

Université du Québec en Outaouais

Réseau d'antennes dipôles compact et large bande avec faible couplage mutuel pour les applications 5G couplé avec un déphaseur reconfigurable basé sur un guide d'onde intégré dans un substrat demi-mode (HMSIW)

Département de Génie Électrique

Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du diplôme en maîtrise en génie
électrique

Travail effectué par

Kouakou Claude Ferdinand Diaha

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

Prof. Miloud REZKALLAH
Prof. Mourad NEDIL
Prof. Halim BOUTAYEB

REMERCIEMENTS

Je remercie M. Halim Boutayeb pour son expertise, ses orientations scientifiques et son accompagnement constant dans l'étude et la conception des structures HMSIW et des déphaseurs reconfigurables. Ses retours techniques ont permis d'atteindre des résultats solides et cohérents.

Ma reconnaissance va également à Franky, Alireza, Farzad, Siwar, Ridha et Pedram pour l'accès aux équipements, aux plateformes de simulation (notamment CST), ainsi que pour les discussions techniques qui ont enrichi l'analyse et l'optimisation des dispositifs étudiés.

Je remercie enfin mes proches, ma famille, mes amis pour leur soutien moral et leur compréhension tout au long de ce travail de recherche.

RESUMÉ

Ce document présente la simulation et la caractérisation d'un réseau d'antennes imprimé à dipôles, conçu pour offrir des performances à large bande tout en minimisant le couplage mutuel. Cette conception est particulièrement adaptée aux applications 5G et au-delà de la 5G, où une efficacité de rayonnement optimale et une intégration compacte sont essentielles.

L'antenne proposée repose sur un dipôle imprimé incliné, ce qui permet d'assurer une large couverture en fréquence, tout en conservant une structure compacte facilitant son intégration dans des systèmes avancés de communication sans fil. Pour assurer son excitation, un balun a été utilisé, constitué d'une ligne de microbande pliable couplée à une fente rectangulaire, garantissant une transition efficace des signaux et une adaptation optimale de l'impédance.

Les performances de l'antenne ont été évaluées à travers la bande passante définie par $|S_{11}| < -10$ dB, couvrant une plage de 5,4 à 6,1 GHz, ainsi qu'une gamme de gain située entre 4,9 et 6 dBi. Ces résultats confirment que l'antenne présente des caractéristiques de rayonnement robustes, optimisées pour les communications à haute fréquence.

Dans le réseau d'antennes proposé, un élément supplémentaire a été inséré entre les dipôles afin de réduire le couplage mutuel, atteignant ainsi une valeur inférieure à -27 dB.

Afin d'enrichir les fonctionnalités du réseau et d'améliorer sa flexibilité, un déphaseur reconfigurable électriquement a été intégré à la conception. Ce déphaseur repose sur une topologie HMSIW (Half-Mode Substrate Integrated Waveguide), qui constitue une avancée significative en matière de transmission guidée. Cette architecture novatrice combine les avantages des guides d'ondes intégrés au substrat (SIW) tout en réduisant de moitié la taille du circuit, ce qui permet une intégration compacte et efficace.

Grâce à cette approche, la gestion des signaux électromagnétiques devient plus performante, garantissant une meilleure adaptabilité aux exigences évolutives des systèmes de communication modernes. Ce déphaseur reconfigurable joue un rôle clé dans l'optimisation des réseaux d'antennes, facilitant l'ajustement dynamique des phases et améliorant la qualité de la transmission du signal tout en maintenant une structure compacte et efficace.

Abstract:

This document presents the simulation and characterization of a printed dipole antenna array, designed to provide wideband performance while minimizing mutual coupling. This design is particularly suited for 5G and beyond-5G applications, where optimal radiation efficiency and compact integration are essential.

The proposed antenna is based on an inclined printed dipole, which ensures broad frequency coverage while maintaining a compact structure, making it easier to integrate into advanced wireless communication systems. To excite the antenna, a balun was used, consisting of a folded microstrip line coupled to a rectangular slot, ensuring efficient signal transition and optimal impedance matching.

The antenna's performance was evaluated through the bandwidth defined by $|S_{11}| < -10$ dB, covering a range from 5.4 to 6.1 GHz, as well as a gain range between 4.9 and 6 dBi. These results confirm that the antenna exhibits robust radiation characteristics, optimized for high-frequency communications.

In the proposed antenna array, an additional element was inserted between the dipoles to reduce mutual coupling, achieving a value below -27 dB. This optimization enhances the overall network performance by limiting interference between the radiating elements.

To further enhance network functionality and improve flexibility, an electrically reconfigurable phase shifter was integrated into the design. This phase shifter is based on a HMSIW (Half-Mode Substrate Integrated Waveguide) topology, which represents a significant advancement in guided transmission. This innovative architecture combines the advantages of substrate-integrated waveguides (SIW) while reducing circuit size by half, allowing for compact and efficient integration.

Through this approach, the management of electromagnetic signals becomes more efficient, ensuring better adaptability to the evolving requirements of modern communication systems. This reconfigurable phase shifter plays a key role in optimizing antenna networks, facilitating dynamic phase adjustment, and improving signal transmission quality, all while maintaining a compact and effective structure.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION.....	8
REVUE DE LA LITTERATURE.....	9
CONCEPTION OPTIMISATION ET SIMULATION	21
Conception de l'élément rayonnant	21
Conception d'un réseau d'antennes	24
Évaluation de l'impédance après simulation.....	25
Évaluation des « paramètres S » après simulation.....	26
Analyse des moniteurs de champ à 5.8 GHz	28
Généralités sur les déphaseurs	29
Conception du déphaseur demi-mode.....	36
Couplage de l'antenne au déphaseur reconfigurable et création d'un réseau d'antenne.....	38
Configuration des composants concentrés et idéalisés (Diodes R, L, C).....	39
Simulation séquentielle du déphaseur reconfigurable couplé avec l'antenne.....	41
Simulation simultanée du déphaseur reconfigurable couplé avec l'antenne.....	42
ANALYSE DES RESULTATS.....	43
Paramètres S.....	43
Diagramme de rayonnement	44
Directivité	45
PERSPECTIVES ET AMELIORATIONS	47
CONCLUSION.....	48
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	50
ANNEXES	53

LISTE DES FIGURES

Figure 1. Géométrie et modèle de circuit équivalent de la PC-MSPA. (a) Vue de dessus. (b) Vue latérale. (c) Modèle de circuit équivalent.	9
Figure 2. Diagrammes de rayonnement normalisés co- et cross-polarisés dans les plans E, D et H (de gauche à droite). Diagrammes simulés (ligne pointillée) et mesurés (ligne pleine) des antennes des conceptions 2 et 3.	10
Figure 3. Structure périodique 3D infinie de fils métalliques chargés dans l'air et modèles de circuits RC équivalents utilisés pour les simulations numériques.	11
Figure 4. Network models used to represent a rectangular microstrip antenna: (a) general model and (b) narrow band model which is valid for the TM_{10} mode.	11
Figure 5. Antenne micro-ruban à couplage par ouverture et son circuit équivalent	12
Figure 6. Réalisation des structures HMSIW et QMSIW à partir de la structure SIW. (a) Plan supérieur de la structure SIW ; (b) plan inférieur de la structure SIW ; (c) plan supérieur de la structure HMSIW ; (d) plan inférieur de la structure HMSIW ; (e) plan supérieur de la structure QMSIW ; (f) plan inférieur de la structure QMSIW.	13
Figure 7. Structure périodique 3D infinie de fils métalliques chargés dans l'air et circuits RC équivalents pour les simulations numériques.	14
Figure 8. Photographie de la structure EBG reconfigurable fabriquée.	14
Figure 9. Antenne patch circulaire utilisant une excitation par sonde coaxiale.	15
Figure 10. Patch intégré à un substrat EBG cylindrique.	16
Figure 11. Photographies de l'antenne patch circulaire : (a) avec substrat classique ; (b) intégrée à un substrat EBG cylindrique.	16
Figure 12. Résonateur à cavité SIW à double chargement capacitif. (a) Vue en perspective. (b) Vue de dessus. (c) Vue de côté.	17
Figure 13. Photographs and simulated and measured S-parameters of the proposed dual-band filter. ...	18
Figure 14. Agencement de l'antenne à onde de fuite en bande V, avec une périodicité $p = 2,4$ mm.	19
Figure 15. Comparaison des performances entre les cellules unitaires comportant des fentes IDC orientées uniformément et celles utilisant les fentes IDC modifiées à variation demi-sinusoïdale proposées. (a) Constante d'atténuation totale de la structure. (b) Puissance rayonnée. (c) Variations correspondantes du gain.	19
Figure 16. Configuration générale de l'antenne dipôle proposée. (a) Vue de dessus. (b) Vue arrière.	22
Figure 17. Configuration du réseau d'antennes proposée. (a) Vue de dessus. (b) Vue arrière.	24
Figure 18. Configuration de la simulation du réseau d'antennes. (a) Vue de dessus. (b) Vue arrière.	25
Figure 19. Analyse de l'impédance (partie réelle) en fonction des ports simulés	26
Figure 20. Coefficients de Réflexion S11, S22, S33 et S44	27
Figure 21. Autres coefficients de transmission S12, S21, S13, S31	28
Figure 22. Résultats Farefield à 5.8 GHz. (a) Port1, (b) Port2, (c) Port3, (b) Port4.	28

Figure 23. Schémas de circulateurs à jonction de guide d'ondes utilisant des résonateurs à croisillon simple.	30
Figure 24. Ligne à fentes pour guide d'ondes en bande X.	31
Figure 25. (a) Le déphaseur à lignes commutées Ka-band 3 bits de Rockwell Scientific et (b) ses performances mesurées à 35 GHz.	32
Figure 26. Configuration de la transition proposée entre ligne microruban et guide d'ondes rectangulaire sur le même substrat.	32
Figure 27. Techniques de guides d'ondes synthétisés sur substrat : (a) réseaux de vias métallisés et (b) rainures métallisées.	33
Figure 28. Schéma de la structure HM-SIW proposée, tel qu'obtenu à partir du logiciel de simulation.	34
Figure 29. Transformation d'un SIW en HMSIW.	35
Figure 30. Transformation d'un SIW en HMSIW.	36
Figure 31. Dimensions du déphaseur HMSIW.	36
Figure 32. Positionnement des diodes.	37
Figure 33. Configuration du dispositif proposé. Vu de dessus (a) élément isole. (b) réseau de 4 antennes avec déphaseurs.	38
Figure 34. Configuration finale du dispositif. (a) <i>Vue de dessus.</i> (b) <i>Vue arrière.</i>	39
Figure 35. Configuration du type d'excitation pour ressortir les paramètres S.	41
Figure 36. Ensemble des paramètres S.	41
Figure 37. Configuration du type d'excitation pour ressortir le diagramme de rayonnement.	42
Figure 38. Paramètres S ₁₁ , S ₂₂ , S ₃₃ , S ₄₄	43
Figure 39. Paramètres S ₁₂ , S ₂₂ , S ₃₂ , S ₄₂	43
Figure 40. Paramètres S ₁₃ , S ₂₃ , S ₃₃ , S ₄₃	44
Figure 41. Paramètres S ₁₄ , S ₂₄ , S ₃₄ , S ₄₄	44
Figure 42. Diagramme de rayonnement de l'antenne avec les diodes désactivées (Voir valeurs dans Tableau 2).	44
Figure 43. Diagramme de rayonnement de l'antenne avec les diodes activées (Voir valeurs dans Tableau 3).	45
Figure 44. Directivité du réseau d'antennes couplé aux déphaseurs avec les diodes désactivées.	45
Figure 45. Directivité du réseau d'antennes couple aux déphaseurs avec les diodes activées.	46

INTRODUCTION

Le déploiement des réseaux sans fil de cinquième génération (5G) promet de révolutionner les systèmes de communication grâce à leurs débits de données élevés, leur latence ultra-faible et leur connectivité massive [1-2]. Avec le développement de la technologie 5G, le besoin d'antennes hautes performances capables de répondre aux exigences strictes des applications 5G devient plus crucial. Avec la technologie 5G, une nouvelle ère de connectivité s'ouvre, permettant des applications transformatrices telles que le haut débit mobile amélioré, les communications ultra-fiables à faible latence et les communications massives de machine à machine. Afin de répondre à ces divers besoins applicatifs, les antennes doivent prendre en charge plusieurs bandes de fréquences, y compris inférieures à 6 GHz, et assurer un débit de données élevé, une couverture robuste et une intégration transparente avec les protocoles de communication en constante évolution [3]. En raison de leur polyvalence, de leur rentabilité et de leur compatibilité avec les procédés de fabrication modernes, les antennes dipôles imprimées ont suscité un intérêt considérable auprès de diverses architectures d'antennes [4]. Leurs avantages les rendent particulièrement adaptées aux applications 5G. De plus, elles sont économiques et évolutives pour la production de masse, car elles peuvent être facilement fabriquées à l'aide de procédés standard de fabrication de circuits imprimés (PCB). De plus, leurs caractéristiques de large bande passante inhérentes en font un candidat idéal pour les exigences de large bande passante des systèmes de communication 5G. [5-9], différents types d'antennes imprimées ont été décrits. Malgré leurs bonnes performances, ces antennes sont volumineuses, ce qui constitue leur principal inconvénient. L'objectif de cette communication est de présenter un nouveau réseau d'antennes dipôles imprimées dont les dipôles sont inclinés à 45° afin de réduire la taille du réseau.

Afin d'assurer un contrôle précis de la phase au sein du réseau, un déphaseur HMSIW (Half-Mode Substrate Integrated Waveguide) est également intégré. Ce composant compact et faiblement dispersif permet d'ajuster la phase d'excitation de chaque élément tout en maintenant une faible perte d'insertion. L'association du réseau dipolaire miniaturisé et du déphaseur HMSIW ouvre ainsi la voie à une architecture plus efficace pour le balayage électronique et les applications à large bande.

REVUE DE LA LITTERATURE

L'analyse et la conception des antennes patch microstrip ont fait l'objet de nombreuses études visant à améliorer leur performance et leur adaptabilité aux systèmes modernes de communication.

Ccoillo-Ramos et al. [14] proposent un modèle analytique permettant d'évaluer la réponse d'une antenne patch microstrip avec couplage capacitif, facilitant ainsi la prédiction de la fréquence de résonance et de la bande passante. Ce travail s'inscrit dans une lignée d'ouvrages et d'articles consacrés aux antennes microstrip et à leurs optimisations, notamment en termes de miniaturisation, d'amélioration du rendement et de contrôle du diagramme de rayonnement. Les approches récentes intègrent de plus en plus des techniques d'optimisation numérique — telles que les algorithmes évolutionnaires, les méthodes basées sur les gradients ou encore les métaheuristiques — afin d'ajuster automatiquement les paramètres géométriques et électromagnétiques des antennes. Ces stratégies permettent d'obtenir des conceptions plus performantes, mieux adaptées aux contraintes des technologies émergentes et aux exigences croissantes en matière de compacité, de bande passante et de reconfigurabilité.

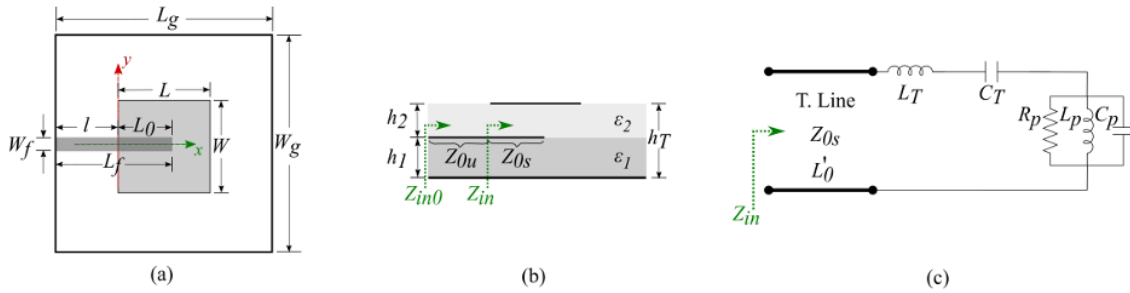


Figure 1. Géométrie et modèle de circuit équivalent de la PC-MSPA. (a) Vue de dessus. (b) Vue latérale. (c) Modèle de circuit équivalent.

