



UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN OUTAOUAIS

Département d'informatique et d'ingénierie

Rapport de Mémoire

en vue de l'obtention du grade de :

Maîtrise en sciences et technologies de l'information

Titre :

« Développement d'un réseau d'antennes
multifaisceaux à base de Matrice de Butler passive
pour applications 6G dans la bande 12.7–13.25 GHz »

Rédigé par :

Mahmoud Ghyat

Directeur de recherche : Prof. Larbi Talbi

Co-directeur de recherche : Dr. Khelifa Hettak

Remerciements

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde gratitude à mon directeur de recherche, le Professeur Larbi Talbi, pour son encadrement rigoureux, sa disponibilité et la qualité de ses conseils scientifiques tout au long de ce travail. Son expertise et ses orientations ont été déterminantes dans la conduite et l'aboutissement de ce projet de recherche.

Je remercie également mon co-directeur de recherche, Dr. Khelifa Hettak, pour son encadrement, accompagnement, ses recommandations pertinentes et ses échanges constructifs, qui ont contribué de manière significative à l'amélioration et à la consolidation de ce travail.

Je souhaite par ailleurs adresser mes sincères remerciements aux responsables techniques de l'Université du Québec en Outaouais (UQO) ainsi qu'aux responsables du laboratoire pour leur soutien lors des phases de fabrication et de mesures expérimentales. Leur assistance technique, leur disponibilité et leur professionnalisme ont été essentiels à la réalisation et à la validation expérimentale du système développé.

Enfin, j'exprime toute ma reconnaissance à ma famille pour son soutien, sa patience et ses encouragements constants tout au long de mon parcours académique. Leur présence et leur confiance ont été une source de motivation essentielle à l'achèvement de ce mémoire.

Résumé

Le spectre de bande intermédiaire (7–24 GHz) est aujourd’hui reconnu comme un axe stratégique majeur pour répondre aux exigences croissantes de connectivité mobile, combinant à la fois une capacité élevée et une couverture étendue. Plus particulièrement, la bande des 13 GHz (12,7–13,25 GHz, 550 MHz de bande passante) se distingue par ses excellentes propriétés de propagation, sa capacité spectrale substantielle et son potentiel élevé de réutilisation, ce qui en fait un candidat clé pour les futures infrastructures 6G.

Dans ce contexte, les systèmes d’antennes à réseau phasé multifaisceaux émergent comme une solution privilégiée pour soutenir les déploiements massifs attendus. Toutefois, les architectures traditionnelles reposant sur des modules émetteurs/récepteurs actifs posent des défis en termes de coût, de consommation énergétique et de complexité. Pour surmonter ces défis, l’utilisation de technologies de formation de faisceaux adaptatives passives, notamment la Matrice de Butler, représente une alternative particulièrement prometteuse. Ces réseaux offrent une architecture simplifiée, des coûts de fabrication réduits et une consommation de puissance continue (DC) nettement inférieure à celle des solutions actives, répondant ainsi aux exigences des déploiements 6G massifs et économes en énergie.

Dans cette optique, ce projet de recherche a permis de concevoir, développer, fabriquer et valider expérimentalement un réseau d’antennes multifaisceaux reposant sur une matrice de Butler passive, spécifiquement optimisée pour fonctionner dans la bande de fréquences 12,7–13,25 GHz. L’étude a évalué de manière rigoureuse les performances du système à travers des analyses en simulation et en mesure, incluant les diagrammes de rayonnement, la répartition spatiale des faisceaux, les pertes d’insertion ainsi que l’isolation entre faisceaux.

Mots-clés : Matrice de Butler, Antennes patch, 5G, 6G, Formation de faisceau, Passif, 12.7-13.25 GHz, Simulation HFSS, Paramètres S , Diagrammes de rayonnement.

Abstract

The mid-band spectrum (7–24 GHz) is now recognized as a major strategic focus area to meet the growing demands of mobile connectivity, providing both high capacity and extended coverage. In particular, the 13 GHz band (12.7–13.25 GHz, 550 MHz bandwidth) stands out due to its excellent propagation characteristics, substantial spectral capacity, and high potential for frequency reuse, making it a key candidate for future 6G infrastructures.

Within this context, phased-array multibeam antenna systems have emerged as a favored solution to support anticipated massive deployments. However, conventional architectures based on active transmitter/receiver modules present significant challenges in terms of cost, power consumption, and complexity. To overcome these challenges, passive adaptive beamforming technologies, notably the Butler matrix, represent a particularly promising alternative. These networks offer simplified architectures, reduced manufacturing costs, and significantly lower continuous (DC) power consumption compared to active solutions, thereby addressing the requirements of large-scale, energy-efficient 6G deployments.

In this context, this research project enabled the design, development, fabrication, and experimental validation of a multibeam antenna array based on a passive Butler matrix, specifically optimized to operate within the 12.7–13.25 GHz frequency band. The system performance was rigorously evaluated through combined simulation and measurement analyses, including radiation patterns, spatial beam distribution, insertion losses, and beam-to-beam isolation.

Keywords : Butler matrix, Patch antennas, 5G, 6G, Beamforming, Passive, 12.7–13.25 GHz, HFSS simulation, S -parameters, Radiation patterns.

Table des matières

Remerciements	1
Liste des figures	9
Liste des tableaux	10
1 Introduction	11
2 Revue de la littérature	12
2.1 Beamforming pour 5G/6G	12
2.1.1 Introduction au Beamforming	12
2.1.2 Types de Beamforming	12
2.1.3 Applications du Beamforming dans les Réseaux 5G/6G	13
2.1.4 Justification du Choix de la Matrice de Butler	13
2.1.5 Défis et Opportunités	14
2.1.6 Conclusion	14
2.2 Matrice de Butler	14
2.2.1 Définition et Objectif	14
2.2.2 Structure d'une Matrice de Butler	15
2.2.3 Composants d'une Matrice de Butler	16
2.2.4 Applications	19
2.2.5 Avantages	19
2.2.6 Limitations	19
2.2.7 Exemple d'utilisation	20
2.2.8 Conclusion	20
2.3 Les antennes Microstrip	20
2.3.1 Introduction aux antennes Microstrip	20
2.3.2 Types d'antennes Microstrip et comparaison	21
2.3.3 Principe de fonctionnement des antennes Microstrip	23

3	Méthodologie	26
3.1	Conception de la matrice de Butler	26
3.1.1	Minimisation des Pertes de Transmission	26
3.1.2	Réduction de l'Effet de Couplage	26
3.1.3	Résumé	27
3.2	Conception d'antennes	27
3.2.1	Choix de la Permittivité et de l'Épaisseur du Substrat	27
3.2.2	Compromis entre la Matrice et les Antennes	27
3.2.3	Configuration des Antennes Patch en Série	28
3.2.4	Utilisation de Déphaseurs pour le Contrôle de Phase	28
3.2.5	Réduction de la Largeur des Lignes de Transmission entre les Antennes	29
3.2.6	Largeur de la Ligne d'Alimentation Principale	29
3.3	Conception du Système	29
3.4	Outils de Simulation	31
4	Résultats et Discussion	32
4.1	Performance de la matrice de Butler	32
4.1.1	Les coupleurs	32
4.1.2	Les croisements (Crossover)	35
4.1.3	La matrice de Butler de taille 4x4	36
4.1.4	La matrice de Butler complète	41
4.2	Performance des antennes	44
4.2.1	Performance d'un seul élément	44
4.2.2	Performance de quatre antennes en série	46
4.3	Performance de l'ensemble :	48
4.4	Évaluation comparative avec les architectures actives	52
4.5	Géométrie et dimensions :	54
5	Résultats expérimentaux	57
5.1	Conditions expérimentales et environnement de mesure	57
5.2	Configuration expérimentale et montage	58
5.3	Performances radiatives de l'antenne élémentaire	58
5.3.1	Discussion	60

Table des matières

5.4	Performances radiatives du système complet	61
5.4.1	Discussion	62
5.5	Conclusion de la section expérimentale	62
6	Conclusion	63
6.1	Résumé des résultats	63
6.2	Perspectives	63
7	Bibliographie	64

Table des figures

2.1	Le diagramme de rayonnement en champ lointain d'un réseau de formation de faisceaux utilisant une matrice de Butler connecté à un réseau d'antennes patch Microstrip 4x1 [1].	15
2.2	Exemple de structure de Butler Matrix 4 x 4 [2]	15
2.3	Exemple de structure de Butler Matrix 8 x 8 [2].	16
2.4	La géométrie d'un coupleur hybride -3 dB à 90°	17
2.5	Décomposition du coupleur en excitations en modes pair et impair. (a) Mode pair. b) Mode impair	17
2.6	Principe de fonctionnement d'un déphaseur : chemin de référence (en bleu) et chemin de retard (en rouge).	18
2.7	Un exemple de croisement.	19
2.8	Différents types d'alimentation d'antennes Microstrip. [3, p.814]	21
2.9	Exemple d'une antenne à alimentation encastrée (<i>Inset feed</i>).	23
2.10	Exemple de champs de frange.	25
3.1	Le schéma initial de conception des antennes en série.	28
3.2	Une deuxième approche de conception des antennes en série.	29
3.3	Le schéma de conception finale.	30
3.4	L'espacement entre les entrées et les sorties de la matrice de Butler	30
4.1	Le schéma descriptif du coupleur sur HFSS.	32
4.2	Les performances simulées du coupleur hybride -3 dB.	33
4.3	Le déphasage entre les ports de sortie du coupleur hybride -3 dB.	34
4.4	Le schéma de conception du croisement.	35
4.5	<i>Les performances simulées du croisement.</i>	36

Table des figures

4.6	Distribution du Courant Électromagnétique dans la Matrice de Butler pour différentes excitations des ports.	37
4.7	Les paramètres S de la matrice de Butler (réflexion).	38
4.8	Les paramètres S de la matrice de Butler (Transmission).	39
4.9	Le déphasage entre les ports de sortie de la matrice de Butler.	40
4.10	Les paramètres S de la matrice de Butler complète (réflexion).	41
4.11	Les paramètres S de la matrice de Butler complète (Transmission).	42
4.12	La variation de phase entre les ports de sortie de la matrice de Butler complète	43
4.13	Le paramètre S_{11} d'une seule antenne.	45
4.14	Diagramme de gain normalisé d'une seule antenne [dB]	45
4.15	Configuration des quatre antennes patch en série	46
4.16	Le paramètre S_{11} des quatre antennes en série	47
4.17	Diagramme de gain normalisé des quatre antennes en série [dB]	47
4.18	Configuration complète de la matrice de Butler combinée aux antennes patch modélisée dans HFSS	48
4.19	Les paramètres S pour les différents ports de la matrice de Butler intégrée aux antennes	49
4.20	Diagramme de gain linéaire (Polaire).	50
4.21	Diagrammes de gain cartésiens normalisés en dB et en échelle linéaire pour les différents ports de la matrice de Butler.	50
4.22	Plan E et Plan H de l'ensemble	51
4.23	La géométrie et les dimensions d'une seule antenne Microstrip	54
4.24	La matrice de Butler 4×4	55
4.25	Les antennes Microstrip alimentées en série	56
5.1	Vue générale de la chambre anéchoïque utilisée pour les mesures de rayonnement.	57
5.2	Montage expérimental de l'antenne dans la chambre anéchoïque pour les mesures de rayonnement.	58
5.3	Montage expérimental de l'antenne seule pour les mesures de rayonnement.	59

Table des figures

5.4	Diagrammes de gain mesurés de l'antenne seule en co-polarisation pour différentes fréquences, dans les plans E et H.	59
5.5	Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne seule à 12,5 GHz en co-polarisation et cross-polarisation.	60
5.6	Diagrammes de rayonnement mesurés du système complet à 12,5 GHz pour les excitations successives des ports 1 à 4.	61
5.7	Diagrammes de rayonnement mesurés du système complet en co-polarisation pour différentes fréquences.	62

Liste des tableaux

2.1	Comparaison entre différents modes d'alimentation [4] [3]	22
4.1	Le déphasage entre les ports de sortie de la matrice de Butler.	40
4.2	Le déphasage entre les ports de sortie de la matrice de Butler complète. . .	44
4.3	Résumé comparatif – Partie 1 : Matrice de Butler passive vs Solutions actives à réseau phasé	52
4.4	Résumé comparatif – Partie 2 : Matrice de Butler passive vs Solutions actives à réseau phasé	53

1 Introduction

Avec l'essor des réseaux de communication 5G et 6G, le **beamforming** s'impose comme une technologie clé pour répondre aux exigences croissantes en termes de capacité, d'efficacité spectrale et de réduction des interférences. Dans ce travail, nous analysons un système de **beamforming passif** basé sur une **matrice de Butler 4x4**, intégrée avec des antennes patch en série. L'objectif est de proposer une solution efficace et intégrée répondant aux besoins des réseaux de nouvelle génération.

Le choix de la **bande de fréquence 12,7 GHz à 13,25 GHz** est motivé par son importance stratégique et son potentiel pour des applications mobiles en Amérique du Nord. Cette bande fait actuellement l'objet de discussions pour une éventuelle **libération et attribution** aux technologies avancées, ce qui renforce l'intérêt de son analyse. L'étude de cette bande vise à anticiper ses performances et sa compatibilité avec les réseaux 5G/6G, en tenant compte des contraintes réglementaires et techniques [5].

Dans ce contexte, la **matrice de Butler** s'avère être une solution particulièrement pertinente. Connue pour sa capacité à réaliser un **beamforming passif** avec des amplitudes égales et des phases décalées, elle offre une architecture simple et efficace, adaptée aux systèmes nécessitant une faible complexité et un coût réduit.

Cependant, l'intégration d'une matrice de Butler avec des antennes pose des **défis spécifiques**, notamment en termes de choix de substrat. L'utilisation d'un substrat unique (**Rogers RO3006**) avec une épaisseur de **0,254 mm** répond à la nécessité de concilier des exigences contradictoires : une faible hauteur et une permittivité élevée pour la matrice, et une hauteur élevée avec une permittivité faible pour les antennes. Ce compromis garantit une fabrication simplifiée tout en préservant les performances.

Enfin, le choix des antennes **patch à alimentation encastrée (inset feed)** repose sur leur simplicité de fabrication et leur adaptabilité. Bien qu'elles offrent des performances légèrement inférieures à d'autres types d'antennes, leur robustesse et leur intégration dans un substrat unique en font un choix optimal pour cette étude.

Ainsi, ce travail vise à démontrer l'efficacité d'un système intégrant une matrice de Butler et des antennes patch optimisées pour les applications 5G/6G, tout en relevant les défis liés à la miniaturisation, à l'intégration et à la performance globale du **beamforming passif**.

2 Revue de la littérature

2.1 Beamforming pour 5G/6G

2.1.1 Introduction au Beamforming

Le beamforming est une technologie clé pour les réseaux de communication 5G et 6G. Il permet de diriger les signaux vers des utilisateurs ou des zones spécifiques, ce qui maximise l'efficacité spectrale et réduit les interférences. Le beamforming est particulièrement important dans les environnements à haute densité d'utilisateurs, comme c'est le cas pour les réseaux 5G et 6G, où l'optimisation de la couverture et la réduction des interférences sont des priorités majeures [6].

Les réseaux 5G utilisent des ondes millimétriques (mmWave), qui offrent des débits élevés mais souffrent de pertes de propagation importantes. Pour compenser cela, le beamforming est utilisé pour concentrer l'énergie du signal dans des faisceaux étroits, augmentant ainsi la portée et la qualité du signal [6].

2.1.2 Types de Beamforming

Le beamforming peut être classé en deux grandes catégories : **beamforming actif** et **beamforming passif**. Ces deux types ont des avantages et des inconvénients spécifiques selon les applications.

Beamforming Actif

Le beamforming actif fait appel à des composants électroniques actifs pour moduler les phases et les amplitudes des signaux transmis par les antennes. Cette approche permet un contrôle dynamique et adaptatif des faisceaux, ce qui est particulièrement utile dans les environnements mobiles où les conditions de propagation changent rapidement [7]. Les systèmes de beamforming actif peuvent ajuster en temps réel les directions des faisceaux en réponse aux mouvements des utilisateurs et aux interférences.

Un exemple classique de beamforming actif est décrit dans les travaux de Venkateswaran et van der Veen [7], où des réseaux MIMO (Multiple Input Multiple Output) actifs sont utilisés avec des réseaux d'antennes et des amplificateurs pour moduler les signaux de manière dynamique.

Beamforming Passif

Contrairement au beamforming actif, le beamforming passif repose sur des dispositifs passifs pour manipuler les signaux et créer des faisceaux dirigés. Ces systèmes sont généralement plus simples et plus économiques, car ils ne nécessitent pas de composants électroniques complexes pour ajuster les faisceaux [3]. Cependant, le principal inconvénient du beamforming passif est son manque de flexibilité. Une fois que le réseau est configuré, les faisceaux ne peuvent pas être ajustés dynamiquement.

Balanis [3] explique que le beamforming passif peut être mis en œuvre à l'aide de réseaux d'antennes dans lesquels chaque élément d'antenne est configuré pour produire un déphasage spécifique. Pozar [8] décrit cette méthode comme étant idéale dans les systèmes où la simplicité et la faible consommation d'énergie sont prioritaires, comme dans certains systèmes radar ou de communication par satellite.

2.1.3 Applications du Beamforming dans les Réseaux 5G/6G

Les systèmes 5G et 6G tirent pleinement parti des capacités de formation de faisceaux pour améliorer la couverture et réduire les interférences. Dans les réseaux 5G, où les ondes millimétriques sont couramment utilisées, le beamforming est essentiel pour compenser les limitations de propagation. He et al. [2] ont montré que des systèmes de beamforming hybride intégrant des matrices d'antennes multifeeds à polarisation double peuvent considérablement améliorer la gestion des faisceaux dans les environnements 5G.

En ce qui concerne la 6G, les innovations se concentrent sur des approches de beamforming encore plus avancées. Hu et al. [9] ont exploré l'utilisation de matrices d'antennes analogiques-numériques pour les systèmes Massive MIMO fonctionnant à des fréquences millimétriques, et ces innovations sont cruciales pour les futurs réseaux 6G, où des exigences encore plus strictes en matière d'efficacité énergétique et de précision seront imposées.

2.1.4 Justification du Choix de la Matrice de Butler

La matrice de Butler est une solution passive utilisée pour le beamforming. Elle offre un excellent compromis entre la simplicité et la performance [10], ce qui la rend idéale pour les systèmes où les faisceaux doivent être prédéfinis. Dans ce projet, la matrice de Butler 4x4 a été choisie pour sa capacité à générer quatre faisceaux dirigés, chacun couvrant une zone spécifique.

Les recherches de Shallah et al. [11] montrent que les matrices de Butler sont souvent utilisées dans les réseaux d'antennes 5G en raison de leur capacité à former des faisceaux fixes de manière simple et économique. Dans cette configuration, la matrice de Butler produit des faisceaux qui sont créés par des combinaisons linéaires des motifs d'antennes, avec des déphasages introduits par des composants passifs, comme les déphaseurs et les coupleurs hybrides.

L'utilisation de la matrice de Butler dans ce projet permet de minimiser la complexité

matérielle tout en assurant une couverture directionnelle précise et efficace dans la bande de fréquences 12,7-13,25 GHz.

2.1.5 Défis et Opportunités

Les recherches actuelles sur le beamforming pour la 5G/6G identifient plusieurs défis, tels que la complexité du matériel, les exigences en matière de traitement du signal et la consommation d'énergie. Cependant, elles ouvrent également la voie à de nombreuses opportunités, notamment l'utilisation de l'IA pour des décisions de beamforming en temps réel [12] et l'intégration de nouvelles technologies comme les IRS pour améliorer la couverture réseau [13].

Ces études soulignent que le beamforming continuera d'évoluer et jouera un rôle crucial dans l'amélioration des performances des réseaux de communication à mesure que nous passons de la 5G à la 6G.

2.1.6 Conclusion

Le beamforming est une technologie clé pour les réseaux 5G et 6G, permettant d'améliorer les performances du réseau en maximisant l'efficacité spectrale et en réduisant les interférences. Le choix entre le beamforming actif et le passif dépend des exigences spécifiques de chaque application. Dans ce projet, la matrice de Butler a été choisie en raison de sa simplicité et de son efficacité dans la formation de faisceaux fixes, ce qui en fait une solution adaptée pour les communications 5G dans la bande de 12,7-13,25 GHz.

