



ENSEA

Beyond Engineering

COMPTE RENDU DE PROJET

Projet Circuit

Antenne imprimée à balayage électronique pour WiFi
2,4GHz

3^{eme} année

Année : 2025 - 2026

Valentin JOSSERON, Julien MENEGALLI
Nathan BAINARD, Camille LANFREDI

Janvier 2026

Table des matières

1 Introduction	2
1.1 Objectifs	2
1.2 Cahier des charges	2
2 Conception du réseau de patch	3
2.1 Bande passante et fréquence centrale	3
2.2 Patch élémentaire	3
2.2.1 Longueur d'onde de référence	3
2.2.2 Permittivité effective	3
2.2.3 Longueur d'onde guidée	3
2.2.4 Correction des effets de bord	4
2.2.5 Dimension du patch carré	4
2.2.6 Impédance d'entrée	4
2.2.7 Résultats	5
2.3 Réseau de patchs	8
2.3.1 Nombre d'éléments dans le réseau	8
2.3.2 Réseau vertical – Mise en phase des éléments	8
2.3.3 Réseau vertical – Bande passante, Angle d'ouverture & Gain associés	10
2.3.4 Réseau horizontal - Déphasage entre éléments	13
3 Conception de l'arborescence d'alimentation	14
3.1 Architecture et objectifs de l'arbre	14
3.2 Conception sous ADS et validation électromagnétique	15
3.2.1 Schéma électrique	15
3.2.2 Routage et simulation EM	16
3.2.3 Analyse des résultats EM	16
3.3 Adaptation d'impédance	17
3.4 Caractérisation des déphaseurs sous ADS	18
3.5 Intégration des déphaseurs et validation de l'ensemble	21
3.5.1 Résultats de l'ensemble	22
3.6 Routage sous KiCad	23
3.7 Réalisation et assemblage	25
4 Résultats Expérimentaux	26
4.1 Observation des diagrammes de du réseau 1x3	26
4.2 Observation des paramètres S via un VNA et ADS	28
5 Limites et Améliorations	29
5.1 Limitation liée au substrat	29
5.2 Limitation du design des antennes	29
5.3 Augmentation de la bande passante	29
6 Conclusion	30
7 Annexe	31
7.1 Méthodologie de la simulation	31
7.1.1 Modélisation du patch élémentaire	31
7.1.2 Facteur de réseau	31
7.1.3 Combinaison motif élémentaire – réseau	31

1 Introduction

1.1 Objectifs

L'objectif de ce projet est la conception et le dimensionnement d'une antenne à **balayage électronique** fonctionnant autour de la fréquence de **2,4 GHz**, correspondant à la bande WiFi. Cette antenne est destinée à assurer le suivi directionnel d'un dispositif avec lequel une liaison radiofréquence doit être établie.

Afin de répondre à cette problématique, une architecture basée sur un **réseau d'antennes imprimées** est retenue. Le balayage du faisceau principal est obtenu par l'introduction de **déphasages contrôlés** entre les différents éléments rayonnants du réseau, permettant une orientation électronique du diagramme de rayonnement sans recours à des parties mécaniques mobiles.

Le travail présenté dans ce rapport couvre le dimensionnement de l'élément rayonnant élémentaire, la synthèse du réseau d'antennes, ainsi que l'étude des paramètres de balayage et de directivité afin de satisfaire les exigences du cahier des charges.

1.2 Cahier des charges

Les principales spécifications fonctionnelles de l'antenne sont les suivantes :

- Gain maximal visé : **20 dBi**
- Balayage électronique horizontal (azimut φ) : $\pm 60^\circ$ dans un demi-plan
- Ouverture verticale (élévation θ) : $\approx 30^\circ$
- Fréquence de fonctionnement : **2,4 GHz**

2 Conception du réseau de patch

2.1 Bande passante et fréquence centrale

L'antenne étudiée est destinée à fonctionner dans la bande WiFi 2,4 GHz, comprise entre 2,400 GHz et 2,4835 GHz. Afin d'assurer un fonctionnement symétrique sur l'ensemble de la bande utile, la fréquence centrale de conception est choisie au milieu de cette bande.

$$f_0 = \frac{2,400 + 2,4835}{2} \simeq 2,44 \text{ GHz} \quad (1)$$

2.2 Patch élémentaire

Le rayonnant élémentaire est un **patch micro-ruban carré**, accordé à la fréquence centrale $f_0 = 2,44 \text{ GHz}$. Il est imprimé sur un substrat diélectrique de permittivité relative $\varepsilon_r = 2,6$ et d'épaisseur $h = 1,52 \text{ mm}$.

2.2.1 Longueur d'onde de référence

La longueur d'onde dans le vide à la fréquence centrale est :

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} \quad (2)$$

avec $c = 3 \times 10^8 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$.

Numériquement :

$$\lambda_0 = \frac{3 \times 10^8}{2,44 \times 10^9} \simeq 0,123 \text{ m} \quad (3)$$

2.2.2 Permittivité effective

La permittivité effective du patch est donnée par :

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} \quad (4)$$

Application numérique :

$$\varepsilon_{\text{eff}} \simeq 2,543 \quad (5)$$

2.2.3 Longueur d'onde guidée

La longueur d'onde guidée dans le substrat vaut :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} \quad (6)$$

Soit :

$$\lambda_g = \frac{0,123}{\sqrt{2,543}} \simeq 0,0771 \text{ m} \quad (7)$$

Pour le mode fondamental TM_{10} :

$$L_{\text{eff}} \approx \frac{\lambda_g}{2} \simeq 38,5 \text{ mm} \quad (8)$$

2.2.4 Correction des effets de bord

Les champs de frange aux extrémités du patch sont pris en compte via une correction ΔL :

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \cdot \frac{(\varepsilon_{\text{eff}} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\varepsilon_{\text{eff}} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (9)$$

Application numérique :

$$\frac{\Delta L}{h} \simeq 0,506 \quad \Rightarrow \quad \Delta L \simeq 0,77 \text{ mm} \quad (10)$$

2.2.5 Dimension du patch carré

La longueur physique du patch est :

$$L = L_{\text{eff}} - 2\Delta L \quad (11)$$

Numériquement :

$$L = 38,5 - 2 \times 0,77 \simeq 37,0 \text{ mm} \quad (12)$$

Dans le cas du patch carré :

$$W \simeq L \simeq 37,0 \text{ mm} \quad (13)$$

2.2.6 Impédance d'entrée

Pour une alimentation proche du bord du patch, l'impédance d'entrée est de l'ordre de quelques centaines d'ohms. Dans ce travail, elle est fixée à :

$$Z_{\text{in}} \approx 320 \Omega \quad (14)$$

2.2.7 Résultats

Les performances électromagnétiques du patch élémentaire ont été évaluées à l'aide de simulations sous ADS, en particulier à travers l'étude du coefficient de réflexion S_{11} et du diagramme de rayonnement en champ lointain.

Étude de la fréquence de résonance La Figure 1 présente la réponse en fréquence du coefficient S_{11} pour un patch élémentaire de dimensions $W = L = 37$ mm. La fréquence de résonance obtenue est alors supérieure à la fréquence cible, ce qui signifie que le patch est électriquement trop petit.

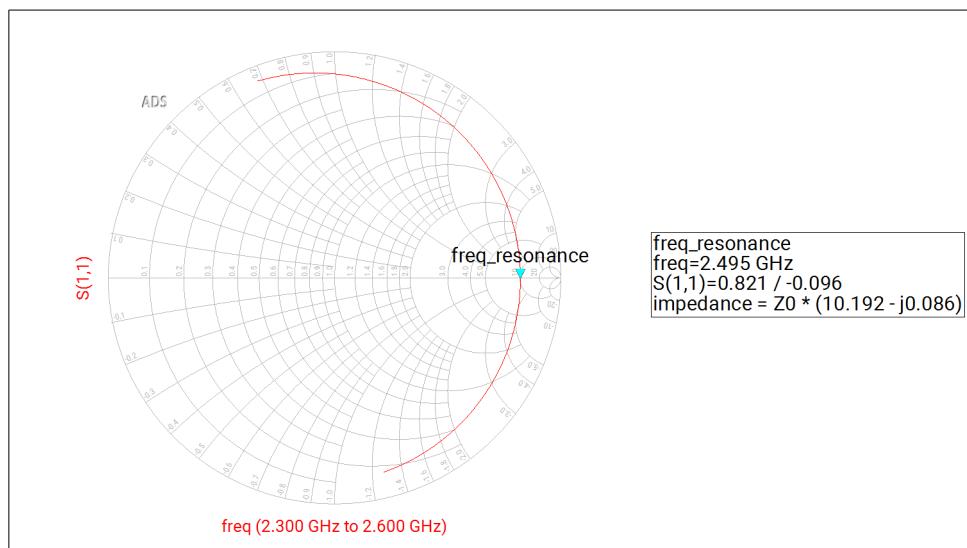


Figure 1: Fréquence de résonance pour un patch élémentaire avec $W = L = 37$ mm

Afin d'abaisser la fréquence de résonance, la surface du patch est augmentée. La Figure 2 montre la réponse obtenue pour un patch de dimensions $W = L = 37,8$ mm. Dans ce cas, la fréquence de résonance est centrée autour de $f_0 \approx 2,44$ GHz, correspondant à la fréquence centrale.

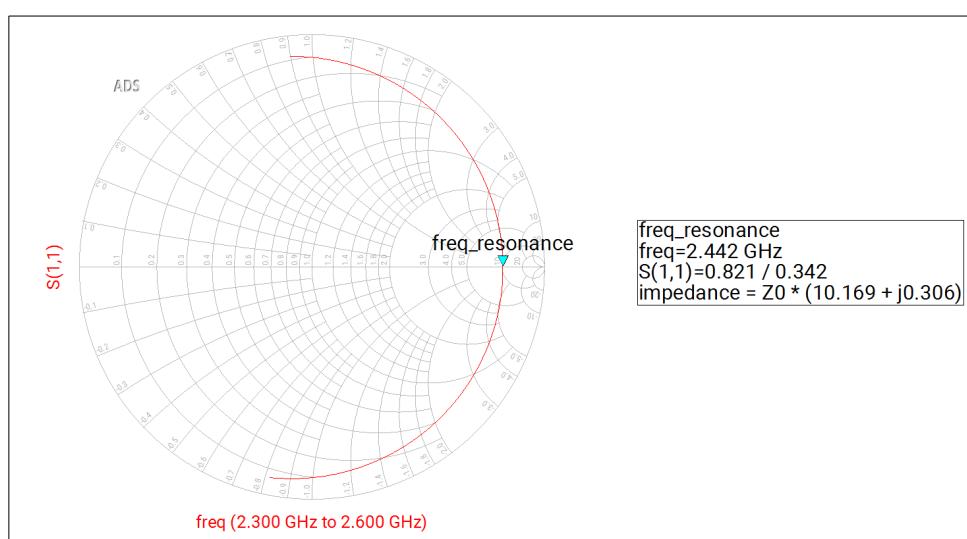


Figure 2: Fréquence de résonance du patch élémentaire pour $W = L = 37.8$ mm

Ce résultat confirme la validité du dimensionnement théorique et l'influence directe des dimensions du patch sur la fréquence de résonance.

Coefficient de réflexion La Figure 3 illustre l'évolution du module et de la phase du coefficient S_{11} autour de la fréquence de résonance. On observe un minimum du coefficient de réflexion à $f_0 = 2,44 \text{ GHz}$, ce qui confirme un bon accord du patch à cette fréquence.

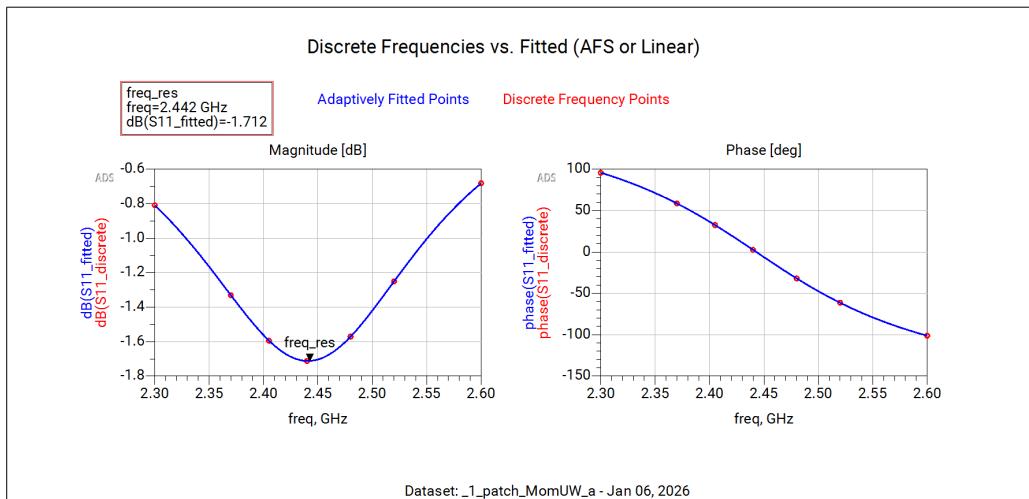


Figure 3: Fréquence de résonance du patch élémentaire pour $W = L = 37.8\text{mm}$

Diagramme de rayonnement La Figure 4 présente le diagramme de directivité du patch élémentaire dans le plan d'élévation. Le rayonnement est maximal à l'axe normal au patch ($\theta = 0^\circ$), avec une directivité maximale d'environ 7,15 dBi. L'ouverture angulaire à -3 dB est d'environ $\pm 52^\circ$, soit une ouverture totale proche de 100° , ce qui est cohérent avec le comportement attendu d'un patch micro-ruban élémentaire.