Reproduit de Ccoillo-Ramos et al. [14]

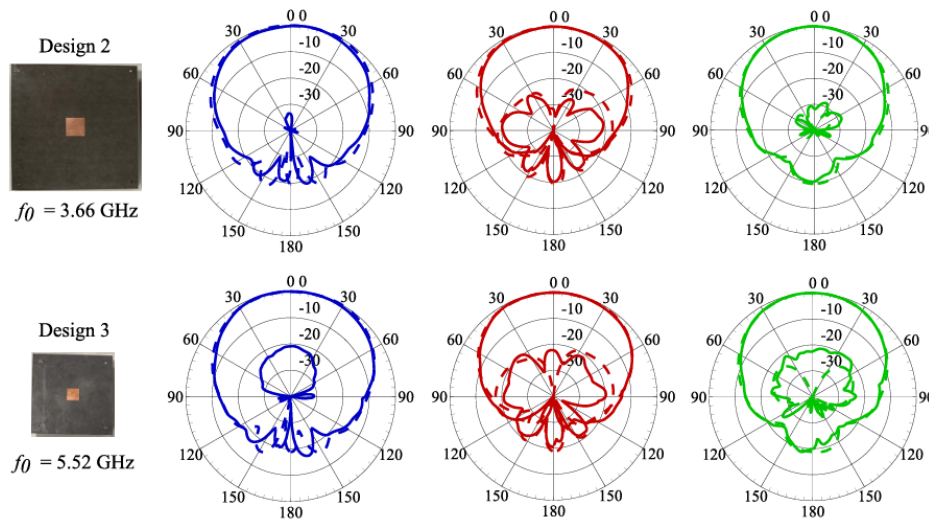


Figure 2. Diagrammes de rayonnement normalisés co- et cross-polarisés dans les plans E, D et H (de gauche à droite). Diagrammes simulés (ligne pointillée) et mesurés (ligne pleine) des antennes des conceptions 2 et 3. *Reproduit de Ccoillo-Ramos et al. [14]*

Parmi ces références, le livre de Bancroft [15] constitue un guide fondamental pour comprendre les bases et les méthodes avancées de conception des antennes microstrip et imprimées. Il détaille leur utilisation dans des domaines tels que les communications sans fil, les radars et les satellites, tout en explorant les techniques permettant d'optimiser leur bande passante, leur gain et leur directivité. L'ouvrage met particulièrement l'accent sur les approches de modélisation électromagnétique, les méthodes de synthèse géométrique et les stratégies de miniaturisation adaptées aux environnements contraints. Bancroft y présente également différentes techniques d'amélioration des performances, telles que l'utilisation de fentes, de structures périodiques, de substrats à permittivité contrôlée ou encore de réseaux d'alimentation innovants permettant de réduire les pertes et le couplage mutuel. Ces travaux fournissent une méthode complète pour concevoir des antennes imprimées performantes, en tenant compte à la fois des principes théoriques, des contraintes de fabrication et des besoins des applications modernes, qu'elles soient à large bande ou à balayage électronique.

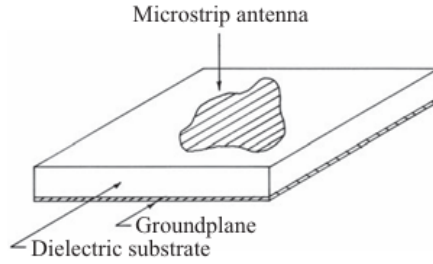


Figure 3. Structure périodique 3D infinie de fils métalliques chargés dans l'air et modèles de circuits RC équivalents utilisés pour les simulations numériques.
Reproduit de Bancroft [15]

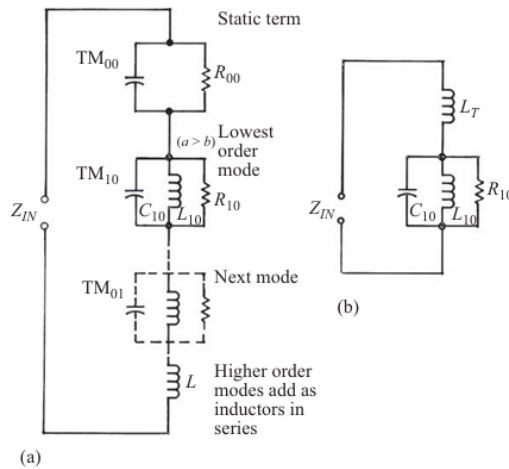


Figure 4. Network models used to represent a rectangular microstrip antenna: (a) general model and (b) narrow band model which is valid for the TM_{10} mode.
Reproduit de Bancroft [15]

De même, l'ouvrage de Pozar et Schaubert [16] approfondit de manière exhaustive l'analyse et la conception des antennes microstrip ainsi que des systèmes micro-ondes associés, en mettant en avant les principes fondamentaux qui régissent leur fonctionnement électromagnétique. Les auteurs y détaillent les mécanismes de rayonnement, les phénomènes de couplage, les limitations inhérentes aux structures imprimées et les stratégies d'optimisation permettant d'améliorer l'efficacité, la bande passante ou encore la directivité. Leur contribution constitue une référence majeure pour la compréhension des interactions entre éléments rayonnants dans les réseaux

d'antennes, notamment en ce qui concerne l'impact des dimensions, de la géométrie et de l'environnement diélectrique sur les performances globales. Cet ouvrage fournit ainsi un cadre théorique solide pour aborder la réduction du couplage mutuel, la miniaturisation des structures et l'intégration de composants passifs tels que les déphaseurs ou les lignes guidées, éléments essentiels dans la conception de réseaux modernes à haute densité.

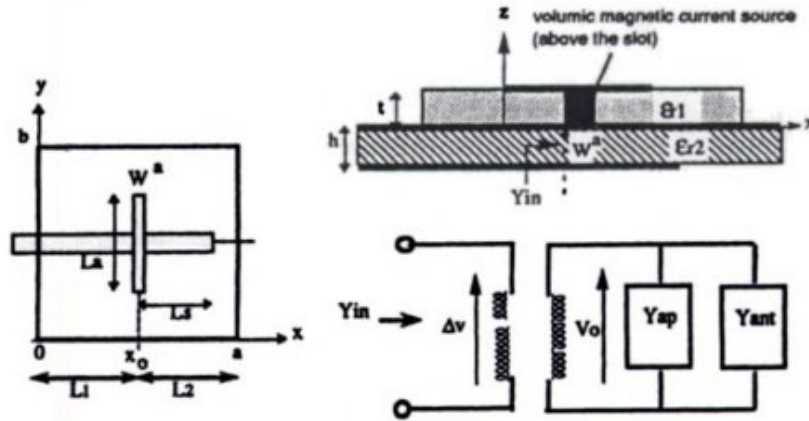


Figure 5. Antenne micro-ruban à couplage par ouverture et son circuit équivalent
Reproduit de Pozar et Schaubert [16]

Dans cette dynamique, Vala et Patel présentent la conception et l'analyse de deux antennes compactes reposant sur les structures Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) et Quarter-Mode Substrate Integrated Waveguide (QMSIW), destinées aux systèmes de communication sans fil. Les auteurs exploitent les propriétés guidantes du SIW tout en réduisant significativement la taille des dispositifs grâce à l'utilisation des modes demi-et quart-onde, ce qui permet d'obtenir des antennes miniaturisées sans compromettre leurs performances électromagnétiques. Cette approche vise à concilier compacité, efficacité et facilité d'intégration dans des environnements électroniques de plus en plus contraints.

L'étude compare en détail les deux configurations en termes de fréquence de résonance, de bande passante, de gain et d'efficacité. Les résultats montrent que les antennes HMSIW et QMSIW offrent une adaptation d'impédance satisfaisante, une directivité correcte et une réduction notable de l'encombrement, ce qui les rend particulièrement adaptées aux dispositifs portables et aux

systèmes intégrés. Les auteurs soulignent également la simplicité de fabrication, la compatibilité avec les procédés de circuits imprimés et la robustesse mécanique de ces structures. L'ensemble de ces caractéristiques fait des antennes HMSIW et QMSIW une alternative pertinente aux antennes micro-ruban conventionnelles pour répondre aux exigences croissantes des applications modernes de communication sans fil.

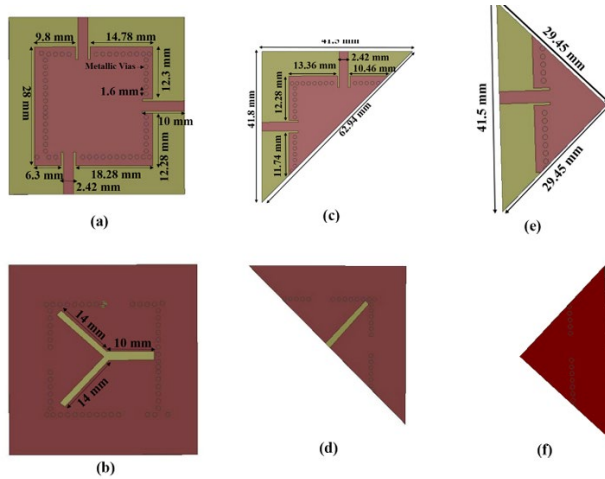


Figure 6. Réalisation des structures HMSIW et QMSIW à partir de la structure SIW. (a) Plan supérieur de la structure SIW ; (b) plan inférieur de la structure SIW ; (c) plan supérieur de la structure HMSIW ; (d) plan inférieur de la structure HMSIW ; (e) plan supérieur de la structure QMSIW ; (f) plan inférieur de la structure QMSIW. Reproduit de Vala et Patel [17].

Une approche novatrice est également présentée par Edalati et Boutayeb [18] qui expose la structure de bande de cristaux métalliques reconfigurables, un type particulier de structures périodiques utilisées pour contrôler la propagation des ondes électromagnétiques. Les auteurs analysent comment l'intégration d'éléments actifs — tels que des diodes PIN ou des composants varactors — modifie les propriétés de dispersion du cristal. L'objectif est de comprendre comment ces éléments permettent d'ajuster en temps réel les bandes interdites, les modes de propagation et les caractéristiques de transmission.

L'étude montre que l'ajout d'éléments actifs offre une reconfigurabilité dynamique, permettant de modifier la réponse électromagnétique de la structure sans changer sa géométrie. Les auteurs démontrent que l'activation ou la désactivation de ces composants influence directement la

position et la largeur des bandes interdites, ouvrant la voie à des dispositifs adaptatifs tels que des antennes intelligentes, des filtres reconfigurables ou des surfaces sélectives en fréquence.

Les résultats obtenus soulignent le potentiel des cristaux métalliques reconfigurables pour concevoir des structures compactes et flexibles, capables de s'adapter aux besoins des systèmes de communication modernes, notamment en matière de contrôle du faisceau, de gestion spectrale et de réduction des interférences.

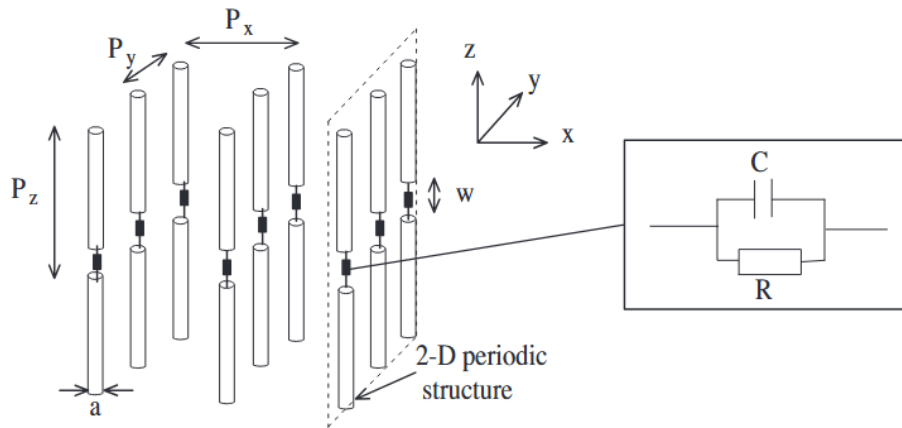


Figure 7. Structure périodique 3D infinie de fils métalliques chargés dans l'air et circuits RC équivalents pour les simulations numériques.

Reproduit de Edalati et Boutayeb [18]

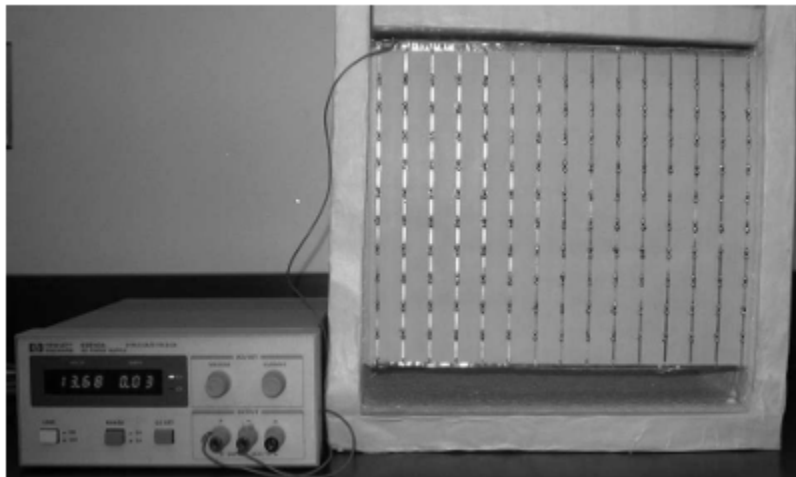


Figure 8. Photographie de la structure EBG reconfigurable fabriquée.

Reproduit de Edalati et Boutayeb [18]

Également dans [19], Boutayeb et Denidni dans cet article étudient la structure de bande de cristaux métalliques reconfigurables, un type particulier de structures périodiques utilisées pour contrôler la propagation des ondes électromagnétiques. Les auteurs analysent comment l'intégration d'éléments actifs — tels que des diodes PIN ou des composants varactors — modifie les propriétés de dispersion du cristal. L'objectif est de comprendre comment ces éléments permettent d'ajuster en temps réel les bandes interdites, les modes de propagation et les caractéristiques de transmission.

L'étude montre que l'ajout d'éléments actifs offre une reconfigurabilité dynamique, permettant de modifier la réponse électromagnétique de la structure sans changer sa géométrie. Les auteurs démontrent que l'activation ou la désactivation de ces composants influence directement la position et la largeur des bandes interdites, ouvrant la voie à des dispositifs adaptatifs tels que des antennes intelligentes, des filtres reconfigurables ou des surfaces sélectives en fréquence.

Les résultats obtenus soulignent le potentiel des cristaux métalliques reconfigurables pour concevoir des structures compactes et flexibles, capables de s'adapter aux besoins des systèmes de communication modernes, notamment en matière de contrôle du faisceau, de gestion spectrale et de réduction des interférences.