2.2 Matrice de Butler

2.2.1 Définition et Objectif

La matrice de Butler est un réseau de distribution de signaux composé de plusieurs éléments passifs, notamment des coupleurs hybrides, des déphaseurs et des croisements de lignes. Elle est utilisée pour créer plusieurs faisceaux directionnels à partir d'une seule entrée, chaque faisceau étant dirigé dans une direction spécifique déterminée par la phase des signaux dans le réseau d'antennes. Inventée par *Jesse Butler* et *Ralph Lowe* en 1961, cette matrice permet de diviser le signal d'entrée en plusieurs signaux avec des phases distinctes, formant ainsi des faisceaux qui couvrent différentes directions (Figure 2.2) [1].

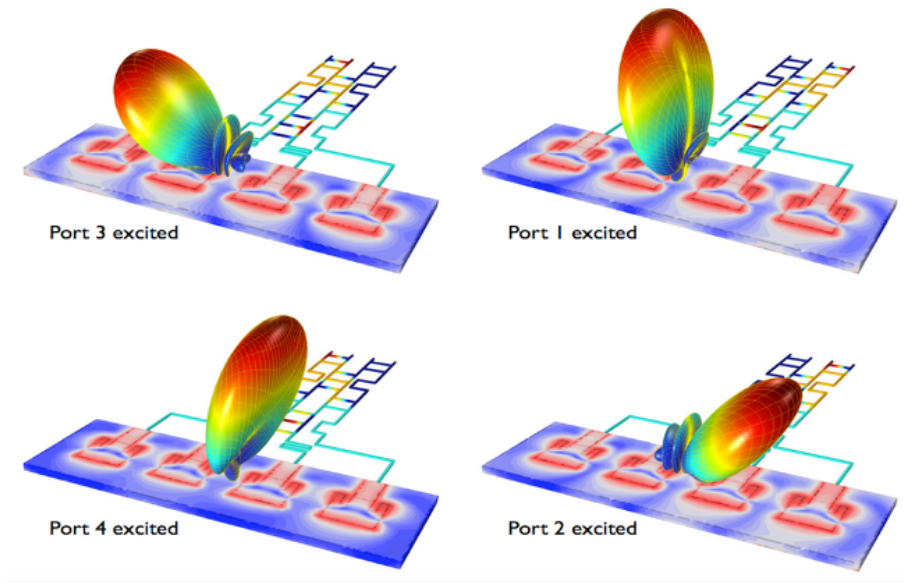


FIGURE 2.1 – Le diagramme de rayonnement en champ lointain d'un réseau de formation de faisceaux utilisant une matrice de Butler connecté à un réseau d'antennes patch Microstrip 4x1 [1].

2.2.2 Structure d'une Matrice de Butler

La matrice de Butler est un réseau passif de distribution $N * N$ doté de capacités de balayage de faisceaux pour les antennes à réseau phasé, où N sorties sont connectées à des éléments d'antennes et N entrées aux ports. La matrice de Butler réalise une transformée de Fourier rapide spatiale et fournit N des faisceaux orthogonaux, où N doit être une puissance entière de 2 (c'est-à-dire $N = 2^n$).

Un réseau alimenté par une matrice de Butler peut couvrir un secteur allant jusqu'à 360° selon les motifs et l'espacement des éléments. Chaque faisceau peut être utilisé par un émetteur et/ou un récepteur dédié, et le faisceau approprié peut être sélectionné à l'aide d'un commutateur RF.

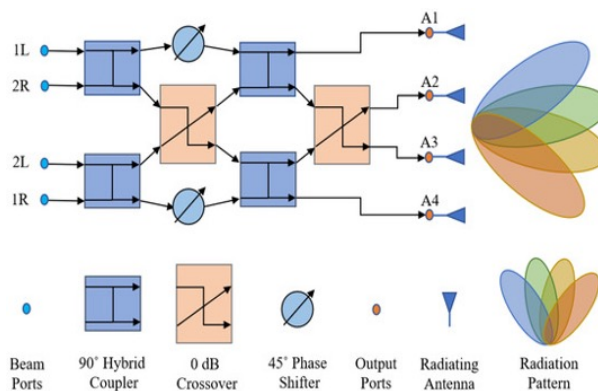


FIGURE 2.2 – Exemple de structure de Butler Matrix 4 x 4 [2]

La Figure 2.2 montre la structure d'une matrice de Butler 4x4, et la Figure 2.3 montre la structure d'une matrice de Butler 8x8. Pour former le réseau, un total de $\frac{N}{2} \times \log_2(N)$ coupleurs hybrides et $\frac{N}{2} \times \log_2(N - 1)$ déphaseurs fixes sont nécessaires.

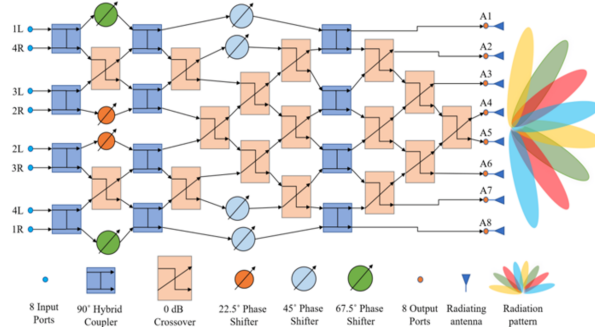


FIGURE 2.3 – Exemple de structure de Butler Matrix 8 x 8 [2].

La matrice de Butler assure des amplitudes égales aux ports de sortie lorsqu'un port d'entrée est alimenté. Les différences de phase entre les ports de sortie sont données par l'équation suivante (2.1) [2] :

$$\phi_p = \pm \frac{2p - 1}{N} \times 180^\circ, \quad (2.1)$$

Comme mentionné, ϕ_p est défini avec $p = 1, 2, \dots, (n+1)$. La matrice de Butler génère des faisceaux dirigés vers des angles distincts. Les angles de ces faisceaux peuvent être déterminés à l'aide de l'équation suivante (2.2) [2] :

$$\sin \theta_p = \pm \frac{\lambda}{d} \frac{\phi_p}{360^\circ}. \quad (2.2)$$

Une matrice de Butler remplit deux fonctions principales :

1. la distribution des signaux RF aux éléments d'antenne rayonnants.
2. la formation de faisceaux orthogonaux et le balayage de faisceaux.

2.2.3 Composants d'une Matrice de Butler

1. Les coupleurs hybrides -3 dB à 90° : (*Quadrature Hybrid Coupler*)

Ces dispositifs divisent un signal d'entrée en deux parties égales (-3 dB) avec un déphasage de 90 degrés entre elles. Ce déphasage est essentiel pour créer les faisceaux directionnels.

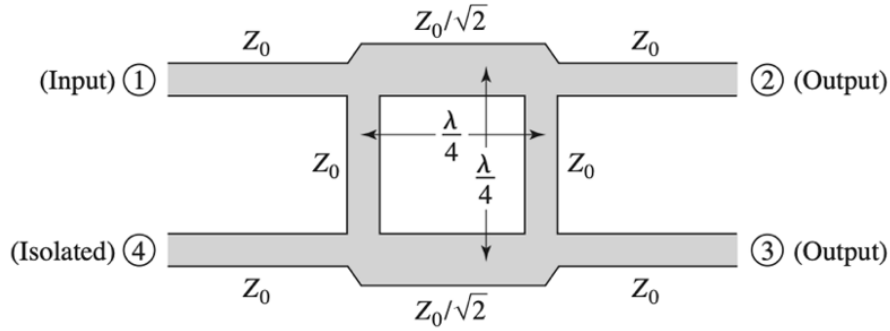


FIGURE 2.4 – La géométrie d'un coupleur hybride -3 dB à 90° [8, p. 343].

Ce type de coupleur hybride est souvent réalisé sous forme de ligne microstrip ou de ligne stripline, comme illustré à la Figure 2.4, et est également connu sous le nom de coupleur à branches (*branch-line coupler*). Le fonctionnement de base du coupleur à branches est le suivant : avec tous les ports adaptés, la puissance entrant par le port 1 est divisée de manière égale entre les ports 2 et 3, avec un déphasage de 90° entre ces sorties. Aucune puissance n'est couplée au port 4 (le port isolé) [8].

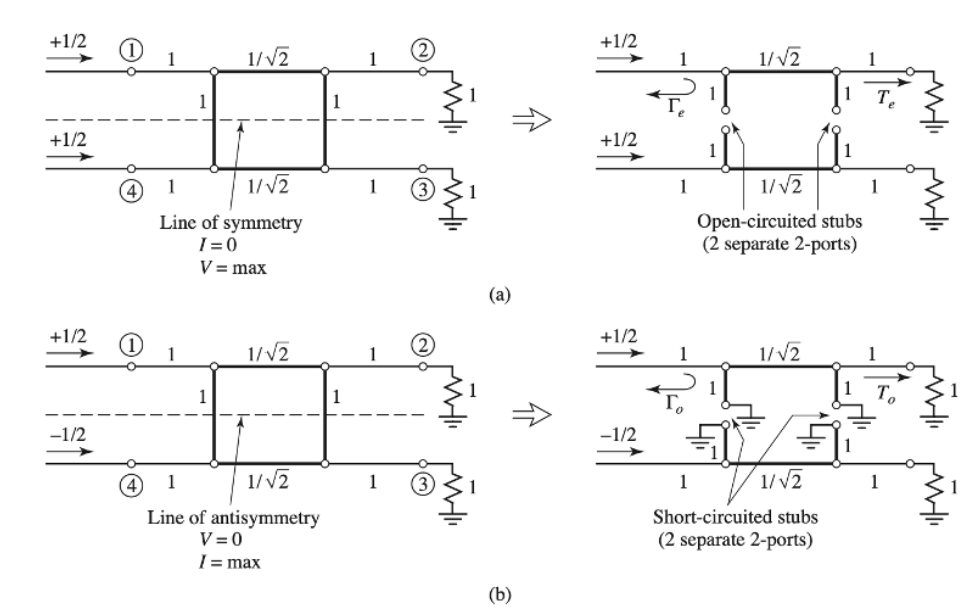


FIGURE 2.5 – Décomposition du coupleur en excitations en modes pair et impair. (a) Mode pair. b) Mode impair

En se référant à la Figure 2.5, l'analyse du fonctionnement du coupleur en quadrature repose sur une technique de décomposition en modes pairs et impairs [8, p. 344]. Cette approche permet de modéliser le comportement global du coupleur hybride à l'aide de la matrice de diffusion, également appelée matrice S, comme présenté dans l'équation (2.3).

$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

Ce coupleur se distingue par sa grande symétrie, permettant d'utiliser n'importe quel port comme port d'entrée. Les ports de sortie se situent toujours du côté opposé à la jonction par rapport au port d'entrée, tandis que le port isolé correspond au port restant du même côté que le port d'entrée. Cette symétrie est également visible dans la matrice de diffusion (*ou matrice S*), où chaque ligne peut être obtenue par une transposition de la matrice.

2. Les déphaseurs : (*Phase Shifter*)

Les déphaseurs jouent un rôle crucial dans une matrice de Butler en introduisant des déphasages spécifiques dans les signaux, garantissant que les signaux de sortie se combinent correctement pour former des faisceaux dirigés dans des directions prédéfinies. Dans leur forme la plus courante, les déphaseurs sont réalisés sous forme de lignes de transmission de longueur soigneusement calculée.

La différence de longueur entre le chemin de référence (*Reference Arm*) et le chemin de retard (*Delay Arm*) génère un déphasage précis. Ce déphasage est dû à la différence de temps que met le signal pour parcourir chaque chemin. Une illustration de ce concept est présentée dans la Figure 2.6.

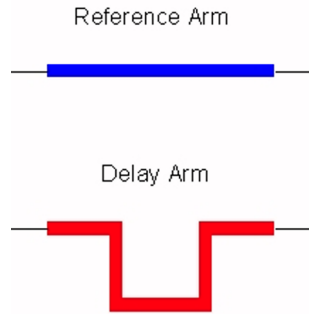


FIGURE 2.6 – Principe de fonctionnement d'un déphaseur : chemin de référence (en bleu) et chemin de retard (en rouge).

Le déphasage $\Delta\phi$ introduit par une ligne de transmission est donné par l'équation (2.4) [14, p. 44] :

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta L \quad (2.4)$$

où ΔL est la différence de longueur entre les deux chemins, et λ est la longueur d'onde du signal.

3. Les croisements : (*Crossover*)

Les croisements permettent la transmission croisée des signaux tout en maintenant une isolation efficace entre les chemins (Figure 2.7). Ils sont souvent réalisés en connectant deux coupleurs hybrides en cascade.

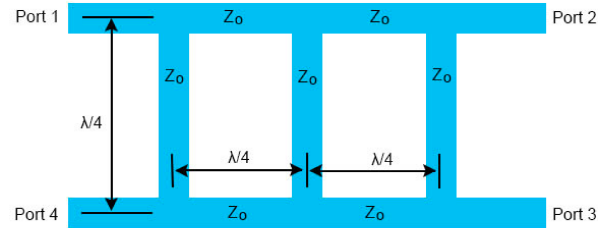


FIGURE 2.7 – Un exemple de croisement.

Le signal qui traverse le premier coupleur est divisé en deux signaux déphasés de 90° . Ensuite, ces signaux sont réinjectés dans le deuxième coupleur hybride, ce qui permet de réorienter les signaux tout en maintenant une isolation efficace entre les chemins croisés [14] [8].

2.2.4 Applications

- **Dans les Réseaux d'Antennes Déphasées :** La matrice de Butler est largement utilisée dans les réseaux d'antennes déphasées, où elle est cruciale pour diriger les signaux dans plusieurs directions sans nécessiter de composants actifs.
- **Dans les Systèmes de Communication :** Elle est particulièrement utile dans les systèmes de communication comme les radars, les communications par satellite et les réseaux 5G/6G, où un contrôle précis de la direction des signaux transmis est nécessaire.

2.2.5 Avantages

- **Simplicité et Rentabilité :** La matrice de Butler est un dispositif passif, ce qui signifie qu'elle ne nécessite pas de composants électroniques actifs, la rendant plus simple et plus économique que les systèmes de formation de faisceaux actifs.
- **Capacité Multi-faisceaux :** Elle permet la création simultanée de plusieurs faisceaux qui peuvent être dirigés pour couvrir différentes zones ou utilisateurs, ce qui la rend très efficace dans des scénarios où une large couverture ou le suivi de plusieurs cibles est nécessaire.

2.2.6 Limitations

- **Directions des Faisceaux Fixes :** Une des limitations est que les directions des faisceaux sont fixes une fois que la matrice est conçue. La matrice de Butler ne peut pas changer dynamiquement les directions des faisceaux en réponse aux changements environnementaux.
- **Limites de Bande Passante :** La matrice de Butler est généralement conçue pour une gamme de fréquences spécifique. Ses performances peuvent se dégrader si la fréquence opérationnelle s'écarte significativement de la fréquence de conception.

2.2.7 Exemple d'utilisation

Dans les réseaux 5G modernes, les matrices de Butler sont utilisées pour orienter les faisceaux vers les utilisateurs dans les zones à haute densité, améliorant ainsi la force du signal et réduisant les interférences.

2.2.8 Conclusion

La matrice de Butler est un composant fondamental dans de nombreux systèmes d'antennes, permettant une transmission efficace des signaux dans plusieurs directions de manière simple et économique. Bien qu'elle présente certaines limitations, ses avantages en termes de simplicité et de capacités multifaisceaux en font un outil précieux dans les technologies de communication actuelles et émergentes.

2.3 Les antennes Microstrip

2.3.1 Introduction aux antennes Microstrip

Les antennes patch, ou antennes Microstrip, ont été développées dans les années 1970 et rapidement qualifiées comme l'une des meilleures solutions pour l'utilisation en communication à haute fréquence. Elles sont très attrayantes, car elles sont peu coûteuses à fabriquer, légères et faciles à intégrer sur des substrats bidimensionnels, comme des circuits imprimés. Plus précisément, elles sont le plus efficacement utilisées dans les applications où l'encombrement et la portabilité sont des préoccupations critiques, telles que les télécommunications sans fil, les satellites et les systèmes radar [3, p.811].

Au cours des dernières décennies, des travaux de recherche ont été entrepris pour augmenter la bande passante, le gain et la directivité des antennes patch. De plus, les applications des études les plus récentes sont également parmi les plus rigoureuses, par exemple les réseaux 5G/6G qui exigent des conceptions multi-antennes et des matériaux de pointe pour répondre aux exigences de fréquence plus élevée [15]. Ces développements technologiques ont rendu les antennes patch une composante d'usage courant des technologies de communication sans fil modernes et des dispositifs connectés, y compris l'Internet des objets et les véhicules autonomes [16].

2.3.2 Types d'antennes Microstrip et comparaison

Types d'alimentation d'antennes

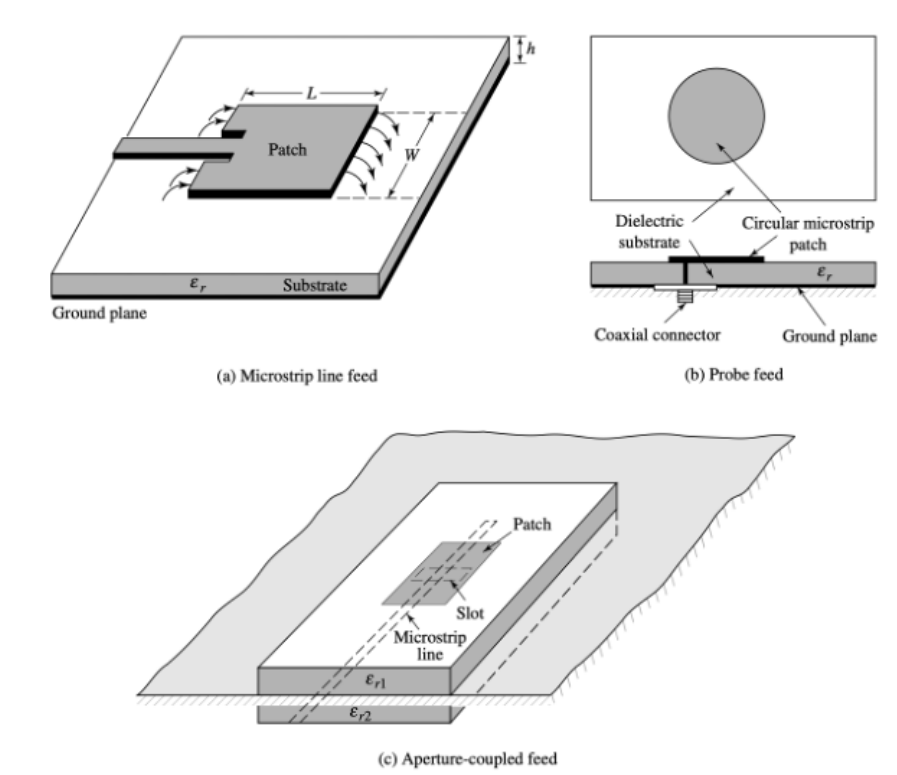


FIGURE 2.8 – Différents types d'alimentation d'antennes Microstrip. [3, p.814]

Les **antennes Microstrip** se déclinent en plusieurs **types** selon la **méthode d'alimentation**, chacune ayant des avantages spécifiques en fonction des performances recherchées. Les méthodes d'alimentation les plus courantes incluent l'alimentation **encastrée** (*inset feed*), l'alimentation par sonde (*probe feed*), et l'alimentation à couplage par ouverture (*aperture coupled feed*). Ces méthodes influencent directement **la bande passante**, **l'efficacité**, et la facilité de conception [3] [17].

- **Alimentation encastrée (Inset Feed, Figure 2.8 (a))** : Dans cette configuration, la ligne d'alimentation est insérée directement dans le patch à une position calculée pour optimiser l'adaptation d'impédance. Cette technique est particulièrement avantageuse pour sa simplicité de conception et sa faible perte de retour, bien qu'elle présente une bande passante relativement réduite. Elle est souvent utilisée dans des applications nécessitant une antenne à profil bas avec des exigences de bande passante modérées.
- **Alimentation par sonde (Probe Feed, Figure 2.8 (b))** : Ici, une sonde métallique est utilisée pour connecter le patch au plan de masse. Cette méthode est appréciée pour sa capacité à offrir une large bande passante, particulièrement utile dans les systèmes de communication à haute fréquence. Cependant, le principal inconvénient réside dans les effets parasites créés par la sonde, qui peuvent réduire

les performances en termes de rayonnement à haute fréquence.

- **Alimentation à couplage par ouverture (Aperture Coupled Feed, Figure 2.8 (c))** : Ce type d'antenne utilise une ouverture dans le plan de masse pour isoler le patch et l'alimentation, offrant une bande passante plus large et un meilleur contrôle du faisceau rayonné. Bien que cette technique améliore l'isolation entre l'alimentation et le patch, elle est plus complexe à fabriquer et nécessite un alignement précis des différentes couches du substrat.