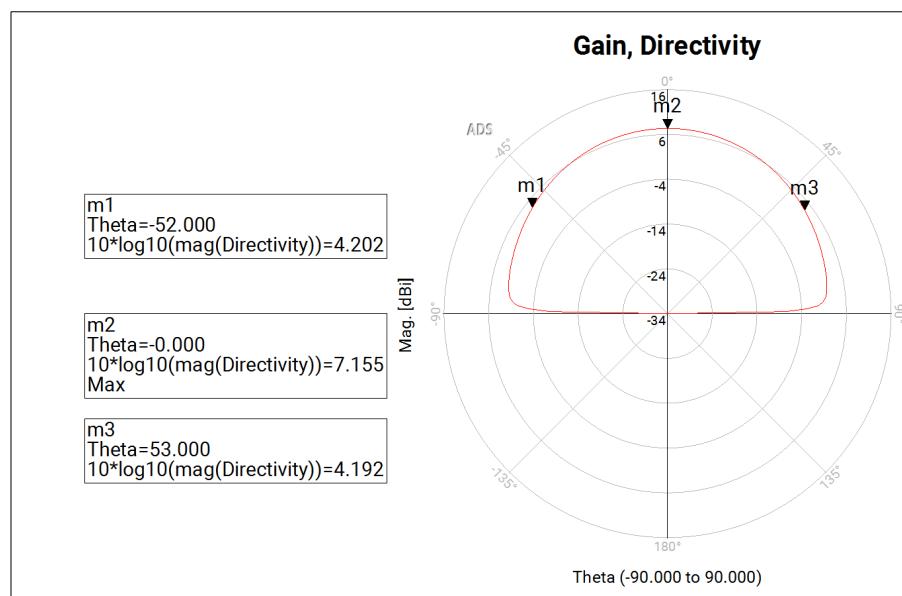


Figure 4: Ouverture a -3 dB du patch élémentaire pour $W = L = 37.8\text{mm}$

Polarisation La Figure 5 met en évidence une polarisation essentiellement linéaire. Le niveau de polarisation croisée reste nettement inférieur à celui de la polarisation copolaire dans la direction de rayonnement principal, ce qui confirme la bonne qualité de la polarisation du patch.

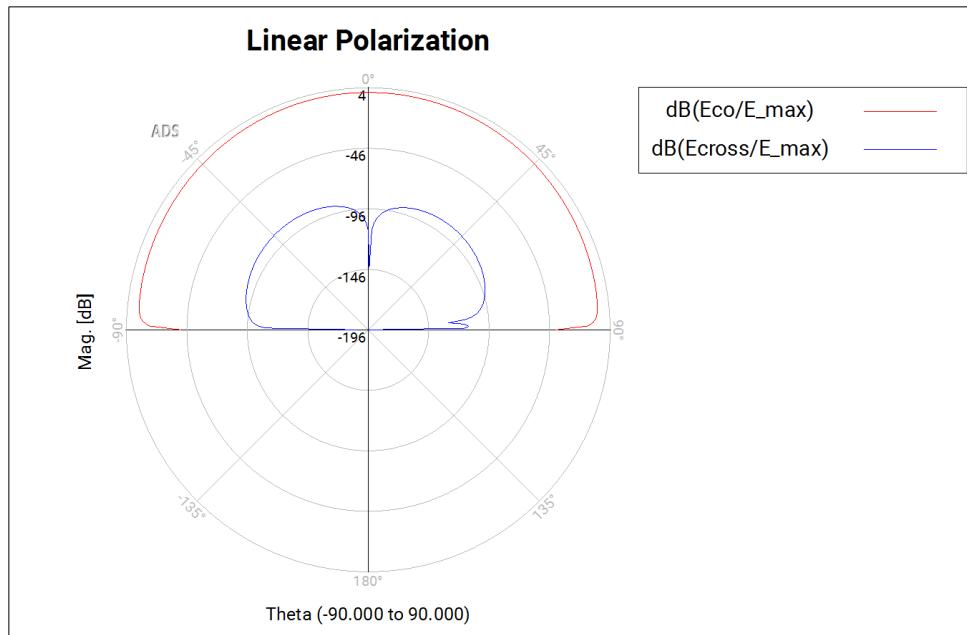


Figure 5: Diagramme de polarisation du patch élémentaire montrant une polarisation majoritairement linéaire

Dataset: emFar - Jan 06, 2026

Frequency	E_max	Theta_max	Phi_max	Directivity_max	Gain_max	RadiatedPower	InputPower	Efficiency	CutType	CutAngle
2.440E9	0.627	0.000	0.000	7.155	7.155	0.001	0.001	1.000	Phi	0.000

Figure 6: Tableau récapitulatif des principales performances électromagnétiques du patch élémentaire

Synthèse des performances Les principaux résultats obtenus pour le patch élémentaire sont résumés ci-dessous :

- Fréquence de résonance : $f_0 \approx 2,44 \text{ GHz}$
- Coefficient de réflexion minimal à la résonance
- Directivité maximale : $\approx 7,15 \text{ dBi}$
- Ouverture angulaire à $-3 \text{ dB} : \approx 100^\circ$
- Polarisation : linéaire

Ces résultats valident le choix du patch élémentaire et permettent son intégration dans un réseau d'antennes destiné au balayage électronique, étudié dans la suite de ce rapport.

2.3 Réseau de patchs

2.3.1 Nombre d'éléments dans le réseau

L'un des objectifs principaux du réseau d'antennes est d'atteindre un gain maximal de l'ordre de 20 dBi, conformément au cahier des charges. Le dimensionnement du nombre d'éléments rayonnants repose sur les performances du patch élémentaire précédemment étudié.

Les simulations du patch élémentaire montrent un gain maximal d'environ :

$$G_{\text{élément}} \approx 8 \text{ dBi} \quad (15)$$

Dans l'hypothèse d'un réseau idéal, sans pertes et avec une excitation uniforme, le gain total du réseau peut être approximé par :

$$G_{\text{réseau}} = G_{\text{élément}} + 10 \log_{10}(N) \quad (16)$$

où N désigne le nombre total d'éléments rayonnants.

Afin d'atteindre un gain total de 20 dBi, le nombre d'éléments requis est estimé par :

$$10 \log_{10}(N) = G_{\text{réseau}} - G_{\text{élément}} \quad (17)$$

Soit numériquement :

$$10 \log_{10}(N) = 20 - 8 = 12 \quad (18)$$

D'où :

$$N = 10^{12/10} \approx 15,8 \quad (19)$$

Le nombre d'éléments est donc arrondi à :

$$N = 16 \quad (20)$$

Ce choix permet de satisfaire l'objectif de gain tout en conservant une géométrie simple et symétrique. Un réseau plan de type **4×4** constitue ainsi une première architecture candidate.

Toutefois, des considérations supplémentaires telles que la bande passante, notamment un réseau **3×4**, présenté dans la suite de ce rapport.

2.3.2 Réseau vertical – Mise en phase des éléments

Afin d'assurer un rayonnement cohérent du réseau et de maximiser le gain dans la direction souhaitée, les différents patchs doivent être excités en phase. La mise en phase des éléments est réalisée par un choix approprié de la distance inter-éléments et de la longueur des lignes micro-ruban d'alimentation.

Distance entre éléments La distance entre deux patchs adjacents est choisie de manière à limiter le couplage mutuel tout en évitant l'apparition de lobes de réseau dans le domaine visible. Un compromis classique consiste à choisir une distance proche de la demi-longueur d'onde guidée.

La longueur d'onde guidée dans le substrat est donnée par :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \simeq 0,0769 \text{ m} \quad (21)$$

La distance centre-à-centre retenue entre deux patchs est alors :

$$d \simeq 0,0755 \text{ m} \quad (22)$$

Cette valeur permet d'éviter toute superposition physique des patchs et respecte les contraintes géométriques du réseau, tout en restant compatible avec le diagramme de rayonnement souhaité.

Longueur des lignes entre patchs Les connexions entre les patchs sont réalisées par des lignes micro-ruban. Il est alors nécessaire de vérifier si ces interconnexions peuvent être effectuées par des lignes droites sans introduire de déphasage significatif entre les éléments.

La mise en phase des patchs dépend directement de la longueur électrique des lignes, liée à la longueur d'onde guidée λ_g .

La longueur de ligne recherchée est choisie proche de :

$$L_{\text{ligne}} \approx \frac{\lambda_g}{2} \quad (23)$$

Avec :

$$\lambda_g \simeq 0,0769 \text{ m} \Rightarrow L_{\text{ligne}} \simeq 0,0385 \text{ m} \quad (24)$$

La distance géométrique entre les extrémités de deux patchs adjacents est évaluée à :

$$L_{\text{phys}} \simeq 0,0386 \text{ m} \quad (25)$$

L'écart entre la longueur électrique souhaitée et la distance physique vaut donc :

$$\Delta L = L_{\text{ligne}} - L_{\text{phys}} \simeq 1,25 \times 10^{-4} \text{ m} \quad (26)$$

Cette différence est négligeable au regard de la longueur d'onde guidée et correspond à un coefficient normalisé :

$$\frac{L_{\text{ligne}}}{\lambda_g} \simeq 0,614 \quad (27)$$

Cette valeur étant compatible avec une réalisation pratique, il est possible de positionner les patchs à une distance suffisante pour permettre une connexion par ligne droite tout en conservant une excitation en phase. Cette solution simplifie la topologie du réseau et facilite la conception de l'arborescence d'alimentation.

Largeur des lignes entre patchs La largeur des lignes micro-ruban reliant les patchs est limitée par une contrainte technologique imposant une largeur minimale de 0,3 mm. Une première valeur de 0,6 mm a été testée afin d'évaluer son impact sur le réseau. Les simulations montrent alors une bonne mise en phase des patchs, mais une atténuation marquée de la puissance entre le premier et le dernier élément.

Cette perte est due à l'impédance plus élevée et aux pertes de propagation associées à des lignes étroites. Afin d'améliorer la conservation de puissance dans le réseau, la largeur des pistes a été augmentée à 0,9 mm. Cette valeur permet de réduire les pertes tout en conservant une excitation en phase des éléments. Elle a donc été retenue comme compromis entre contraintes technologiques et performances du réseau.

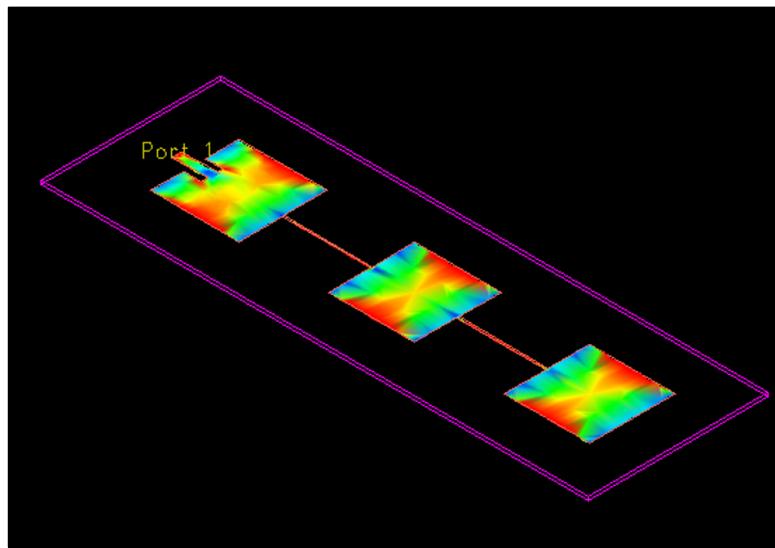


Figure 7: Distribution du champ électromagnétique sur le réseau vertical 1×3 illustrant la mise en phase des éléments

La Figure 7 illustre la distribution du champ électromagnétique sur le réseau vertical 1×3 . On observe que les trois patchs présentent une répartition de phase similaire, donc une excitation en phase des différents éléments. Cela confirme que les longueurs des lignes d'alimentation ont été correctement dimensionnées afin de compenser les distances entre patchs.

2.3.3 Réseau vertical – Bande passante, Angle d'ouverture & Gain associés

Le réseau initialement envisagé était un réseau 4×4 (colonne x ligne), permettant d'atteindre le gain requis. Toutefois, les simulations ont mis en évidence une bande passante trop faible, rendant ce choix incompatible avec les exigences de la bande WiFi. De plus, l'ouverture verticale obtenue avec cette configuration restait inférieure à la valeur cible de 30° .