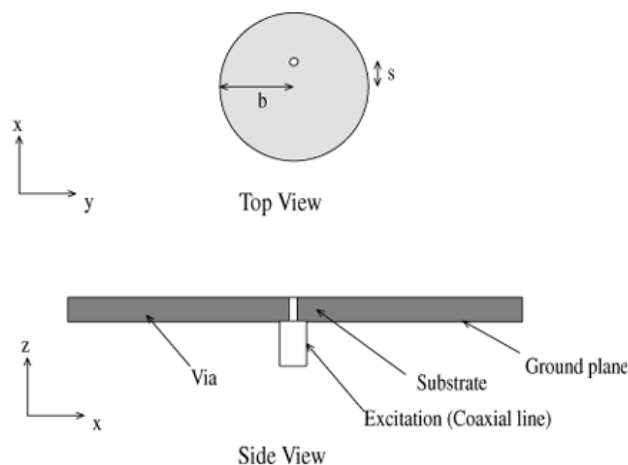


Figure 9. Antenne patch circulaire utilisant une excitation par sonde coaxiale.
Reproduit de Boutayeb et Denidni [19]

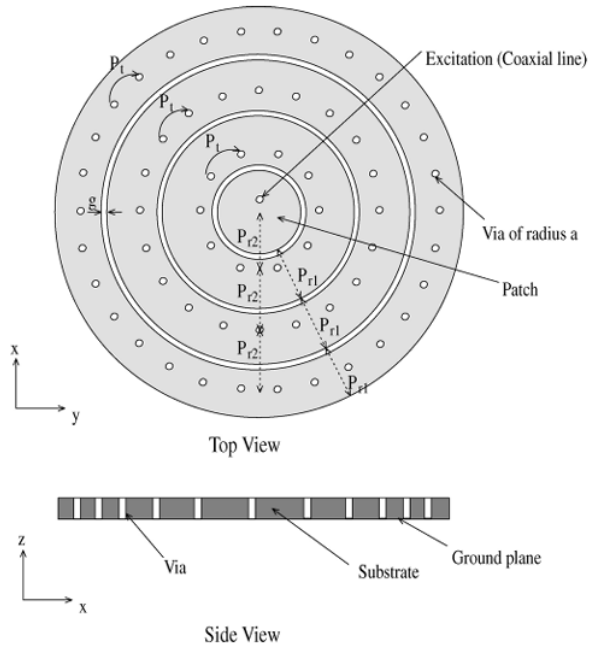


Figure 10. Patch intégré à un substrat EBG cylindrique.
Reproduit de Boutayeb et Denidni [19]

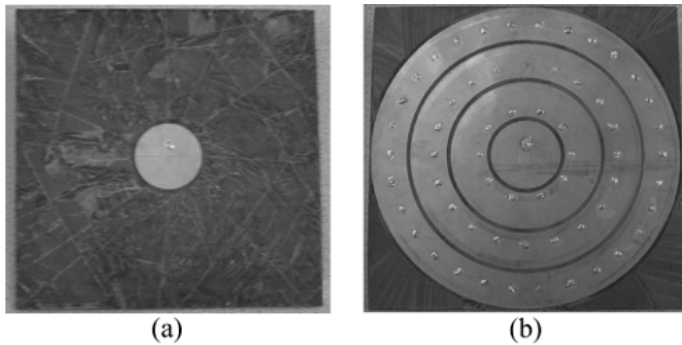


Figure 11. Photographies de l'antenne patch circulaire : (a) avec substrat classique ; (b) intégrée à un substrat EBG cylindrique.
Reproduit de Boutayeb et Denidni [19]

Dans un registre complémentaire, Li et Chen [22] proposent une approche innovante pour la conception de filtres micro-ondes double bande en exploitant des cavités SIW profondément miniaturisées grâce à un double chargement capacitif interne. Les auteurs partent du constat que les structures SIW classiques offrent une bonne sélectivité et une fabrication compatible avec les procédés PCB standards, mais qu'elles restent relativement volumineuses lorsqu'il s'agit de réaliser des dispositifs multibandes. Pour surmonter cette limitation, ils introduisent dans chaque cavité deux plots métalliques conducteurs qui jouent le rôle de charges capacitives localisées. Cette

modification géométrique perturbe la distribution des champs électromagnétiques et augmente la capacité équivalente du résonateur, ce qui entraîne un abaissement simultané des deux premières fréquences de résonance. En ajustant précisément la position, la taille et l'espacement de ces plots, il devient possible de contrôler la séparation entre les modes résonants fondamentaux et d'obtenir deux fréquences de résonance distinctes, ouvrant ainsi la voie à un fonctionnement double bande à partir d'un seul résonateur compact.

Le filtre final proposé dans l'article est constitué de deux cavités SIW ainsi modifiées, couplées entre elles pour former une structure double bande présentant une réponse en fréquence nette et bien définie. Les résultats de simulation et de mesure montrent que les deux bandes passantes obtenues présentent des pertes d'insertion faibles, une bonne sélectivité et une stabilité satisfaisante, malgré la réduction significative de la taille physique. Les auteurs soulignent que la miniaturisation obtenue est substantielle par rapport aux cavités SIW conventionnelles, tout en maintenant des performances compatibles avec les exigences des systèmes de communication modernes. Ils insistent également sur le fait que la structure reste entièrement compatible avec les procédés de fabrication sur substrat diélectrique, ce qui facilite son intégration dans des circuits RF compacts et à faible coût. L'étude démontre ainsi que la manipulation des charges capacitatives internes constitue une stratégie efficace pour contrôler les modes résonants d'une cavité SIW, permettant à la fois la miniaturisation et la réalisation de dispositifs multibandes sans multiplier le nombre de résonateurs. Cette contribution s'inscrit dans la tendance actuelle visant à développer des composants micro-ondes plus compacts, plus intégrables et capables de répondre aux besoins croissants en flexibilité fréquentielle des systèmes sans fil contemporains.

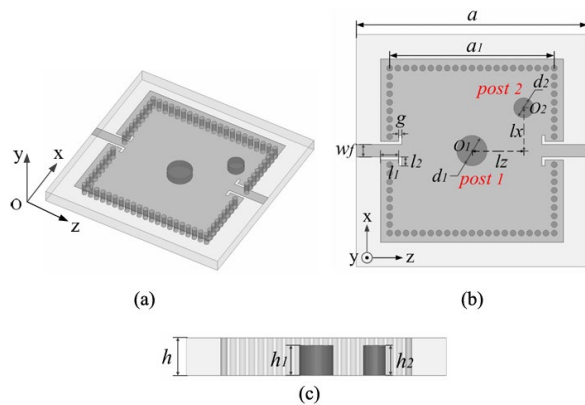


Figure 12. Résonateur à cavité SIW à double chargement capacitif. (a) Vue en perspective. (b) Vue de dessus. (c) Vue de côté.

Reproduit de Li et Chen [22]

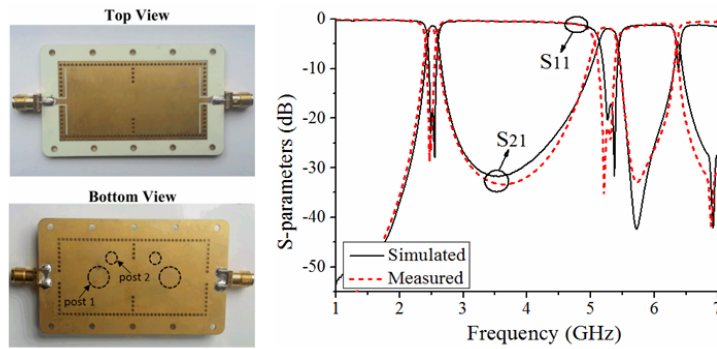


Figure 13. Photographs and simulated and measured S-parameters of the proposed dual-band filter.
Reproduit de Li et Chen [22]

Enfin, Sarkar et Lim [23] présentent une antenne à onde de fuite compacte destinée aux applications millimétriques autour de 60 GHz, une bande de plus en plus utilisée pour les communications à haut débit et les systèmes radar courte portée. Les auteurs s'appuient sur une structure HMSIW (Half-Mode Substrate Integrated Waveguide) réalisée sur PCB, choisie pour sa compacité, sa facilité de fabrication et sa capacité à supporter des modes guidés adaptés aux fréquences millimétriques. L'objectif principal est de concevoir une antenne capable d'offrir une large plage de balayage du faisceau, un gain amélioré et un niveau de lobes secondaires réduit, tout en conservant une géométrie simple et compatible avec les procédés industriels.

Pour atteindre ces performances, l'antenne intègre un milieu CRLH (Composite Right/Left-Handed) obtenu en ajoutant, le long du bord rayonnant de la HMSIW, des slots interdigitaux dont la longueur varie selon une loi demi-sinusoidale. Ces fentes introduisent une capacité distribuée contrôlée, modifiant la dispersion de la ligne et permettant la coexistence de régimes de propagation de type LH et RH. Cette transition CRLH est essentielle pour obtenir un balayage continu du faisceau, car elle permet à l'antenne de rayonner à des angles différents selon la fréquence, couvrant ainsi une plage angulaire plus large que celle des LWAs classiques.

Les auteurs analysent en profondeur la cellule unitaire de la structure en étudiant sa relation de dispersion et son impédance de Bloch, ce qui permet de comprendre comment les harmoniques spatiales contribuent au rayonnement. Cette analyse montre que la structure modifiée génère un mode de fuite contrôlé, dont l'angle de rayonnement varie de manière régulière avec la fréquence. Les résultats de simulation et de mesure confirment que l'antenne offre une plage de balayage angulaire étendue, un gain supérieur et une réduction notable des lobes secondaires, tout en

maintenant une bande passante suffisante pour les applications V-band. La structure reste compacte, robuste et entièrement compatible avec les procédés PCB, ce qui facilite son intégration dans des systèmes millimétriques intégrés.

L'article démontre ainsi que la combinaison d'une HMSIW et d'un milieu CRLH obtenu par des slots interdigitaux modulés constitue une approche efficace pour concevoir des antennes à onde de fuite performantes à 60 GHz. Cette contribution s'inscrit dans les efforts actuels visant à développer des antennes millimétriques compactes, économiques et capables de fournir un balayage de faisceau étendu pour les communications sans fil à très haut débit.

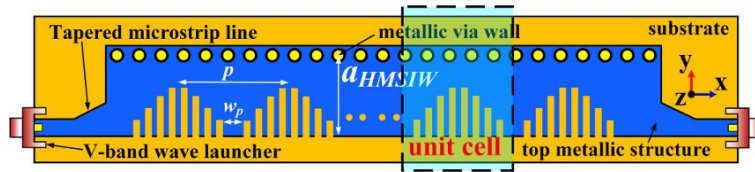


Figure 14. Agencement de l'antenne à onde de fuite en bande V, avec une périodicité $p = 2,4$ mm.
Reproduit de Sarkar et Lim [23]

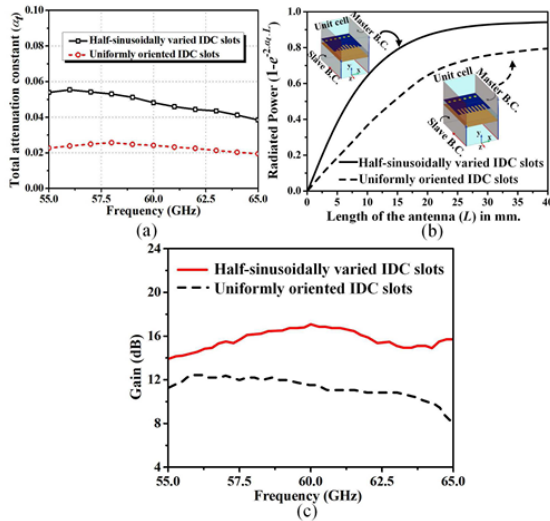


Figure 15. Comparaison des performances entre les cellules unitaires comportant des fentes IDC orientées uniformément et celles utilisant les fentes IDC modifiées à variation demi-sinusoïdale proposées. (a) Constante d'atténuation totale de la structure. (b) Puissance rayonnée. (c) Variations correspondantes du gain.
Reproduit de Sarkar et Lim [23]

Ainsi, ces contributions scientifiques et techniques offrent une vision globale et approfondie de l'évolution des antennes microstrip et des composants associés, en mettant en lumière les

innovations et les défis actuels dans le domaine des télécommunications et des systèmes micro-ondes. Elles montrent clairement que les avancées récentes s'orientent vers des architectures plus compactes, mieux maîtrisées sur le plan électromagnétique et capables de réduire simultanément les pertes, le couplage mutuel et les limitations en bande passante.

Elles soulignent également l'importance croissante des approches intégrées combinant antennes imprimées, structures périodiques, substrats artificiels et lignes guidées innovantes, permettant d'améliorer la directivité, l'adaptation d'impédance et le contrôle de la phase dans des réseaux de plus en plus denses. Cette dynamique met en évidence la nécessité de solutions capables d'assurer une cohérence de rayonnement tout en répondant aux contraintes de miniaturisation et de performance imposées par les systèmes modernes.

Dans cette continuité, le travail présenté dans cette étude s'inscrit directement dans ces orientations en proposant une architecture d'antenne imprimée miniaturisée intégrant un stub de découplage et un déphaseur HMSIW, afin d'optimiser la distribution de phase et d'améliorer les performances globales du réseau.

Conception de l'élément rayonnant

La figure 16 illustre la configuration générale ainsi que les dimensions de l'antenne dipôle imprimée proposée. Cette antenne a été conçue en utilisant un stratifié diélectrique RT/duroid® 5880 Rogers, caractérisé par une permittivité relative (ϵ_r) de 2,2 et une tangente de perte de 0,0004, garantissant ainsi des performances optimales en haute fréquence. L'épaisseur du substrat utilisé est de 0,5080 mm, ce qui assure une bonne stabilité mécanique tout en minimisant les pertes diélectriques.

La structure de l'antenne comprend une ligne d'alimentation microruban de 50 ohms, un plan de masse tronqué, ainsi qu'une transition symétrique, spécifiquement conçue pour une excitation équilibrée. Les éléments rayonnants ainsi que le plan de masse sont positionnés sur la face supérieure du stratifié diélectrique, tandis que les lignes d'alimentation sont situées sur la face inférieure. Cette disposition favorise une propagation efficace des ondes électromagnétiques et optimise le couplage entre les différents composants de l'antenne.

Enfin, les lignes d'alimentation à fente présentent une impédance caractéristique de 120 ohms, ce qui permet d'assurer une bonne transition entre la source d'excitation et les éléments rayonnants tout en garantissant une adaptation d'impédance efficace sur une large bande de fréquences.

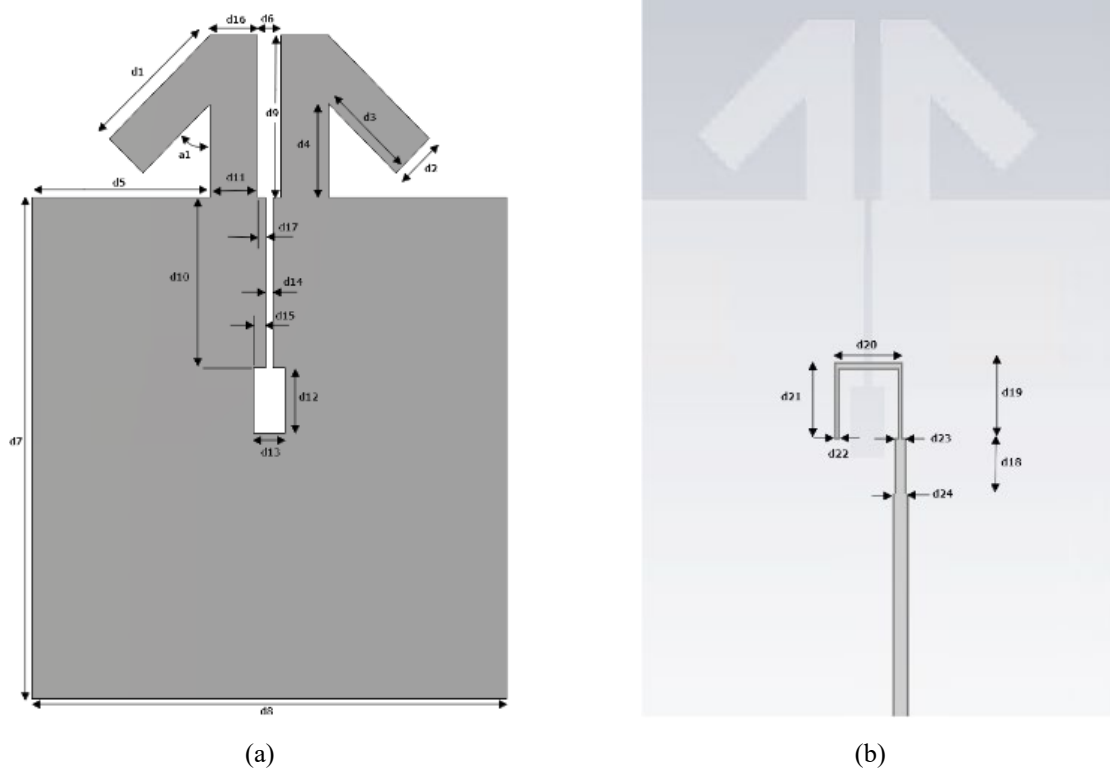


Figure 16. Configuration générale de l'antenne dipôle proposée. (a) *Vue de dessus.* (b) *Vue arrière.*

L'adaptation d'impédance joue un rôle fondamental dans la performance des antennes, en particulier lorsqu'elles doivent fonctionner sur une large gamme de fréquences. Dans le cas de l'antenne dipôle proposée, il est indispensable d'utiliser un balun afin d'assurer une transition efficace entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant, tout en minimisant les pertes et les réflexions indésirables. Pour répondre à cette exigence, un transformateur microruban-ligne à fente a été mis en place. Ce transformateur intègre des lignes microruban pliées, directement reliées à la ligne d'alimentation, ce qui permet non seulement d'adapter l'impédance sur une large bande de fréquences, mais aussi de garantir une alimentation stable et optimisée pour l'antenne.