Comparaison

En termes de **bande passante**, l'**alimentation à couplage par ouverture** offre les meilleures performances grâce à une meilleure isolation entre les composants, suivie par l'**alimentation par sonde**, qui reste une option viable pour les applications à large bande. L'**alimentation encastrée** est plus simple et économique, mais limite la bande passante, ce qui la rend idéale pour les applications où les performances modérées sont acceptables. En termes de **facilité de fabrication**, l'alimentation encastrée est la plus simple, tandis que l'antenne à couplage par ouverture est plus complexe, en raison des multiples couches de substrat à aligner [4] [3].

TABLEAU 2.1 – Comparaison entre différents modes d'alimentation [4] [3]

Méthode d'Alimentation	Avantages	Inconvénients	Applications	Facilité de Fabrication
Encastrée (<i>Inset Feed</i>)	Design simple, faible perte de retour	Bande passante réduite	Antenne à profil bas, bande passante modérée	Simple
Par sonde (<i>Probe Feed</i>)	Large bande passante, utile pour fréquences élevées	Effets parasites pouvant réduire les performances à haute fréquence	Systèmes de communication à haute fréquence	Moyenne
Par couplage par ouverture (<i>Aperture Coupled Feed</i>)	Bande passante plus large, meilleur contrôle du faisceau rayonné	Fabrication complexe, alignement précis requis	Applications nécessitant une large bande et un bon contrôle du faisceau	Complexe

C'est après avoir fait cette comparaison que nous avons décidé de nous concentrer exclusivement sur l'antenne à alimentation encastrée (*Inset Patch*) afin de simplifier le processus de fabrication, dans le but d'approfondir la compréhension de son fonctionnement.

2.3.3 Principe de fonctionnement des antennes Microstrip

Le principe de fonctionnement des antennes patch repose sur l'utilisation de la résonance d'un élément rayonnant, généralement une fine couche conductrice (appelée patch), placée sur un substrat isolant qui sépare cette couche d'un plan de masse. Le patch peut prendre différentes formes géométriques, comme un carré, un rectangle, un cercle ou toute autre forme adaptée à l'application spécifique.

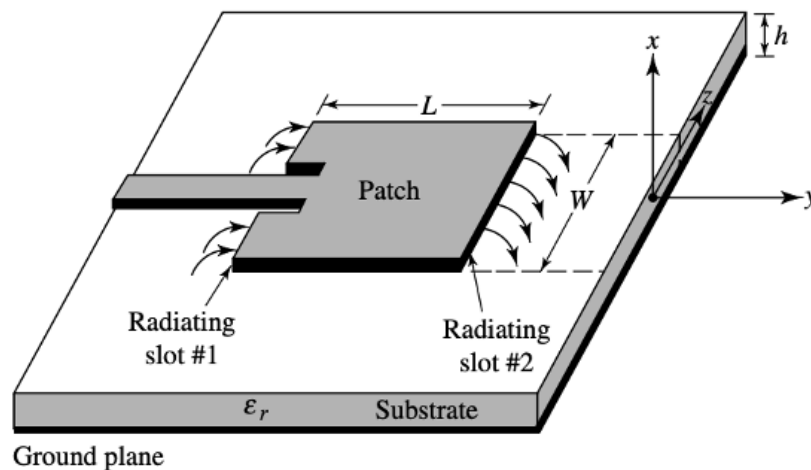


FIGURE 2.9 – Exemple d'une antenne à alimentation encastrée (*Inset feed*).

Figure 2.9 illustre une antenne Microstrip, également connue sous le nom d'antenne *patch*. Une analyse détaillée de ses différentes composantes et de son principe de fonctionnement est présentée ci-après [4] [3] :

Structure générale

- **Patch** : Le patch est la partie principale qui rayonne. Il est placé au-dessus d'un plan de masse (*Ground Plane*), avec un substrat isolant (*Substrate*) entre les deux. Le patch est généralement de forme rectangulaire, avec une longueur L et une largeur W .
- **Substrat** : Le patch repose sur un substrat isolant dont la permittivité est notée ϵ_r . Ce substrat sépare le patch du plan de masse et influence également les propriétés de l'antenne, notamment sa bande passante et son efficacité. Un substrat avec une constante diélectrique élevée permettra une antenne plus compacte, mais avec une bande passante réduite.
- **Plan de masse** (*Ground Plane*) : Situé sous le substrat, il réfléchit les ondes électromagnétiques émises par le patch pour améliorer l'efficacité du rayonnement. Il contribue à la directionnalité du rayonnement de l'antenne.
- **Alimentation encastrée** (*Inset Feed*) : La ligne d'alimentation est insérée directement dans le patch à une certaine position, optimisant ainsi l'impédance d'entrée de l'antenne.

- **Bande passante** : Les antennes microstrip ont une bande passante limitée, généralement entre 1 % et 5 % de la fréquence centrale. Cependant, cette bande passante peut être élargie en utilisant des substrats à faible constante diélectrique ϵ_r ou en empilant plusieurs couches de patches [18].
- **Polarisation et directivité** : L'antenne microstrip est généralement conçue pour avoir une polarisation linéaire, mais elle peut aussi être modifiée pour produire une polarisation circulaire en ajustant la forme ou la méthode d'alimentation. La directivité de l'antenne microstrip est modérée, avec un diagramme de rayonnement principalement perpendiculaire au patch [19].

Le rayonnement

Le rayonnement d'une antenne patch microstrip dépend principalement de deux éléments étroitement liés : **les fentes rayonnantes** (*radiating slots*) et **les champs de frange** (*fringing fields*). Voici une explication de leur rôle respectif dans le processus de rayonnement [3] :

Fentes rayonnantes (*Radiating slots*) :

Les fentes rayonnantes (*radiating slots*) sont les bords du patch à travers lesquels le champ électromagnétique est généré et rayonné dans l'espace libre sous forme d'ondes. En tant qu'ouvertures où les courants se terminent, elles provoquent la génération de champs électromagnétiques dans l'air. Les antennes patch microstrip rayonnent des ondes électromagnétiques à partir de deux fentes rayonnantes (fente rayonnante $n^{\circ}1$ et fente rayonnante $n^{\circ}2$, Figure 2.9), situées aux extrémités opposées du patch, parallèlement à sa largeur W et généralement le long de la longueur L . Ces fentes constituent une discontinuité dans les champs électromagnétiques, à partir de laquelle le rayonnement est directement émis. Elles jouent un rôle clé en tant que principales sources de rayonnement dans une antenne patch, définissant les points où les ondes électromagnétiques sont émises dans l'espace environnant.

Champs de frange (*Fringing fields*) :

Les champs de frange (*fringing fields*) sont les lignes de champ électrique qui s'étendent légèrement au-delà des bords physiques du patch, particulièrement autour des *radiating slots*, en raison de la discontinuité diélectrique entre le substrat et l'air (Figure 2.10). Bien qu'ils ne soient pas directement responsables du rayonnement, ces champs de frange augmentent la zone effective à partir de laquelle le rayonnement se produit, influençant ainsi la longueur et la largeur effectives du patch. Cela impacte la fréquence de résonance et le comportement global de l'antenne. De plus, ces champs améliorent la directivité et l'efficacité du rayonnement en élargissant légèrement la zone à partir de laquelle les ondes sont émises.

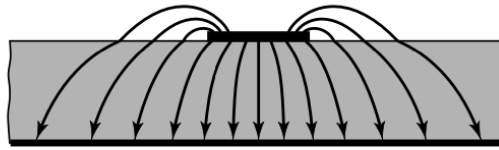


FIGURE 2.10 – Exemple de champs de frange.

En résumé, les fentes rayonnantes sont la principale origine du rayonnement, mais les champs de frange contribuent considérablement à la performance globale du rayonnement, en augmentant la superficie de rayonnement et en influençant le rendement total de l'antenne. Ces deux phénomènes sont donc fortement liés et complémentaires dans la conception et le fonctionnement d'une antenne patch. L'antenne émet des ondes électromagnétiques à travers les fentes périphériques, tandis que le plan de masse sous l'antenne réfléchit une partie du rayonnement, contribuant ainsi à accroître la directivité de l'antenne. L'alimentation encastrée aide également à améliorer l'adaptation d'impédance et à réduire les pertes.

3 Méthodologie

Cette section décrit la méthodologie utilisée pour concevoir, simuler et optimiser le réseau d'antennes à matrice de Butler. Nous utilisons des outils de simulation avancés, notamment HFSS, pour modéliser la structure et tester différents paramètres afin de garantir des performances optimales dans la bande de fréquence de 12,7 à 13,25 GHz.

3.1 Conception de la matrice de Butler

La conception d'une matrice de Butler nécessite une attention particulière aux propriétés des matériaux et aux dimensions des lignes de transmission afin de minimiser les pertes de propagation et les effets de couplage. Cette section détaille les critères de conception de la matrice de Butler et les choix effectués pour optimiser ses performances.

3.1.1 Minimisation des Pertes de Transmission

Les pertes de propagation constituent un paramètre clé dans la conception de la matrice de Butler, car elles influencent directement l'efficacité de la transmission du signal entre les différents éléments de la matrice.

Les pertes de transmission réduisent la puissance du signal arrivant aux antennes, ce qui diminue l'efficacité globale du réseau. Il est donc essentiel de minimiser ces pertes pour garantir une performance optimale. La largeur des lignes de transmission joue un rôle clé dans ce contexte, car elle influence directement les pertes de propagation. En réduisant la largeur des lignes, il est possible de concentrer l'énergie et de minimiser la dissipation, mais cela nécessite également des ajustements d'autres paramètres afin de maintenir une adaptation d'impédance adéquate. Pour atteindre cet équilibre, nous avons choisi un substrat de faible hauteur, associé à une constante diélectrique élevée, ce qui permet de réduire la largeur des lignes tout en assurant une adaptation d'impédance de 50Ω . Cette configuration favorise ainsi une diminution des pertes de transmission tout en maintenant une adaptation d'impédance cohérente.

3.1.2 Réduction de l'Effet de Couplage

Le couplage entre les lignes de transmission est un phénomène indésirable, car il peut générer des interférences et altérer la précision des signaux dirigés vers chaque antenne.

Le couplage entre les lignes de transmission peut perturber l'intégrité du signal et altérer les phases, compromettant ainsi la précision des directions de faisceau générées par le réseau d'antennes. Donc réduire cet effet est essentiel pour maintenir une séparation claire entre les chemins dans la matrice de Butler. Pour ce faire, une constante diélectrique élevée est utilisée, car elle réduit la propagation latérale des champs électromagnétiques, limitant les interférences entre les lignes adjacentes. Par ailleurs, une faible épaisseur de substrat contribue également à diminuer l'extension des champs, ce qui réduit davantage le couplage. En combinant une faible épaisseur avec une permittivité élevée, il est possible de minimiser le couplage entre les lignes, assurant ainsi une distribution plus précise des signaux au sein de la matrice de Butler.

3.1.3 Résumé

Une adaptation d'impédance cohérente est essentielle pour garantir la stabilité et les performances de la matrice de Butler. Pour ce faire, il est crucial de réduire la largeur des lignes de transmission afin de limiter les pertes de propagation et de concentrer l'énergie, tout en maintenant une adaptation d'impédance de 50Ω . Cette réduction de largeur est rendue possible par l'utilisation d'un substrat de faible hauteur combiné à une constante diélectrique élevée, permettant de respecter les exigences d'impédance et d'améliorer l'efficacité de la matrice.

En outre, une constante diélectrique élevée et une faible épaisseur de substrat contribuent également à minimiser l'effet de couplage entre les lignes, assurant ainsi une distribution précise du signal dans le réseau. Ces choix de conception optimisent la performance de la matrice de Butler en réduisant les pertes de transmission et en garantissant une adaptation d'impédance adéquate, ce qui est fondamental pour le bon fonctionnement du réseau d'antennes.

3.2 Conception d'antennes

3.2.1 Choix de la Permittivité et de l'Épaisseur du Substrat

Pour les antennes patch, il est idéal de choisir un substrat avec une permittivité modérée et une épaisseur plus élevée. Une permittivité modérée permet une meilleure efficacité de rayonnement en favorisant la propagation des ondes, tandis qu'une plus grande épaisseur de substrat améliore la bande passante et le gain des antennes. Cependant, afin de maintenir une homogénéité avec la matrice de Butler, un compromis est nécessaire sur ces paramètres.

3.2.2 Compromis entre la Matrice et les Antennes

Dans cette conception, les antennes et la matrice de Butler partagent le même substrat (Rogers RO3006) pour simplifier la fabrication et garantir la cohérence structurelle du système. Ce choix impose une constante diélectrique de $\epsilon_r = 6,15$ et une épaisseur de

0,3 mm pour répondre aux besoins contradictoires de la matrice (permittivité élevée et épaisseur faible) et des antennes (permittivité modérée et épaisseur plus élevée). Ce compromis vise à obtenir une adaptation d'impédance raisonnable et des performances acceptables pour les deux composants.

3.2.3 Configuration des Antennes Patch en Série

Dans cette conception, quatre antennes patch sont disposées en série (Figure 3.1). Le choix de cette configuration avec quatre éléments offre un bon compromis entre performance et simplicité de fabrication. En utilisant un nombre modéré d'antennes connectées en série, cela facilite ainsi la formation de faisceaux directionnels dans le réseau d'antennes. Les antennes sont espacées de manière à respecter une séparation de $\lambda/2$, ce qui optimise le rayonnement et réduit les interférences entre les éléments.

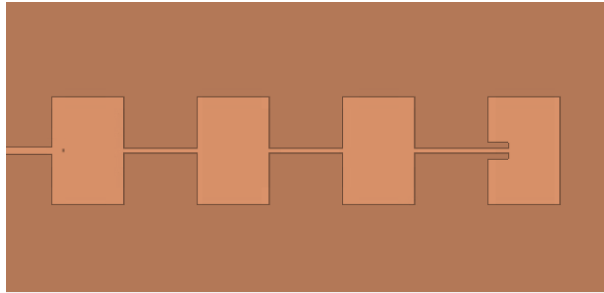


FIGURE 3.1 – Le schéma initial de conception des antennes en série.

La disposition en série facilite également l'intégration de l'ensemble sur un substrat unique, réduisant ainsi les coûts et le temps de fabrication. Comparée à des configurations nécessitant un plus grand nombre d'éléments, cette conception est plus compacte et économiquement viable, tout en maintenant une performance satisfaisante pour des applications de communication avancées.

3.2.4 Utilisation de Déphaseurs pour le Contrôle de Phase

Afin de contrôler le déphasage et la puissance entre les antennes, des déphaseurs et des insertions (*Inset*) sont intégrés entre les éléments du réseau. Les déphaseurs permettent d'ajuster précisément le signal pour que chaque antenne reçoive le déphasage requis, orientant ainsi le faisceau dans la direction souhaitée sans affecter la distance de séparation entre les éléments. Les insertions sont également utilisées pour optimiser l'adaptation d'impédance de chaque antenne, assurant ainsi que tous les éléments reçoivent et émettent la même puissance Figure 3.2.

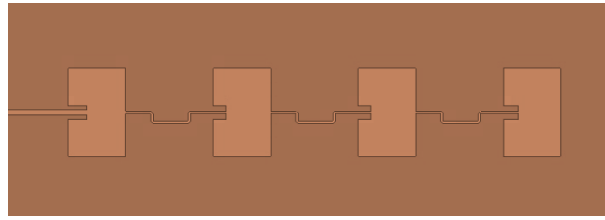


FIGURE 3.2 – Une deuxième approche de conception des antennes en série.

Grâce à cette configuration, chaque antenne est capable d'émettre en phase et avec une puissance uniforme, ce qui permet de maintenir un faisceau centré et de maximiser la directivité du réseau. Cette approche est essentielle pour obtenir une formation de faisceau passive, où le contrôle précis de la phase et de la puissance assure une performance optimale du système dans la bande de fréquence ciblée.

3.2.5 Réduction de la Largeur des Lignes de Transmission entre les Antennes

La largeur des lignes de transmission reliant les antennes patch est réduite pour minimiser les pertes de transmission, limiter l'effet de couplage entre les éléments, et même pour mieux adapter l'impédance aux bords des patches. Cette réduction de largeur favorise une concentration de l'énergie et une meilleure isolation entre les antennes, contribuant ainsi à la performance globale du réseau Figure 3.2.

3.2.6 Largeur de la Ligne d'Alimentation Principale

La ligne d'alimentation principale, qui connecte la matrice de Butler au réseau d'antennes, est conçue avec une largeur égale à celle de la matrice, autant que possible, afin d'assurer une adaptation d'impédance optimale entre les deux composants sans nécessiter l'ajout de transformateurs à quart d'onde. Cette continuité de largeur simplifie la conception, réduit les réflexions de signal et garantit une meilleure efficacité de transmission entre la matrice et les antennes. En évitant les transformateurs à quart d'onde, la configuration reste plus compacte et facilite la fabrication tout en maintenant une adaptation d'impédance cohérente Figure 3.2.

3.3 Conception du Système

La conception de notre système repose sur une matrice de Butler 4x4 combinée à des antennes patch simples, le tout intégré sur un seul substrat. Nous avons choisi le substrat Rogers RO3006 (tm), qui offre une constante diélectrique de $\epsilon_r = 6,15$ et une épaisseur de 0,3 mm. Ce choix représente le compromis idéal pour répondre aux exigences contradictoires de la matrice de Butler et des antennes : la matrice, pour une meilleure adaptation d'impédance, demande une permittivité élevée et une faible épaisseur, tandis

que les antennes patch, pour un rayonnement optimal, bénéficieraient davantage d'une permittivité plus modérée et d'une épaisseur plus importante. En utilisant un seul substrat pour ces deux composants, cette conception simplifie le processus de fabrication tout en garantissant des performances optimales dans la bande de fréquence cible.

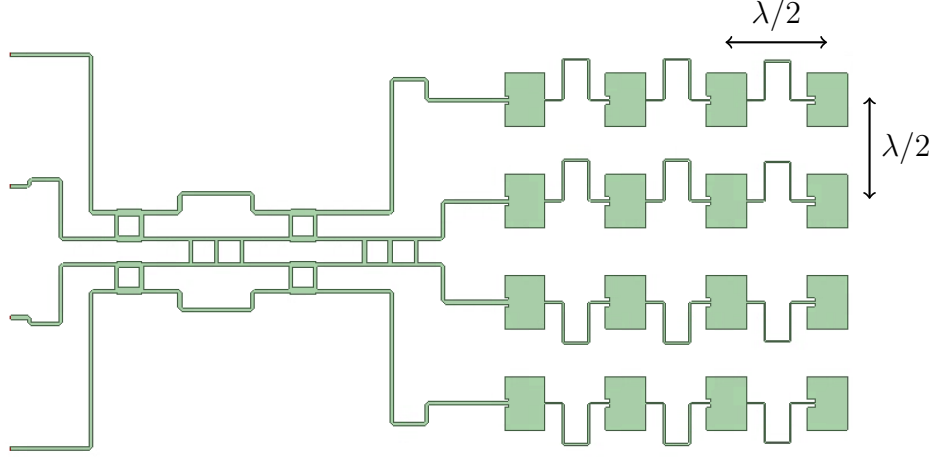


FIGURE 3.3 – Le schéma de conception finale.

Pour positionner chaque série d'antennes à une distance de $\lambda/2$ l'une de l'autre, nous avons ajouté des extensions aux ports de sortie de la matrice de Butler (D_{out} , Figure 3.4). Ces extensions, bien qu'essentiellles pour respecter l'espacement, introduisent un déphasage indésirable. Pour compenser cet effet et maintenir le déphasage précis nécessaire au faisceau, des déphaseurs ont été intégrés. Cette solution permet non seulement de garantir l'espacement optimal entre les séries d'antennes, mais aussi de préserver la cohérence de phase, assurant ainsi un rayonnement directionnel efficace.