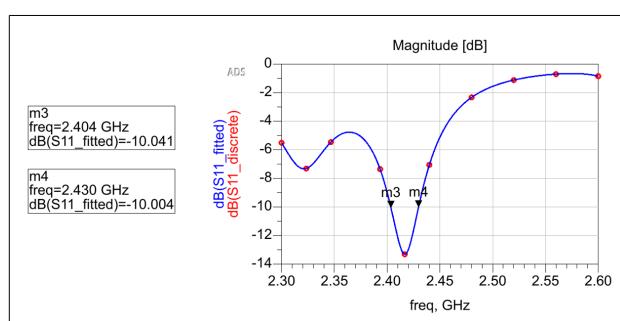


Figure 8: Coefficient de réflexion S_{11} simulé du réseau vertical 1×4 sur la bande de fréquence

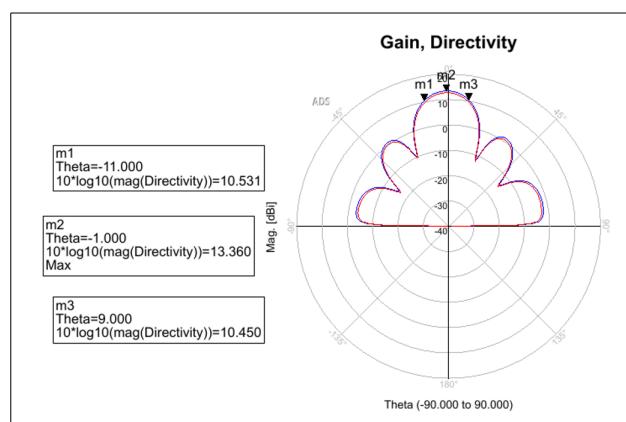


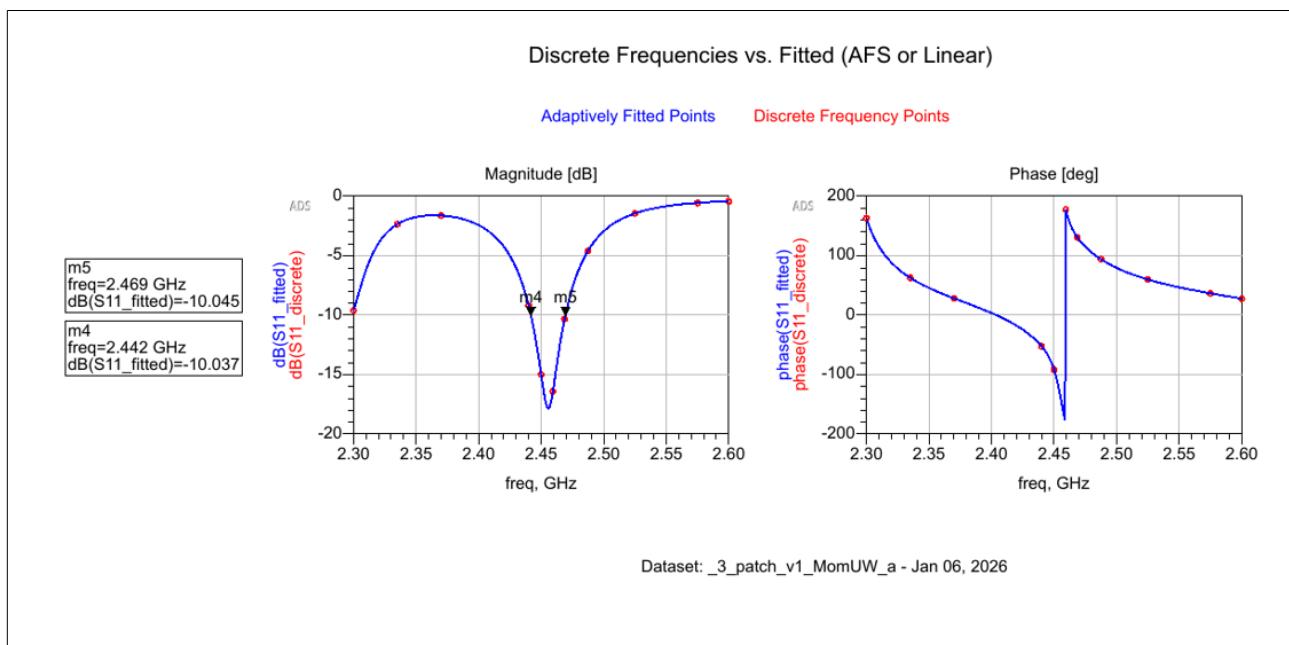
Figure 9: Diagramme de rayonnement du réseau 1×4

Les performances du réseau vertical 1×4 sont résumées dans le Tableau 1. L'angle d'ouverture à -3 dB est d'environ 20° , pour un gain maximal de 13.36 dBi. Ces résultats confirment le caractère très directif du réseau, mais mettent en évidence une sélectivité importante en fréquence.

Antennes	1er angle à -3 dB	2ème angle à -3 dB	Angle d'ouverture à -3 dB	Gain maximal (dBi)	Bandé passante (MHz)
Réseau 1×4	-11°	9°	20°	13.36	26

Table 1: Performances du réseau vertical 1×4

Afin d'améliorer la bande passante et d'augmenter l'ouverture verticale, le nombre d'éléments dans la direction verticale a été réduit. Le passage à une configuration 1×3, soit un réseau 3×4, permet d'obtenir un compromis plus satisfaisant. L'ouverture verticale atteint alors environ 27°, se rapprochant de la valeur spécifiée, au prix d'une diminution du gain d'environ 1,2 dBi.


 Figure 10: Coefficient de réflexion S_{11} du réseau vertical 1×3 mettant en évidence la bande passante à -10 dB

La Figure 10 présente l'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du réseau vertical 1×3. On observe un minimum centré autour de la fréquence de fonctionnement, confirmant l'accord du réseau. Toutefois, la largeur de bande à -10 dB reste limitée, ce qui explique la bande passante réduite obtenue.

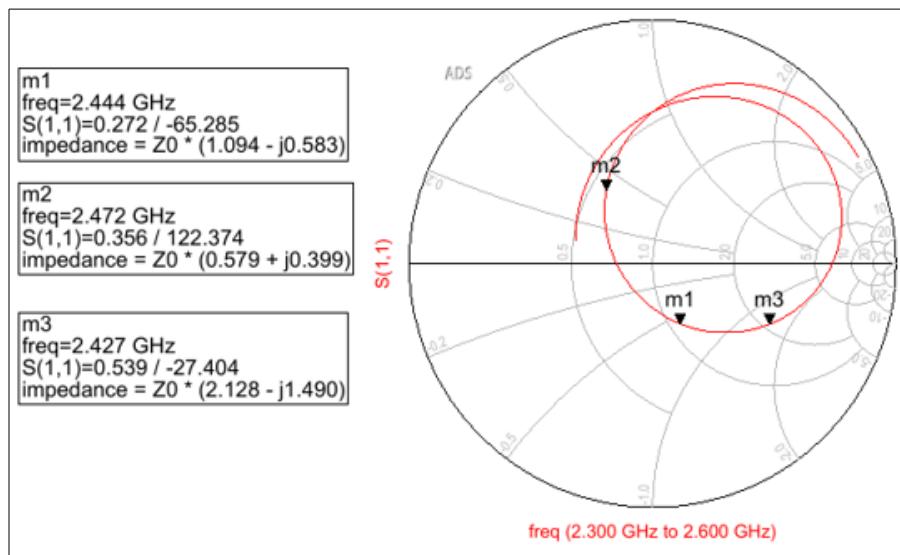


Figure 11: Évolution de l'impédance d'entrée du réseau vertical 1×3 sur le diagramme de Smith

La Figure 11 illustre l'évolution de l'impédance d'entrée sur le diagramme de Smith. L'impédance reste globalement proche de l'adaptation autour de la fréquence centrale, mais s'en écarte rapidement en dehors de cette zone, ce qui limite la bande passante exploitable.

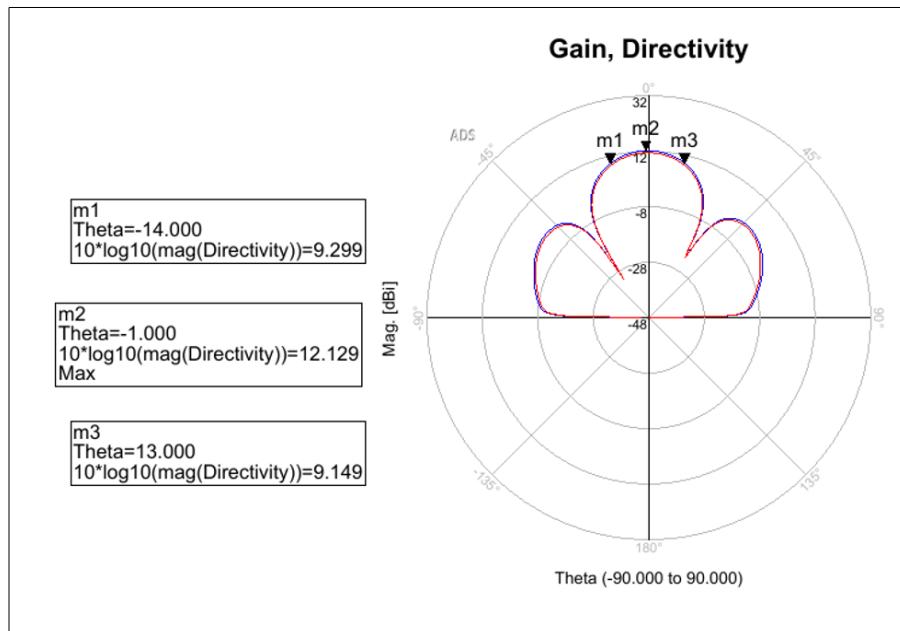


Figure 12: Diagramme de rayonnement du réseau 1x3

La Figure 12 montre le diagramme de rayonnement du réseau vertical 1×3. L'élargissement du lobe principal est clairement visible par rapport à la configuration 1×4, confirmant l'augmentation de l'ouverture verticale obtenue au prix d'une légère diminution du gain maximal.

Antennes	1er angle à -3 dB	2ème angle à -3 dB	Angle d'ouverture à -3 dB	Gain maximal (dBi)	Bandé passante (MHz)
Réseau 1×3	-14°	13°	27°	12.13	27

Table 2: Performances du réseau vertical 1×4

Concernant la bande passante, malgré cette réduction du nombre d'éléments, l'antenne ne permet pas de couvrir l'intégralité de la bande WiFi de 80 MHz. La bande passante exploitable visée est désormais d'environ 50 MHz, correspondant principalement aux canaux 6 et 12 (2,427 à 2,472 GHz), afin d'éviter les premiers canaux fortement utilisés. Après optimisation, la bande passante maximale obtenue est de l'ordre de 27 MHz.

2.3.4 Réseau horizontal - Déphasage entre éléments

Le balayage horizontal (en azimut) du lobe principal est obtenu en imposant un déphasage progressif entre les colonnes du réseau. Pour un réseau linéaire d'éléments espacés de d , la différence de phase à appliquer entre deux éléments adjacents pour pointer le faisceau vers l'angle θ (mesuré par rapport à la normale au réseau, dans le plan de balayage) s'écrit :

$$\Delta\varphi = k d \sin \theta = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta. \quad (28)$$

En choisissant un espacement $d = 0,5 \lambda$, on obtient :

$$\Delta\varphi = 2\pi \cdot 0,5 \cdot \sin \theta = \pi \sin \theta. \quad (29)$$

Pour un dépointage de 40° :

$$\Delta\varphi = \pi \sin(40^\circ) \approx \pi \cdot 0,6428 \approx 2,019 \text{ rad} \approx 115,7^\circ. \quad (30)$$

Ainsi, pour orienter le faisceau à 40° , il faut imposer un déphasage d'environ $115,7^\circ$ entre deux colonnes adjacentes.

Pour réaliser ce contrôle de phase de manière simple et reproductible, nous avons retenu les déphaseurs numériques MAPS-010144 (MACOM). Ils offrent un contrôle du déphasage par pas de $22,5^\circ$ en configurant les entrées de commande (D1 à D6), ce qui permet d'approcher la consigne calculée avec une granularité adaptée au balayage visé. Par exemple, $115,7^\circ$ est proche de $112,5^\circ$, soit une erreur de quantification d'environ $3,2^\circ$. De plus, ces composants disposent d'un mode série, intéressant lorsque le nombre de broches disponibles sur le système de commande est limité, tout en restant flexible pour piloter plusieurs voies.