Comme le montre la figure 1, les éléments rayonnants du dipôle proposé sont inclinés à 45 degrés. Cette topologie présente plusieurs avantages : d'une part, elle confère à l'antenne une structure compacte, ce qui facilite son intégration dans des systèmes de communication miniaturisés, et d'autre part, elle influence la distribution des champs électromagnétiques de manière à élargir le diagramme de rayonnement dans le plan E [10]. Une telle caractéristique est particulièrement intéressante pour améliorer la couverture spatiale et la stabilité du signal dans diverses applications.

La conception et l'optimisation de cette antenne ont été réalisées à l'aide de CST Microwave Studio, un solveur électromagnétique avancé qui permet une analyse en pleine onde. Ce logiciel offre des capacités de modélisation précises, permettant de simuler avec une grande fiabilité les interactions électromagnétiques entre les différents composants de l'antenne. Grâce à ces simulations, il est possible d'affiner les paramètres géométriques et de maximiser les performances du dispositif.

Le tableau 1 répertorie l'ensemble des paramètres dimensionnels de l'antenne dipôle proposée. Tous ces paramètres sont exprimés en millimètres, garantissant une cohérence dans l'analyse et l'interprétation des résultats de simulation. Une étude approfondie de ces dimensions est essentielle pour optimiser la réponse en fréquence de l'antenne et assurer une compatibilité avec les systèmes de communication à large bande.

Paramètres	Valeur (mm)	Paramètres	Valeur (mm)
d1	11.504	d14	0.638
d2	3.834	d15	0.957
d3	7.669	d16	3.828
d4	7.337	d17	0.638
d5	14.355	d18	4
d6	1.914	d19	5.3
d7	49.847	d20	5.2
d8	75.286	d21	5.3
d9	12.760	d22	0.3
d10	13.398	d23	0.7
d11	3.828	d24	0.94
d12	5.104	a1	45°
d13	2.552		

Tableau 2. Caractéristiques de l'antenne dipôle

Conception d'un réseau d'antennes

La conception qui a été exposée précédemment a été soigneusement ajustée afin de former un ensemble cohérent composé de quatre antennes interconnectées. Ce réseau a pour objectif principal d'optimiser la réception des données transmises, garantissant ainsi une qualité de signal nettement améliorée tout en minimisant les perturbations liées aux interférences extérieures. En conséquence, cette antenne bénéficiera d'une portée accrue, lui permettant de couvrir une distance plus vaste, tout en optimisant l'efficacité énergétique afin de limiter la consommation tout en assurant des performances maximales.

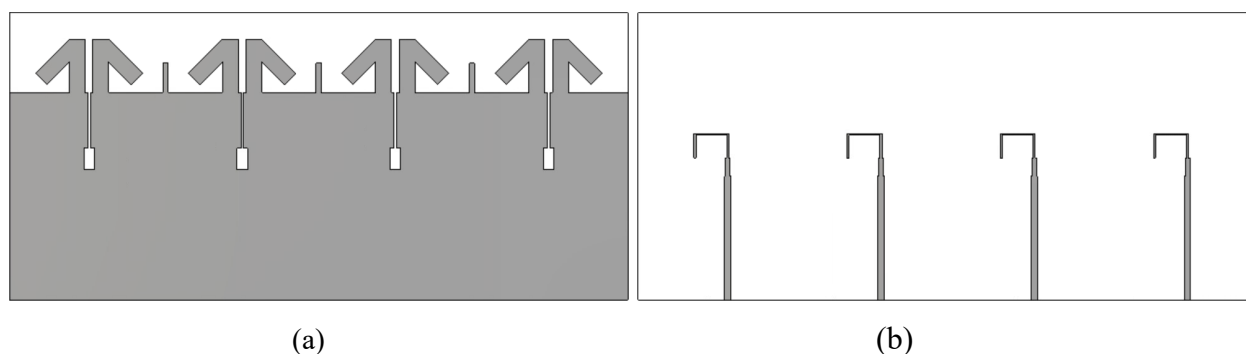


Figure 17. Configuration du réseau d'antennes proposée. (a) *Vue de dessus.* (b) *Vue arrière.*

Afin d'étudier la répartition des champs électromagnétiques au sein de notre réseau d'antennes et d'évaluer ses performances en termes de directivité et de gain total, nous avons intégré dans notre environnement de simulation des « moniteurs de champs » de type « Farfield/RCS ». > Ces moniteurs permettent d'analyser le rayonnement électromagnétique généré par les antennes sur de longues distances et offrent une visualisation détaillée des zones de forte et faible intensité de champ. Grâce à cet outil, nous pouvons identifier les éventuelles irrégularités dans la propagation des ondes, optimiser l'orientation des antennes et améliorer l'efficacité globale du système.

Dans un second temps, nous avons configuré quatre « ports de guide d'ondes », qui jouent un rôle clé dans l'excitation et l'analyse de nos guides d'ondes. Ces ports permettent une transition efficace des ondes électromagnétiques et facilitent la mesure des performances en transmission et en réflexion. Pour garantir une simulation précise des interactions électromagnétiques dans notre

système, nous avons choisi d'opter pour un mode d'excitation séquentiel. Cette approche, proposée par « CST MicroStudio », permet de simuler les ports un par un, ce qui facilite l'étude du couplage entre les éléments du réseau et évite les interférences qui pourraient fausser les résultats.

Enfin, nous examinerons les résultats obtenus en nous appuyant sur les « paramètres S » (matrice de diffusion). Ces paramètres nous fourniront des informations précieuses sur les pertes et la transmission des ondes électromagnétiques à travers notre système, nous permettant ainsi d'optimiser la conception pour garantir les meilleures performances possibles.

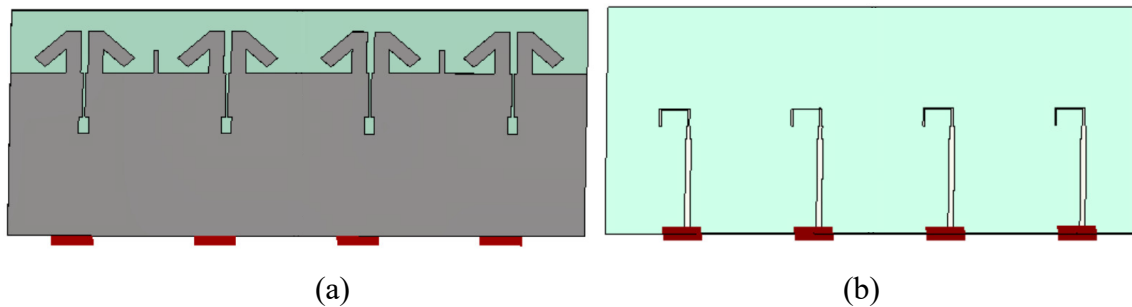


Figure 18. Configuration de la simulation du réseau d'antennes. (a) *Vue de dessus.* (b) *Vue arrière.*

Évaluation de l'impédance après simulation

À la fin de la simulation, une vérification systématique de l'impédance est effectuée afin de garantir qu'elle correspond à l'impédance de référence, essentielle pour une adaptation optimale du système. Cette étape permet de s'assurer que le réseau d'antennes répond aux exigences de transmission en minimisant les pertes et les réflexions indésirables.

Dans les applications de radiofréquence, l'impédance de référence est généralement fixée à 50Ω , une valeur standard qui assure une compatibilité avec la majorité des dispositifs RF et optimise le transfert d'énergie entre les composants du système. Une mauvaise adaptation d'impédance pourrait entraîner des réflexions excessives, compromettant la stabilité du signal et réduisant l'efficacité du réseau d'antennes.

La validation de cette impédance après la simulation est donc cruciale, car elle permet d'identifier d'éventuels écarts pouvant nécessiter des ajustements au niveau de la conception, du réseau d'alimentation ou de la structure géométrique des éléments rayonnants. Une analyse approfondie de la composante réelle de l'impédance est souvent réalisée afin de s'assurer que l'énergie transmise est efficacement convertie en rayonnement, réduisant ainsi les pertes résistives et améliorant la performance globale du système.

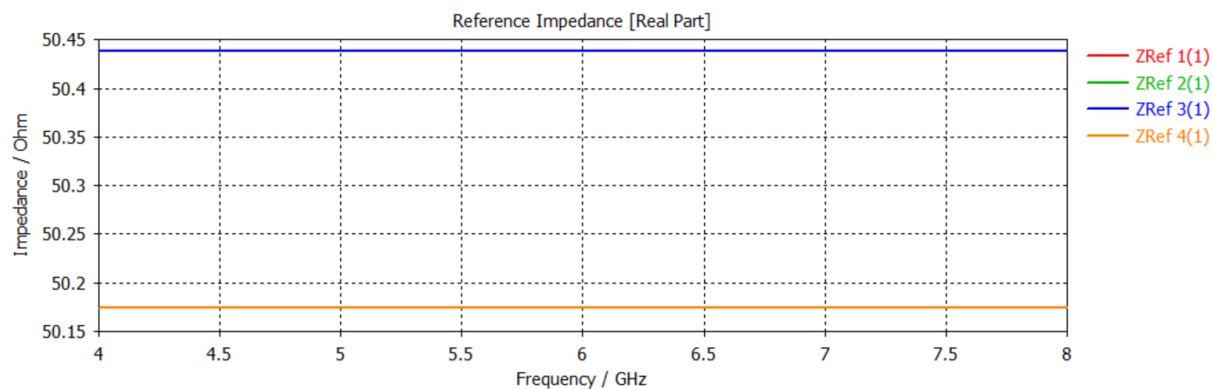


Figure 19. Analyse de l'impédance (partie réelle) en fonction des ports simulés

Évaluation des « paramètres S » après simulation

Les coefficients S_{11} et S_{22} correspondent aux coefficients de réflexion aux ports du réseau, représentant la fraction de l'onde incidente qui est renvoyée au lieu d'être transmise. Cette réflexion peut être causée par une mauvaise adaptation d'impédance ou par des discontinuités dans le circuit. Une valeur élevée de S_{11} ou S_{22} indique une forte réflexion, ce qui peut entraîner des pertes d'efficacité et limiter la transmission de l'énergie.

À l'inverse, les coefficients S_{12} et S_{21} traduisent la capacité du réseau à transférer l'énergie entre les ports. S_{21} représente la transmission directe, mesurant la proportion de l'onde incidente sur le port 1 qui atteint le port 2. S_{12} , quant à lui, décrit la transmission inverse, indiquant la quantité d'énergie passant du port 2 vers le port 1.

Ces paramètres sont essentiels en ingénierie des radiofréquences et en hyperfréquences, car ils permettent d'analyser le comportement électromagnétique d'un réseau, d'optimiser son adaptation et de garantir une performance optimale en minimisant les pertes par réflexion et en améliorant le couplage entre les ports [25].

La relation matricielle définissant le comportement d'un réseau N-ports : le vecteur des ondes réfléchies est obtenu en multipliant la matrice des paramètres S par le vecteur des ondes incidentes a est la suivante [25]:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_N \end{pmatrix}.$$

La définition du coefficient de diffusion S_{ij} : rapport entre l'onde sortante au port i et l'onde incidente appliquée au port j, tous les autres ports étant adaptés [25]:

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0 \text{ pour } k \neq j}$$

Les expressions normalisées des ondes incidente a_i et réfléchi b_i au port i, obtenues à partir de la tension V_i , du courant I_i et de l'impédance caractéristique Z_i sont les suivantes [25]:

$$a_i = \frac{V_i + Z_i I_i}{2\sqrt{\Re[Z_i]}} \quad b_i = \frac{V_i - Z_i^* I_i}{2\sqrt{\Re[Z_i]}}$$