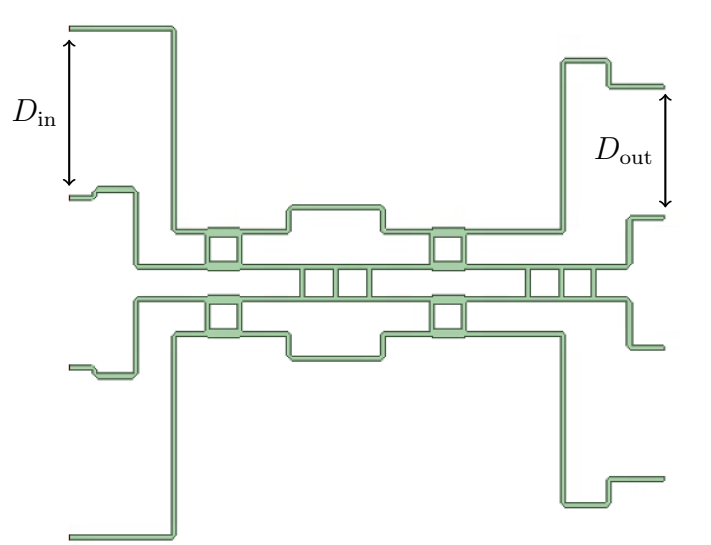


FIGURE 3.4 – L'espacement entre les entrées et les sorties de la matrice de Butler

Aux ports d'entrée de la matrice de Butler (D_{in} , Figure 3.4), des extensions ont été

ajoutées pour créer suffisamment d'espace pour les connecteurs SMA. Ces extensions permettent d'éviter tout encombrement autour des connecteurs, facilitant ainsi leur installation et assurant une connexion stable. Cette configuration offre non seulement un montage plus pratique, mais elle améliore également la gestion de l'intégrité du signal, tout en maintenant une structure compacte et fonctionnelle.

3.4 Outils de Simulation

Pour ce projet, nous avons utilisé **HFSS (High Frequency Structure Simulator)**, un logiciel de référence pour analyser le comportement électromagnétique de notre système. HFSS est particulièrement bien adapté à la conception de structures radiofréquence et micro-ondes, ce qui en fait un choix idéal pour simuler la matrice de Butler et les antennes patch dans la bande de fréquence ciblée.

Paramètres de Simulation :

- **Ports "Lumped"** : Nous avons utilisé des ports *lumped* pour modéliser les connexions d'alimentation, avec une impédance fixée à 50 ohms pour assurer une bonne adaptation. Ce type de port est bien adapté pour simuler des points d'alimentation localisés dans notre configuration.
- **Conditions aux Limites "Perfect E"** : Pour modéliser les conducteurs parfaits du réseau d'antennes et de la matrice, nous avons appliqué des conditions aux limites "*Perfect E*". Ces conditions supposent que les conducteurs ont une conductivité parfaite, ce qui aide à minimiser les pertes et à concentrer l'analyse sur l'adaptation d'impédance et la distribution de phase.
- **Définition du Substrat et des Conducteurs** : Le substrat choisi est le *Rogers RO3006*, avec une constante diélectrique de 6,15 et une épaisseur de 0,254 mm, que nous avons configuré dans HFSS pour correspondre aux caractéristiques réelles du système. Les lignes de transmission et les antennes patch sont modélisées avec une conductivité standard de cuivre, ce qui permet de représenter avec précision les pertes de conduction.

Méthode de Résolution :

HFSS utilise la **méthode des éléments finis (FEM)**, une technique de calcul qui subdivise la structure en petits éléments pour analyser les interactions électromagnétiques avec précision. Cette approche nous permet de capturer des détails importants comme le couplage, les pertes, et les réflexions dans notre réseau d'antennes et notre matrice de Butler.

Grâce à ces paramètres, HFSS nous fournit des résultats précis sur des aspects clés de la performance, comme le gain, le VSWR, et le diagramme de rayonnement, nous permettant de valider notre conception dans cette bande de fréquence.

4 Résultats et Discussion

4.1 Performance de la matrice de Butler

Avant de présenter les résultats de simulation, il convient tout d'abord de rappeler que les dimensions et la géométrie de la matrice de Butler, utilisées dans cette analyse, sont détaillées dans la Figure 4.24. En effet, cette figure fournit non seulement les longueurs et les angles des lignes de transmission, mais aussi l'organisation des différents ports. Ces éléments, indispensables pour une répartition correcte des signaux, jouent un rôle clé dans la réalisation des performances optimales attendues dans la bande de fréquence ciblée.

4.1.1 Les coupleurs

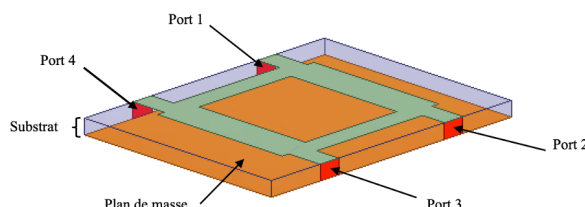


FIGURE 4.1 – Le schéma descriptif du coupleur sur HFSS.

Pour mieux comprendre les résultats de simulation, il est important de définir les ports du coupleur hybride -3 dB illustré (Figure 4.1). Ce composant comporte quatre ports distincts, chacun ayant un rôle précis dans la transmission et la répartition des signaux :

- **Port 1** : Ce port est l'entrée principale du signal dans le coupleur.
- **Port 2** : Ce port correspond à la sortie couplée, où la moitié du signal est transmise avec un déphasage de 90° .
- **Port 3** : La sortie directe, où l'autre moitié du signal est transmise sans déphasage supplémentaire.
- **Port 4** : Ce port est conçu pour rester isolé dans des conditions idéales, garantissant une répartition correcte de la puissance entre les Ports 2 et 3.

Ces définitions permettront de mieux comprendre la répartition des signaux et les résultats obtenus lors des simulations.

Les paramètres S du Coupleur Hybride :

La figure (Figure 4.2) présente les performances simulées du coupleur hybride -3 dB en termes de paramètres S dans la bande de fréquences 12.7 GHz à 13.2 GHz. Les résultats obtenus sont les suivants :

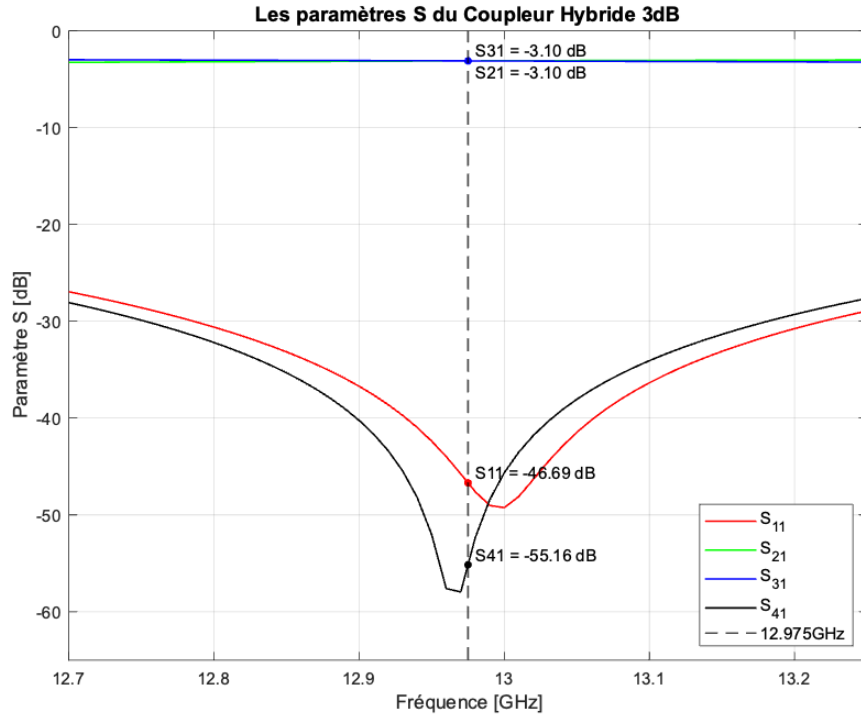


FIGURE 4.2 – Les performances simulées du coupleur hybride -3 dB.

- S_{11} (réflexion au port d'entrée) :
La valeur de S_{11} est inférieure à -46 dB à la fréquence centrale de 12.975 GHz, ce qui indique une excellente adaptation d'impédance. Cela minimise les réflexions et garantit une transmission efficace de la puissance à travers le coupleur.
- S_{21} et S_{31} (transmissions vers les ports 2 et 3) :
Les valeurs $S_{21} = -3.10$ dB et $S_{31} = -3.10$ dB montrent que la puissance du signal d'entrée est divisée de manière égale entre les deux ports de sortie. Cette division équilibrée est conforme à la théorie pour un coupleur hybride -3 dB.
- S_{41} (isolation du port 4) :
Le paramètre S_{41} est d'environ -55.16 dB à la fréquence centrale, ce qui indique que très peu de puissance fuit vers le port isolé. Cette isolation est suffisante pour garantir une séparation efficace des signaux.

Les résultats des paramètres S confirment que le coupleur hybride remplit correctement sa fonction, avec une division de puissance équilibrée, une adaptation d'impédance

optimale, et une isolation satisfaisante. La stabilité des performances dans la bande étudiée renforce sa fiabilité pour des applications dans cette plage de fréquences.

La variation de phase entre les ports de sortie :

La figure suivante (Figure 4.3) représente le déphasage entre les ports de sortie (S_{21} et S_{31}) du coupleur hybride -3 dB :

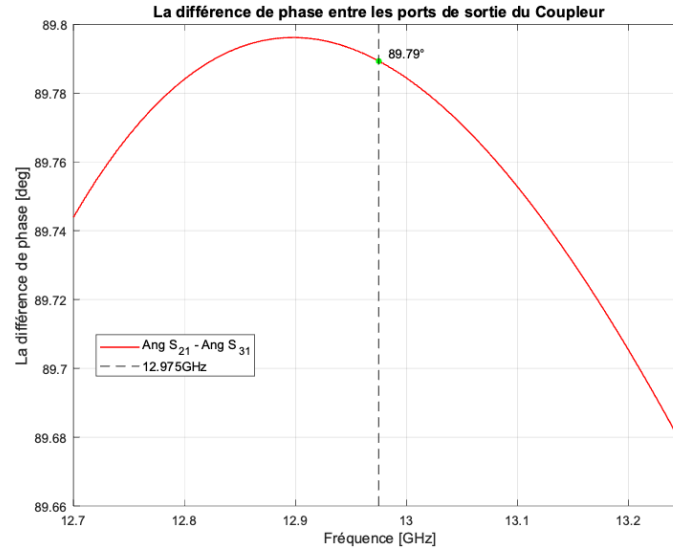


FIGURE 4.3 – Le déphasage entre les ports de sortie du coupleur hybride -3 dB.

— Le déphasage :

À la fréquence centrale de 12.975 GHz, le déphasage entre les ports de sortie du coupleur (Port 2 et Port 3) est précisément de 90° , comme attendu. Cette valeur garantit une séparation correcte des signaux entre les ports, essentielle pour le fonctionnement du coupleur.

— Stabilité dans la bande :

Le déphasage entre le port 2 et le port 3 reste relativement constant sur la bande étudiée (12.7 GHz à 13.2 GHz). Cette stabilité garantit une cohérence des signaux et une performance optimale.

Ces résultats valident la capacité du coupleur à fournir des déphasages précis entre les ports de sortie, une caractéristique fondamentale pour assurer le bon fonctionnement de la matrice de Butler dans la formation de faisceaux.

Conclusion :

Les résultats des simulations montrent que le coupleur hybride -3 dB répond aux critères de conception théoriques :

- Une division équilibrée de la puissance (S_{21} et S_{31} proches de -3 dB),
- Une adaptation d'impédance exemplaire ($S_{11} < -46$ dB),

- Une isolation parfaite ($S_{41} < -55$ dB),
- Et des déphasages précis ($\text{Ang}(S_{21}) - \text{Ang}(S_{31}) \approx 90^\circ$).

Ces performances stables et fiables valident l'intégration du coupleur dans la matrice de Butler, où la cohérence des phases et la précision des transmissions sont essentielles.

4.1.2 Les croisements (Crossover)

Le croisement (crossover) est un composant essentiel de la matrice de Butler, permettant la transmission croisée des signaux tout en assurant une isolation efficace entre les chemins parallèles. La figure illustre la structure du croisement et ses ports (Figure 4.4), chacun jouant un rôle spécifique.

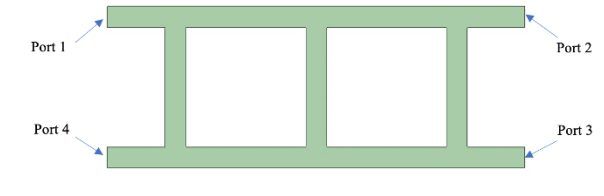


FIGURE 4.4 – Le schéma de conception du croisement.

- **Port 1 (entrée) :**
Le signal injecté à ce port est transmis directement au Port 3, traversant le croisement sans modification significative de phase ou d'amplitude.
- **Port 3 (sortie directe) :**
Ce port reçoit le signal provenant du Port 1 avec un minimum de pertes.
- **Port 4 (entrée croisée) :**
Le signal injecté à ce port est transmis directement au Port 2, suivant une trajectoire croisée.
- **Port 2 (sortie croisée) :**
Ce port reçoit le signal provenant du Port 4, avec des pertes minimales et une bonne isolation par rapport au chemin direct (Port 1 vers Port 3).

Les paramètres S du croisement :

La Figure 4.5 met en évidence les performances simulées des paramètres S du croisement dans la bande de fréquences 12.7 GHz à 13.2 GHz. À la fréquence centrale de 12.975 GHz, le paramètre S_{11} est de -43.61 dB, indiquant une excellente adaptation d'impédance et des réflexions minimales.

Le paramètre S_{31} , qui correspond à la transmission directe entre les ports 1 et 3, est proche de 0 dB ($S_{31} = -0.13$ dB), ce qui confirme que la quasi-totalité de la puissance injectée au port 1 est dirigée vers le port 3, avec des pertes négligeables. Les faibles valeurs de S_{21} (-33.91 dB) et S_{41} (-38.12 dB) indiquent que très peu de puissance fuit vers les ports 2 et 4, garantissant une isolation parfaite et une concentration efficace de la puissance vers le port 3.

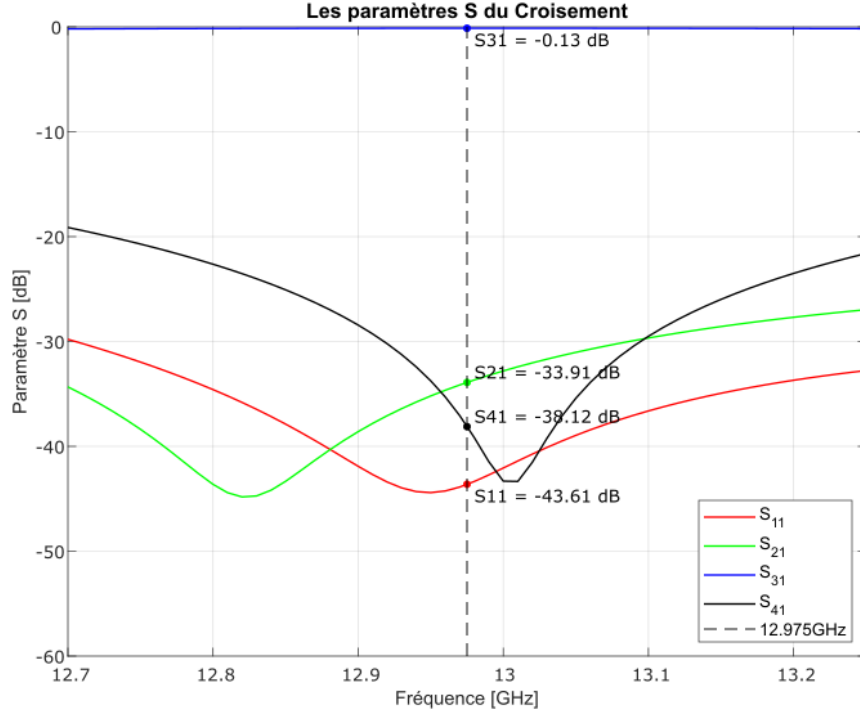


FIGURE 4.5 – *Les performances simulées du croisement.*

Ces résultats valident la performance du croisement, qui assure une transmission optimale et un confinement précis des signaux dans la bande de fréquence cible, en conformité avec les exigences de la matrice de Butler.

4.1.3 La matrice de Butler de taille 4x4

La distribution du signal de la matrice 4x4 :

La Figure 4.6 met en lumière la distribution du courant électromagnétique dans la matrice de Butler pour différentes excitations des ports d'entrée. Les sous-figures (a), (b), (c) et (d) représentent respectivement les cas où les ports 1, 2, 3 et 4 sont excités.

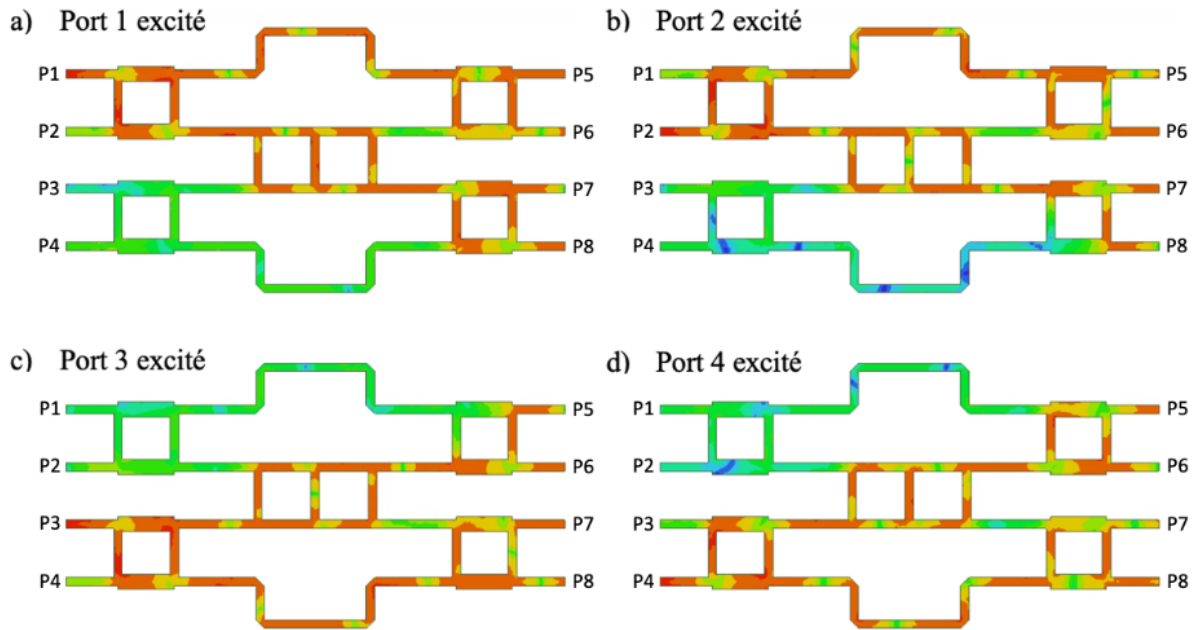


FIGURE 4.6 – Distribution du Courant Électromagnétique dans la Matrice de Butler pour différentes excitations des ports.

(a) Port 1 excité : Le courant est injecté au port 1, et il se propage à travers les chemins de la matrice pour atteindre les ports de sortie assignés tout en respectant les propriétés de la matrice, telles que le déphasage et la division du signal.

(b) Port 2 excité : Lorsque le port 2 est excité, le courant suit un autre ensemble de chemins, démontrant la capacité de la matrice à gérer les signaux provenant de ports multiples.

(c) Port 3 excité : Dans ce cas, le courant injecté au port 3 se répartit conformément à la conception de la matrice, mettant en évidence l'efficacité des croisements et des coupleurs.

(d) Port 4 excité : Le courant injecté au port 4 montre une propagation symétrique et cohérente, confirmant la performance de la matrice dans toutes les configurations d'excitation.

Cette figure met en évidence les performances globales de la matrice de Butler dans la gestion des signaux entrants et leur répartition entre les ports de sortie. La cohérence des chemins et la répartition homogène des signaux montrent que la matrice est bien conçue pour assurer une transmission efficace et respecter les déphasages nécessaires. Ces résultats confirment que la matrice répond aux exigences théoriques, avec une performance stable pour chacune des excitations des ports.

Paramètres S de la matrice 4x4 :

Cette figure illustre les paramètres S des quatre ports de la matrice de Butler (Figure 4.7), représentant les pertes par réflexion et le couplage entre les ports. Les résultats montrent une bonne adaptation au port principal pour chaque cas, avec des valeurs de S_{11} , S_{22} , S_{33} , et S_{44} inférieures à -25 dB à la fréquence centrale de 12.975 GHz, indiquant une faible réflexion.

