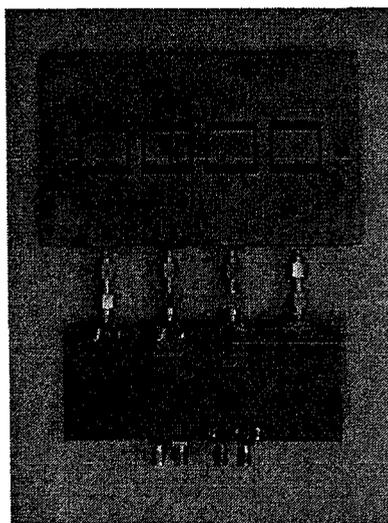
Fig. 8.24: Différences de phases mesurés des ports adjacents: (a) port 1 (b) port 2.

Pour démontrer la faisabilité de cette matrice dans un système d'antenne-réseau à formation de faisceaux, un réseau d'antennes à quatre éléments a été conçu. Le type d'antenne à fente alimenté par une ligne coplanaire CPW [70], comme illustré dans la fig. 8.25 (voir chapitre 7), a été utilisé comme élément rayonnant. Les éléments sont espacés

de $0.5 \lambda_0$ à 5.8 GHz afin d'obtenir un minimum de l'effet de couplage mutuel entre les éléments et ainsi pour préserver la condition d'orthogonalité entre différents faisceaux.



(a)

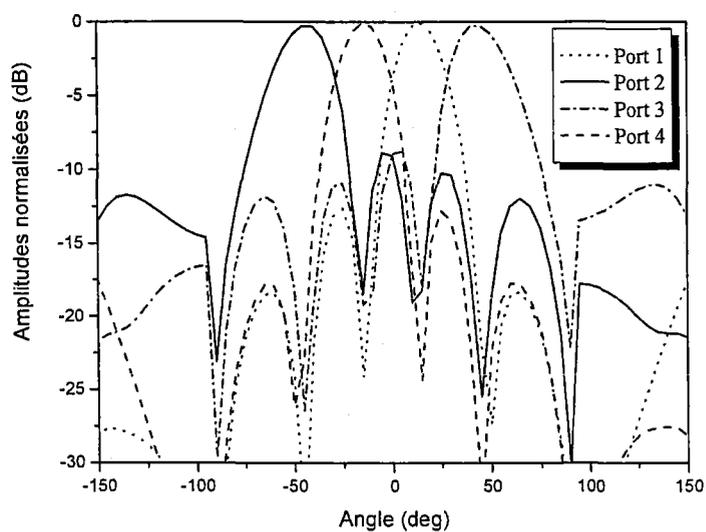


(b)

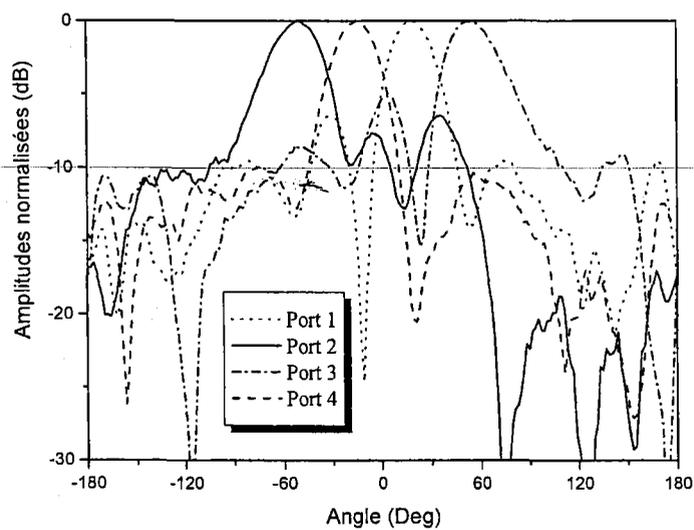
Fig. 8.25 : Réseaux d'antennes à fente alimenté par une ligne: (a) Disposition (b) prototype fabriqué.