3 Conception de l'arborescence d'alimentation

3.1 Architecture et objectifs de l'arbre

L'arborescence d'alimentation a deux objectifs principaux. Le premier est de répartir la puissance RF de manière équilibrée vers les quatre branches du réseau, chaque branche alimentant trois patchs. Le second est de conserver une adaptation correcte à l'entrée et aux jonctions internes afin de limiter les réflexions. Une désadaptation se traduit directement par une augmentation de S_{11} , une diminution de la puissance transmise vers les sorties et, au niveau du réseau, une dégradation des performances de rayonnement, notamment une baisse du gain et une augmentation des lobes secondaires.

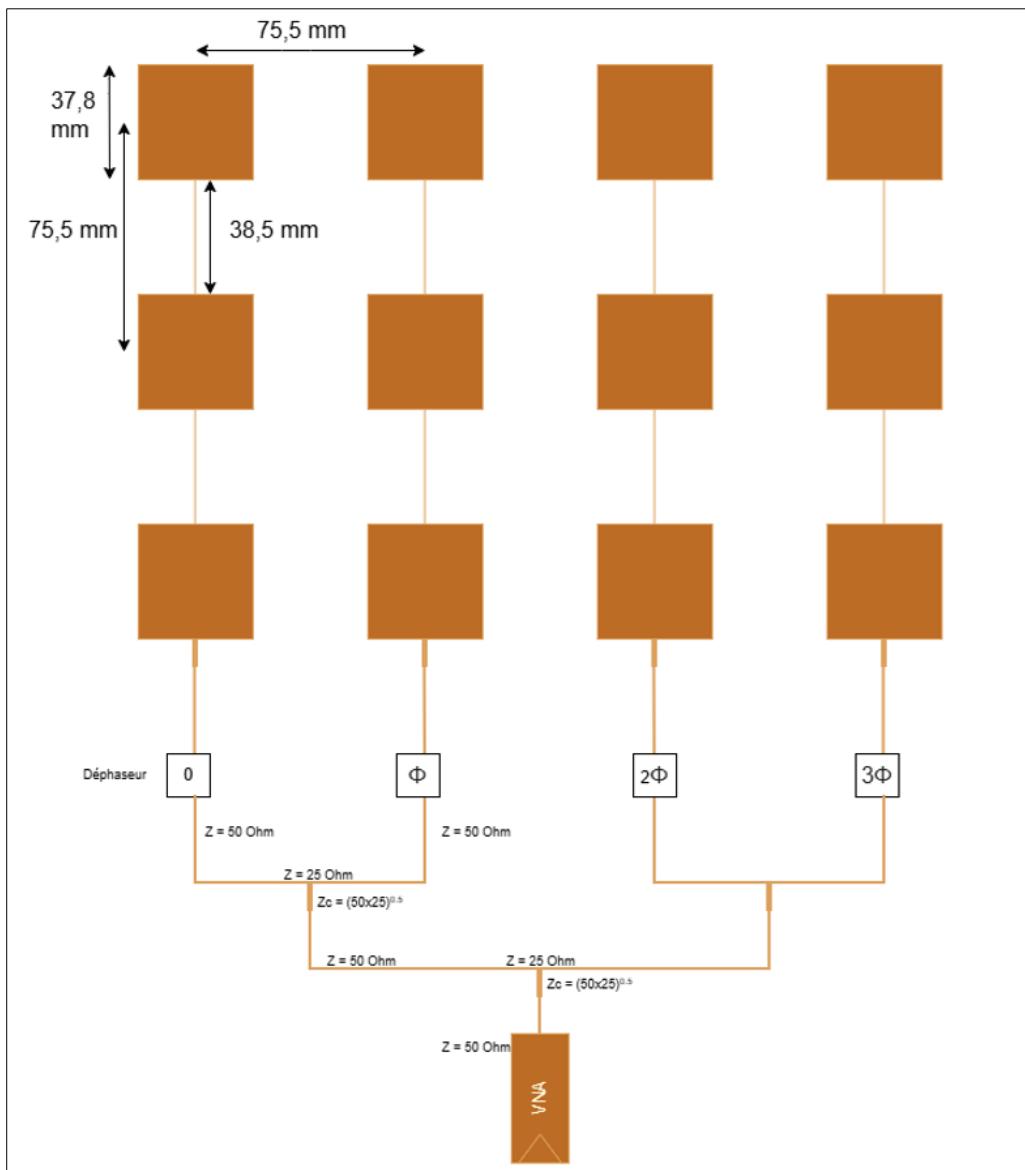


Figure 13: Schéma de l'arbre d'alimentation

La Figure 13 illustre une architecture de division corporative. Le signal est divisé par étages jusqu'à obtenir quatre voies principales. Un déphaseur est placé sur chaque voie afin d'imposer une progression de phase entre branches. Cette progression de phase permet de piloter le pointage en azimut du faisceau rayonné, sans action mécanique sur l'antenne.

Afin de réduire les pertes par réflexion aux nœuds de division, des sections d'adaptation quart d'onde sont intégrées dans l'arborescence. Elles compensent les ruptures d'impédance liées à la mise en parallèle des branches, de manière à conserver une impédance vue proche de 50Ω et à améliorer le transfert de puissance vers les sorties sur la bande de fonctionnement.

3.2 Conception sous ADS et validation électromagnétique

La conception est réalisée sous ADS en deux étapes. La première consiste à construire le schéma électrique pour définir la topologie, dimensionner les lignes micro-ruban et garantir une cohérence globale en impédance et en longueur électrique. La seconde consiste à générer le routage et à lancer une simulation électromagnétique afin d'intégrer les effets de réalisation.

3.2.1 Schéma électrique

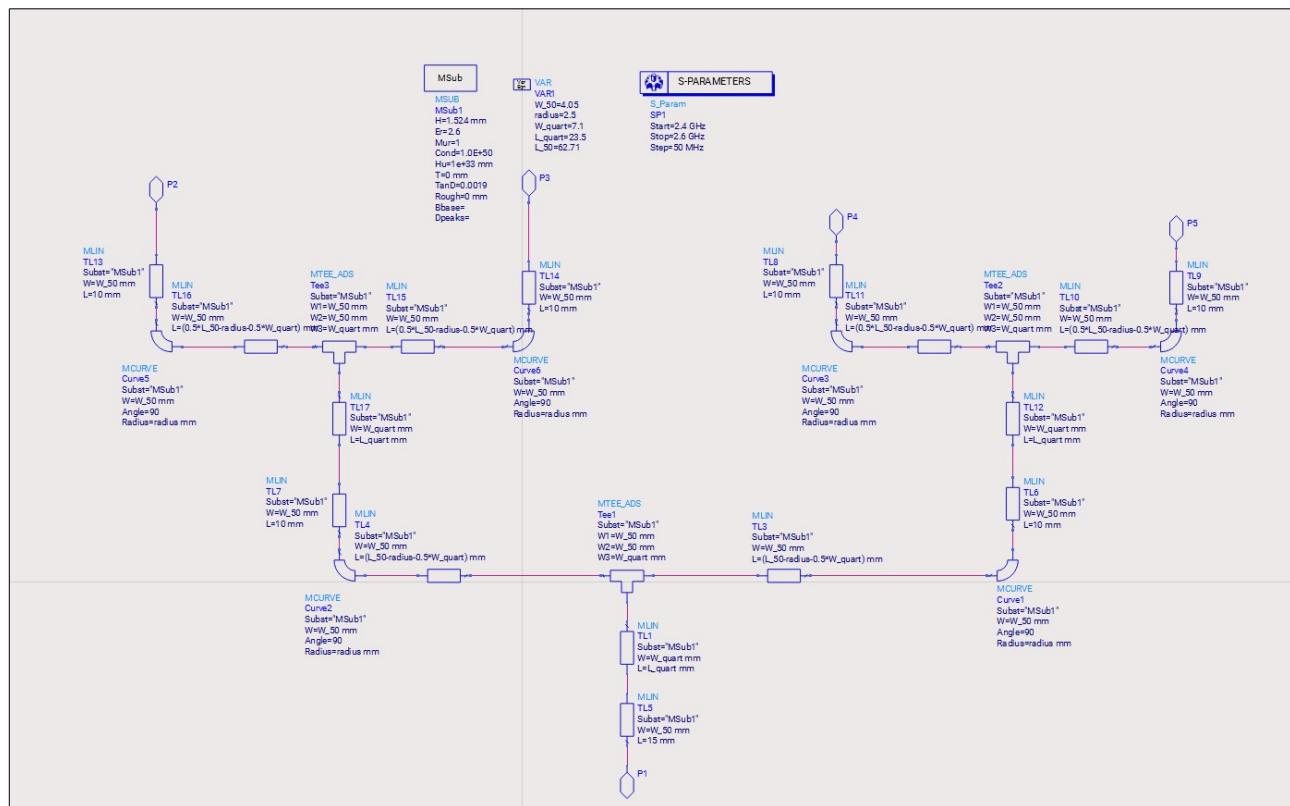


Figure 14: Schéma de l'arbre d'alimentation sous ADS

La Figure 14 présente le schéma de l'arbre. Le dimensionnement porte sur les largeurs de lignes, qui fixent l'impédance caractéristique, ainsi que sur les longueurs, qui fixent la phase introduite par chaque tronçon. Cette étape vise à obtenir une entrée à 50Ω , une division de puissance cohérente entre voies et des chemins électriques maîtrisés avant passage au routage.

3.2.2 Routage et simulation EM

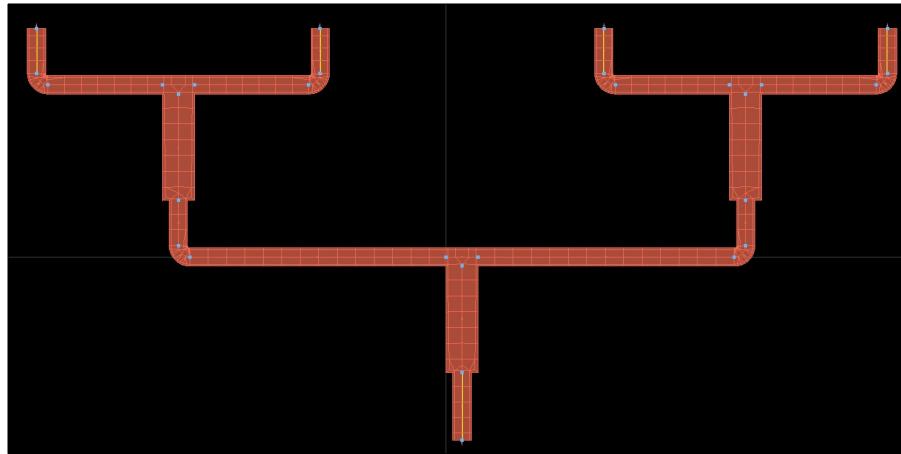


Figure 15: Routage de l'arbre d'alimentation sous ADS

La Figure 15 montre le routage généré à partir du schéma. La simulation EM est ensuite effectuée sur la bande 2,4–2,6 GHz afin de tenir compte des effets géométriques réels, en particulier les jonctions en T, les coudes, les transitions de largeur, les discontinuités et les interactions entre pistes proches. Cette étape permet de valider la réponse finale attendue après fabrication, notamment :

- l'adaptation à l'entrée,
- l'équilibrage des voies en amplitude et en pertes,
- les phases relatives entre sorties.

3.2.3 Analyse des résultats EM

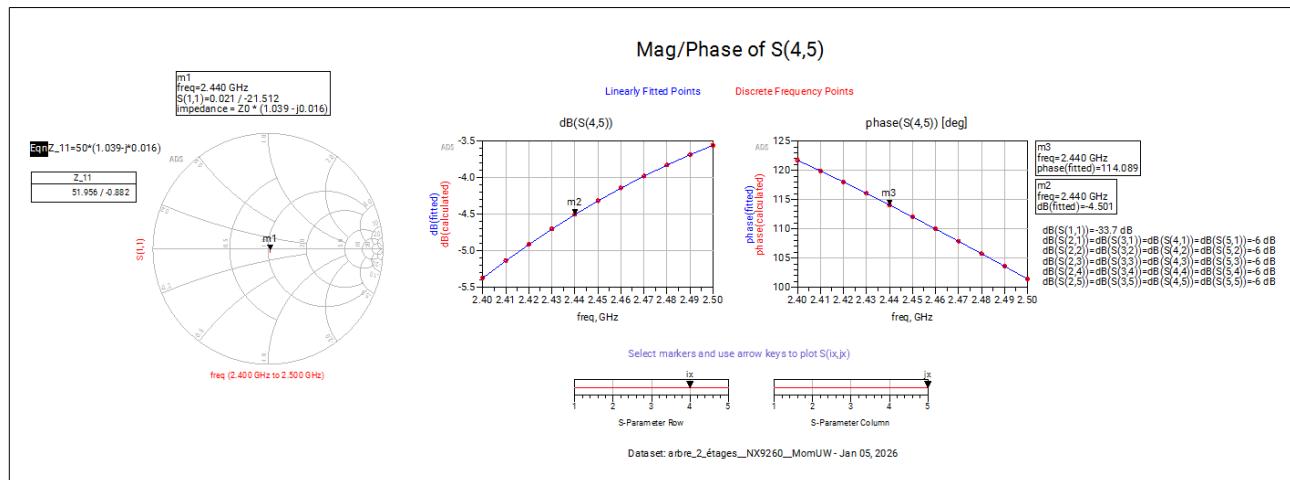


Figure 16: Paramètres S de l'arbre

La Figure 16 présente les résultats principaux. Le diagramme de Smith indique que l'impédance d'entrée reste proche de $50\ \Omega$ autour de 2,44 GHz. Cette observation est cohérente avec un faible niveau de réflexion, avec un S_{11} fortement atténué et une impédance d'entrée voisine de $52\ \Omega$ avec une composante imaginaire

faible. La puissance injectée est donc majoritairement transmise dans l'arbre, ce qui est indispensable pour conserver du niveau aux sorties.