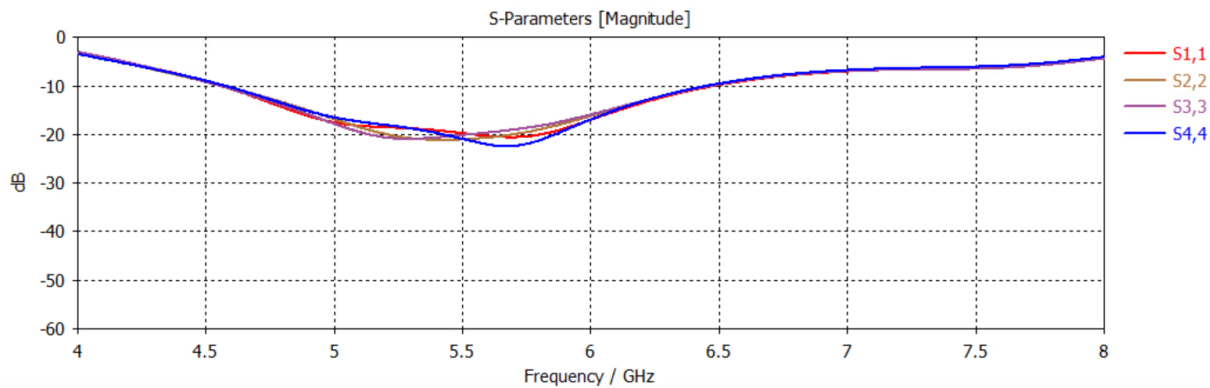


Figure 20. Coefficients de Réflexion S11, S22, S33 et S44

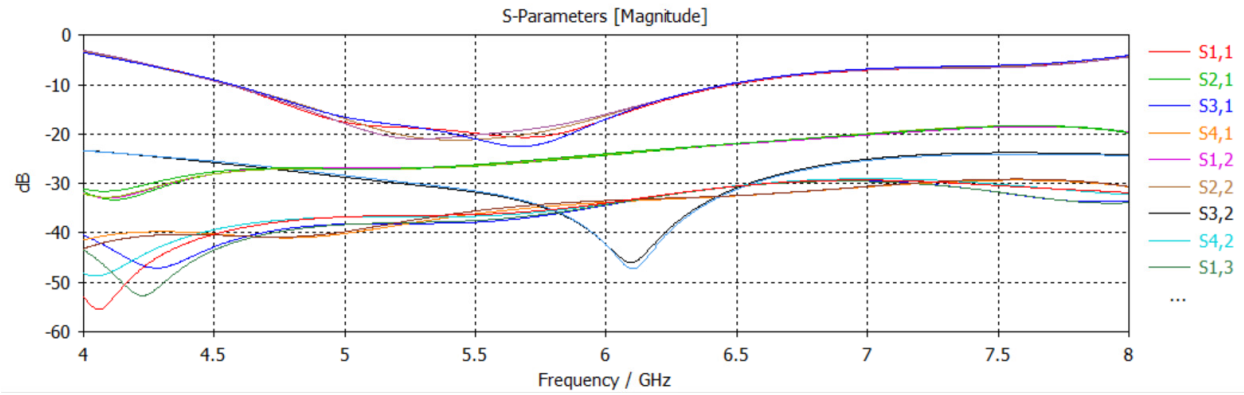


Figure 21. Autres coefficients de transmission S12, S21, S13, S31

Analyse des moniteurs de champ à 5.8 GHz

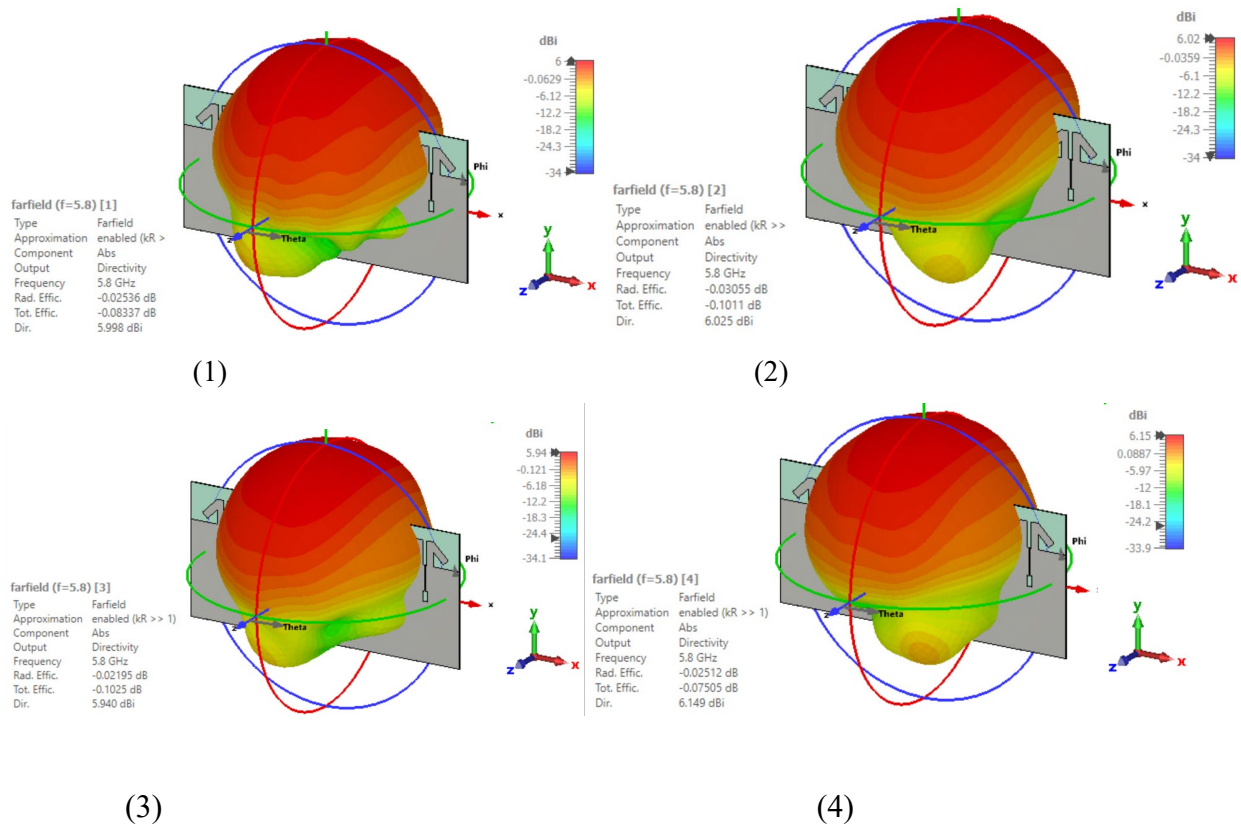


Figure 22. Résultats Farefield à 5.8 GHz. (a) Port1, (b) Port2, (c) Port3, (b) Port4

Généralités sur les déphaseurs

Les déphaseurs occupent une place centrale dans l'ingénierie hyperfréquence depuis les débuts du radar et des systèmes d'antennes à balayage électronique. Leur rôle — imposer un décalage de phase contrôlé entre plusieurs voies — est essentiel pour orienter un faisceau, compenser des désadaptations ou reconfigurer dynamiquement un réseau. L'histoire de ces dispositifs reflète l'évolution des technologies micro-ondes, depuis les guides d'onde métalliques massifs jusqu'aux architectures intégrées reconfigurables actuelles.

1. Les premiers déphaseurs : l'ère des guides d'onde métalliques

Les premiers déphaseurs, développés dans les années 1940–1960, étaient réalisés en guides d'onde rectangulaires. Ils reposaient sur des mécanismes purement mécaniques ou électromécaniques [24]. Ils mettaient en œuvre différents principes tels que :

- Lignes à longueur variable,
- Pistons métalliques mobiles,
- Sections de guide à permittivité ajustée,
- Ferrites polarisés pour les déphaseurs à commande magnétique.

Ces dispositifs offraient une excellente tenue en puissance et de faibles pertes, mais leur encombrement, leur masse et leur lenteur limitaient leur intégration dans des systèmes compacts [24].

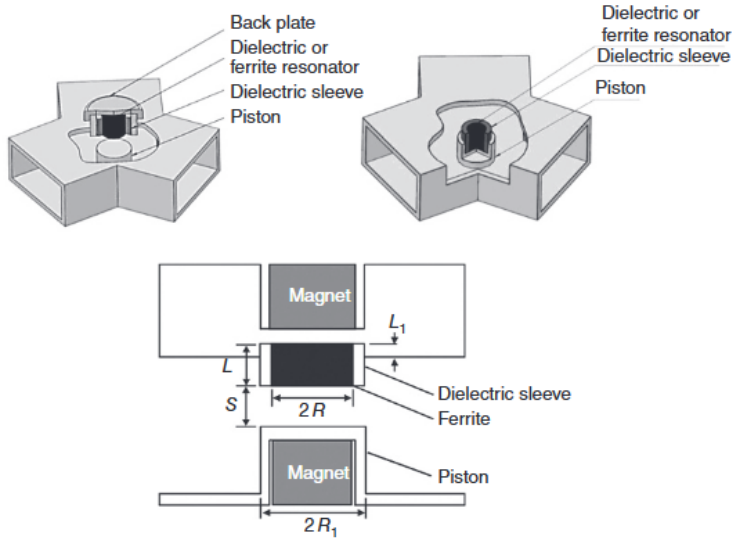


Figure 23. Schémas de circulateurs à jonction de guide d'ondes utilisant des résonateurs à croisillon simple.
Reproduit de Helszajn [24]

2. Transition vers les technologies planaires

Avec l'essor des circuits imprimés dans les années 1970–1990, les déphaseurs ont migré vers des technologies planaires telles que la microbande, la coplanaire ou la stripline [25]. Plusieurs approches ont émergé :

- Lignes à longueur électrique variable,
- Déphaseurs à commutation utilisant des diodes PIN,
- Déphaseurs à varactors pour un contrôle analogique,
- Structures à lignes couplées ou à résonateurs distribués.

Cette transition a permis une réduction drastique de la taille et du coût, au prix d'une augmentation des pertes et d'une sensibilité accrue aux tolérances de fabrication.

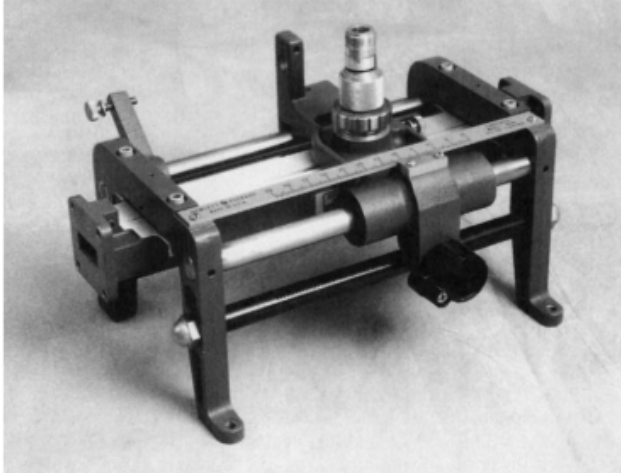


Figure 24. Ligne à fentes pour guide d'ondes en bande X.
Reproduit de Pozar [25]

3. L'arrivée des matériaux actifs et des MEMS

À partir des années 2000, l'intégration de composants actifs et de technologies MEMS a permis d'obtenir des déphaseurs :

- À très faible perte,
- À haute linéarité,
- À commande numérique,
- Avec une excellente répétabilité.

Les MEMS sont de minuscules dispositifs qui combinent des composants mécaniques et des composants électroniques intégrés sur une même puce. Les MEMS ont notamment permis de combiner les avantages des structures mécaniques (faible perte) et des circuits planaires (compacité), ouvrant la voie à des réseaux d'antennes reconfigurables plus performants [26].

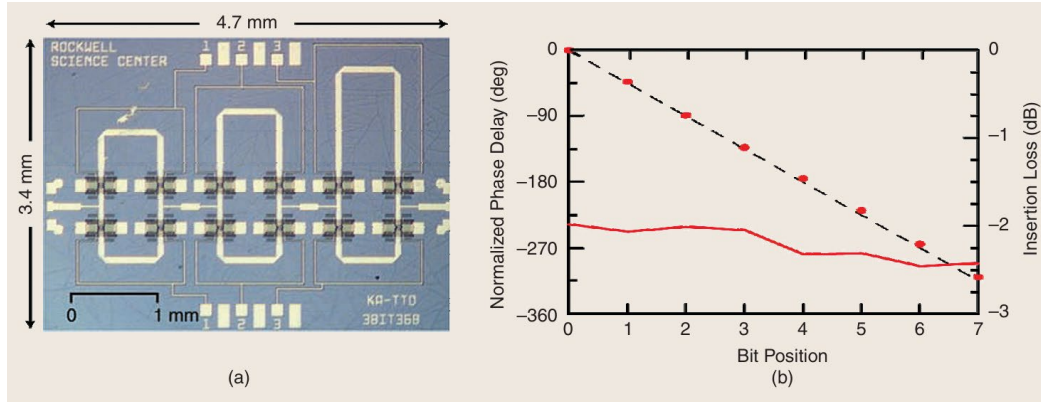


Figure 25. (a) Le déphaseur à lignes commutées Ka-band 3 bits de Rockwell Scientific et (b) ses performances mesurées à 35 GHz.

Reproduit de Rebeiz et Tan [26]

4. L'ère des guides d'onde intégrés (SIW) et des variantes compactes

L'introduction du « Substrate Integrated Waveguide » (SIW) a marqué une nouvelle étape en combinant :

- Les faibles pertes des guides métalliques,
- La compacité et la fabricabilité des circuits imprimés.

Les déphaseurs SIW ont rapidement gagné en popularité grâce à leur robustesse électromagnétique et leur compatibilité avec les procédés industriels. L'apparition du Half-Mode SIW (HMSIW) a ensuite permis de réduire encore l'encombrement tout en conservant les propriétés de propagation du mode dominant. Cette compacité accrue a rendu ces structures particulièrement adaptées aux déphaseurs reconfigurables modernes. [27]

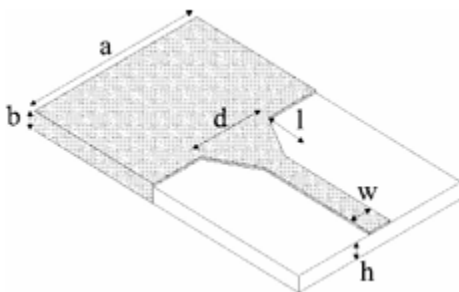


Figure 26. Configuration de la transition proposée entre ligne microruban et guide d'ondes rectangulaire sur le même substrat.

Reproduit de Deslandes and K. Wu [27]

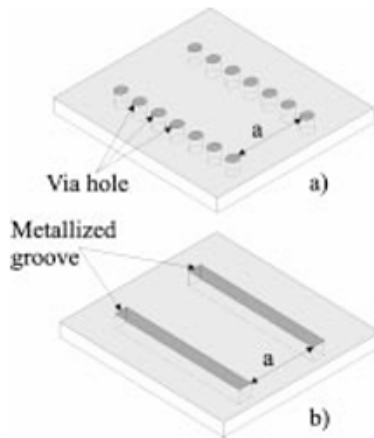


Figure 27. Techniques de guides d'ondes synthétisés sur substrat : (a) réseaux de vias métallisés et (b) rainures métallisées.

Reproduit de Deslandes and K. Wu [27]

5. Les déphaseurs reconfigurables contemporains

Les déphaseurs actuels exploitent une grande variété de mécanismes :

- Diodes PIN pour des commutations rapides,
- Varactors pour un contrôle continu de la phase,
- Matériaux à permittivité variable (ferrites, matériaux ferroélectriques),
- Technologies MEMS,
- Structures SIW/HMSIW optimisées pour la concentration du champ.

Dans ce contexte, les architectures HMSIW se distinguent par leur compacité, leur faible dispersion, et leur sensibilité accrue aux éléments actifs, ce qui en fait une plateforme idéale pour la réalisation de déphaseurs modernes à commande électronique.

L'ensemble de cette évolution montre comment les déphaseurs sont passés de dispositifs massifs et mécaniques à des structures intégrées, compactes et reconfigurables — une trajectoire qui justifie pleinement l'utilisation d'un déphaseur HMSIW dans un système moderne [28].

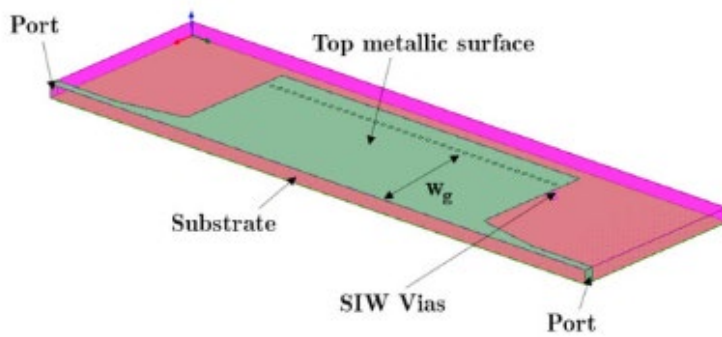


Figure 28. Schéma de la structure HM-SIW proposée, tel qu’obtenu à partir du logiciel de simulation.
Reproduit de Dakam et Mnasri [28]

6. Évolution vers les technologies intégrées : SIW et HMSIW

Les technologies de guides d’onde intégrés au substrat (SIW) se sont imposées au cours des deux dernières décennies comme une alternative compacte, économique et compatible avec les procédés planaires pour la réalisation de composants hyperfréquences. Issues d’une volonté de combiner les faibles pertes des guides d’onde métalliques classiques avec la flexibilité de fabrication des circuits imprimés, les structures SIW reproduisent le comportement d’un guide rectangulaire en utilisant deux rangées de vias métallisés insérées dans un substrat diélectrique. Cette approche a progressivement donné naissance à plusieurs variantes optimisées, dont le Half-Mode SIW (HMSIW), développé pour réduire davantage l’encombrement tout en conservant les propriétés essentielles de propagation.

Notre déphaseur s’inscrit dans cette famille et adopte une architecture HMSIW, une version demi-mode du SIW exploitant les propriétés de symétrie du mode dominant. Dans un SIW classique, opérant sur le mode fondamental TE_{10} , [12] le champ électromagnétique présente un plan de symétrie magnétique situé au centre du guide. Ce plan se comporte comme une paroi magnétique idéale, imposant une condition de champ magnétique tangentiel nul. En intégrant explicitement cette symétrie dans la modélisation, il devient possible de ne considérer que la moitié du guide sans altérer la distribution du champ associée au mode dominant.

La suppression d’une des deux rangées de vias conduit ainsi à une structure semi-ouverte, ne conservant qu’un seul mur métallique artificiel : le HMSIW [13]. Malgré cette réduction

géométrique, la structure maintient les caractéristiques essentielles de propagation du SIW, notamment la stabilité du mode guidé, une dispersion maîtrisée et des pertes comparables à celles du guide complet. Cette compacité accrue se traduit par une diminution significative de l'encombrement, de la masse et du coût de fabrication, tout en renforçant la compatibilité avec les technologies planaires.

Dans le contexte des déphaseurs, cette architecture présente un avantage déterminant : la concentration du champ électrique dans la région ouverte, qui rend la structure particulièrement sensible aux éléments de reconfiguration tels que les diodes PIN, les varactors ou les matériaux à permittivité variable. Cette sensibilité permet d'obtenir des variations de phase importantes pour une perturbation minimale de la géométrie, menant à un déphaseur plus efficace, plus compact et plus facilement intégrable dans des réseaux d'antennes ou des systèmes de beamforming. Le HMSIW constitue ainsi une plateforme idéale pour la réalisation de déphaseurs modernes à commande électronique, alliant compacité, performance et reconfigurabilité.