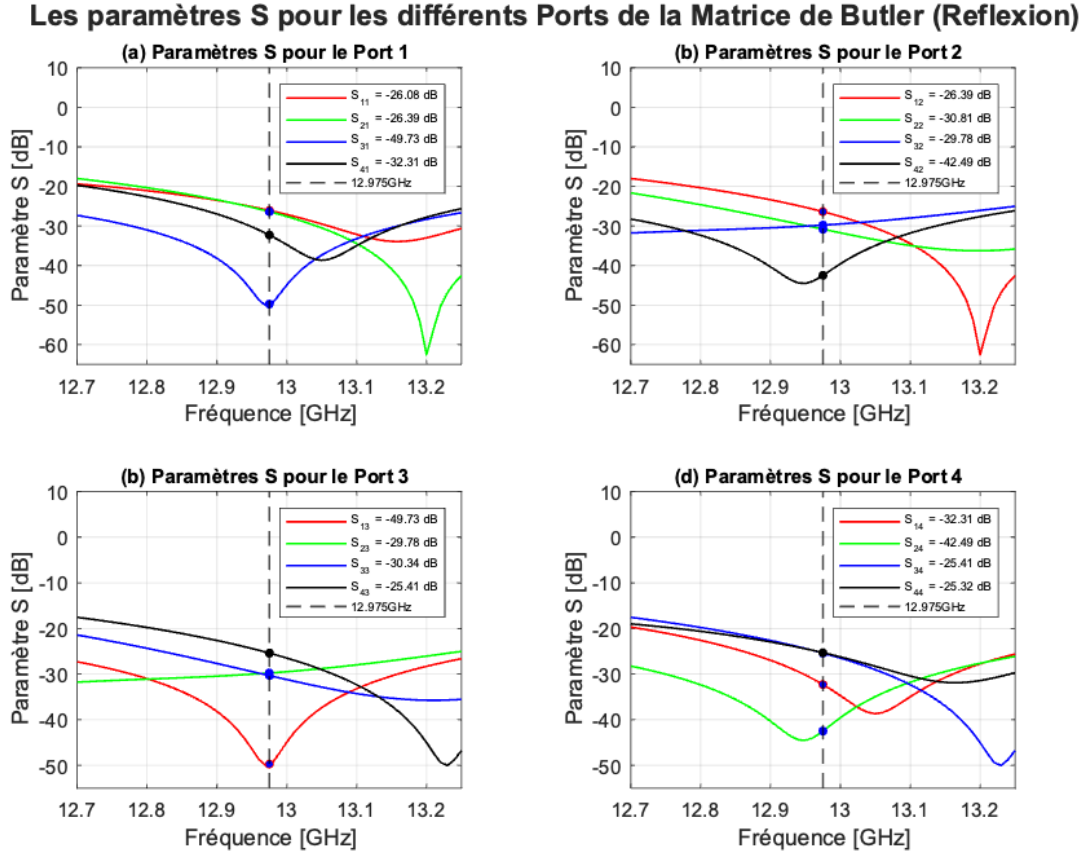


FIGURE 4.7 – Les paramètres S de la matrice de Butler (réflexion).

Les paramètres de transmission croisée (S_{ij} où $i \neq j$) restent également inférieurs à -20 dB, garantissant un bon isolement entre les ports. Ces résultats confirment le bon comportement de la matrice en termes de réflexion et de couplage dans la bande étudiée.

Les paramètres S pour les différents Ports de la Matrice de Butler (Transmission)

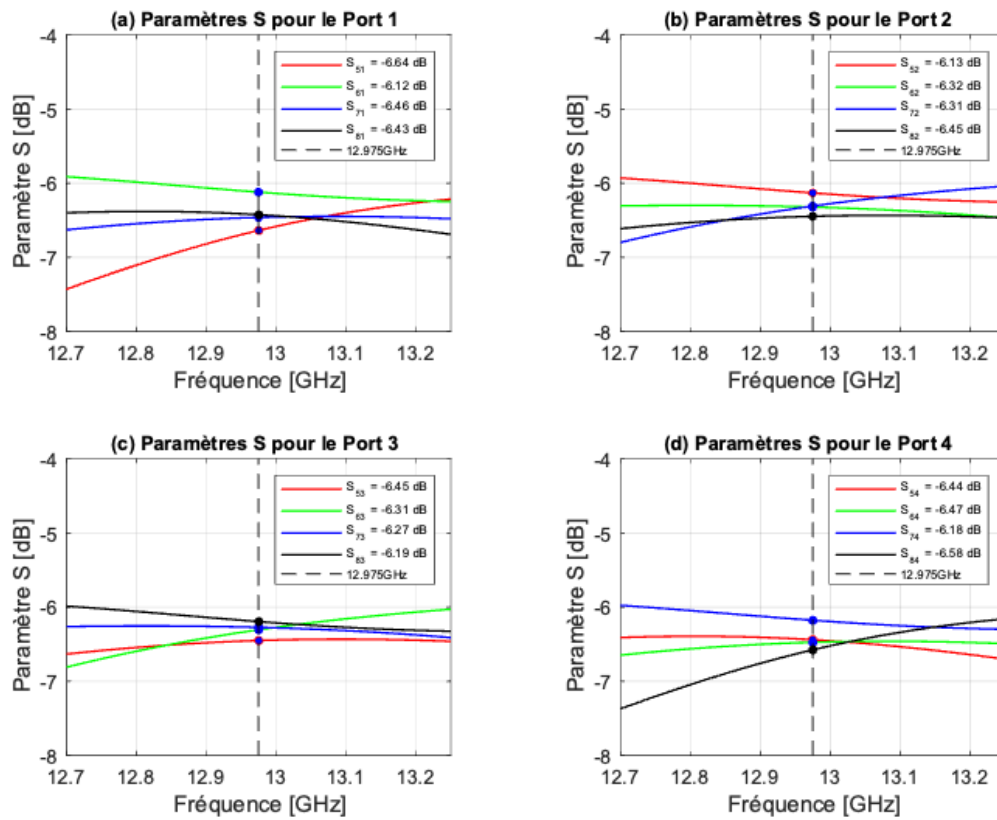


FIGURE 4.8 – Les paramètres S de la matrice de Butler (Transmission).

D'après la Figure 4.8 concernant la transmission des signaux entre les ports de la matrice de Butler, on observe une répartition équilibrée des signaux entre les différents ports de sortie, avec des niveaux proches de -6.4 dB, ce qui correspond aux performances attendues pour un coupleur hybride 3 dB.

À la fréquence centrale de 12.975 GHz, les déséquilibres sont particulièrement faibles, ce qui confirme la capacité de la matrice à répartir efficacement le signal. Ces résultats mettent en évidence la cohérence et l'efficacité de la conception de la matrice dans la bande de fréquence étudiée.

Le déphasage entre les ports de la matrice 4x4 :

Les résultats de simulation montrent les déphasages entre les différents ports de sortie de la matrice de Butler. Les courbes des déphasages simulés (Figure 4.9) révèlent un bon alignement avec les valeurs théoriques, comme confirmé dans le tableau 4.1.

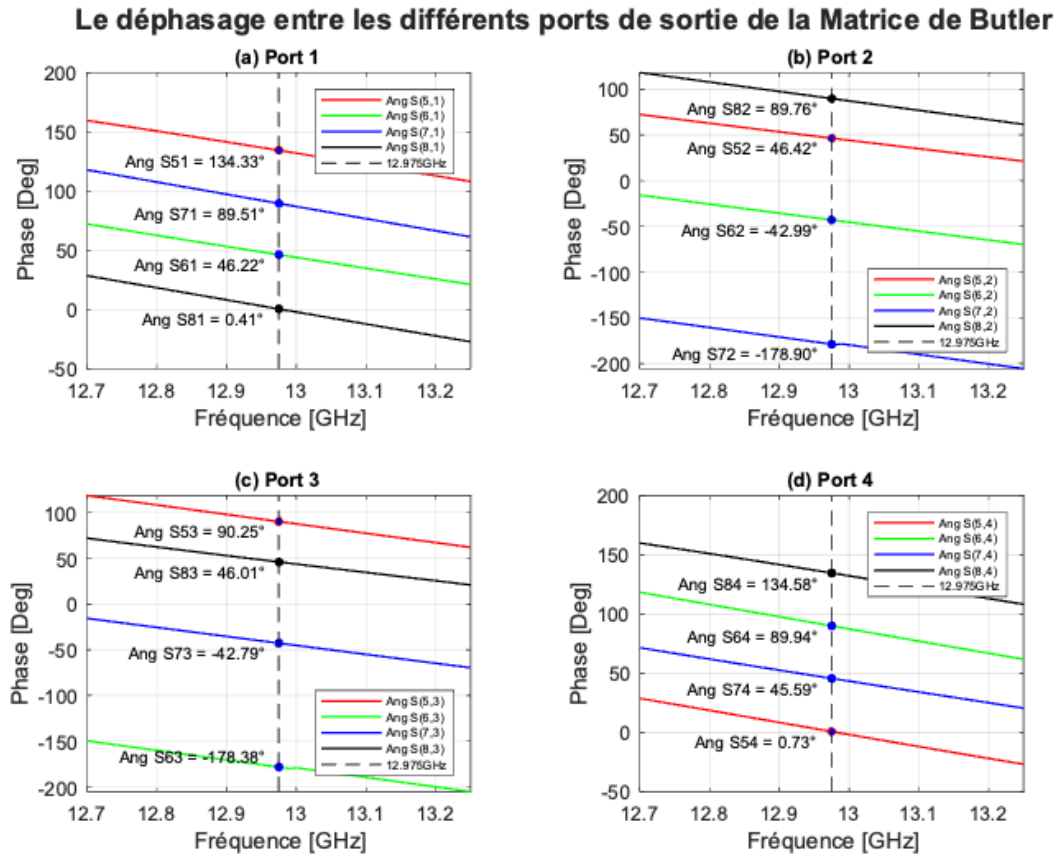


FIGURE 4.9 – Le déphasage entre les ports de sortie de la matrice de Butler.

Les résultats de simulation (Figure 4.9) montrent un bon accord entre les déphasages simulés et les valeurs théoriques pour tous les ports de la matrice de Butler, comme indiqué dans le tableau 4.1. Les erreurs restent globalement faibles, avec des écarts inférieurs à 2° dans la majorité des cas. Ces résultats confirment l'efficacité du design pour garantir un déphasage approprié entre les ports de sortie, essentiel pour une formation correcte des faisceaux dans les applications de *beamforming*.

TABLEAU 4.1 – Le déphasage entre les ports de sortie de la matrice de Butler.

	Port 1			Port 2			Port 3			Port 4		
	Sim	Théo	Erreur	Sim	Théo	Erreur	Sim	Théo	Erreur	Sim	Théo	Erreur
Port 5	134.33	135	0.67	46.42	45	-1.42	90.25	90	-0.25	0.73	0	-0.73
Port 7	89.51	90	0.49	-178.9	-180	-1.1	-42.79	-45	-2.21	45.59	45	-0.59
Port 6	46.22	45	-1.22	-42.99	-45	-2.01	-178.38	-180	-1.62	89.94	90	0.06
Port 8	0.41	0	-0.41	89.76	90	0.24	46.01	45	-1.01	134.58	135	0.42
Différence		-45			135			-135			45	

4.1.4 La matrice de Butler complète

Les paramètres S de la matrice de Butler complète :

La Figure 4.10 illustre les paramètres S associés aux réflexions dans la matrice de Butler pour les quatre ports d'entrée. Ces paramètres incluent les réflexions sur les ports eux-mêmes (S_{11} , S_{22} , S_{33} , S_{44}) ainsi que les réflexions croisées entre les ports d'entrée (par exemple, S_{21} , S_{31} , etc.).

- **Adaptation des ports principaux :** Les paramètres S_{ii} montrent une excellente adaptation d'impédance pour chaque port, avec des valeurs minimales atteignant environ -24 dB à la fréquence centrale de 12.975 GHz. Cela garantit des réflexions faibles et une bonne correspondance des ports principaux.
- **Réflexions croisées :** Les paramètres S_{ij} ($i \neq j$) révèlent des niveaux de réflexion faibles entre les différents ports d'entrée, confirmant que la matrice limite efficacement les interférences croisées.
- **Stabilité dans la bande étudiée :** Les réflexions, qu'elles soient sur les ports principaux ou croisées, restent globalement stables dans la bande de fréquences de 12.7 GHz à 13.25 GHz. Cela démontre la robustesse de la conception de la matrice de Butler pour les applications ciblées.

Ces résultats montrent que la matrice de Butler minimise efficacement les réflexions, garantissant ainsi une transmission fiable et stable des signaux entre les ports d'entrée.

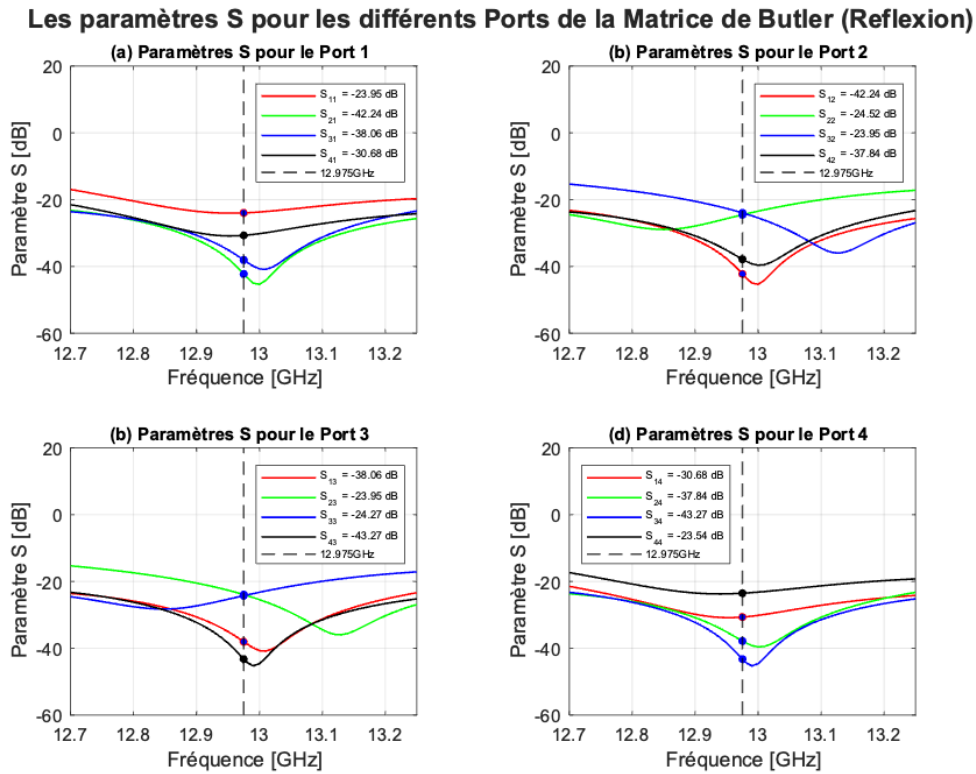


FIGURE 4.10 – Les paramètres S de la matrice de Butler complète (réflexion).

D'après la Figure 4.11 concernant la transmission des signaux entre les ports de la matrice complète de Butler, qui inclut les extensions et les déphaseurs, les résultats révèlent une répartition efficace et conforme des signaux entre les ports de sortie. Les niveaux simulés, avoisinant -6.4 dB, confirment que l'ajout des extensions et des déphaseurs n'a pas compromis la capacité de la matrice à répartir la puissance de manière homogène.

Les paramètres S pour les différents Ports de la Matrice de Butler (Transmission)

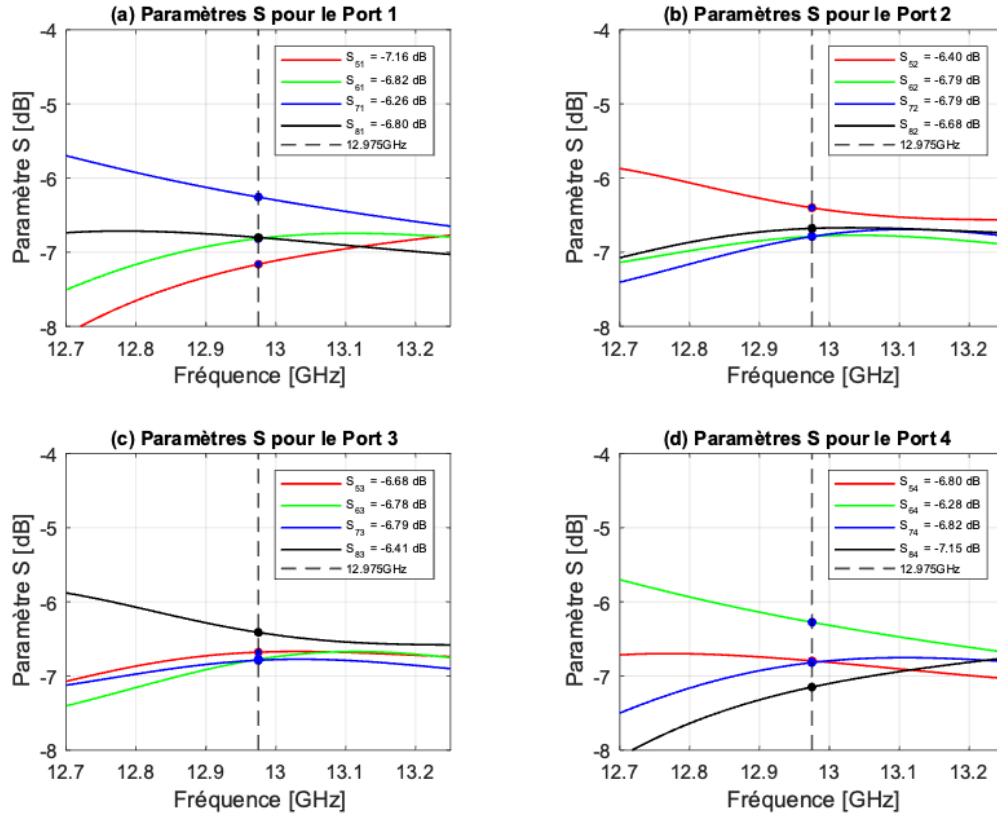


FIGURE 4.11 – Les paramètres S de la matrice de Butler complète (Transmission).

À la fréquence centrale de 12.975 GHz, la stabilité et la précision des transmissions entre les ports démontrent l'efficacité de la matrice finale. Les déséquilibres observés sont négligeables, ce qui indique que la conception complète respecte les exigences théoriques tout en intégrant des éléments additionnels pour garantir l'espacement optimal et le déphasage requis. Ces performances attestent que la matrice complète est bien adaptée aux applications nécessitant un beamforming précis et une cohérence entre les différents chemins de transmission.

La variation de phase entre les ports de la matrice de Butler complète :

D'après la Figure 4.12, les courbes des déphasages entre les différents ports de sortie de la matrice de Butler complète montrent une évolution linéaire en fonction de la fréquence. À la fréquence centrale de 12.975 GHz, les valeurs des déphasages simulés se rapprochent

étroitement des déphasages théoriques attendus, ce qui confirme la précision du design de la matrice. Cette linéarité et cette cohérence des déphasages sont essentielles pour garantir un fonctionnement optimal dans les applications de beamforming.

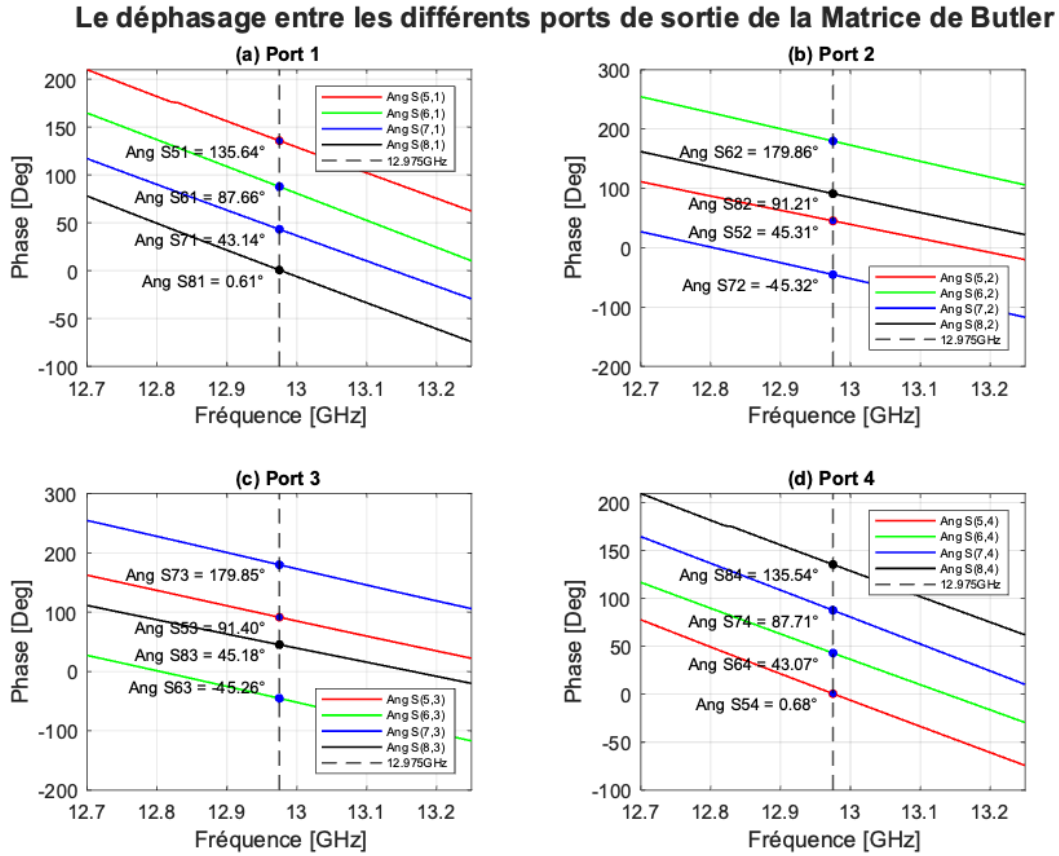


FIGURE 4.12 – La variation de phase entre les ports de sortie de la matrice de Butler complète

Le tableau 4.2 fournit une comparaison détaillée entre les valeurs simulées et théoriques des déphasages pour chaque port de sortie. Les erreurs observées restent généralement inférieures à 2°, à l'exception de quelques cas où elles atteignent légèrement au-dessus de cette valeur. Ces résultats mettent en évidence la capacité de la matrice complète à respecter les exigences de déphasage, même avec l'ajout des extensions et des déphaseurs. Cela confirme que le design final permet d'assurer une cohérence et une précision suffisantes pour les applications envisagées dans la bande étudiée.