Les courbes de transmission permettent d'évaluer la répartition de puissance et les pertes. Le point important est la proximité des niveaux entre voies. Un déséquilibre d'amplitude se traduit par une excitation non uniforme du réseau et peut augmenter les lobes secondaires. Les pertes observées proviennent des pertes de ligne et des discontinuités aux jonctions, qui s'additionnent dans une arborescence compacte.

La phase évolue de manière régulière avec la fréquence, ce qui est attendu car elle dépend de la longueur électrique des lignes. Une variation trop forte de phase sur la bande peut induire un dépointage dépendant de la fréquence. Dans ce cas, l'évolution reste exploitable et permet de s'appuyer sur des phases relatives cohérentes une fois les déphasateurs intégrés.

3.3 Adaptation d'impédance

À chaque division, la mise en parallèle des branches réduit l'impédance équivalente vue au nœud. Sans adaptation, ces ruptures d'impédance génèrent des réflexions locales qui dégradent l'adaptation globale à l'entrée. Pour limiter ces réflexions, l'adaptation est réalisée par des transformateurs quart d'onde. L'impédance caractéristique Z_t d'une section d'adaptation est choisie selon :

$$Z_t = \sqrt{Z_{\text{in}} Z_{\text{out}}}, \quad (31)$$

où Z_{out} correspond à l'impédance équivalente côté branches et Z_{in} à l'impédance visée côté source, typiquement 50Ω . Pour une division $1 \rightarrow 2$ avec deux charges 50Ω en parallèle, $Z_{\text{out}} = 25 \Omega$ et :

$$Z_t = \sqrt{50 \times 25} \simeq 35,4 \Omega. \quad (32)$$

Les largeurs de lignes associées sont déterminées avec *LineCalc* en fonction du substrat et de la fréquence centrale.

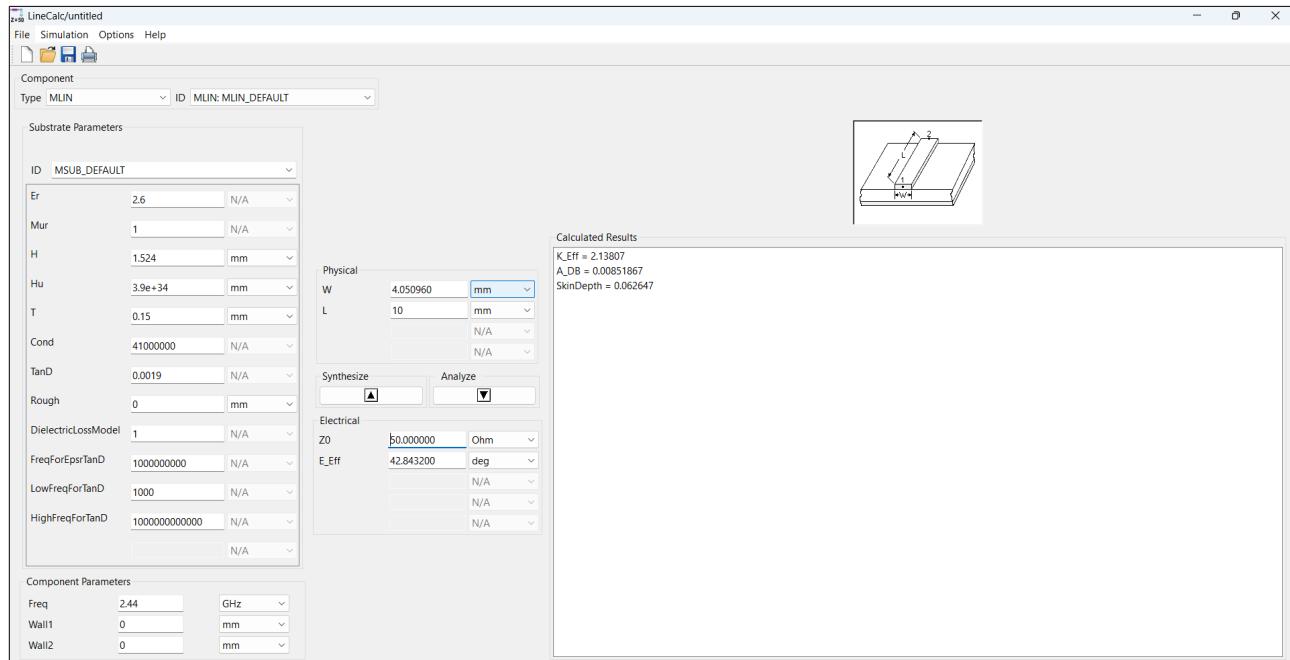


Figure 17: Dimensionnement sous LineCalc de la ligne micro-ruban 50Ω

La Figure 17 illustre le passage des grandeurs électriques vers des dimensions physiques, ce qui garantit la cohérence entre le modèle et la fabrication.

3.4 Caractérisation des déphasateurs sous ADS

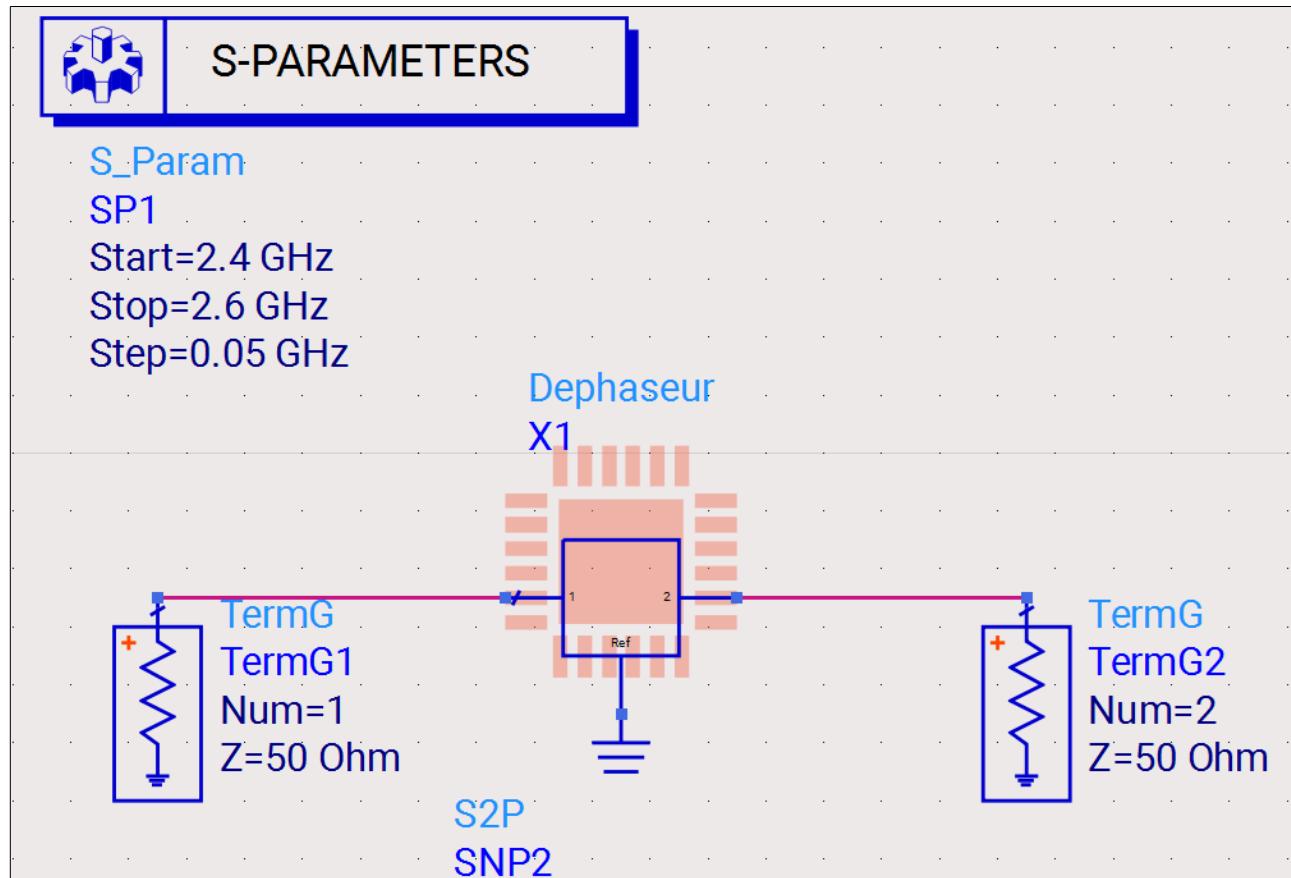


Figure 18: Montage de simulation pour un déphaseur

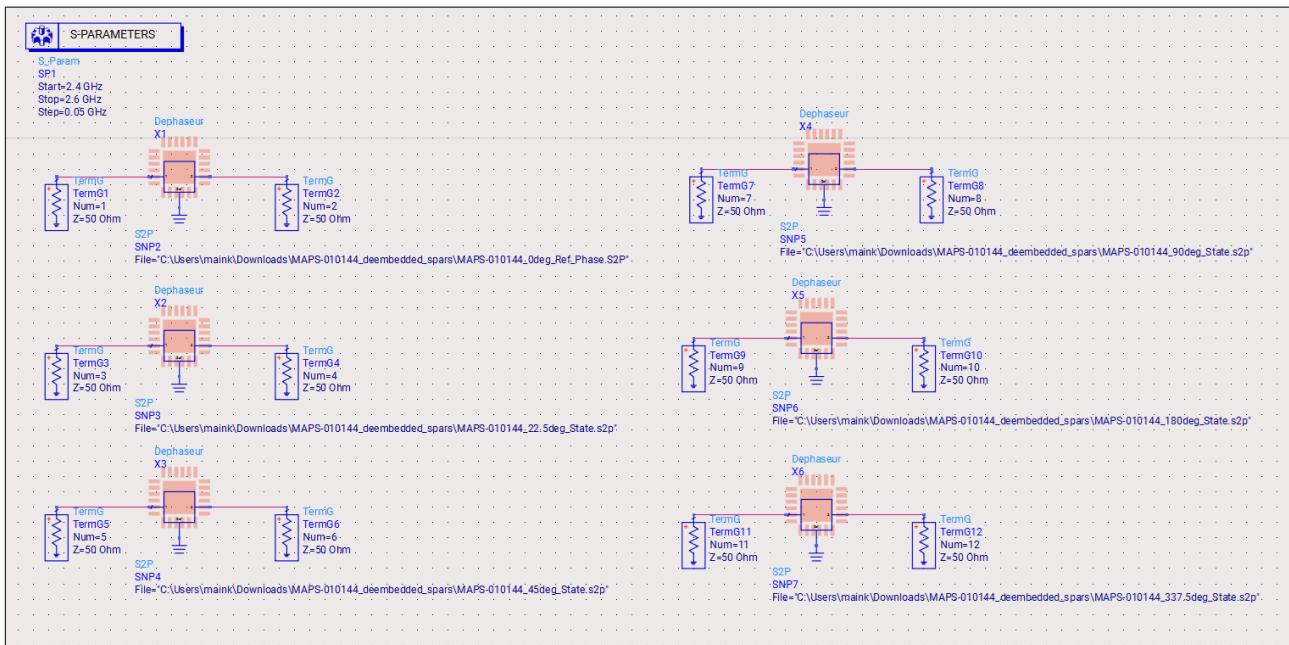


Figure 19: Mise en place des différents états de déphaseur

Les déphasateurs sont simulés à partir de modèles constructeur au format S2P. Le composant est placé entre deux terminaisons 50 Ω afin d'évaluer son comportement dans des conditions représentatives. L'analyse porte sur la perte d'insertion, l'adaptation et la phase obtenue en fonction de l'état sélectionné.