La Fig. 8.26.a montre les diagrammes de rayonnement théoriques dans le plan H à 5.8 GHz. Avec cette matrice, quatre faisceaux sont générés à -45° , -15° , 15° , et à 45° . Pour valider cette approche, les diagrammes de rayonnement du plan H ont aussi été mesurés dans une chambre anéchoïde comme montré dans la Fig. 8.26.b. Une comparaison entre

les prédictions théoriques et les résultats expérimentaux indiquent clairement une excellente concordance.



(a)



(b)

Fig. 8.26 : Faisceaux générés par la matrice de Butler plus le réseau d'antennes : (a) Simulé, (b) Mesuré.

8.8) Conclusion

Dans ce chapitre, une matrice de Butler 4×4 en technologie coplanaire CPW a été conçue, fabriquée et examinée en utilisant une structure à deux couches à la bande de fréquence de 5.8 GHz. Le circuit est compact et présente de faibles pertes. Dans la structure de la matrice de Butler proposée, un coupleur directionnel CPW à large bande a été également utilisé comme un circuit clé dans la conception. Ce coupleur a été analysé et conçu dans la bande 5 GHz. Les résultats ont montré que ce coupleur a une très large bande. Cette nouvelle configuration démontre la possibilité de réaliser les matrices de Butler sans avoir recours à aucun croisement entre ligne de transmission comme dans le cas conventionnel. Les résultats de simulation et de mesure des amplitudes et les différents déphasages montrent une bonne concordance. En outre, un réseau de quatre antennes a également été conçu et fabriquée, et employée avec la matrice proposée pour former un système à formation de faisceaux, ayant pour résultat quatre faisceaux orthogonaux à -45° , -15° , 15° , et 45° , respectivement. Les diagrammes de rayonnement mesurés des faisceaux concordent bien avec les résultats théoriques. Le système proposé a des avantages comme : un bas coût, un volume réduit et un poids léger. Ces dispositifs rendent la matrice proposée de Butler appropriée aux réseaux sans fil à 5.8 GHz.

Conclusion générale

Les travaux présentés dans cette thèse apportent plusieurs solutions aux exigences des transmissions à haut débit dans la bande 5.8 GHz, aussi bien dans le domaine des antennes, que dans le domaine du traitement RF (matrice de Butler)

Nous avons proposé de nouvelles configurations d'antennes à fente excitées par une ligne coplanaire à large bande afin de résoudre le problème de bande passante. Cette nouvelle approche est basée sur l'utilisation des antennes à fente au lieu de la technologie micro-ruban. En plus du nombre considérable de degrés de liberté qu'offre cette antenne, les performances ont considérablement été améliorées, principalement en termes de bande passante.

Par ailleurs, une nouvelle technique d'alimentation à double excitation a été introduite pour élargir davantage la bande passante de l'antenne proposée. Cette nouvelle alimentation nous a permis d'atteindre une bande de près de 30 %. Nous avons exploré différentes géométries telles que la forme carrée, rectangulaire, boucle papillon et la boucle papillon modifiée. De plus, on a constaté que la géométrie affecte considérablement les performances de l'antenne surtout en terme de la largeur de bande. Les antennes que nous avons conçues sont très utiles pour les applications sans fil dans la bande des 5 GHz.

Ensuite, la technique EBG pins a été présentée et introduite à la structure d'antenne CPW dont le but principal était de réduire les pertes dues aux ondes de surface afin d'optimiser l'antenne proposée en termes d'efficacité de rayonnement et de gain. Nous avons appliqué cette technique à l'antenne à élément simple CB-CPW, et ceci nous a permis de réaliser une amélioration de l'efficacité du rayonnement de 74% à 94%. De plus, deux réseaux à deux et trois éléments ont été conçus et mesurés. Nous avons observé une bonne concordance entre les simulations et les mesures. Les via EBG ont été également appliquées, avec succès, aux réseaux à 2 et à 3 éléments alimentées en série, et une nette augmentation de l'efficacité de ~60% à ~95%, correspondant à l'augmentation

du gain 2 dB, a été enregistrée. Ces structures à gain élevé ont apporté une bonne amélioration des performances des antennes conçues.