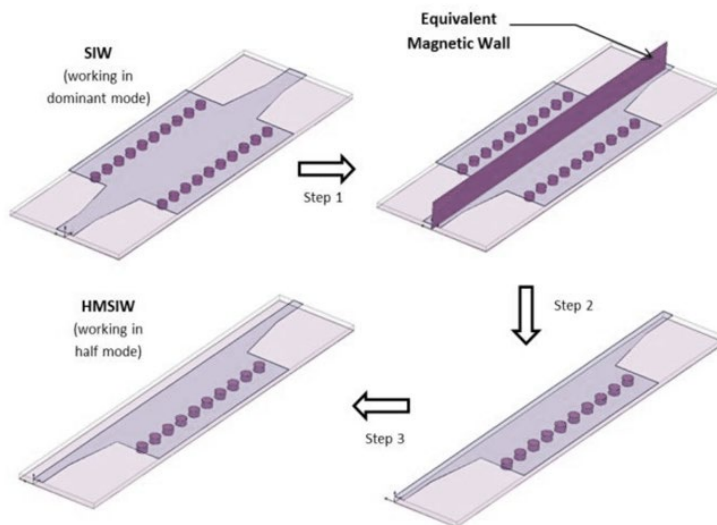


Figure 29. Transformation d'un SIW en HMSIW
Adapté de Tayeb & Keltouma [20]

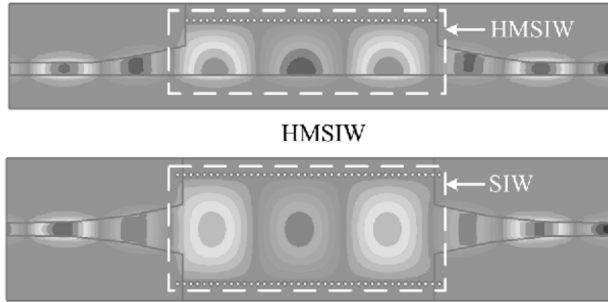


Figure 30. Transformation d'un SIW en HMSIW
Reproduit de Liu, Bing et al [21]

Conception du déphaseur demi-mode

Les dimensions géométriques du déphaseur étudié, essentielles à la détermination de sa réponse en fréquence, sont détaillées ci-après

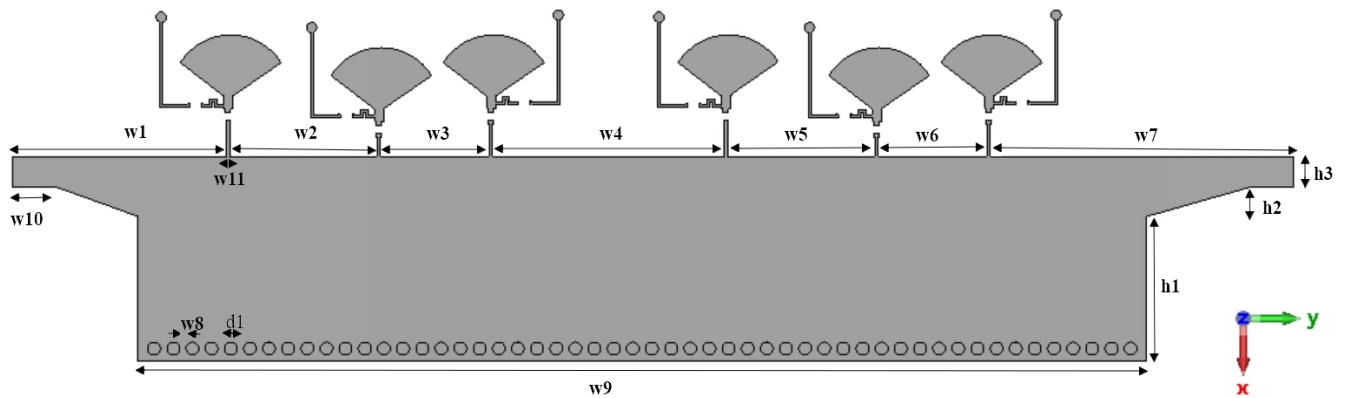


Figure 31. Dimensions du déphaseur HMSIW

$w1=16,707$ $w2=11,546$ $w3=8,546$ $w4=18,146$ $w5=11,546$ $w6=8,546$ $w7=23,746$ $d1=1,016$
 $w8=1,50$ $w9=79d$ $w10=0,254$

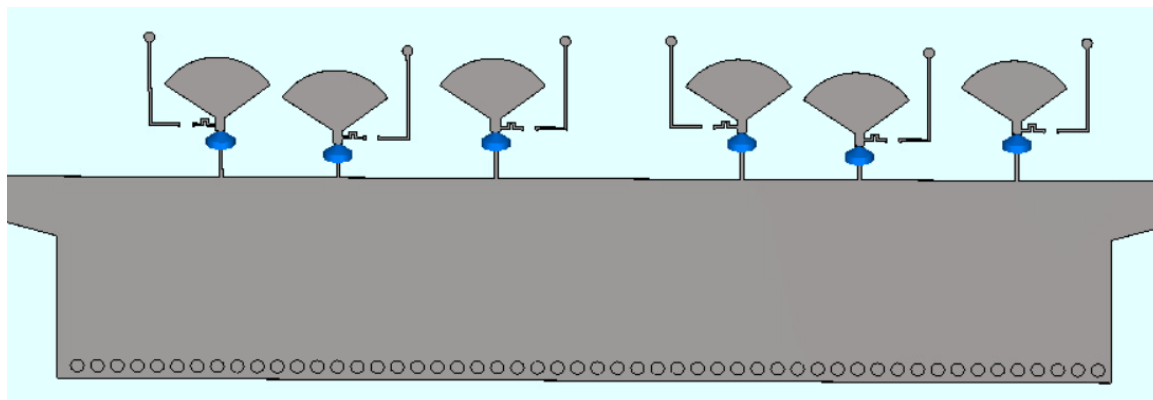


Figure 32. Positionnement des diodes

Couplage de l'antenne au déphaseur reconfigurable et création d'un réseau d'antenne

Après la conception et la validation de l'antenne de référence, nous avons procédé à l'intégration d'un déphaseur de type HMSIW dont la conception est présentée plus haut. Cette étape vise à doter la structure d'un contrôle précis de la phase tout en maintenant une architecture compacte et compatible avec les technologies planaires. Le choix du HMSIW s'explique par sa capacité à reproduire les propriétés de guidage d'un guide d'onde intégré tout en réduisant significativement l'encombrement et les pertes. L'ajout de ce déphaseur permet ainsi d'étendre les possibilités de commande du front d'onde et d'améliorer la flexibilité du système sans compromettre les performances initiales de l'antenne.

Afin d'obtenir le dispositif final, nous avons combiné un élément de notre réseau d'antennes avec un élément du déphaseur. Pour assurer la transition entre les deux, des structures intermédiaires ont été ajoutées dans la couche de l'antenne contenant la ligne microruban. Le même substrat a été prolongé, tout comme le plan de masse, afin d'obtenir un seul et unique composant intégré.

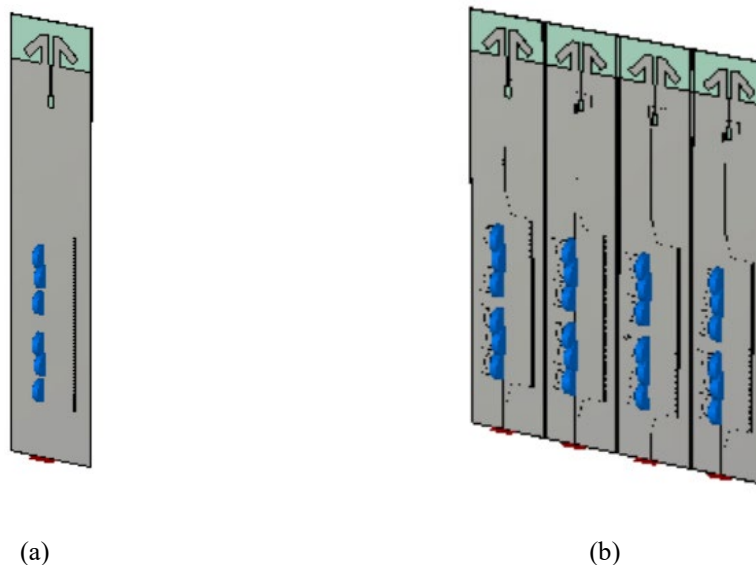


Figure 33. Configuration du dispositif proposé. Vu de dessus (a) élément isolé. (b) réseau de 4 antennes avec déphaseurs.

Pour la conception et la simulation, nous utilisons le logiciel CST Studio Suite. Cet outil de simulation électromagnétique 3D offre une modélisation complète des structures micro-ondes, incluant les effets de substrat, les phénomènes de couplage et les pertes de rayonnement, ce qui permet d'obtenir des résultats fiables avant la fabrication

Configuration des composants concentrés et idéalisés (Diodes R, L, C)

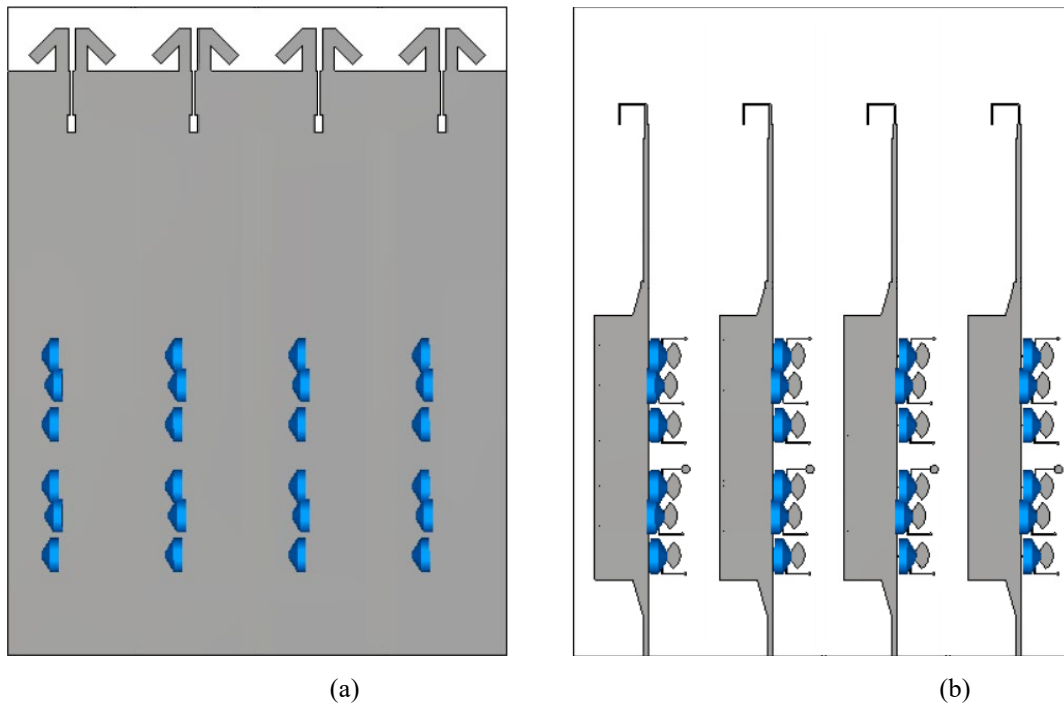


Figure 34. Configuration finale du dispositif. (a) *Vue de dessus.* (b) *Vue arrière.*

Type	RLC Parallèle
R	$3.0 \times 10^4 \Omega$
L	$2.09 \times 10^{-10} \text{ H}$
C	$1.338 \times 10^{-13} \text{ F}$

Tableau 2. Caractéristiques des diodes Off

Type	RLC Parallèle
R	33.3Ω
L	$2 \times 10^{-9} \text{ H}$
C	$2 \times 10^{-13} \text{ F}$

Tableau 3. Caractéristiques des diodes On

Simulation séquentielle du déphaseur reconfigurable couplé avec l'antenne

Une excitation séquentielle est nécessaire pour extraire correctement les paramètres S du dispositif. Cette approche consiste à exciter chaque port séparément, ce qui permet de mesurer les réponses individuelles ainsi que les interactions entre ports. Elle garantit l'obtention d'une matrice S complète et précise, indispensable pour analyser le comportement électromagnétique de la structure.

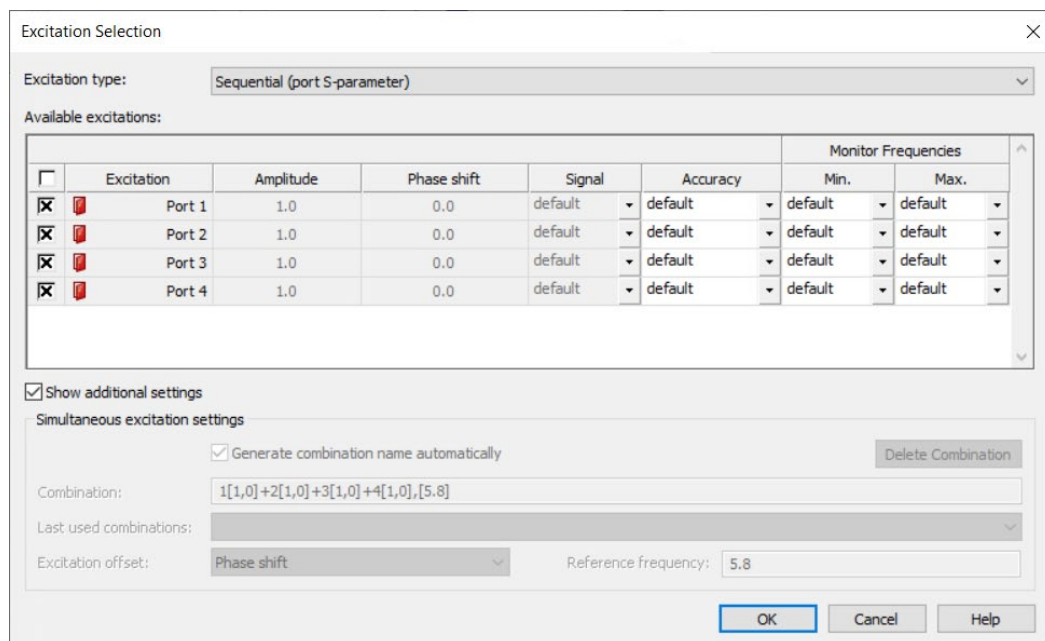


Figure 35. Configuration du type d'excitation pour ressortir les paramètres S.

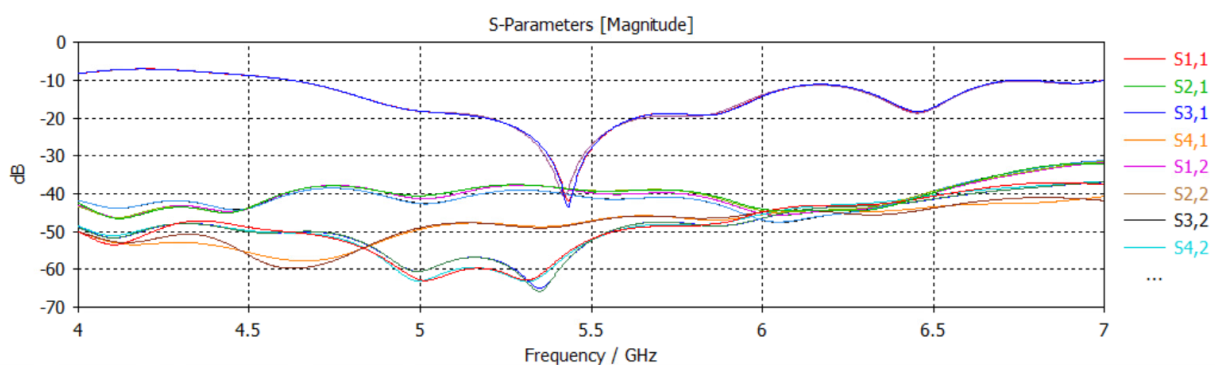


Figure 36. Ensemble des paramètres S.