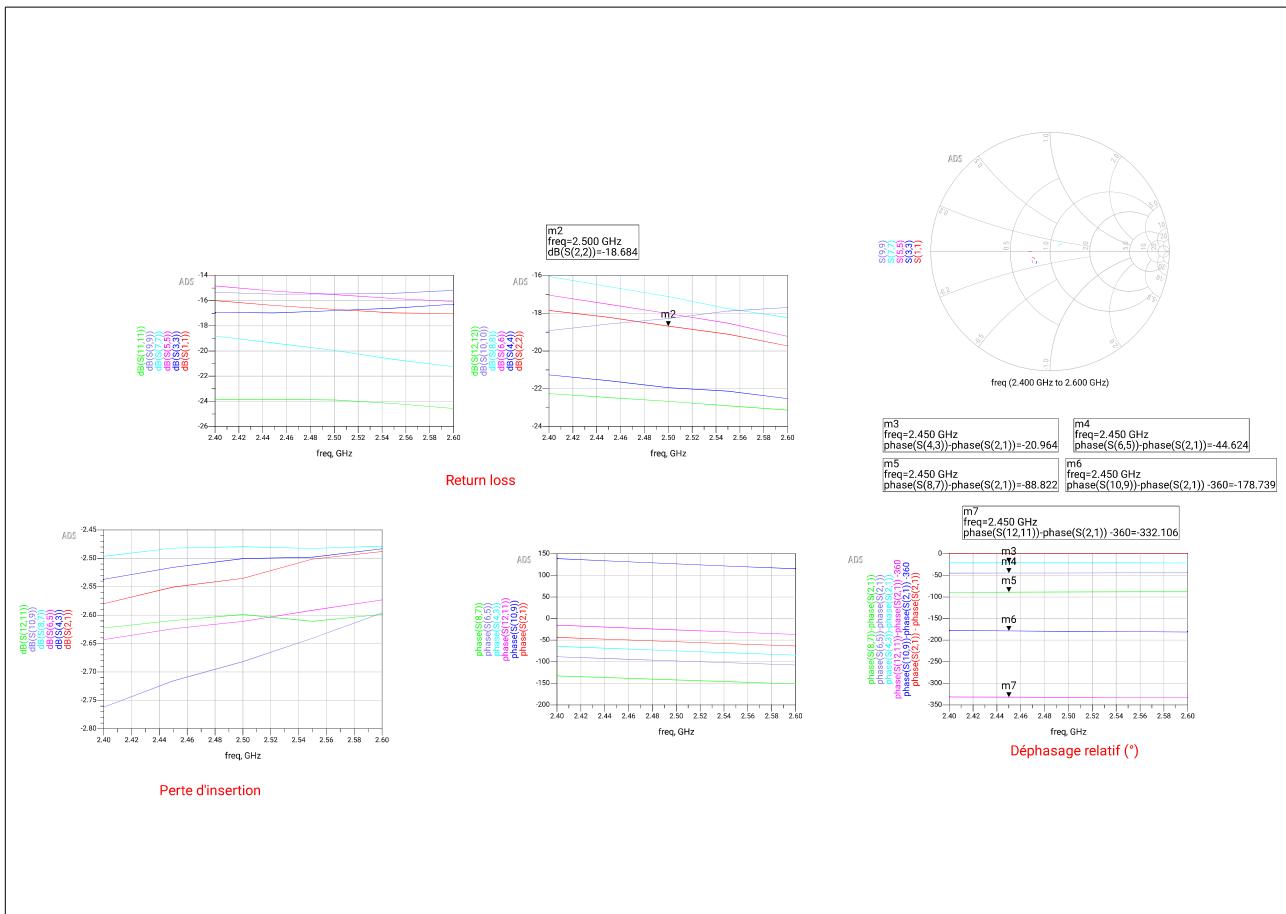


Figure 20: Résultats de simulation des déphasateurs

La Figure 20 montre que les états disponibles couvrent les pas attendus ($22,5^\circ$, 45° , 90° , 180° , $337,5^\circ$). La phase varie avec la fréquence, ce qui est normal pour un composant RF. L'objectif est donc de sélectionner, autour de 2,44 GHz, l'état qui se rapproche le mieux de la consigne de déphasage tout en conservant des pertes et une adaptation compatibles avec l'intégration dans l'arbre.

3.5 Intégration des déphasateurs et validation de l'ensemble

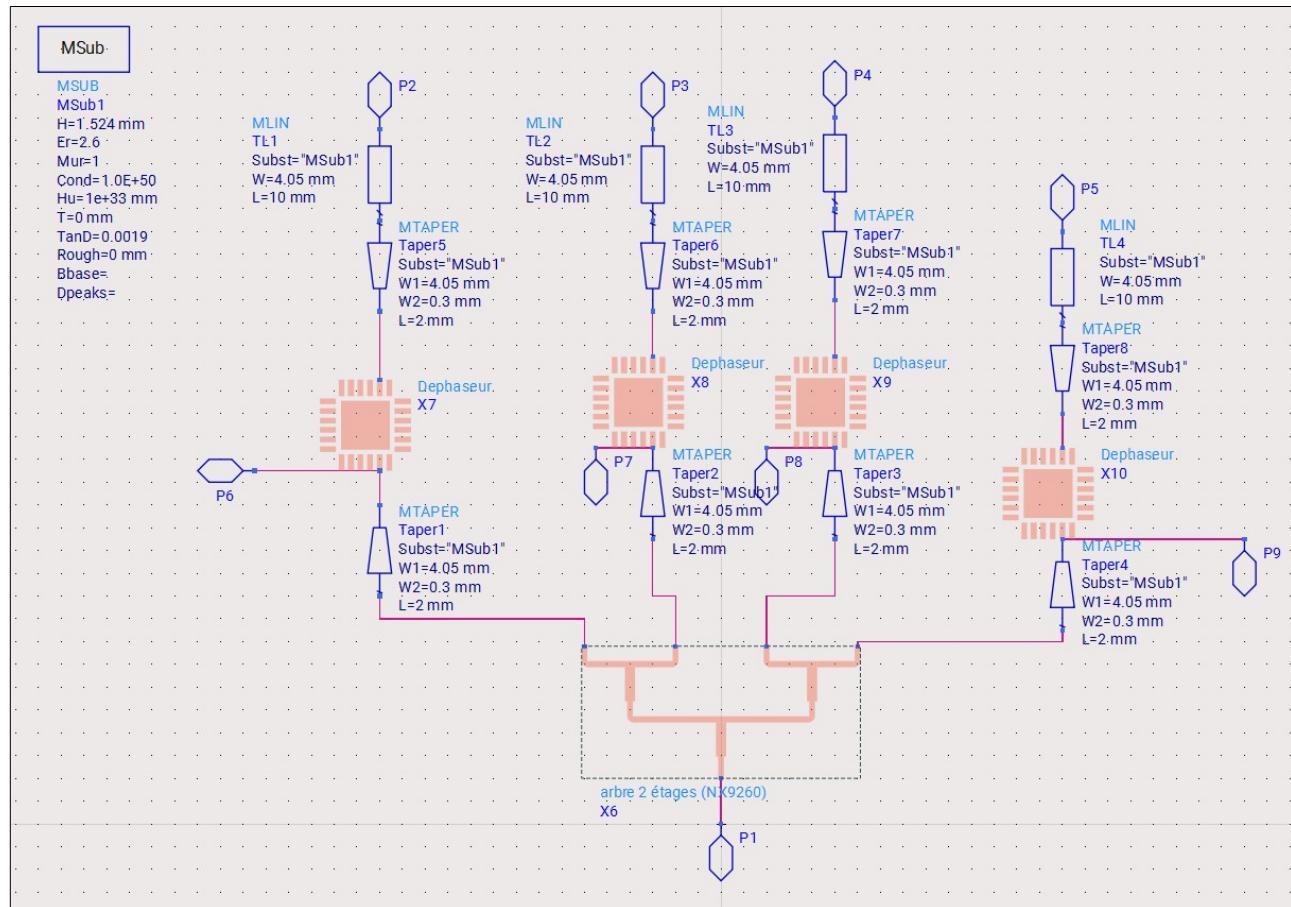


Figure 21: Schéma de l'arbre d'alimentation avec déphasateurs

Les déphasateurs sont insérés sur chaque voie principale comme présenté Figure 21. Des transitions progressives sont utilisées entre les lignes micro-ruban et les ports RF afin de limiter les discontinuités et de stabiliser l'adaptation locale au voisinage des composants.

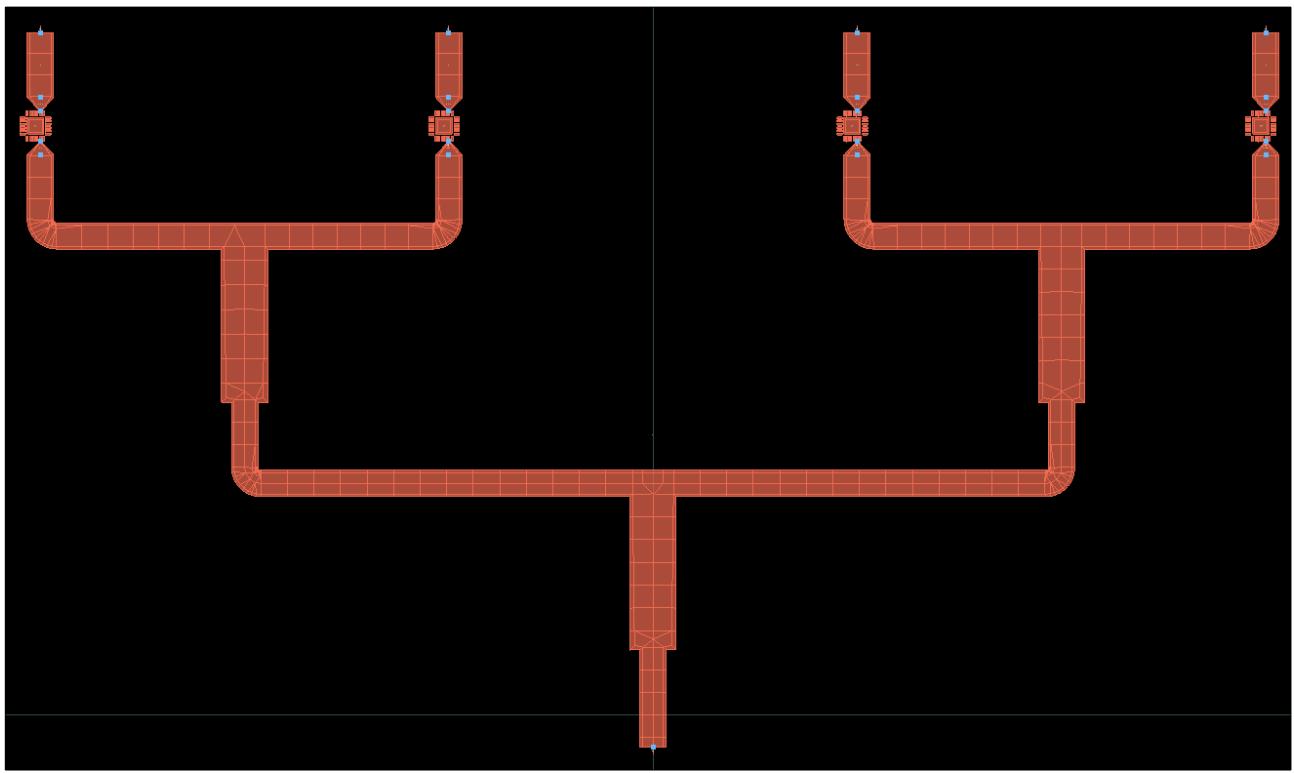


Figure 22: Routage de l'arbre avec déphasateurs

La Figure 22 met en évidence les zones critiques au voisinage des déphasateurs, où le routage est plus dense. La simulation EM de l'ensemble permet de vérifier que l'adaptation et les phases relatives restent conformes malgré ces contraintes.

3.5.1 Résultats de l'ensemble

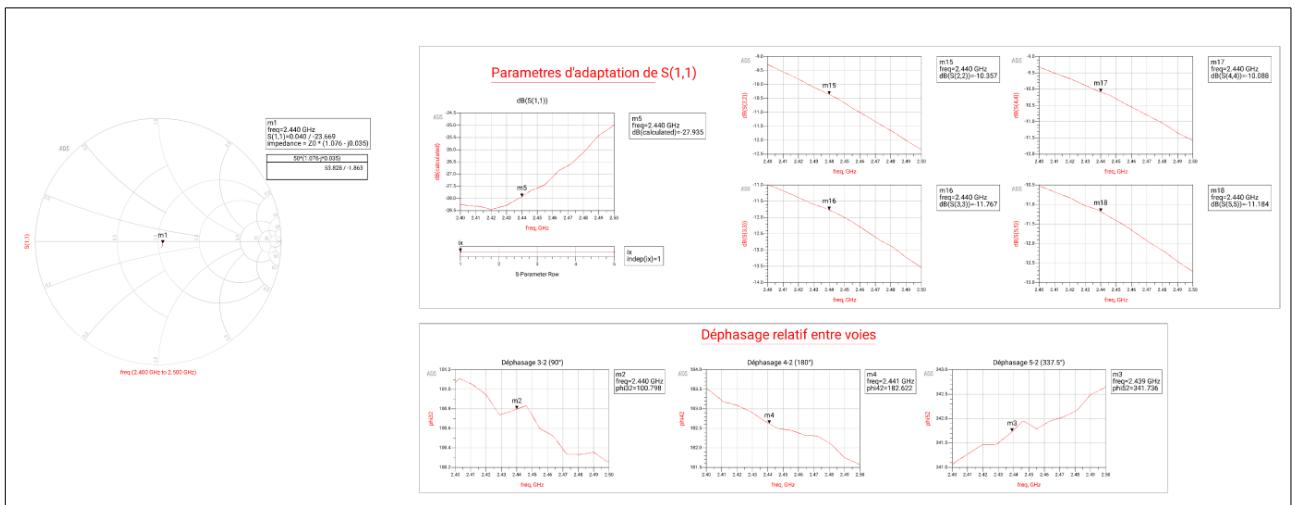


Figure 23: Adaptation et déphasage entre voies pour l'arbre avec déphasateurs

La Figure 23 montre que l'adaptation d'entrée reste satisfaisante autour de 2,44 GHz, avec un point proche de 50Ω sur le diagramme de Smith et un S_{11} nettement atténué, de l'ordre de -27 dB. L'ajout

des déphasateurs et des transitions ne dégrade donc pas significativement l'accord global.