En troisième phase, une matrice de Butler 4×4 à base de la technologie ligne à fente a été conçue, fabriquée et examinée dans la bande de 5.8 GHz. Le circuit est compact et présente de faibles pertes. Dans le concept proposé, un nouveau coupleur hybride et un croisement en technologie ligne à fente ont également été développés et présentés pour assurer le bon fonctionnement de la matrice. Cette nouvelle configuration démontre la possibilité de la conception de la matrice de Butler en technologie ligne à fente à haute impédance. Cette structure est destinée à résoudre le problème et les complications de la conception à base de la technologie coplanaire (CPW). Les résultats simulés et expérimentaux montrent les bonnes performances, en terme d'amplitude et des faisceaux produits. En outre, un réseau de quatre antennes a également été conçu et fabriqué; par la suite, ce réseau a été connecté à la matrice proposée pour former un système à formation de faisceaux, ayant pour résultat quatre faisceaux orthogonaux à -45° , -15° , 15° , et 45° , respectivement. Le système proposé offre des avantages: un bas coût, petit volume, un poids léger et facilité de la fabrication. La matrice de Butler proposée convient parfaitement aux applications sans fil telles que la norme IEEE802.11

Également, une autre matrice de Butler 4×4 en technologie coplanaire CPW a été conçue, fabriquée et examinée en utilisant une structure de deux couches dans la bande de fréquence de 5.8 GHz. Le circuit est compact et à faibles pertes. Dans la structure de la matrice de Butler proposée, un nouveau coupleur directionnel CPW à large bande a été également introduit et utilisé comme circuit clé dans la conception. Ce coupleur directionnel est multicouche et emploie une fente dans le plan de masse commun afin d'assurer un couplage optimal entre les deux lignes CPW. Cette nouvelle configuration du coupleur multicouche démontre la faculté des matrices de Butler à être réalisées sans avoir recours à un quelconque croisement entre les lignes de transmission, par opposition aux cas conventionnels. De plus, nous avons démontré qu'en choisissant les dimensions optimales de la région de couplage du coupleur directionnel, une largeur de bande de 100 % était aisément atteinte. Le facteur du couplage a également été amélioré. Le système

proposé offre des avantages variés dont les principaux sont : de faibles pertes et surtout l'élimination du problème de désadaptations dues aux croisements. Cette matrice a été connectée à un réseau de quatre éléments pour former un système de formation de faisceaux de quatre lobes orthogonaux.

Dans le prolongement naturel de notre travail de thèse, il est recommandé d'envisager les perspectives suivantes :

- Transposer les différentes antennes développées vers la bande millimétrique, utile pour les systèmes de communications futurs.
- Concevoir et réaliser une matrice de Butler dans la bande millimétrique pour les deux technologies proposées (unicouche et multicouches).
- Étendre le design vers une matrice de Butler 8×8 pour les deux types de technologie, lignes à fentes et CPW multicouches.