Simulation simultanée du déphaseur reconfigurable couplé avec l'antenne

En revanche, pour déterminer le diagramme de rayonnement, une excitation simultanée est nécessaire. Tous les ports sont alors activés en parallèle avec la même phase d'entrée, tandis que les composants RLC intégrés au réseau d'alimentation imposent eux-mêmes les déphasages internes. Cette configuration permet de reproduire fidèlement le fonctionnement réel de l'antenne et d'obtenir le champ total résultant, incluant la distribution de phase générée par le circuit.

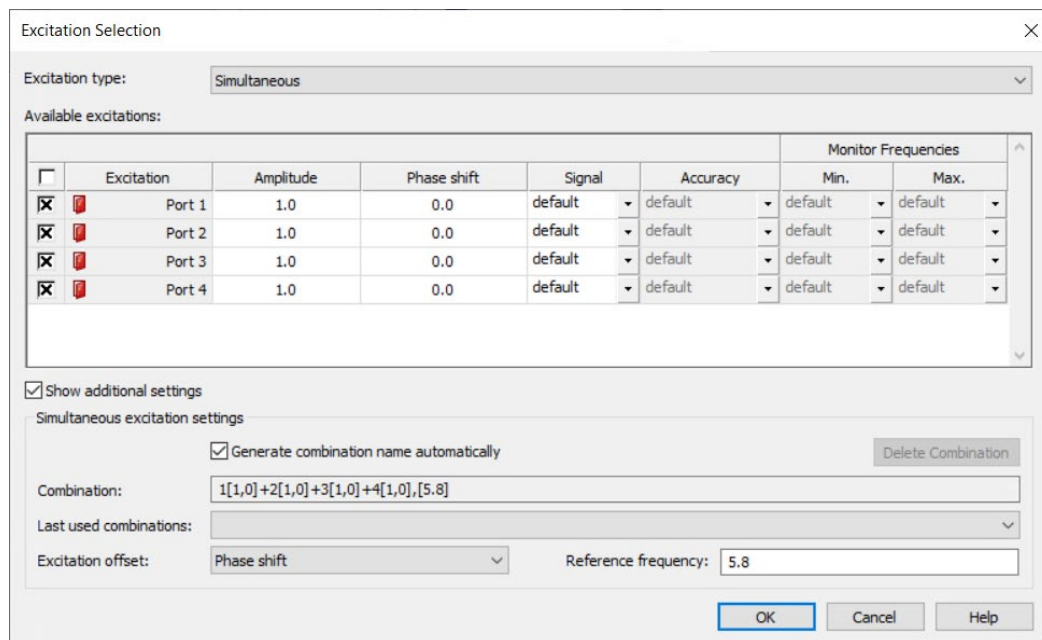


Figure 37. Configuration du type d'excitation pour ressortir le diagramme de rayonnement.

ANALYSE DES RESULTATS

L'activation des diodes, modélisées par leurs valeurs RLC équivalentes, modifie l'impédance locale de la structure et induit un déphasage d'environ 30° par rapport à l'état de référence. Ce déphasage se traduit par une redistribution des courants de surface, entraînant une modification notable du diagramme de rayonnement (déplacement du lobe principal et altération des lobes secondaires). Ces résultats confirment la capacité de reconfiguration du dispositif en phase et en diagramme.

Paramètres S

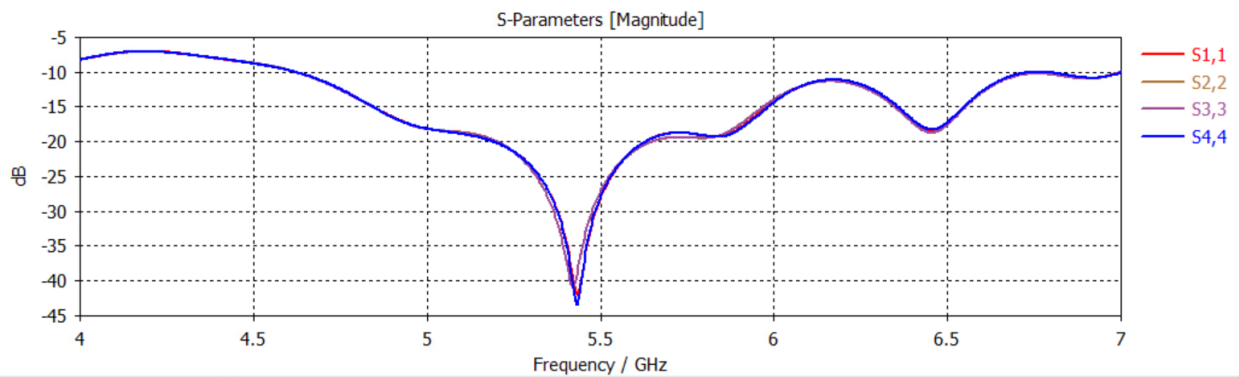


Figure 38. Paramètres S_{11} , S_{22} , S_{33} , S_{44}

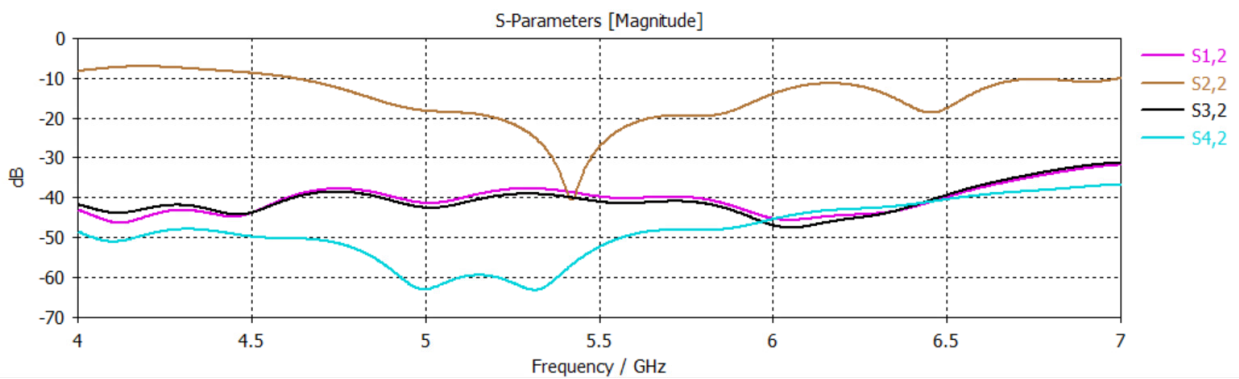


Figure 39. Paramètres S_{12} , S_{22} , S_{32} , S_{42}

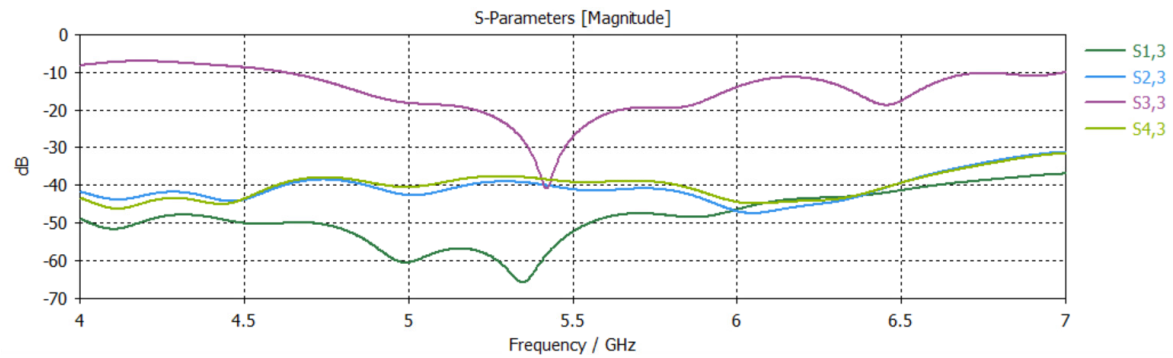


Figure 40. Paramètres S13, S23, S33, S43

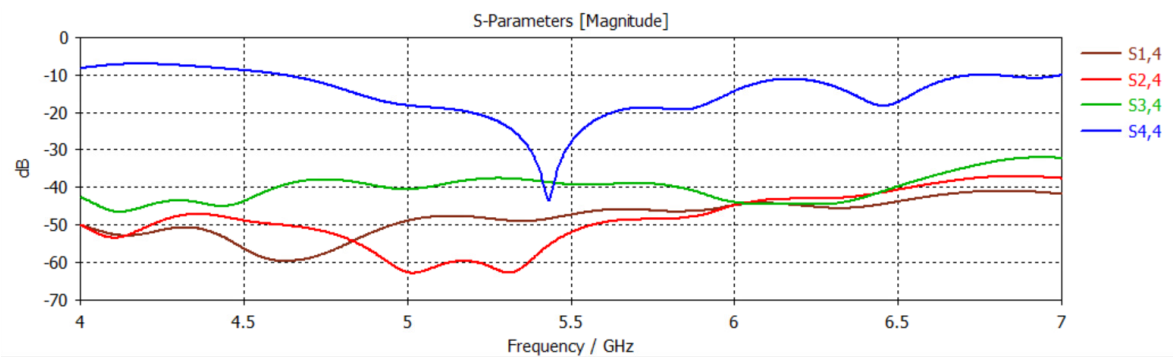


Figure 41. Paramètres S14, S24, S34, S44

Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement représente la répartition spatiale de l'énergie émise ou reçue par une antenne, montrant comment elle rayonne dans différentes directions

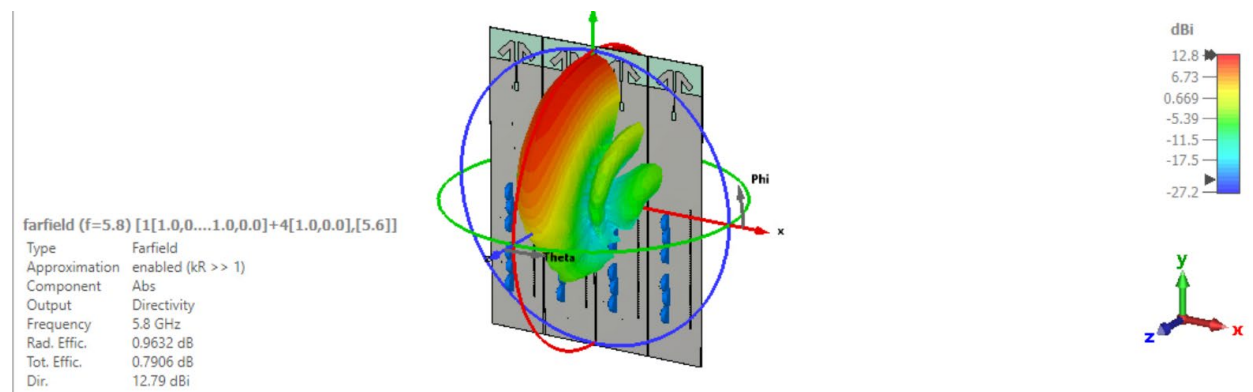


Figure 42. Diagramme de rayonnement de l'antenne avec les diodes désactivées
(Voir valeurs dans Tableau 2).

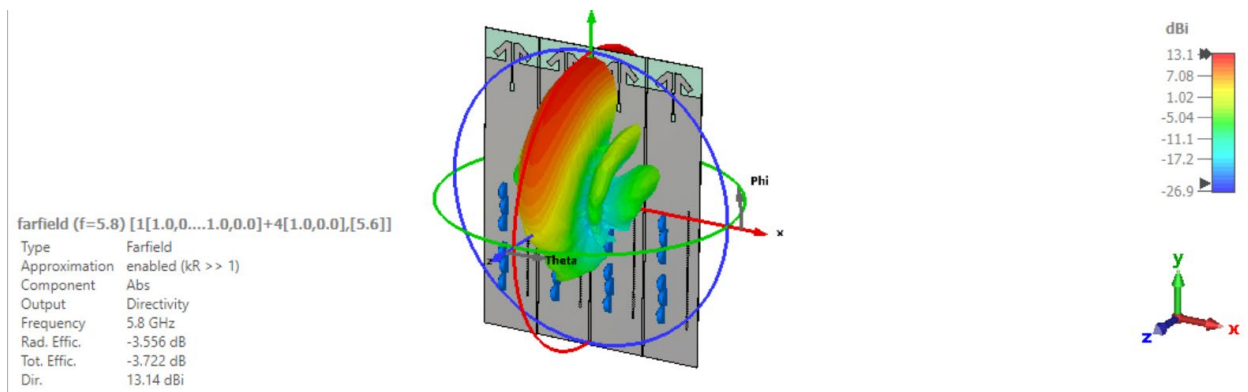


Figure 43. Diagramme de rayonnement de l'antenne avec les diodes activées
(Voir valeurs dans Tableau 3).

Directivité

La directivité exprime la capacité d'une antenne à concentrer son rayonnement dans une direction privilégiée plutôt que de le répartir uniformément dans l'espace.

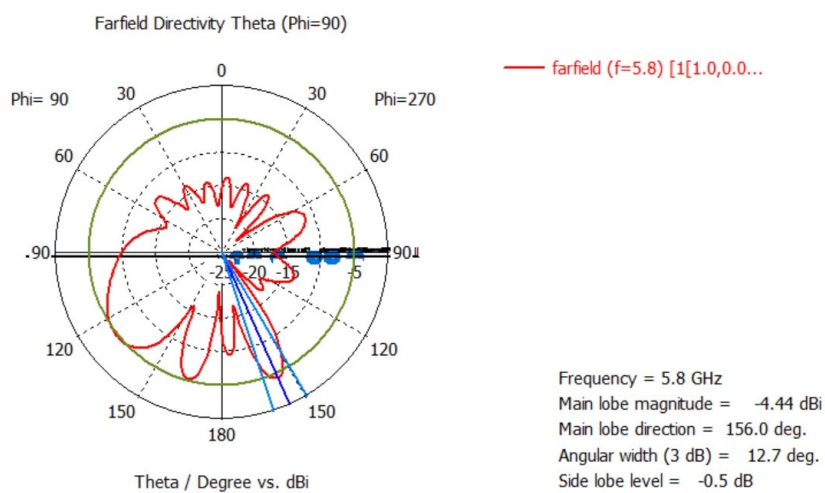


Figure 44. Directivité du réseau d'antennes couplé aux déphaseurs avec les diodes désactivées
(Voir valeurs dans Tableau 2).

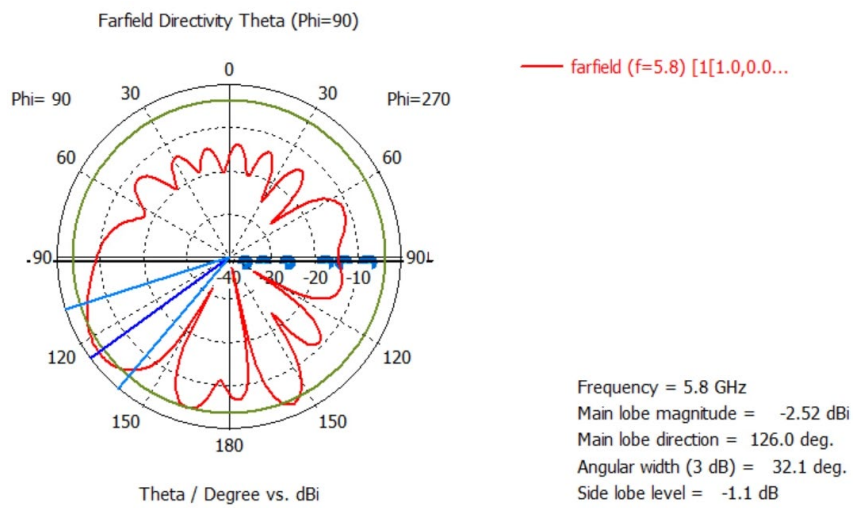


Figure 45. Directivité du réseau d'antennes couple aux déphaseurs avec les diodes activées (Voir valeurs dans Tableau 3).