TABLEAU 4.2 – Le déphasage entre les ports de sortie de la matrice de Butler complète.

	Port 1			Port 2			Port 3			Port 4		
	Sim	Théo	Erreur	Sim	Théo	Erreur	Sim	Théo	Erreur	Sim	Théo	Erreur
Port 5	135.64	135	-0.64	45.31	45	-0.31	91.4	90	-1.4	0.68	0	-0.68
Port 7	87.66	90	2.34	179.86	-180	0.14	-45.26	-45	0.26	43.07	45	1.93
Port 6	43.14	45	1.86	-45.32	-45	0.32	179.85	-180	0.15	87.71	90	2.29
Port 8	0.61	0	-0.61	91.21	90	-1.21	45.18	45	-0.18	135.54	135	-0.54
Différence		-45			135			-135			45	

4.2 Performance des antennes

Avant de présenter les résultats de simulation, il est essentiel de rappeler que les dimensions et la géométrie utilisée dans cette analyse sont détaillées dans la section 4.5 intitulée *Géométrie et dimensions*. Cette section fournit des informations fondamentales sur la conception physique des antennes, ainsi que sur son optimisation pour garantir des performances optimales dans la bande de fréquence visée.

4.2.1 Performance d'un seul élément

Dans ce qui suit, nous analysons les performances d'une seule antenne en termes de réflexion (S_{11}) et de gain. Ces analyses visent à valider la conception en assurant une adaptation d'impédance adéquate et un rayonnement efficace dans la bande de fréquence cible. Les résultats obtenus permettront de confirmer la conformité de l'élément rayonnant aux exigences de la conception globale. Les dimensions et la géométrie de l'antenne, utilisées dans cette analyse, sont présentées dans la Figure 4.23

Le paramètre S d'un seul élément

La Figure 4.13 montre le paramètre S_{11} d'un seul élément rayonnant, qui représente la réflexion au port d'entrée en fonction de la fréquence. À la fréquence centrale de 12.975 GHz, une valeur minimale de $S_{11} = -49.04$ dB est atteinte, indiquant une excellente adaptation d'impédance et une réflexion très faible. Ces résultats confirment que l'élément rayonnant est bien optimisé pour fonctionner efficacement dans la bande de fréquence visée, garantissant ainsi des performances conformes aux exigences de conception.

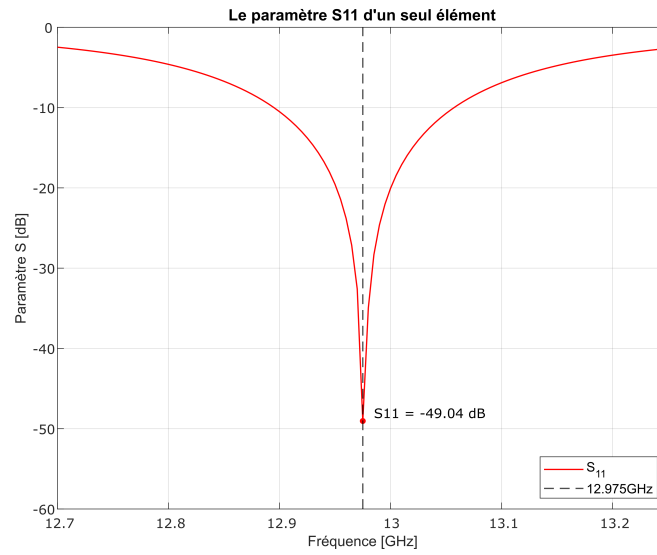


FIGURE 4.13 – Le paramètre S_{11} d'une seule antenne.

Le diagramme de gain d'un seul élément

Le diagramme de gain en dB, illustré sur la Figure 4.14, présente la répartition spatiale du rayonnement pour un seul élément rayonnant. Deux coupes principales sont représentées : $\phi = 0^\circ$ (plan H) et $\phi = 90^\circ$ (plan E).

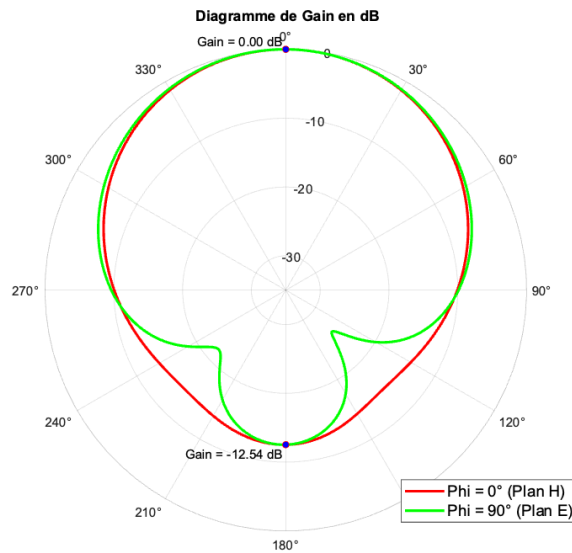


FIGURE 4.14 – Diagramme de gain normalisé d'une seule antenne [dB]

On observe une directivité notable, avec des lobes principaux bien définis et des niveaux de rayonnement secondaires atténués. La symétrie observée entre les plans E et H reflète la qualité de conception de l'élément rayonnant. Le gain maximal est cohérent

avec les attentes pour cette fréquence, confirmant les performances de rayonnement. Ces caractéristiques confirment que l'élément rayonnant est optimisé pour émettre efficacement dans les directions souhaitées, tout en minimisant les interférences dans les autres directions. Ce comportement valide l'aptitude de l'élément à satisfaire les exigences de rayonnement pour la bande de fréquence étudiée.

4.2.2 Performance de quatre antennes en série

La Figure 4.15 présente le schéma de la disposition des quatre antennes patch connectées en série. Les éléments rayonnants sont espacés de $\lambda/2$ pour assurer une interférence constructive entre les antennes, ce qui améliore le rayonnement global du réseau.

Dans cette configuration, le plan E correspond au plan (yz) , qui est défini par la polarisation électrique des champs, tandis que le plan H correspond au plan (xz) , qui est perpendiculaire au plan E .

Les dimensions détaillées des antennes et des lignes de transmission associées seront décrites dans la Figure 4.25, section 4.5 intitulée *Géométrie et dimensions*, offrant une meilleure compréhension des paramètres physiques impliqués dans cette conception.

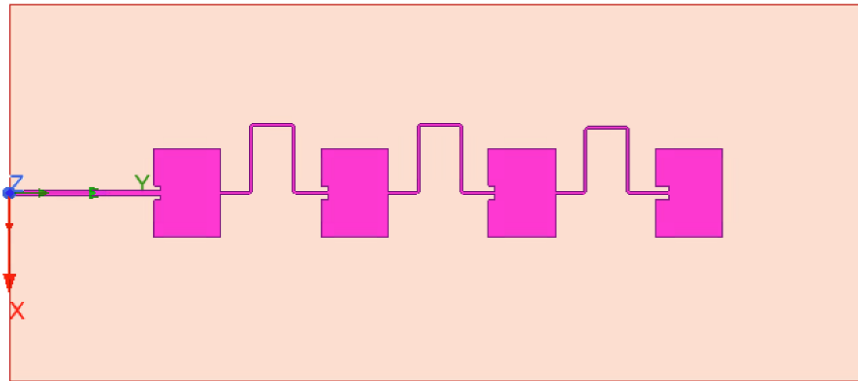


FIGURE 4.15 – Configuration des quatre antennes patch en série

Le paramètre S de quatre antennes en série

La Figure 4.16 illustre le paramètre S_{11} des quatre antennes connectées en série, représentant la réflexion au port d'entrée en fonction de la fréquence. On observe que la valeur minimale de S_{11} est atteinte à la fréquence centrale de 12.975 GHz, avec une amplitude de -64.94 dB. Cette valeur indique une excellente adaptation d'impédance et des pertes par réflexion négligeables pour la configuration en série. Cela valide l'efficacité de la conception en série pour minimiser les réflexions et optimiser le transfert d'énergie dans la bande de fréquence ciblée.

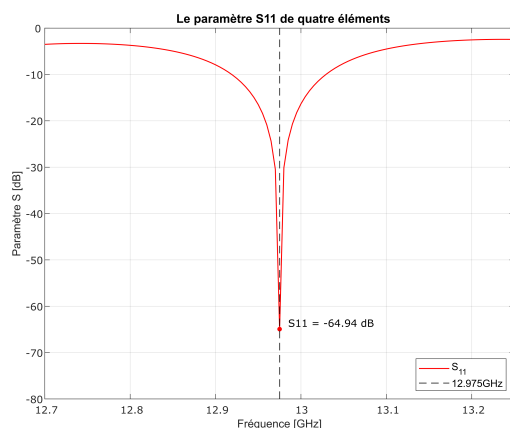


FIGURE 4.16 – Le paramètre S_{11} des quatre antennes en série

Le diagramme de gain de quatre antennes en série

La Figure 4.17 illustre le diagramme de gain normalisé en dB pour les quatre antennes connectées en série, mesuré dans les plans $\phi = 0^\circ$ (plan H) et $\phi = 90^\circ$ (plan E). Le gain maximal, correspondant à 0 dB, se situe au centre ($\theta = 0^\circ$), indiquant une excellente concentration du rayonnement dans cette direction. On observe une symétrie notable dans les deux plans, avec un lobe arrière ($\theta = 180^\circ$) extrêmement faible, ce qui reflète une excellente suppression du rayonnement indésirable. De plus, une directivité plus marquée est visible dans le plan $\phi = 90^\circ$ (plan E) par rapport au plan $\phi = 0^\circ$ (plan H), ce qui est cohérent avec la configuration en série des antennes, favorisant un rayonnement directionnel dans le même plan que leur alignement.

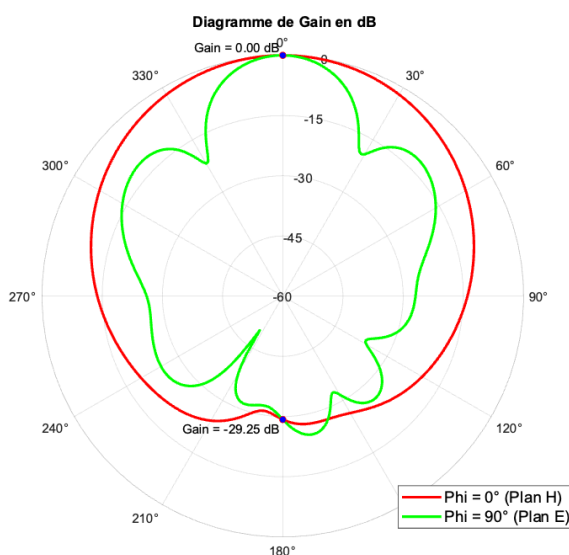


FIGURE 4.17 – Diagramme de gain normalisé des quatre antennes en série [dB]

4.3 Performance de l'ensemble :

La Figure 4.18 illustre la configuration complète de la matrice de Butler combinée aux antennes patch, telle que modélisée dans le logiciel HFSS. Cette conception intègre à la fois la matrice de Butler et les antennes sur un seul substrat, conformément aux dimensions décrites dans la section intitulée *Géométrie et dimensions*.

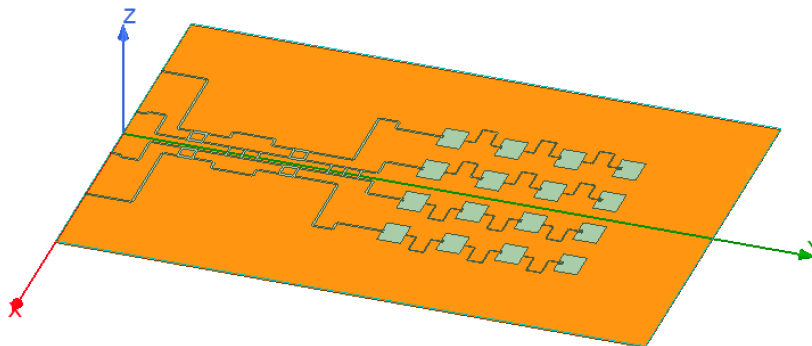


FIGURE 4.18 – Configuration complète de la matrice de Butler combinée aux antennes patch modélisée dans HFSS

Dans ce qui suit, nous analysons les performances globales de ce système en termes de paramètres S , de diagramme de rayonnement et de faisabilité du beamforming. L'objectif principal est de valider si la matrice de Butler et les antennes travaillent de manière cohérente pour générer les faisceaux attendus en fonction des différentes excitations des ports. Cette validation inclut la vérification de la cohérence des déphasages, de la répartition de la puissance et de la directivité des faisceaux.

Les paramètres S de l'ensemble :

Cette Figure 4.19 illustre les coefficients de réflexion (S_{ii}) des quatre ports de la matrice de Butler connectée aux antennes patch, pour la bande de fréquence étudiée (12.7 GHz à 13.2 GHz). Tous les coefficients de réflexion ($S_{11}, S_{22}, S_{33}, S_{44}$) restent inférieurs à -10 dB sur l'ensemble de la bande, témoignant d'une bonne adaptation d'impédance, avec des minima de -19.87 dB pour le port 1 et des valeurs similaires pour les autres ports autour de la fréquence centrale (12.975 GHz). En revanche, les coefficients de transmission croisée ($S_{14}, S_{23}, S_{32}, S_{41}$) ne sont inférieurs à -10 dB que dans une étroite bande autour de la fréquence centrale, ce qui limite les performances globales en termes de largeur de bande. Une optimisation supplémentaire de la matrice et des lignes de transmission s'avère nécessaire pour étendre cette bande et répondre aux exigences des applications à large bande passante.

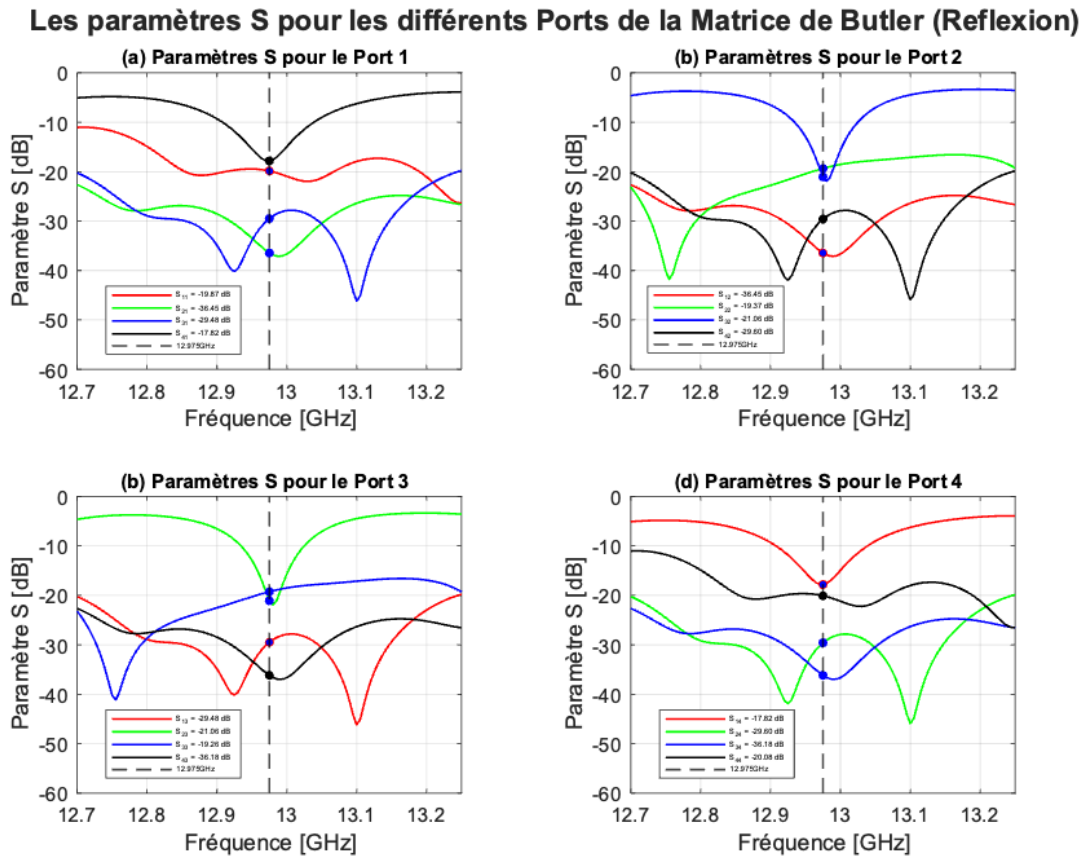


FIGURE 4.19 – Les paramètres S pour les différents ports de la matrice de Butler intégrée aux antennes

Le diagramme de gain de l'ensemble :

Ce diagramme (Figure 4.20) présente le gain linéaire du système formé par la matrice de Butler et les antennes patch, où chaque lobe correspond à l'excitation d'un port spécifique. Ainsi, lorsque l'un des ports de la matrice est activé, l'énergie rayonnée est concentrée dans une direction bien définie, démontrant le bon fonctionnement du beam-forming passif. En effet, cette configuration permet de diriger efficacement les faisceaux dans des directions spécifiques, répondant aux attentes théoriques et pratiques.

La Figure 4.21 (a) présente les diagrammes de gain normalisé en fonction de l'angle θ pour les quatre ports du système. Une symétrie est clairement observable entre les lobes, attestant d'une répartition équilibrée de l'énergie rayonnée par la matrice de Butler et les antennes patch connectées. Les lobes d'extrémité montrent des niveaux de gain inférieurs, ce qui est typique dans une telle configuration. De plus, les lobes arrière, situés autour des angles $\pm 180^\circ$, affichent des niveaux de rayonnement inférieurs à -35 dB, confirmant une émission minimale dans ces directions indésirables.

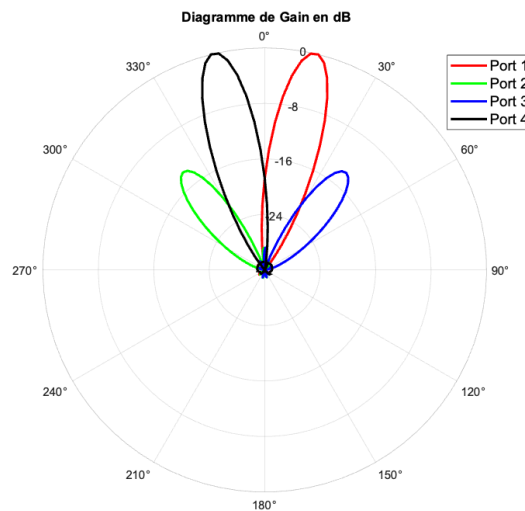


FIGURE 4.20 – Diagramme de gain linéaire (Polaire).