References

- [1] G.A. Deshamps, "Microstrip microwave antennas", presented at 3rd USAF Symp. On Antennas, University of Illinois, Urbana, IL, 1953.
- [2] J.Q. Howell, "Microstrip antennas", IEEE Int. Symp. Antennas and Propagation, Williamsburg, VA, pp.177-180, 1972.
- [3] R.E. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol.22, No. 1, pp.74-77, Jan., 1974.
- [4] J. Bahl, P. Bhartia, "Microstrip antennas", Dedham, Massachusetts, USA, Artech. House, 1980.
- [5] M. C. Bailey, M.D Deshpande, "Analysis of elliptical and circular microstrip using moment method", IEEE Trans. On Antennas Propagat., vol. 33, No 9, pp.954-959, September, 1985.
- [6] E.H. Newman, P. Tulyathan, "Analysis of microstrip using moment method", IEEE Trans. On Antennas Propagat., 29, pp.47-53, January, 1981.
- [7] D. M. Pozar, "Microstrip Antenna Aperture-coupled to microstripline", Electronics Letters, Vol 21, No 2, pp.49-50, Jan., 1985.
- [8] H.C. Liu, T.S. Horng, and N.G. Alexopoulos, "Radiation of Printed Antennas with a Coplanar Waveguide Feed", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 43, No. 10, pp. 1143-1148, October 1995.
- [9] H.S Tsai, R.A. York, "Multislot 50- Ω antennas for Quasi Optical Circuits", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.5, No. 6, pp.180-182, June, 1995.
- [10] S. Sierra-Garcia, J.J. Laurin, "Study of a CPW Inductively Coupled Slot Antenna", IEEE Trans. On Antennas propagate., vol. 47, No.1, pp.58-64, January, 1999.
- [11] E.A. Soliman, S. Brebels, G.A.E. Vandenbosch, and E. Beyne, "Antenna Array in MCM-D Technology Fed by Coplanar CPW Networks", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 6, pp. 1065-1068, June 2000.

- [12] W. Menzel, and W. Grabherr, "A Microstrip Patch Antenna with Coplanar Feed Line", *IEEE, Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 1, No. 11, November 1991*.
- [13] L. Giauffret, J-M. Laheurte, and A. Papiernik, "Study of various shapes of the coupling slot in CPW-fed microstrip antennas", *IEEE Transaction on antennas and propagation, Vol. 45, No. 4, April 1997*.
- [14] K. Hettak, G. Delisle, and M. Boulmalf, "A Novel Integrated Antenna for Millimeter-Wave Personal Communications Systems", *IEEE, Transaction on Antennas and Propagation, Vol. 46, No. 11, November 1998*.
- [15] Yoshimura, Y, "A Microstripline Slot Antenna", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, November 1972*.
- [16] A. Nestic, "Slotted Antenna Array excited by a coplanar waveguide", *Electronics Letters, Vol 18, No6, pp.275-276, March, 1982*.
- [17] E. Vourch, M. Drissi, J. Citerne, "Slotline Dipole Fed a coplanar Waveguide", *IEEE AP-S Symposium Digest, Seattle, Washington, USA, pp.2208-2211, 1994*.
- [18] H.S Tsai, R.A. York, "FDTD Analysis of CPW-Fed Folded-Slot and Multiple-Slot Antennas on Thin Substrates", *IEEE Trans. On Antennas Propagat., vol. 44, No. 2, pp.217-226, February, 1996*.
- [19] J. Gau, W. Burnside and M. Gilreath, "Chebyshev Multilevel Absorber Design Concept", *IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 45, No 8, August, 1997*.
- [20] J. R. James, P.S. Hall, and C. Wood, *Microstrip Antennas: Theory and Design*, IEE London, P. Pergrinus Ltd Stevenage, UK 1981.
- [21] P.J. Gibson, "The vivaldi Aerial", *9th European Microwave Conference, London, U.k., September, 1979*.
- [22] D.M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-westley Publishing 1990.
- [23] K.C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, 1996.
- [24] Cohn, S. B., "Slotline on a Dielectric Substrate," *IEEE Trans., Vol. MTT-17, 1969, pp. 768-778*.
- [25] R.N. Simons, "Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems," *John Wiley & Sons Inc., New York, 2001*.