Les phases relatives entre voies suivent les états sélectionnés, ce qui confirme la capacité du système à imposer une progression de phase entre branches. L'analyse des amplitudes reste importante, car des écarts entre voies se répercutent directement sur l'excitation du réseau et peuvent modifier le niveau des lobes secondaires. Les différences observées sont cohérentes avec l'addition des pertes de lignes, des discontinuités et des pertes propres aux déphasateurs.

3.6 Routage sous KiCad

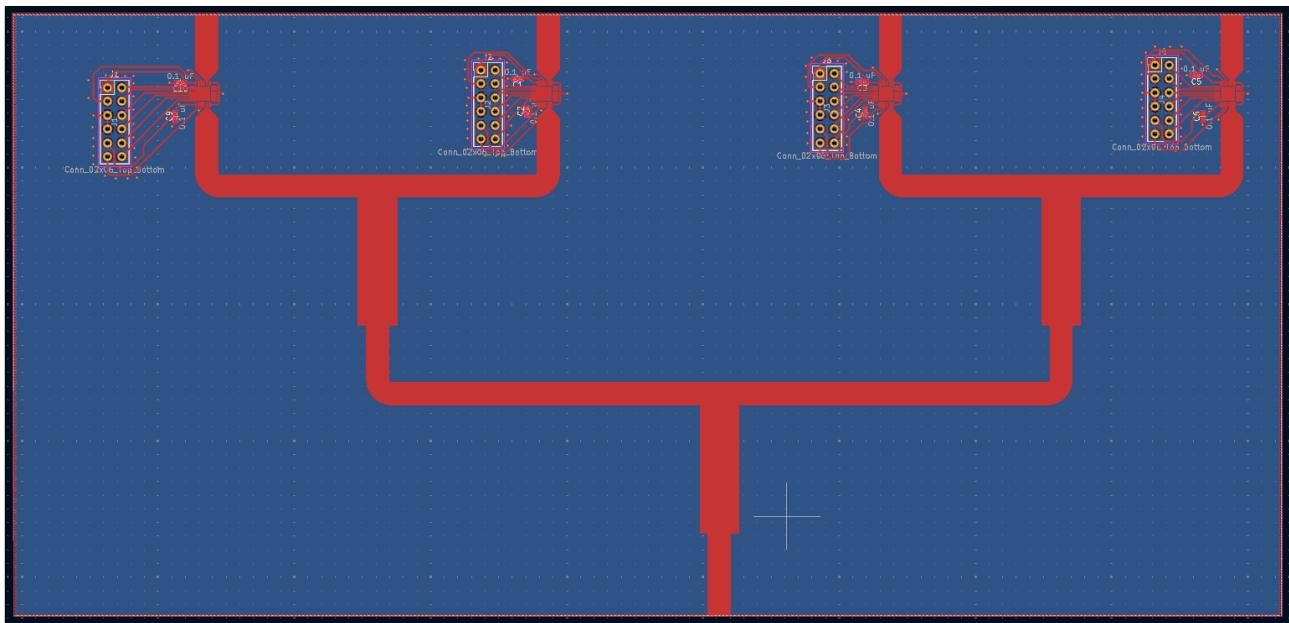


Figure 24: Routage sous KiCad

La Figure 24 correspond à la transposition du routage vers KiCad pour préparer la fabrication. Cette étape intègre les contraintes de placement, l'accès aux broches de commande des déphasateurs et l'implantation des composants de découplage. La continuité de masse et la gestion des retours de courant sont également à contrôler, car ils conditionnent la stabilité de l'impédance et la répétabilité du comportement RF. Ces zones de forte densité peuvent accentuer le couplage entre pistes et créer des écarts de longueur électrique entre voies.

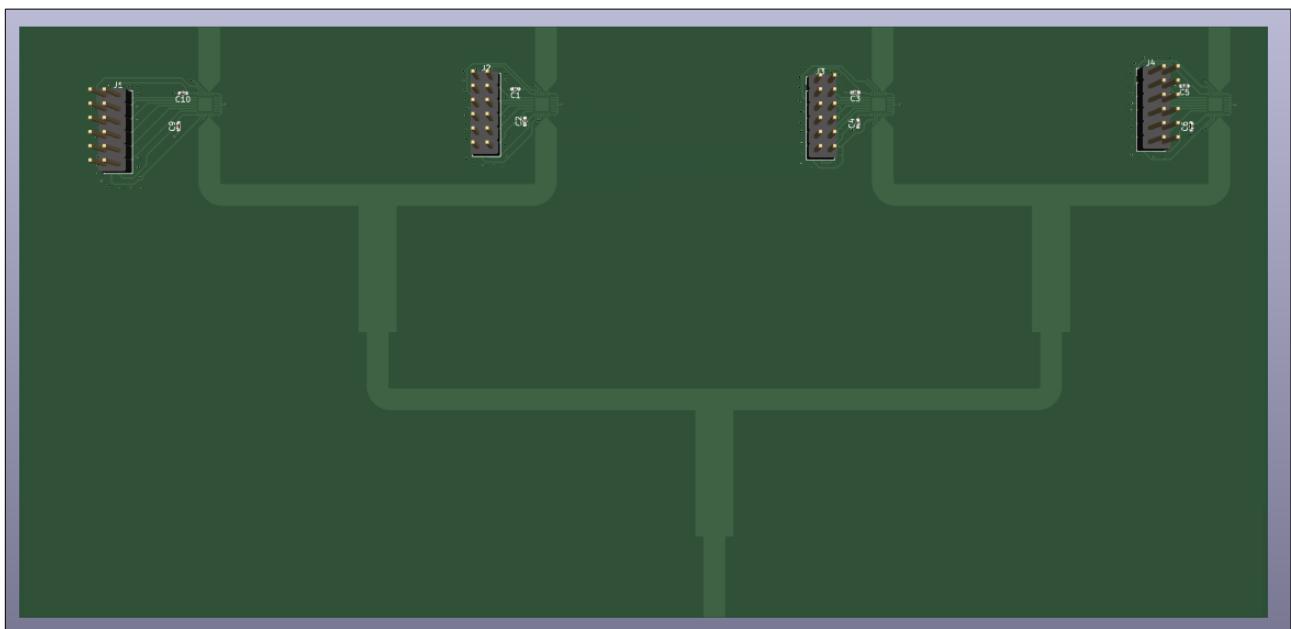


Figure 25: Visualisation 3D sous KiCad

La Figure 25 permet de vérifier l'encombrement, l'orientation des composants et l'accessibilité des connecteurs, ce qui réduit le risque de problèmes mécaniques lors de l'assemblage.

3.7 Réalisation et assemblage

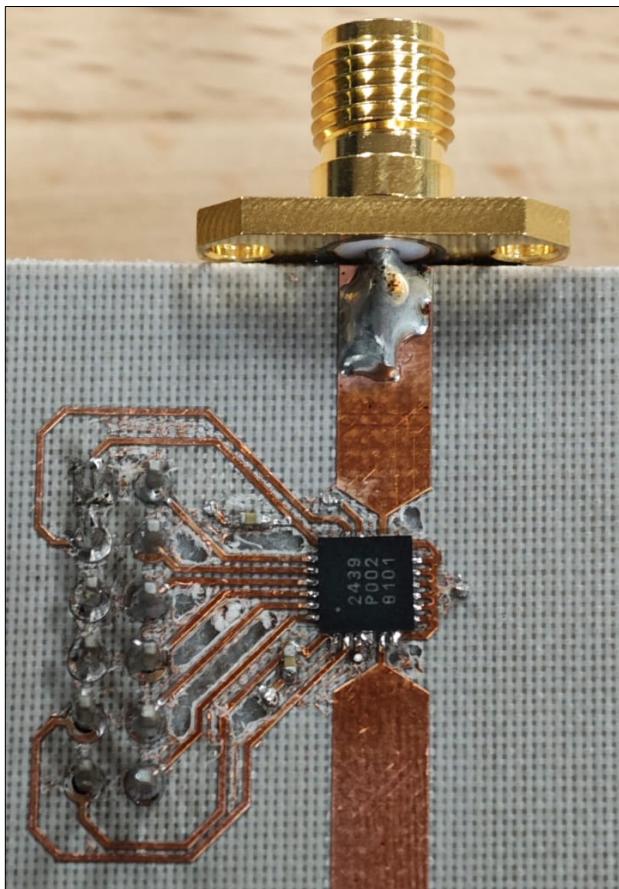


Figure 26: Zoom sur la zone du déphaseur après assemblage

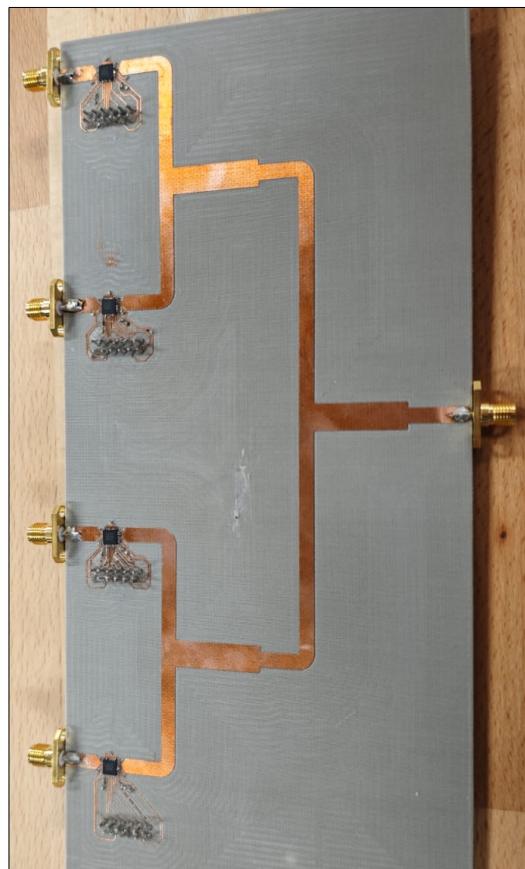


Figure 27: Vue d'ensemble de la carte assemblée

La réalisation de la carte a mis en évidence plusieurs contraintes pratiques lors de l'assemblage. L'absence de continuité électrique entre les plans de masse des faces supérieure et inférieure a nécessité une reprise manuelle : des fils ont dû être soudés pour assurer la liaison de masse via les vias. Cette correction a entraîné une perte de temps et a complexifié l'intégration. Elle peut également affecter la répétabilité de la référence de masse, point sensible en RF.

Le brasage des composants CMS de petite taille a également été délicat. Les condensateurs au format 0402 et les déphaseurs, en raison de leur faible encombrement et du pas de leurs connexions, ont exigé une manipulation précise et une inspection visuelle rigoureuse afin d'éviter les ponts de soudure, les défauts d'alignement ou les soudures insuffisantes. Pour une version améliorée, l'utilisation d'un stencil pour le dépôt de pâte à braser permettrait d'augmenter la qualité et la reproductibilité de l'assemblage, tout en réduisant le temps de montage.

4 Résultats Expérimentaux

4.1 Observation des diagrammes de du réseau 1x3

Les diagrammes de rayonnement du réseau 1×3 ont été mesurés en chambre anéchoïque afin de valider expérimentalement les performances obtenues en simulation. Les mesures ont été réalisées dans les plans E et H, à la fréquence de fonctionnement centrale.