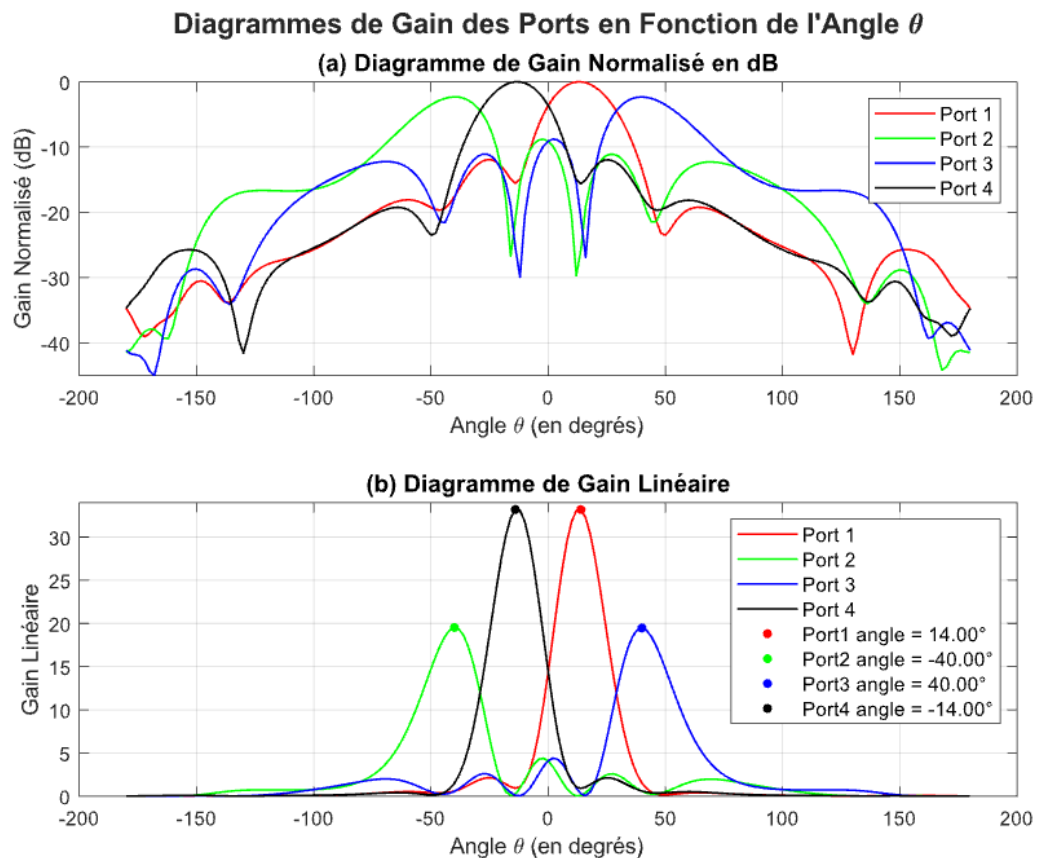


FIGURE 4.21 – Diagrammes de gain cartésiens normalisés en dB et en échelle linéaire pour les différents ports de la matrice de Butler.

La Figure 4.21 (b), qui illustre les gains linéaires, met en évidence l'orthogonalité des

faisceaux associés à chaque port. Les angles des faisceaux mesurés (14° , -40° , 40° , -14°) sont très proches des valeurs théoriques prédictives, qui sont respectivement 14.5° , -41.8° , 41.8° et -14.5° . L'erreur relative entre les mesures et les prédictions reste inférieure à 2° , ce qui témoigne de la précision du système. Cette concordance, renforcée par l'utilisation de l'équation 2.2, valide non seulement la justesse de la matrice de Butler mais aussi son intégration optimale avec les antennes patch. Ainsi, le système démontre une excellente maîtrise de la directionnalité et de l'orthogonalité des faisceaux, confirmant son efficacité pour les applications visées.

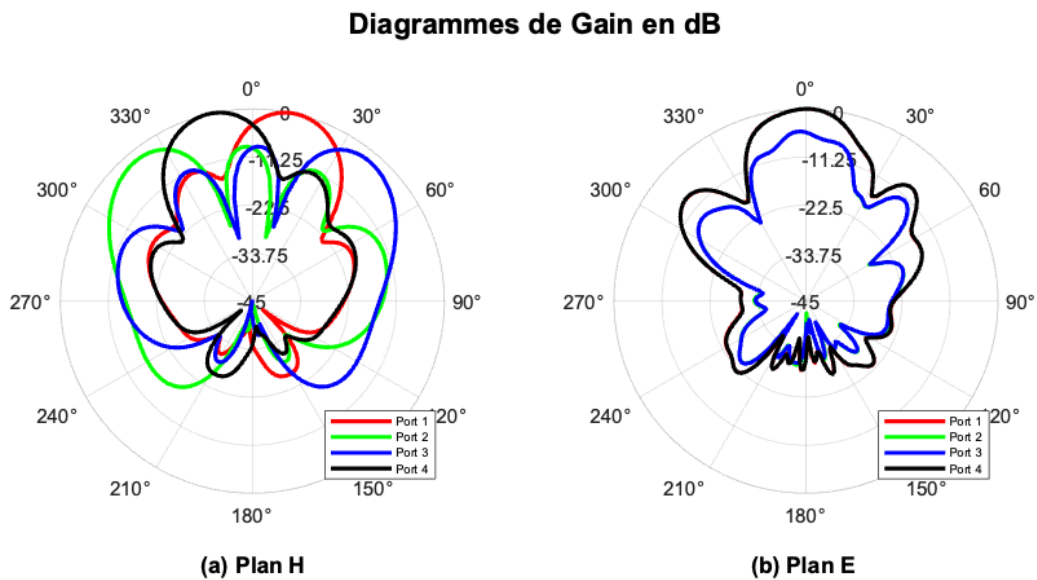


FIGURE 4.22 – Plan E et Plan H de l'ensemble

La sous-figure (a) de la Figure 4.22 représente le Plan H (plan xz , Figure 4.18), où le beamforming est réalisé. Les lobes principaux sont bien formés et dirigés selon les angles souhaités, avec des lobes secondaires et arrière restant faibles, notamment ceux proches de $\pm 180^\circ$. Ces résultats confirment la capacité du système (la matrice de Butler et les antennes) à produire des faisceaux bien définis et orientés dans le plan xz , démontrant ainsi une concentration efficace de l'énergie rayonnée.

La sous-figure (b) de la Figure 4.22 correspond au Plan E (plan yz , Figure 4.18). Dans ce plan, où le beamforming n'a pas lieu, une quasi-symétrie est observée. Les courbes rouge (port 1) et noire (port 4) se superposent parfaitement, tout comme les courbes verte (port 2) et bleue (port 3). Cependant, les amplitudes des courbes des ports 2 et 3 sont plus faibles que celles des ports 1 et 4, ce qui est attendu dans cette configuration. Cette symétrie et cette centralisation dans le plan yz confirment une bonne cohérence du système dans le plan orthogonal au beamforming.

4.4 Évaluation comparative avec les architectures actives

Afin d'évaluer objectivement la pertinence de la solution proposée, une comparaison directe est réalisée entre le système passif développé (matrice de Butler 4x4 avec antennes patch) et des solutions actives à réseau phasé publiées dans la littérature scientifique. Le tableau 4.3 présente une synthèse comparative selon plusieurs critères clés, notamment la consommation énergétique, le coût, la complexité d'implémentation, la flexibilité des faisceaux.

TABLEAU 4.3 – Résumé comparatif – Partie 1 : Matrice de Butler passive vs Solutions actives à réseau phasé

Critère	Matrice de Butler passive (système étudié)	Solutions actives à réseau phasé (littérature)	Discussion / Compromis clés
Efficacité énergétique	Élevée (Très faible consommation DC). Composants passifs uniquement.	Faible à modérée (Consommation DC importante). Modules E/R actifs très énergivores [20, 21, 22].	Grâce à sa faible consommation, la matrice de Butler passive s'impose comme une solution durable pour les réseaux 6G.
Coût de fabrication	Faible. Composants passifs simples (coupleurs hybrides, déphaseurs).	Élevé. Composants actifs nombreux (PAs, LNAs, CI de commande), PCB complexes [20].	Moins coûteuse, l'approche passive convient mieux aux grands réseaux que les solutions actives complexes.
Complexité du système	Faible. Architecture simple, peu de contrôle requis.	Élevée à très élevée. Systèmes de contrôle complexes, distribution de puissance, gestion thermique [21, 22].	La matrice de Butler simplifie l'architecture face à la complexité des solutions actives multi-faisceaux.
Formation de faisceaux	Fixe. Génère un ensemble de faisceaux orthogonaux prédéfinis. Flexibilité limitée après conception.	Flexible : dynamique, orientation, indépendants... (ex : résolution de 7° [20], multi-beam numérique [21], balayage large SMB [22]).	Les solutions actives offrent une flexibilité bien supérieure dans le contrôle des faisceaux. La matrice passive est un compromis pour la simplicité et l'efficacité.

Le tableau 4.4 présente une synthèse comparative selon les critères suivants : la performance, la bande passante, la taille et l'évolutivité pour la 6G.

TABLEAU 4.4 – Résumé comparatif – Partie 2 : Matrice de Butler passive vs Solutions actives à réseau phasé

Critère	Matrice de Butler passive (système étudié)	Solutions actives à réseau phasé (littérature)	Discussion / Compromis clés
Performance de rayonnement	Évaluées selon les diagrammes de rayonnement, la répartition spatiale, les pertes d'insertion et l'isolation entre faisceaux.	Variable. Peut atteindre des gains élevés (ex : 23 dB [20]), grands angles de balayage, faibles SLL selon l'optimisation. Vise à améliorer le gain et le SLL [22].	Les performances dépendent fortement du système spécifique. Les pertes d'insertion restent un facteur critique pour les architectures passives.
Bande passante	(12.7–13.25 GHz) 550 MHz.	Variable. Par exemple, jusqu'à 9% de bande relative (630 MHz à 7 GHz) [21]. Systèmes 24 GHz large bande pour hauts débits [20].	Les 550 MHz sont significatifs. Les actifs offrent plus, mais au coût d'une complexité accrue.
Taille physique	Plus grande à basses fréquences, mais sans modules E/R encombrants ni refroidissement associé.	Peut être compacte (ex. die de 6.8 mm x 2.1 mm [20]). La technologie microstrip permet la réalisation de structures planes[21].	Le système actif global reste encombrant une fois l'alimentation et le refroidissement pris en compte.
Scalabilité 6G	Élevée. Faible coût, basse consommation, simplicité idéaux pour des déploiements massifs.	À l'échelle 6G, coûts et consommation restent un frein sans innovations majeures [20, 21, 22].	La matrice de Butler passive s'adapte bien aux impératifs de la 6G. Les architectures actives rencontrent plus d'obstacles.

Cette analyse met en lumière les compromis inhérents à chaque approche, et souligne les avantages distinctifs du système passif en matière de simplicité, d'efficacité énergétique et de coût, bien qu'il présente des limitations en termes de flexibilité de formation de faisceaux.

4.5 Géométrie et dimensions :

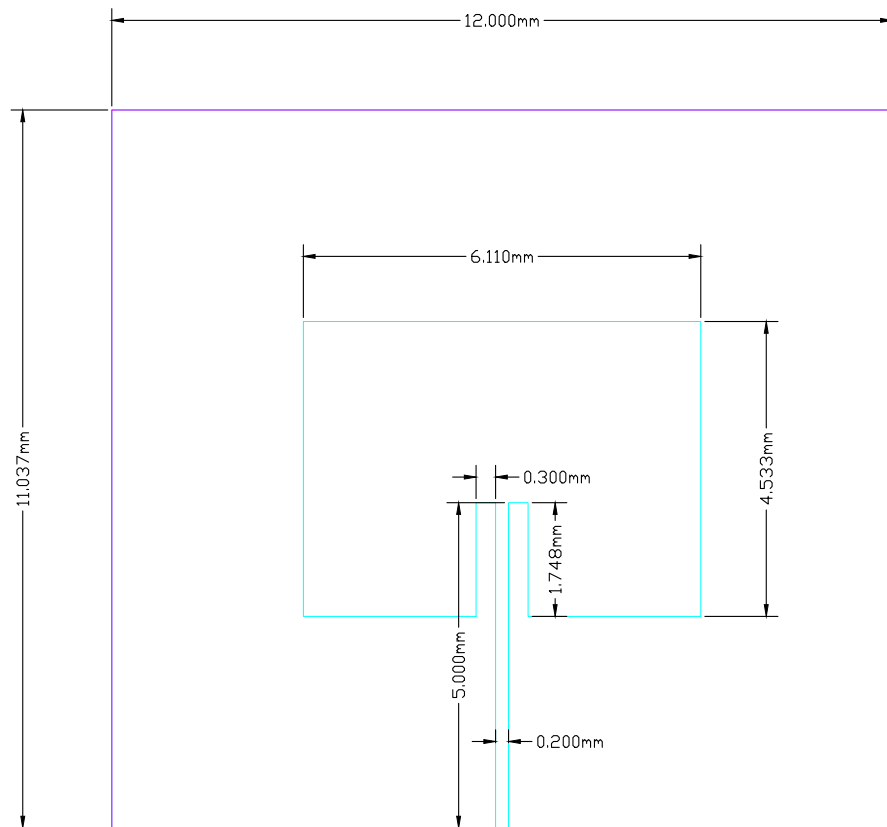


FIGURE 4.23 – La géométrie et les dimensions d'une seule antenne Microstrip

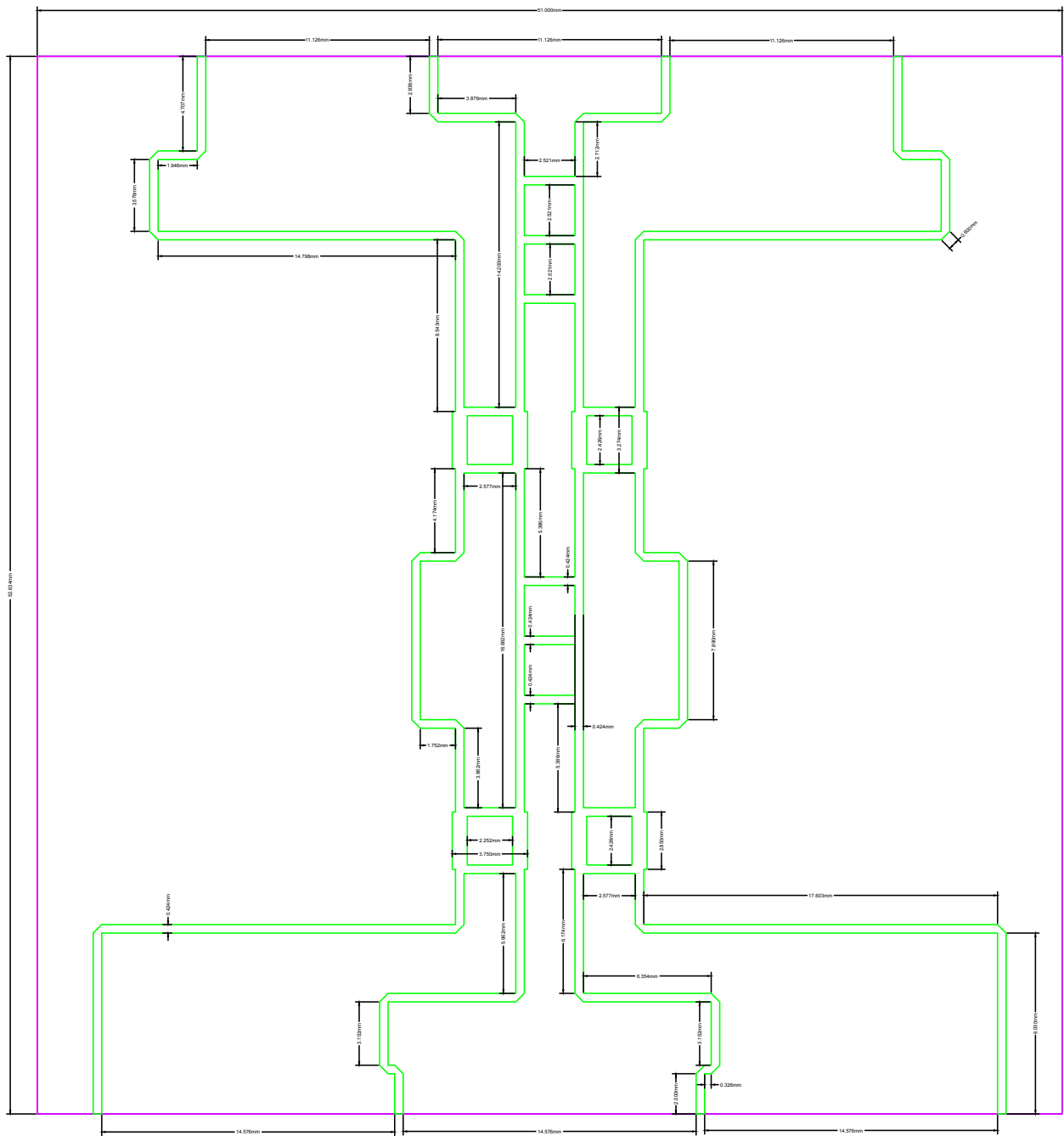


FIGURE 4.24 – La matrice de Butler 4×4

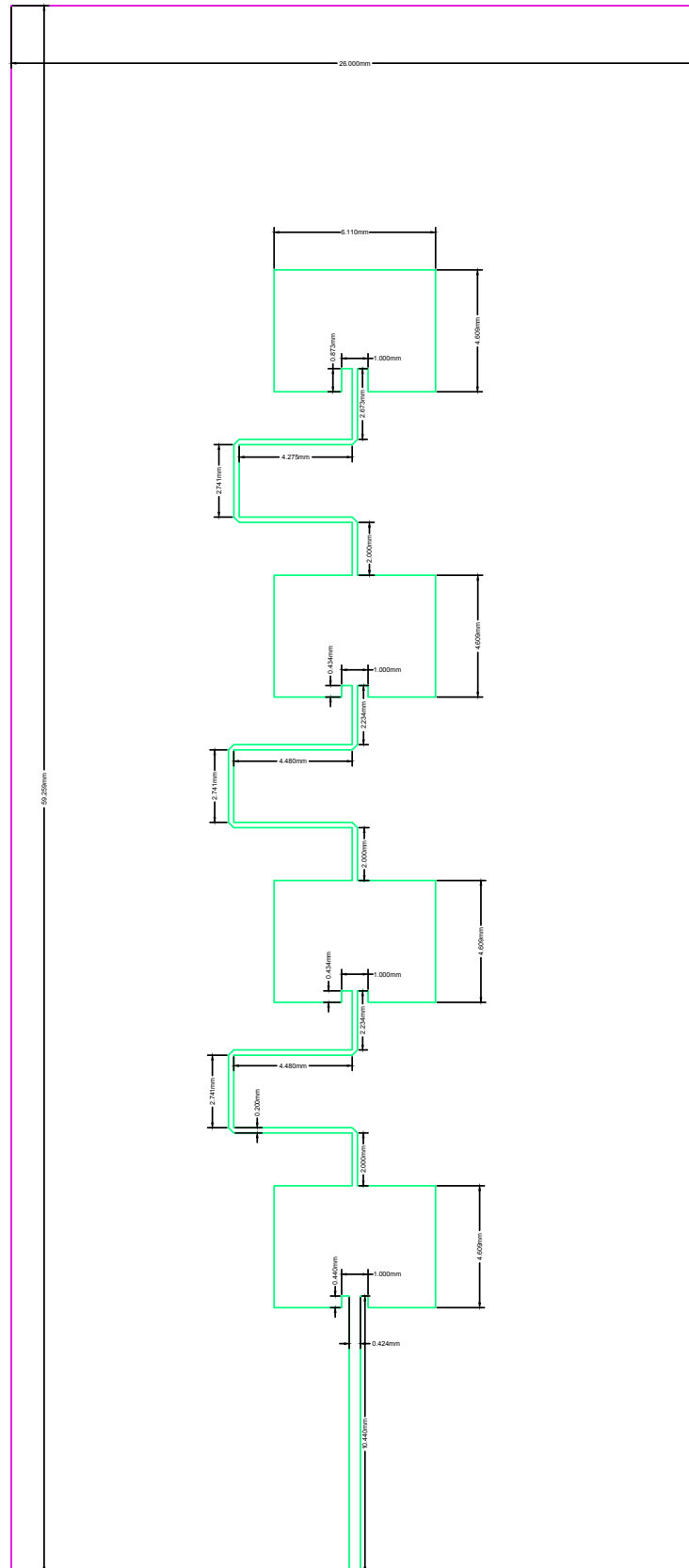


FIGURE 4.25 – Les antennes Microstrip alimentées en série

5 Résultats expérimentaux

5.1 Conditions expérimentales et environnement de mesure

Les mesures expérimentales ont été réalisées dans une chambre anéchoïque dédiée aux caractérisations radiofréquences, illustrée à la Figure 5.1. Cet environnement contrôlé permet de limiter efficacement les réflexions électromagnétiques parasites et d'assurer des conditions de mesure proches du champ libre.