- [26] A. Panther, "Low Temperature Cofired Ceramics For LMCS/LMDS Applications," Carleton University, 2001.
- [27] C. Veyres and V. F. Hanna, "Extension of the Application of Conformal Mapping Techniques to Coplanar Lines with Finite Dimensions", *Int. J. Electron.*, Vol. 48, No. 1, pp. 47-56, Jan. 1980.
- [28] J.B. Knorr, K.D. Kuchler, "Analysis of Coupled Slots and Coplanar Strips on Dielectric Substrates", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technoques*, Vol. 23, No. 7, pp. 541-548, July 1975.
- [29] T. Iboh, R. Mittra, "Dispersion Characteristics of Slotlines", *Electronics Letters*, Vol. 7, No. 13, pp. 364-365, July 1971.
- [30] J. Citerne et al. , "Fundamental and higher Order Modes in Microslot lines", *Proceeding of 5th European Microwave Conf.*, pp. 273-277, Hamburg, 1975.
- [31] S. Raman, G. P. Gauthier. And G. Rebiez, "W-Band On-Wafer Measurement of Uniplanar Slot-Type Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium.*, vol. 1, pp. 554-557, 1997.
- [32] N. Hassaine, A. Konczykowska, and F. Concillio, "Dynamic Characterization and Experimental Validation of Open and Short Ends Elements in Coplanar Waveguide", *Microwaves, Radar and Wireless Communications.*, vol: 2 , 2002.
- [33] Gildas P. Gauthier and AL, "A 94 GHz aperture-coupled micromachined microstrip antenna", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. 47, No. 12, December 1999.
- [34] H. Novak, *Switched-Beam Adaptive Antenna System*, Doctoral Thesis, Research. Group Mobile Communication. Nov. 1999. www.nt.tuwien.ac.at/mobile/.
- [35] "Smart Antenna Systems," *ArrayComm, Inc.*
http://www.webproforum.com/acrobat/smart_ant.pdf.
- [36] G.V. Tsoulos, "Smart Antennas for Mobile Communication Systems: Benefits and Challenges," *Electronics & Communication Engineering Journal*, Vol. 11, No.2, April 1999, pp. 84-94.
- [37] M. Cooper and M. Goldberg, "Intelligent Antennas: Spatial Division Multiple Access," *ArrayComm, Inc.*
http://www.arraycomm.com/Company/white_papers.html#wp2.

- [38] N. David and J. Roumeliotos, "Smart Antenna Strategies," *ArrayComm, Inc.*
http://www.arraycomm.com/Company/white_papers.html#wp4.
- [39] R.C. HANSEN, "Phased Array Antennas" , John Wiley and Sons, New York, 1997
- [40] P.S. HALL and S.J.VETTERLEIN, "Review of radio frequency beamforming techniques for scanned and multiple beam antennas," IEE Proceedings, Vol. 137, Pt. H, n° 5, October 1990.
- [41] R.J. MAILLOUX, " Phased Array Antenna Handbook ", Artech House, Boston, 1994.
- [42] 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.
- [43] H. Gent, "The bootlace aerial", Royal Radar Establishment J., pp. 47-57, Oct. 1957.
- [44] S. S. D. Jones, H. Gent, and A. A. L. Browne, "Improvement in or Relating to Electromagnetic-wave lens and Mirror Systems", British Provisional Patent Specification No. 25926/56, Aug. 1956.
- [45] J. RUZE, "Wide-angle metal-plate optics," Proc. IRE, 1950, (38), pp.53-69. R. K. LUNEBURG, "Mathematical theory of optics," University of California Press, 1964, p.180.
- [46] R. K. LUNEBURG, "Mathematical theory of optics," University of California Press, 1964, p.180
- [47] J. H. PROVENCHER, "Survey of circular and symmetric arrays," in Oliner, A.A., and KNITTEL, G.H. (Eds.): "Phased array antennas" (Artech House, 1972).
- [48] T. KATAGI, SEIJI MANO and SHIN-ICHI SATO, "An improved design method of Rotman Lens antenna," IEEE Trans. On Antenna and Propagation, Vol. AP-32, No. 5, May 1984, pp. 524-527.
- [49] J. BLASS, "Multi-directional antenna – new approach top stacked beams," IRE International Convention record, Pt. 1, 1960, pp. 48-50.