PERSPECTIVES ET AMELIORATIONS

Les travaux réalisés ouvrent plusieurs perspectives intéressantes. Une première piste consiste à optimiser les valeurs RLC des diodes afin d'augmenter la plage de déphasage et de réduire les pertes associées. L'intégration d'un modèle plus réaliste des composants permettrait également d'améliorer la précision des simulations. Sur le plan expérimental, la fabrication d'un prototype et la caractérisation des diodes constitueraient une étape essentielle pour valider les résultats obtenus. Enfin, l'intégration de la cellule reconfigurable dans un réseau d'antennes, associée à un système de commande électronique, offrirait des possibilités d'applications avancées en beam steering et en antennes intelligentes.

CONCLUSION

L'étude menée dans ce mémoire s'est d'abord intéressée à la conception d'une antenne compacte destinée à servir de base au dispositif de couplage. L'orientation des éléments rayonnants à 45° a permis d'améliorer significativement la compacité de la structure, tout en maintenant de bonnes performances électromagnétiques. La réalisation d'un réseau d'antennes a ensuite permis d'augmenter le gain global, répondant ainsi aux exigences de directivité imposées par les applications modernes. L'insertion d'un stub pour réduire le couplage mutuel entre les éléments a rendu possible un rapprochement plus important des patches, renforçant encore la miniaturisation de l'antenne. L'utilisation d'une antenne patch sur PCB, associée à un substrat diélectrique spécifique, a démontré la pertinence de cette approche pour la conception d'antennes compactes et performantes adaptées aux technologies émergentes.

Dans un second temps, le travail s'est concentré sur l'intégration de diodes modélisées par leurs valeurs RLC afin d'introduire une capacité de reconfigurabilité. Les simulations ont montré qu'en modifiant l'impédance locale introduite par ces composants, il est possible d'obtenir un déphasage d'environ 30° ainsi qu'une modification notable du diagramme de rayonnement. Ces résultats confirment la capacité du dispositif à adapter sa réponse électromagnétique en fonction de l'état des diodes, démontrant ainsi le potentiel de reconfigurabilité de la structure.

L'analyse a également mis en évidence certaines limites, notamment les pertes introduites par les éléments RLC et la sensibilité du comportement aux variations fréquentielles. Malgré ces contraintes, les performances obtenues constituent une base solide pour la conception d'antennes reconfigurables compactes, efficaces et adaptées aux besoins actuels en communication.

Plusieurs perspectives d'amélioration ont été identifiées. L'optimisation des valeurs RLC, l'intégration de modèles plus réalistes des diodes, ainsi que la fabrication d'un prototype permettraient d'affiner et de valider les résultats obtenus. De plus, l'extension de cette approche à des réseaux plus complexes, associée à un système de commande électronique, ouvrirait la voie à des applications avancées telles que le beam steering, les antennes intelligentes ou encore les surfaces électromagnétiques reconfigurables.

En conclusion, ce travail constitue une étape significative vers la conception de dispositifs compacts, performants et reconfigurables. Il offre un cadre méthodologique solide pour des développements futurs, tant sur le plan théorique qu'expérimental, dans un contexte où les besoins en flexibilité et en miniaturisation des antennes ne cessent de croître.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] F. Karami, H. Boutayeb, L. Talbi, K. Hettak and A. Ghayekhloo, "Multifunctional Switched-Beam Antenna Located on Solar Cell for Vehicular to Satellite Communication," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 73, no. 3, pp. 3457-3468, March 2024.
- [2] F. Karami, H. Boutayeb and L. Talbi, "Directive Millimeter-Wave End-Fire Diplexing Antenna for IoT Applications," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 10, no. 22, pp. 19874-19882, 15 Nov.15, 2023.
- [3] S. Louati, H. Boutayeb, L. Talbi, K. Hettak and F. Karami, "A Reconfigurable SIW Antenna Array for Sub-6GHz 5G Communication Systems," 2023 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (USNC-URSI), Portland, OR, USA, 2023, pp. 387-388, doi: 10.1109/USNC-URSI52151.2023.10238311.
- [4] J. Zaid, H. Boutayeb and P. Wang, "High Isolation MIMO Antenna Using Dielectrically Loaded Printed Dipole For 5G applications," 2021 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI), Singapore, Singapore, 2021, pp. 921-922.
- [5] R. Alhalabi and G. Rebeiz, "High-efficiency angled-dipole antennas for millimeter-wave phased array applications" *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 10, pp. 3136– 3142, Oct. 2008.
- [6] B. Edward and D. Rees, "A broadband printed dipole with integrated balun," *Microw. J.*, pp. 339–344, May 1987.
- [7] Q. He, B. Wang, and J. He, "Wideband and dual-band design of printed dipole antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 1–4, 2008.
- [8] R. Li, T. Wu, B. Pan, K. Lim, J. Iascar, and M. Tentzeris, "Equivalent-circuit analysis of a broadband printed dipole with adjusted integrated balun and an array for base station applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 7, pp. 2180–2184, Jul. 2009.
- [9] R. Li, T. Wu, B. Pan, K. Lim, J. Iascar, and M. Tentzeris, "Equivalent-circuit analysis of a broadband printed dipole with adjusted integrated balun and an array for base station applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 7, pp. 2180–2184, Jul. 2009.
- [10] H. Boutayeb and P. Watson, "Comparison of circular, square cell and hexagonal cell artificial magnetic conductors for broadband staggered dipole arrays with low profile," 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Paris, France, 2017, pp. 3903 3907.

- [10] Vala, A.; Patel, A. V.; Mahant, K.; Chaudhari, J.; Mewada, H. K. HMSIW- and QMSIW-based antenna for wireless communication application. *Circuit World* 2022, 48(1), 132-138. DOI: 10.1108/CW-07-2020-0149.
- [11] Nouri, K.; Baudrand, H.; Liu, B.; Naouri, K.; Sun, L. Design and Experiment of Filtering Power Divider based on Shielded HMSIW/QMSIW Technology for 5G Wireless Applications; ResearchGate, 2019. DOI: 10.13140/RG.2.2.22894.82245.
- [12] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2001
- [13] X. Xu and K. Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2005.
- [14] N. R. Ccoillo-Ramos, Z. Qamar, N. Aboserwal, and J. L. Salazar-Cerreno, "Improved analytical model for a proximity coupled microstrip patch antenna (PC-MSPA)," *Int. J. RF Microw. Comput. Aided Eng.*, vol. 31, no. 5, e22616, 2021, doi: 10.1002/mmce.22616.
- [15] R. Bancroft, *Microstrip and Printed Antennas: New Trends, Techniques and Applications*. SciTech Publishing / IET, 2019.
- [16] D. M. Pozar and D. H. Schaubert, *Microstrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*. New York, NY, USA: IEEE Press, 1995.
- [17] A. Vala, A. V. Patel, K. Mahant, J. Chaudhari, and H. K. Mewada, "HMSIW- and QMSIW-based antenna for wireless communication application," *Circuit World*, vol. 48, no. 1, pp. 132–138, 2022, doi: 10.1108/CW-07-2020-0149.
- [18] A. Edalati, Boutayeb and T. A. Denidni, "Band structure analysis of reconfigurable metallic crystals: Effect of active elements," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 341–344, 2007.
- [19] Boutayeb, H.; Denidni, T. A. Gain Enhancement of a Microstrip Patch Antenna Using a Cylindrical Electromagnetic Crystal Substrate. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2007**, 55(11), 3140–3145. <https://doi.org/10.1109/tap.2007.908818>
- [20] Bouazza, Tayeb & Nouri, Keltouma. (2015). Miniaturized Half-Mode Substrate Integrated Waveguide Slot Array Antennas.
- [21] Liu, Bing et al. "Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) 3-dB Coupler." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 17 (2007): 22-24.
- [22] M. Li, C. Chen, and W. Chen, "Miniaturized Dual-Band Filter Using Dual-Capacitively Loaded SIW Cavities," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 4, pp. 344–346, 2017, doi: 10.1109/LMWC.2017.2678435.

- [23] A. Sarkar and S. Lim, "60 GHz Compact Larger Beam Scanning Range PCB Leaky-Wave Antenna Using HMSIW for Millimeter-Wave Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 8, 2020, doi: 10.1109/TAP.2020.2983784.
- [24] J. Helszajn, *Microwave Polarizers, Power Dividers, Phase Shifters, Circulators, and Switches*, Wiley-IEEE Press, 2019.
- [25] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed., Wiley, 2011.
- [26] G. M. Rebeiz, Guan-Leng Tan, and J. S. Hayden, "RF MEMS phase shifters: design and applications," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 3, no. 2, 2002, doi: 10.1109/MMW.2002.1004054.
- [27] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, no. 2, 2001, doi: 10.1109/7260.914305.
- [28] F. D. Wappi, B. Mnasri, A. Ghayekhloo, L. Talbi, H. Boutayeb, "Miniaturized Compact Reconfigurable Half-Mode SIW Phase Shifter with PIN Diodes," *Technologies*, vol. 11, no. 3, 2023

ANNEXES



RT/duroid® 5870 /5880

High Frequency Laminates



RT/duroid® 5870 and 5880 glass microfiber reinforced PTFE composites are designed for exacting stripline and microstrip circuit applications.

The randomly oriented microfibers result in exceptional dielectric constant uniformity.

The dielectric constant of RT/duroid 5870 and 5880 laminates is uniform from panel to panel and is constant over a wide frequency range.

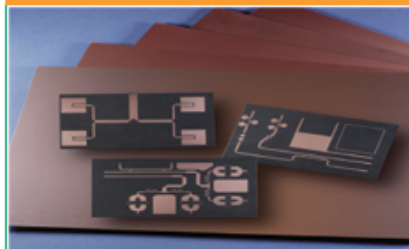
Its low dissipation factor extends the usefulness of RT/duroid 5870 and 5880 laminates to Ku-band and above.

RT/duroid 5870 and 5880 laminates are easily cut, sheared and machined to shape. They are resistant to all solvents and reagents, hot or cold, normally used in etching printed circuits or in plating edges and holes.

Normally supplied as a laminate with electrodeposited copper of $\frac{1}{2}$ to 2 ounces/ft.² (8 to 70 μ m) or reverse treated EDC on both sides, RT/duroid 5870 and 5880 composites can also be clad with rolled copper foil for more critical electrical applications. Cladding with aluminum, copper or brass plate may also be specified.

When ordering RT/duroid 5870 and 5880 laminates, it is important to specify dielectric thickness, tolerance, rolled, electrodeposited or reverse treated copper foil, and weight of copper foil required.

Data Sheet



Features:

- Lowest electrical loss for reinforced PTFE material
- Low moisture absorption
- Isotropic
- Uniform electrical properties over frequency
- Excellent chemical resistance

Some Typical Applications:

- Commercial Airline Broadband Antennas
- Microstrip and Stripline Circuits
- Millimeter Wave Applications
- Military Radar Systems
- Missile Guidance Systems
- Point to Point Digital Radio Antennas

PROPERTY	TYPICAL VALUES				DIRECTION	UNITS ^[1]	CONDITION	TEST METHOD
	RT/duroid 5870		RT/duroid 5880					
^[1] Dielectric Constant, ϵ_r Process	2.33 2.33 $\pm$ 0.02 spec.		2.20 2.20 $\pm$ 0.02 spec.		Z Z	N/A	C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM 2.5.5.5
^[4] Dielectric Constant, ϵ_r Design	2.33		2.20		Z	N/A	8 GHz - 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor, $\tan \delta$	0.0005 0.0012		0.0004 0.0009		Z Z	N/A	C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650, 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM-2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r	-115		-125		Z	ppm/ $^{\circ}$ C	-50 - 150 $^{\circ}$ C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Volume Resistivity	2 X 10 ⁷		2 X 10 ⁷		Z	Mohm cm	C96/35/90	ASTM D257
Surface Resistivity	2 X 10 ⁷		3 X 10 ⁷		Z	Mohm	C/96/35/90	ASTM D257
Specific Heat	0.96 (0.23)		0.96 (0.23)		N/A	J/g/K (cal/g/ $^{\circ}$ C)	N/A	Calculated
Tensile Modulus	Test at 23 $^{\circ}$ C	Test at 100 $^{\circ}$ C	Test at 23 $^{\circ}$ C	Test at 100 $^{\circ}$ C	N/A	MPa (kpsi)	A	ASTM D638
	1300 (189)	490 (71)	1070 (156)	450 (65)	X			
	1280 (185)	430 (63)	860 (125)	380 (55)	Y			
ultimate stress	50 (7.3)	34 (4.8)	29 (4.2)	20 (2.9)	X	%		
	42 (6.1)	34 (4.8)	27 (3.9)	18 (2.6)	Y			
ultimate strain	9.8	8.7	6.0	7.2	X			
	9.8	8.6	4.9	5.8	Y			
Compressive Modulus	1210 (176)	680 (99)	710 (103)	500 (73)	X	MPa (kpsi)	A	ASTM D695
	1360 (198)	860 (125)	710 (103)	500 (73)	Y			
	803 (120)	520 (76)	940 (136)	670 (97)	Z			
ultimate stress	30 (4.4)	23 (3.4)	27 (3.9)	22 (3.2)	X	%		
	37 (5.3)	25 (3.7)	29 (5.3)	21 (3.1)	Y			
	54 (7.8)	37 (5.3)	52 (7.5)	43 (6.3)	Z			
ultimate strain	4.0	4.3	8.5	8.4	X		%	
	3.3	3.3	7.7	7.8	Y			
	8.7	8.5	12.5	17.6	Z			
Moisture Absorption	0.02		0.02		N/A	%	.062" (1.6mm) D48/50	ASTM D570
Thermal Conductivity	0.22		0.20		Z	W/m/K	80 $^{\circ}$ C	ASTM C518
Coefficient of Thermal Expansion	22 28 173		31 48 237		X Y Z	ppm/ $^{\circ}$ C	0-100 $^{\circ}$ C	IPC-TM-650, 2.4.41
Td	500		500		N/A	$^{\circ}$ C TGA	N/A	ASTM D3850
Density	2.2		2.2		N/A	gm/cm ³	N/A	ASTM D792
Copper Peel	27.2 (4.8)		31.2 (5.5)		N/A	pli (N/mm)	1 oz (35mm) EDC foil after solder float	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	V-0		V-0		N/A	N/A	N/A	UL94
Lead-Free Process Compatible	Yes		Yes		N/A	N/A	N/A	N/A

[1] Specification values are measured per IPC-TM-650, method 2.5.5.5 @ ~10GHz, 23 $^{\circ}$ C. Testing based on 1 oz. electrodeposited copper foil. ϵ_r values and tolerance reported by IPC-TM-650 method 2.5.5.5 are the basis for quality acceptance, but for some products these values may be incorrect for design purposes, especially microstrip designs. We recommend that prototype boards for new designs be verified for desired electrical performance.

[2] Typical values should not be used for specification limits, except where noted.

[3] SI unit given first with other frequently used units in parentheses.

[4] The design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation. Refer to Rogers' technical paper "Dielectric Properties of High Frequency Materials" available at <http://www.rogerscorp.com>.

Standard Thicknesses	Standard Panel Sizes	Standard Claddings
0.005" (0.127mm) +/- 0.0005" 0.010" (0.252mm) +/- 0.0007" 0.020" (0.508mm) +/- 0.0015" 0.031" (0.787mm) +/- 0.0020" 0.062" (1.575mm) +/- 0.0030"	18" X 12" (457 X 305mm) 18" X 24" (457 X 610mm) *Additional panel sizes available	<u>Electrodeposited Copper Foil</u> 1/2 oz. (18 μ m) HH/HH 1 oz. (35 μ m) H1/H1 <u>Rolled Copper Foil</u> 1/2 oz. (18 μ m) SR/SR 1 oz. (35 μ m) 1R/1R
*Additional thicknesses available from 0.0035" - 0.375" in varying increments		
*Additional claddings, such as heavy metal, resistive foil and unclad are available		
*Contact Customer Service or Sales Engineering to inquire about additional available product configurations		

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit materials for each application.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited.

RT/duroid, Helping power, protect, connect our world and the Rogers' logo are trademarks of Rogers Corporation or one of its subsidiaries.

© 2022 Rogers Corporation, Printed in U.S.A. All rights reserved. Revised 1 603 080822 Publication #92-101

Helping power, protect, connect our world