La chambre est tapissée d'absorbeurs électromagnétiques sur l'ensemble de ses parois et intègre un dispositif de rotation motorisé associé à l'antenne de référence (antenne horn). Cette configuration permet la caractérisation angulaire précise des dispositifs sous test et se prête particulièrement bien à la mesure des diagrammes de rayonnement présentés dans la suite de ce chapitre.

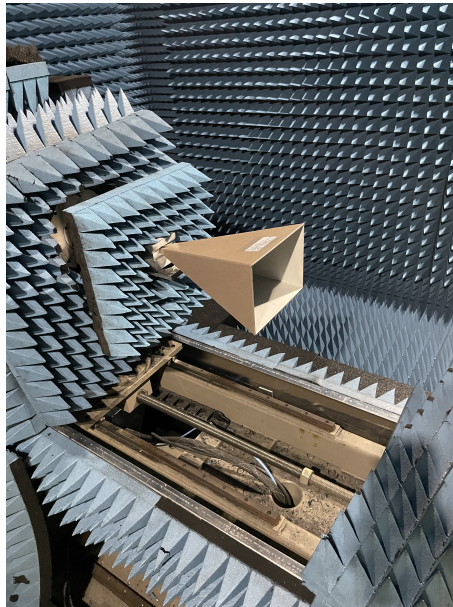


FIGURE 5.1 – Vue générale de la chambre anéchoïque utilisée pour les mesures de rayonnement.

5.2 Configuration expérimentale et montage

Les dispositifs sous test sont montés sur un support non conducteur afin de limiter les perturbations électromagnétiques et de garantir un positionnement stable durant les mesures. L'antenne à caractériser est placée face aux absorbeurs de la chambre, tandis que l'antenne de référence est positionnée à une distance suffisante pour satisfaire aux conditions de champ lointain.

La Figure 5.2 illustre le montage expérimental utilisé pour la caractérisation en rayonnement. Cette configuration assure des conditions de mesure reproductibles et comparables pour l'ensemble des dispositifs étudiés.

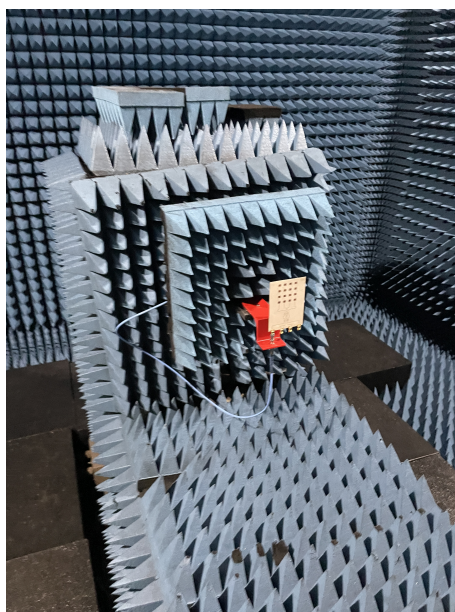


FIGURE 5.2 – Montage expérimental de l'antenne dans la chambre anéchoïque pour les mesures de rayonnement.

5.3 Performances radiatives de l'antenne élémentaire

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne élémentaire ont été mesurés en chambre anéchoïque afin d'évaluer ses performances radiatives dans les plans principaux. La Figure 5.3 présente le montage expérimental correspondant à ces mesures.

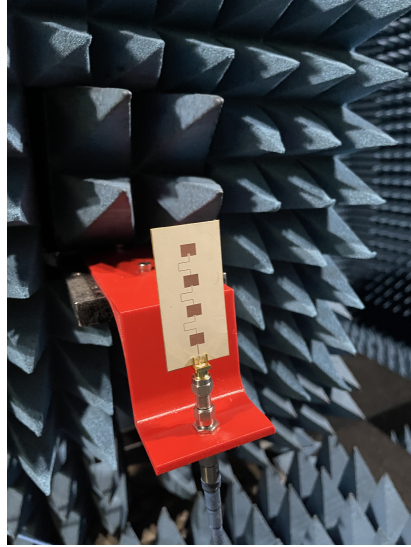


FIGURE 5.3 – Montage expérimental de l'antenne seule pour les mesures de rayonnement.

La Figure 5.4 présente les diagrammes de gain mesurés en co-polarisation pour différentes fréquences comprises entre 11,7 et 13,2 GHz, dans les plans E (0°) et H (90°). Pour l'ensemble des fréquences considérées, le lobe principal est orienté autour de la direction normale à l'antenne, ce qui est conforme au comportement attendu pour une antenne patch élémentaire.

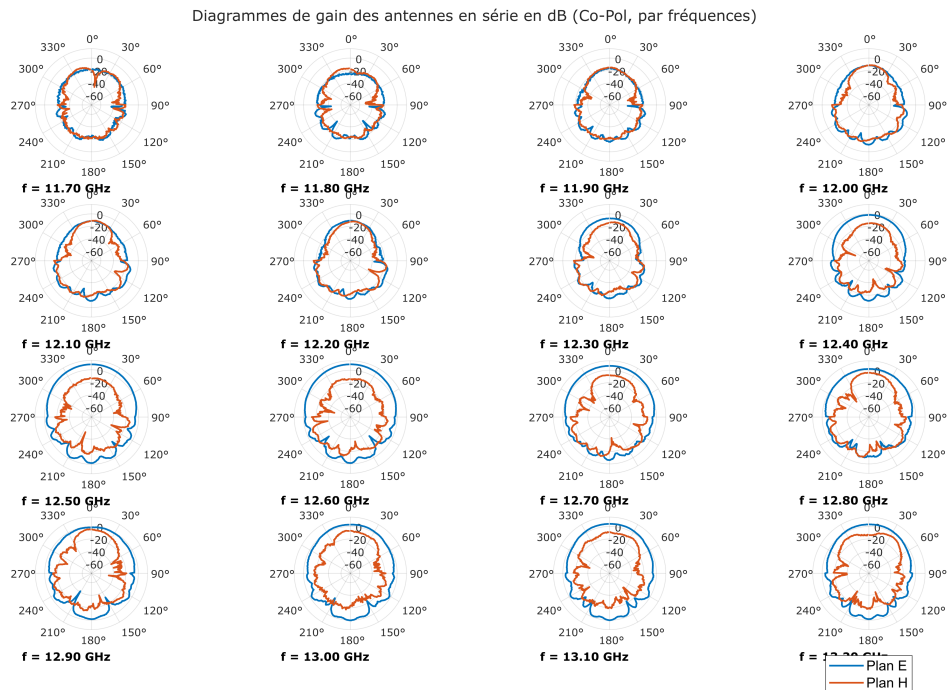


FIGURE 5.4 – Diagrammes de gain mesurés de l'antenne seule en co-polarisation pour différentes fréquences, dans les plans E et H.

À titre illustratif, la Figure 5.5 présente les diagrammes de rayonnement mesurés à

12,5 GHz en co-polarisation et en cross-polarisation. Le rayonnement co-polarisé domine clairement dans la direction du lobe principal, tandis que les niveaux de cross-polarisation restent nettement plus faibles sur l'ensemble des angles, traduisant une bonne pureté de polarisation.

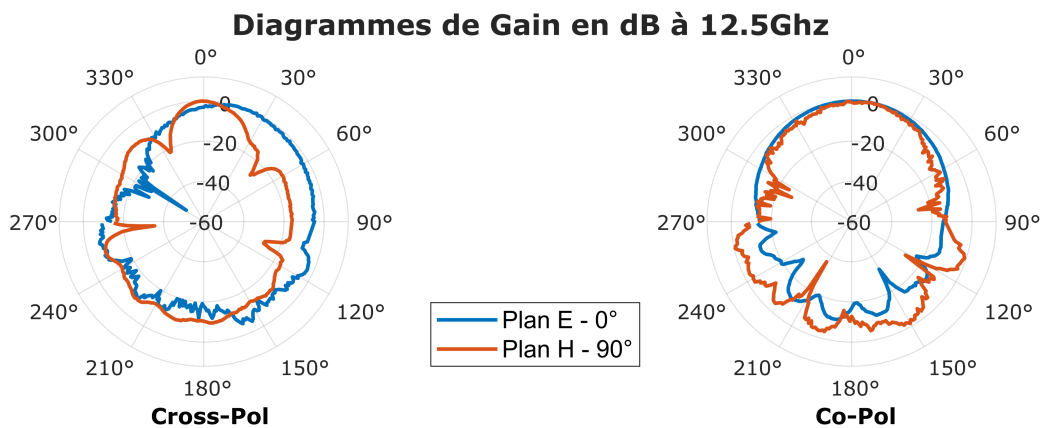


FIGURE 5.5 – Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne seule à 12,5 GHz en co-polarisation et cross-polarisation.

5.3.1 Discussion

Les résultats expérimentaux obtenus pour l'antenne élémentaire mettent en évidence un comportement radiatif stable sur l'ensemble de la bande de fréquences étudiée. La forme des diagrammes de rayonnement demeure globalement inchangée, avec un lobe principal bien défini et une bonne symétrie entre les plans E et H.

La dominance du rayonnement co-polarisé par rapport au rayonnement cross-polarisé confirme la qualité de la polarisation obtenue et valide la conception de l'antenne. Ces performances radiatives satisfaisantes rendent l'antenne élémentaire particulièrement adaptée à une intégration au sein d'un système multifaisceaux, tel que le système complet étudié dans la suite de ce chapitre.

5.4 Performances radiatives du système complet

Les diagrammes de rayonnement mesurés du système complet, intégrant la matrice de Butler et les antennes en série, sont présentés à la Figure 5.6 à la fréquence de 12,5 GHz. Les diagrammes en co-polarisation montrent la formation de faisceaux distincts selon le port d'excitation, traduisant le fonctionnement attendu du système de beamforming passif.

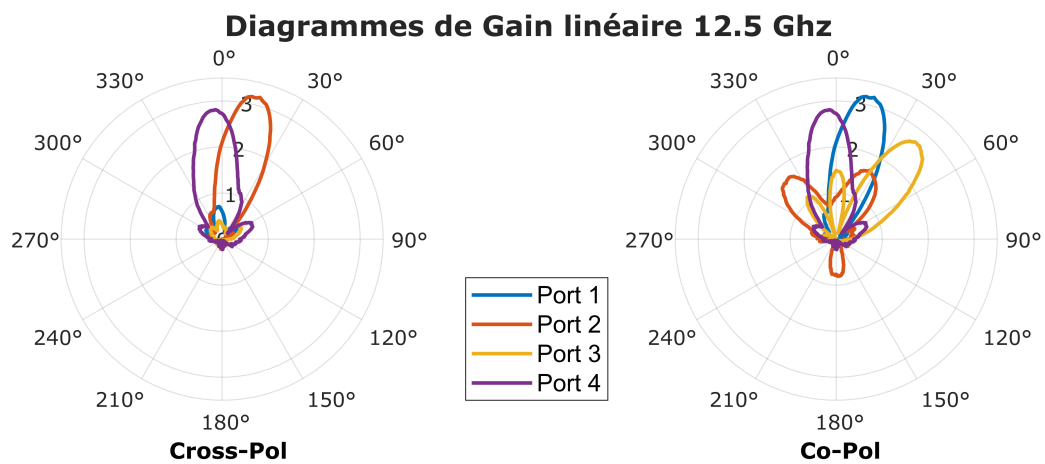


FIGURE 5.6 – Diagrammes de rayonnement mesurés du système complet à 12,5 GHz pour les excitations successives des ports 1 à 4.

La Figure 5.7 illustre l'évolution des diagrammes de rayonnement en co-polarisation sur l'ensemble de la bande 11,7–13,2 GHz. Malgré des variations d'amplitude et de directivité en fonction de la fréquence, la formation des faisceaux demeure clairement identifiable, ce qui confirme la stabilité fonctionnelle du système.

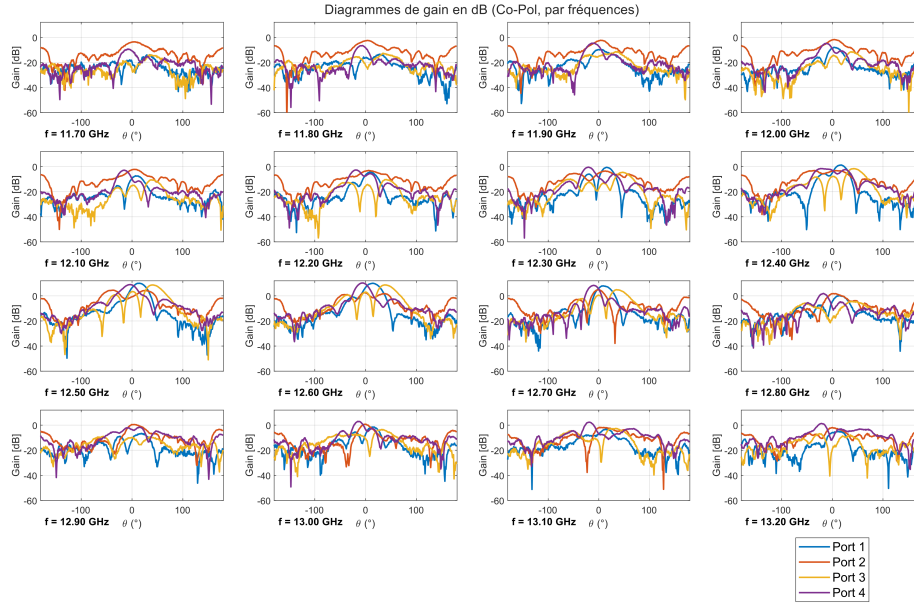


FIGURE 5.7 – Diagrammes de rayonnement mesurés du système complet en co-polarisation pour différentes fréquences.

5.4.1 Discussion

Les résultats expérimentaux du système complet confirment la capacité de l'architecture développée à générer des faisceaux directionnels distincts en fonction du port d'excitation. Les diagrammes mesurés mettent en évidence un comportement cohérent avec le principe du beamforming passif basé sur une matrice de Butler.

Les variations observées en amplitude et en directivité selon la fréquence traduisent l'influence des pertes, des tolérances de fabrication et de l'intégration matérielle. Néanmoins, la stabilité globale des faisceaux et leur bonne séparation angulaire démontrent la robustesse du système et valident l'approche retenue.

5.5 Conclusion de la section expérimentale

Cette section expérimentale a permis de valider le fonctionnement radiatif global du système développé, depuis l'antenne élémentaire jusqu'au système complet intégrant la matrice de Butler. Les mesures des diagrammes de rayonnement confirment la formation effective de faisceaux directionnels, ainsi que la stabilité du comportement sur la bande de fréquences étudiée.

Ces résultats démontrent la faisabilité et la robustesse de l'approche proposée dans un contexte expérimental réaliste, tout en mettant en évidence les effets liés aux tolérances de fabrication et à l'intégration matérielle. L'ensemble des mesures radiatives constitue ainsi une validation expérimentale cohérente du système de beamforming passif développé.

6 Conclusion

6.1 Résumé des résultats

Ce travail a permis de concevoir, réaliser et valider un système de beamforming passif basé sur une matrice de Butler 4×4 intégrée à des antennes patch, destiné aux applications 5G/6G dans la bande des 12,7–13,25 GHz. Les résultats de simulation ont mis en évidence une répartition homogène de la puissance, des déphasages conformes au comportement théorique et une formation efficace de faisceaux directionnels, confirmant la pertinence de l'architecture proposée.

Les mesures expérimentales ont ensuite validé le fonctionnement global du système fabriqué. Elles confirment la répartition de puissance, la stabilité des déphasages et la formation effective des faisceaux, malgré la présence d'un glissement fréquentiel vers le bas par rapport à la fréquence cible. Ce comportement, lié aux tolérances de fabrication et aux propriétés réelles des matériaux, reste cohérent avec un contexte expérimental réaliste et n'altère pas la fonctionnalité globale du système.

Enfin, les antennes patch configurées en série ont présenté des performances satisfaisantes en termes d'adaptation et de diagrammes de rayonnement. L'intégration avec la matrice de Butler a permis d'obtenir des faisceaux bien définis, avec une cohérence globale entre les résultats simulés et mesurés, mettant en évidence la robustesse de la topologie retenue.

6.2 Perspectives

Les résultats obtenus, appuyés par une validation expérimentale complète, constituent une base solide pour une valorisation scientifique sous forme de publication dans une revue ou un journal spécialisé en antennes et systèmes RF. La démarche de conception, de fabrication et de caractérisation confère à ce travail un caractère appliqué et reproductible.

Par ailleurs, plusieurs prolongements scientifiques peuvent être envisagés, tels que l'optimisation dimensionnelle pour améliorer la concordance fréquentielle, l'extension de la matrice de Butler à un nombre de ports plus élevé, ou l'exploration de structures passives alternatives visant à élargir la bande passante ou à améliorer la directivité. Ces axes ouvrent des perspectives de recherche tout en s'appuyant sur une architecture déjà validée.

7 Bibliographie

- [1] COMSOL, “Designing a butler matrix beamforming network with rf modeling.” [En ligne] Available: <https://www.comsol.com/blogs/designing-a-butler-matrix-beamforming-network-with-rf-modeling>, n.d. Consulté le 4 janvier 2025.
- [2] R. Sakhiya and S. Chowdhury, “A low-loss, 77 ghz, 8×8 microstrip butler matrix on a high-purity fused-silica (hpfs) glass substrate,” *Sensors*, vol. 23, no. 3, p. 1418, 2023.
- [3] C. A. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design*. Hoboken, NJ, USA : John Wiley & Sons, Inc., 3rd ed., 2005.
- [4] D. M. Pozar and D. H. Schaubert, *Microstrip Antennas : The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*. New York, NY, USA : Wiley-IEEE Press, 1995.
- [5] Federal Communications Commission (FCC), “Expanding Use of the 12.7-13.25 GHz Band for Mobile Broadband or Other Expanded Use,” July 2023. Accessed : January 7, 2025.
- [6] L.-H. He, Y.-L. Ban, F.-Q. Yan, and G. Wu, “Dual-polarized two-dimensional multi-beam antenna array with hybrid beamforming and its planarization,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 54951–54961, 2021.
- [7] V. Venkateswaran and A.-J. van der Veen, “Analog beamforming in mimo communications with phase shift networks and online channel estimation,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 8, pp. 4131–4143, 2010.
- [8] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Hoboken, NJ, USA : John Wiley & Sons, 4th ed., 2012.
- [9] Y. Hu, J. Zhan, Z. Jiang, C. Yu, and W. Hong, “An orthogonal hybrid analog–digital multibeam antenna array for millimeter-wave massive mimo systems,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 3, pp. 1393–1403, 2021.
- [10] H. Moody, “The systematic design of the butler matrix,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 12, no. 6, pp. 786–788, 1964.
- [11] A. B. Shallah, F. Zubir, M. K. A. Rahim, H. A. Majid, U. U. Sheikh, N. A. Murad, and Z. Yusoff, “Recent developments of butler matrix from components design evolution to system integration for 5g beamforming applications : A survey,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 88434–88456, 2022.
- [12] Z. Zhang, Y. Xiao, Z. Ma, M. Xiao, H. Dai, and Z. Ding, “6g wireless networks : Vision, requirements, architecture, and key technologies,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 14, no. 3, pp. 28–41, 2019.

-
- [13] Q. Wu, R. Zhang, and L. Zheng, “Intelligent reflecting surface-aided wireless communications : A tutorial,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 58, no. 1, pp. 105–120, 2020.
- [14] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*. Norwood, MA, USA : Artech House, 2nd ed., 2005.
- [15] Y. Huang and K. Boyle, *Antennas : From Theory to Practice*. Hoboken, NJ : Wiley, 2008.
- [16] Z. Chen and S. Zhang, “Patch antenna innovations for iot and autonomous vehicles,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 7, pp. 3175–3184, 2018.
- [17] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Boston, MA, USA : Artech House, 2001.
- [18] J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*. London, UK : Peter Peregrinus Ltd, 1989.
- [19] K. R. Carver and J. F. Mink, “Microstrip antenna technology,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 2–24, 1981.
- [20] A. Natarajan, A. Komijani, and A. Hajimiri, “A fully integrated 24-ghz phased-array transmitter in cmos,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 12, pp. 2502–2514, 2005.
- [21] L. Guoming, F. M. Sabirova, and A. V. Morozov, “Simulation and experimental measurement of digital multi-beamforming phased antenna array in the frequency range c,” *Results in Physics*, vol. 13, p. 102310, 2019.
- [22] F. A. Dicandia and S. Genovesi, “Simultaneous multibeam clustered phased arrays analysis using mixed and multiple antenna element factors,” *Sensors*, vol. 24, no. 23, p. 7801, 2024.