- [50] J. BLASS, "Blass matrix for shaped beam conformal antenna," Conference on aerospace antennas, IEE (Conference Publication n° 77), London, UK, 1971, pp. 280.
- [51] Y.T. Lo and S.W. Lee, *Antenna Handbook*, Van Nostrand Reinhold Company Inc., New York, 1988.
- [52] J. BUTLER and R. LOWE, "Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electrically Scanned Antennas," *Electronic Design*, April 12, 1961.
- [53] J. P. SHELTON and R. HOWE, "Multiple beams for linear arrays," *IRE Trans. on Ant. & Prop.*, March 1961, pp. 154-161.
- [54] J. P. SHELTON, "Fast Fourier Transforms and Butler Matrices," *Proc. of the IEEE*, March 1968, pp. 350.
- [55] T. LO and S.W. LEE, "Antenna Handbook," Van Nostrand Reinhold Company Inc., New York, 1988.
- [56] T. M. Macnamara, "Positions and Magnitudes of Fixed phase shifters in Butler Matrices Incorporating 90° Hybrids", *IEE Proceedings*, Vol. 135, No. 5, October 1988.
- [57] T.S.N. Chan, *Butler Matrix Feed Configuration for Phased Array*, undergraduate thesis, University of Queensland, Department of Electrical and Computer Engineering, 1994.
- [58] R.C. Hansen, *Phased Array Antennas*, John Wiley and Sons, New York, 1997.
- [59] S. Mosca, F. Bilotti, A. Toscano, and L. Vegni, "A Novel Design Method for Blass Matrix Beam-Forming Networks", *IEEE Trans. On Antennas Propagat.*, vol. 50, No. 2, February, 2002.
- [60] Tayeb A. Denidni, Karim Trigui, "A Novel Beamforming Antenna Array for Personal Communication Systems ", *Symposium International Conference on Electromagnetics In Advanced Applications (ICEAA99)*, Torino, Italy, pp.747-750, September, 1999.
- [61] W. L. Stutzman, and G. A. Thiele, "Antenna Theory and Design," second edition, John Wiley & Sons, Inc., copyright ©1998.
- [62] Agilent Technologies, *Momentum User's Manual*, December 2002.
- [63] IE3D 8.2, Zeland Software, Inc. Fremont, CA.

- [64] Agilent Technologies, HPHFSS User's Manual, December 2002.
- [65] Michael Forman and Zoya Popović, "A K-Band Ground-Backed CPW Balanced coupler and Integrated Antenna Feed", *European Microwave Conference, October 2000*.
- [66] T. J. Ellis, J. P. Raskin, G. M. Rabeiz, and L. P. Katehi, "A wideband CPW-fed Microstrip antenna at millimeter-wave frequencies", *1999 IEEE Antenna and Propagation*.
- [67] H. Iwasaki, "A microstrip array antenna with omnidirectional pattern fed by CPW," *IEEE Int. Symp. Dig. Antennas Propagat.*, pp. 1912-1915, July 1996.
- [68] H. Iwasaki, "A back-to-back rectangular patch antenna fed by CPW", *IEEE, Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 46, pp. 1527-1530, October 1998.
- [69] K. Hettak and G. Delisle, "Omnidirectional dual polarized antenna for wireless indoor applications at millimeter waves", *IEEE Antenna and Propagation Society*, vol. 3, pp. 2054-2057, July 1999.
- [70] M. Nedil, A.T. Denidni, L. Talbi, "Design of a Broadband slot Antenna Fed by CPW for Wireless Application at 5.8 GHz.", *VTC 2004 Spring, Italy*, May 2004.
- [71] E. R. Brown, O. B. McMahon, C. D. Parker, "Photonic-Crystal Antenna Substrates" *LINCOLN LAB. JOURNAL*, VOL. 11, NO. 2, pp. 159-173, 1998.
- [72] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. Jimenez Broas, N. G. Alexòpolous, E. Yablanovitch, "High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band", *IEEE Trans. Microwave Theory And Techniques*, VOL. 47, NO. 11, pp. 2059-2074, NOVEMBER 1999.
- [73] R. Coccioli, F. Yang, K. Ma, T. Itoh, "Aperture-Coupled Patch Antenna on UC-PBG Substrate", *IEEE Trans. Microwave Theory And Techniques*, VOL. 47, NO. 11, pp. 2123-2130, NOVEMBER 1999.
- [74] G. DeJean, R. L. Li, M. M. Tentzeris, J. Papapolymerou, "Radiation-Pattern Improvement Of Patch Antennas Using a Compact Soft/Hard Surface (SHS) Structure on LTCC Multilayer Technology", *IEEE APS 2004*.
- [75] W. H. Haydl, "On the Use of Vias in Conductor-Backed Coplanar Circuits", *IEEE Trans. Microwave Theory And Techniques*, VOL. 50, NO. 6, pp. 2059-2074, JUNE 2002.

- [76] R. Coccioli, F. Yang, K. Ma, T. Itoh, "Aperture-Coupled Patch Antenna on UC-PBG Substrate", *IEEE Trans. Microwave Theory And Techniques*, VOL. 47, NO. 11, pp. 2123-2130, NOVEMBER 1999.
- [77] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. Jimenez Broas, N. G. Alexòpolous, E. Yablanovitch, "High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band", *IEEE Trans. Microwave Theory And Techniques*, VOL. 47, NO. 11, pp. 2059-2074, NOVEMBER 1999.
- [78] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Microstrip Antennas Integrated With Electromagnetic Band-Gap (EBG) Structures: A Low Mutual Coupling Design for Array Applications", *IEEE Trans. on Antennas and Prop.*, VOL. 47, NO. 11, pp. 2936-2946, OCTOBER 2003.
- [79] Z. Iluz, R. Shavit and R. Bauer, "Microstrip Antenna Phased Array with Electromagnetic Bandgap Substrate", *IEEE Trans. on Antennas and Prop.*, VOL. 52, NO. 06, pp. 1446-1453, JUNE 2004.
- [80] Chien-Hsun Ho, Lu Fan, and Kai Chang, "New Uniplanar Coplanar Waveguide Hybrid-Ring Couplers and Magic-T's", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 42, No. 12, December 1994.
- [81] C.-H.Ho, L.Fan, K. Chang, "A broad-band uniplanar slotline hybrid ring coupler with over one octave bandwidth", *Microwave Symposium Digest, 1993.*, IEEE MTT-S International, 14-18, pp.585-588, vol.2, June, 1993.
- [82] K. Hettak, N. Dib, A. Sheta, A.A Omar, G. -Y. Delisle, M. Stubbs, S. Toutain, "New miniature broadband CPW-to-slotline transitions", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, Issue 1, pp. 138-146, Jan. 2000.
- [83] Chien-Hsun Ho; Lu Fan; Kai Chang, " Ultra wide band slotline hybrid ring couplers", *Microwave Symposium Digest, 1992.*, IEEE MTT-S International , 1-5 June 1992.
- [84] T.A Denidni, T.E Libar, "Wide band four-port Butler matrix for switched multibeam antenna arrays", *IEEE Proc. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications.*, pp. 2461-2463, Sep 2003.
- [85] A. Corona, M.J Lancaster, "A High-temperature superconducting Butler matrix", *IEEE Trans. On Applied Superconductivity*, vol. 13, No. 4, Dec. 2003.

- [86] C. Dall'Omo, T. Monediere, B. Jeko, F. Lamour, I. Wolk, and M. Elkael, "Design and realization of a 4x4 microstrip Butler matrix without any crossing in millimeter-wave," *Microwave and Optical Tech. Lett.*, vol. 38, No. 6. Sept. 2003.
- [87] M. Bona, L. Manholm, J.P. Satarski, and B. Svensson, "Low-loss compact butler matrix for a microstrip Antenna," *IEEE Trans, on Microwave Theory and Tech*, vol. 50, No. 9, Sept. 2002.
- [88] P. Akkaraekthalin, C. Sawangnate, and V. Vivek, "Conductor-backed coplanar waveguide directional coupler and its use for a varactor-tuned 90° phase shifter," *IEEE APCCAS 2000 Circuits and Systems*,. 2000. pp. 525–528.
- [89] Y. C. Shih and T. Itoh, "Analysis of conductor-backed coplanar wave-guide," *Electron. Lett.*, vol. 18, pp. 538-540, June 1982.
- [90] M. Nedil, T.A. Denidni, L. Talbi, "CPW multilayer slot-coupled directional coupler," *Electron. Lett.*, vol. 41, pp. 45 – 46, June 2005.
- [91] G. Ghione and C.U. Naldi, "Coplanar Waveguides for MMIC Applications: Effect of Upper Shielding, Conductor Backing, Finite-Extent Ground Planes, and Line-to-Line Coupling," *IEEE Trans, on Microwave Theory and Tech*, Vol. 35, No. 3, pp. 260-267, March 1987.
-
- [92] T. Tanaka, K. Tsunoda and M. Aikawa, "Slot-coupled directional couplers between double-sided substrate microstrip lines and their applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, pp. 1752-1757, Dec. 1988.
- [93] M. Boulmalf, Antennes en ondes millimétriques alimentées par guide d'ondes coplanaires, thèse de doctorat, INRS-EMT, Montréal, Québec, Canada, 2001.
- [94] S. Sierra-Garcia, Antennes à fentes Alimentées par une ligne de transmission coplanaire, mémoire de Maîtrise, Ecole polytechnique de Montréal, Montréal, Québec, Canada, 1996.
- [95] C.H. Ho, L. Fan and Kai Chang, "Experimental Investigations of CPW-Slotline transitions for Uniplanar Microwave Integrated Circuits", Microwave Symposium Digest, 1993., IEEE MTT-S International , 14-18 June 1993.
- [96] T.Hirota, Y.Tarusawa, H. Ogawa, "Uniplanar MMIC Hybrids--A Proposed New MMIC Structure", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 35, pp. 576 - 581, Jun 1987.

- [97] K. Li, C.H Cheng, T. Matsui, M. Izutsu, "Coplanar patch antennas: principle, simulation and experiment", Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE, Volume: 3, 8-13 July 2001.
- [98] Yongxi Qian, W.R.Deal, N.Kaneda, T.Itoh, "A uniplanar quasi-Yagi antenna with wide bandwidth and low mutual coupling characteristics", Antennas and Propagation Society, 1999. IEEE International Symposium, 1999 , Volume: 2 , 11-16 July 1999.
- [99] H.C. Liu, T.S. Horng, and N.G. Alexopoulos, "Radiation of Printed Antennas with a Coplanar Waveguide Feed", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 43, No. 10, pp. 1143-1148, October 1995.
- [100] Y. C. Shih and T. Itoh, "Analysis of conductor-backed coplanar wave-guide," *Electron. Lett.*, vol. 18, pp. 538-540, June 1982.
- [101] F. Tefiku, E. Yamashita, and J. Funada, " Novel Directional Couplers Using Broadside-Coupled Coplanar waveguides for Double-Sided Printed Antennas," *IEEE Trans, on Microwave Theory and Tech.* vol. 44, No. 2, pp. 275-281, Feb. 1996.
- [102] C. Nguyen, "Investigation of hybrid modes in broadside-coupled coplanar waveguide for microwave and millimeter-wave integrated circuits," *IEEE Antennas and Propagat. Society Int. Symp.*, vol. 1, 1995, pp.18-23.
- [103] Chun-Lin Liao and Chun Hsiung Chen, "A novel coplanar-waveguide directional coupler with finite-extent backed conductor," *IEEE Trans, on Microwave Theory and Tech.*, vol. 51, No. 1, pp.200-206, Jan. 2003.
- [104] Tien-Yu Chang, Chun-Lin Liao and Chun Hsiung Chen, "Coplanar-waveguide tandem couplers with backside conductor," *Microwave and Wireless Components Lett.*, vol. 13, No. 6, pp. 214-216, June 2003.
- [105] C. Liml and S. Uysal, "Design of a Broadband Directional Coupler Using Microstrip-Like Multilayer Technology," *MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY Lett.* (1999), Vol. 23, pp. 273-275.