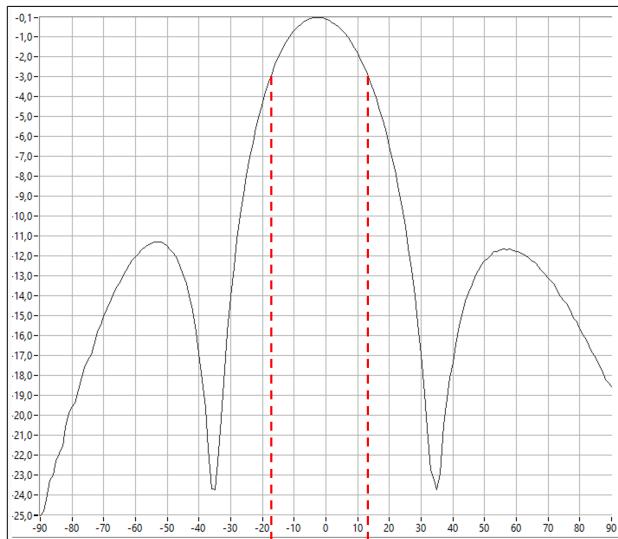


Figure 28: Diagramme de rayonnement mesuré dans le plan E du réseau vertical 1×3

La Figure 28 présente le diagramme de rayonnement mesuré dans le plan E. L'ouverture angulaire à -3 dB mesurée est d'environ 30° , valeur en très bon accord avec l'ouverture théorique estimée à $29,2^\circ$. Les positions des premiers points à -3 dB sont également proches des valeurs simulées, avec un écart angulaire inférieur à quelques degrés.

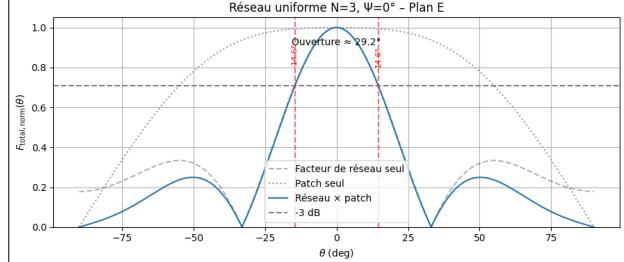


Figure 29: Diagramme de rayonnement théorique dans le plan E du réseau vertical 1×3

Plan E	1er angle à -3 dB	2ème angle à -3 dB	Angle d'ouverture à -3 dB
Mesuré	-18°	12°	30°
Théorique	-19.6°	19.6°	29.2°

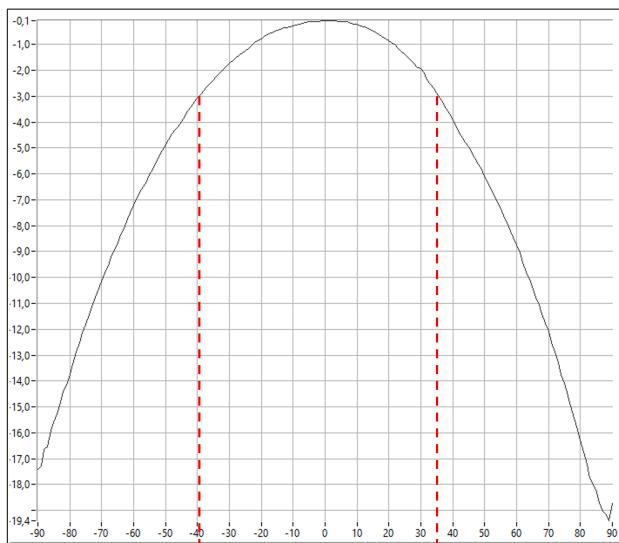


Figure 30: Diagramme de rayonnement mesuré dans le plan H du réseau vertical 1×3

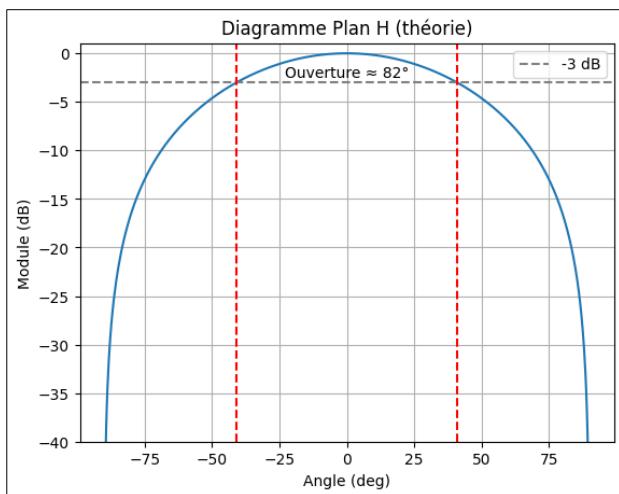


Figure 31: Diagramme de rayonnement théorique dans le plan H du réseau vertical 1×3

Les Figures 30 et 31 illustrent la comparaison entre les diagrammes mesurés et théoriques. On observe une bonne concordance sur la forme globale du lobe principal. Les écarts observés sur les angles d'ouverture peuvent s'expliquer par les imperfections du dispositif de mesure, les tolérances de fabrication ainsi que les pertes non prises en compte dans les simulations.

Plan H	1er angle à -3 dB	2ème angle à -3 dB	Angle d'ouverture à -3 dB
Mesuré	-40°	35°	75°
Théorique	-41°	41°	82°

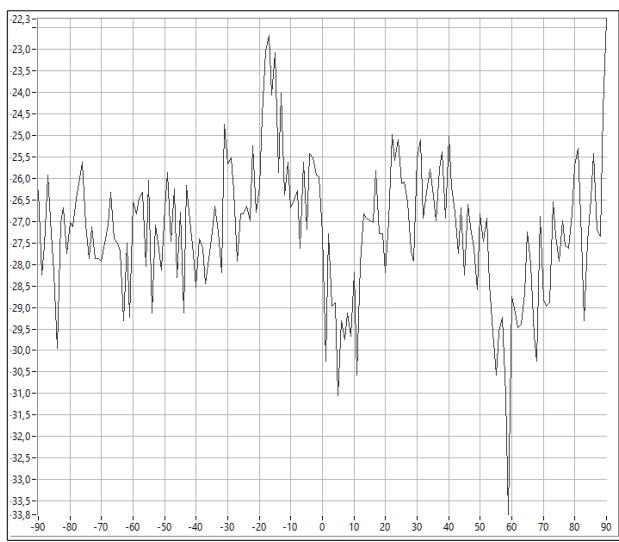


Figure 32: Diagramme de rayonnement mesuré de la polarisation croisée dans le plan E

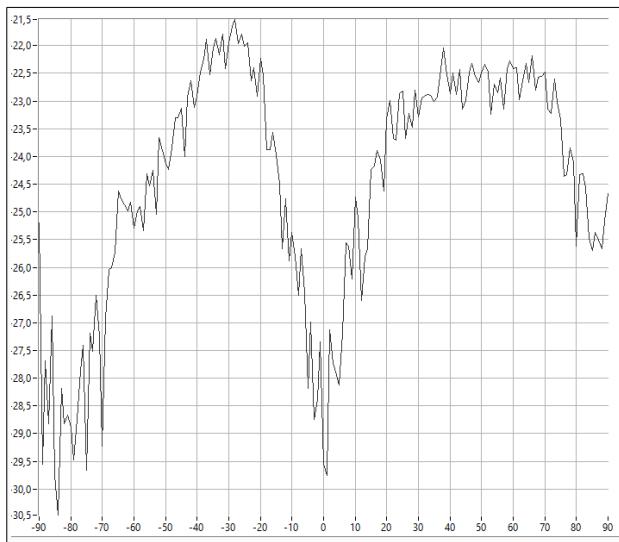


Figure 33: Diagramme de rayonnement mesuré de la polarisation croisée dans le plan H

Les Figures 32 et 33 présentent les niveaux mesurés de la composante de polarisation croisée dans les plans E et H. On observe que le niveau maximal reste inférieur à environ -21 dB et ne présente pas de structure angulaire marquée. La forte irrégularité des courbes et l'absence de lobe principal identifiable suggèrent

que ces mesures sont principalement du bruit.

Ainsi, la contribution de la polarisation croisée du réseau peut être considérée comme négligeable devant la composante copolaire dans la direction de rayonnement principal, ce qui est cohérent avec la polarisation linéaire attendue et observée pour ce type de réseau de patchs.

4.2 Observation des paramètres S via un VNA et ADS

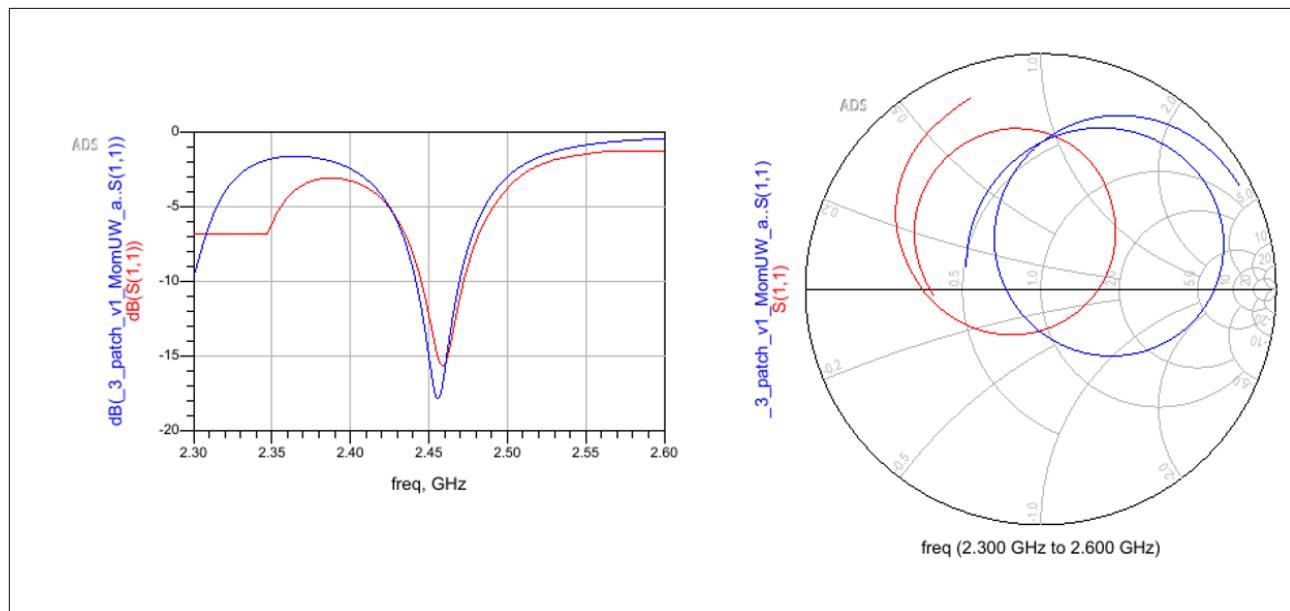


Figure 34: Comparaison du coefficient de réflexion S_{11} mesuré au VNA (rouge) et simulé sous ADS (bleu) pour le réseau 1×3

La Figure 34 présente une comparaison du coefficient de réflexion S_{11} du réseau 1×3 obtenu par simulation sous ADS (courbe bleue) et mesuré expérimentalement à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) (courbe rouge).

On observe un "bon accord" sur la fréquence de résonance, confirmant la validité du dimensionnement du réseau. En revanche, le minimum de S_{11} mesuré est moins prononcé que celui obtenu en simulation, et la bande passante mesurée apparaît légèrement plus réduite.

Ces écarts s'expliquent principalement par les pertes supplémentaires introduites lors de la réalisation et de la mesure, notamment les tolérances de fabrication, les connecteurs et les soudures, qui ne sont pas entièrement prises en compte dans le modèle de simulation.

La rotation de la trajectoire mesurée sur l'abaque de Smith est due à l'ajout d'un *electrical delay* lors de la mesure au VNA, correspondant à une correction de la longueur électrique entre le plan de référence et l'antenne.

Ce décalage correspond à une rotation quasi constante sur l'abaque, caractéristique d'un effet de ligne de transmission, et n'affecte pas significativement l'accord du réseau autour de la fréquence de fonctionnement.

5 Limites et Améliorations

5.1 Limitation liée au substrat

Le choix du substrat constitue un paramètre déterminant pour les performances en bande passante de l'antenne. Dans ce projet, un changement de substrat a été étudié en faisant varier l'épaisseur de $h = 0,762 \text{ mm}$ à $h = 1,524 \text{ mm}$. Cette augmentation de l'épaisseur permet d'accroître la bande passante du patch élémentaire et du réseau, conformément aux modèles théoriques.

Toutefois, malgré cette amélioration, la bande passante obtenue reste insuffisante pour couvrir l'intégralité de la bande WiFi. Cette limitation est inhérente à l'utilisation d'un substrat à permittivité relativement élevée, nécessaire pour conserver un encombrement raisonnable du réseau.

5.2 Limitation du design des antennes

Le design du réseau d'antennes impose également des compromis entre gain, ouverture angulaire et bande passante. L'augmentation du nombre d'éléments permet d'améliorer le gain et la directivité, mais conduit à une réduction de l'ouverture angulaire et de la bande passante, comme observé pour la configuration 4×4 .

À l'inverse, la réduction du nombre d'éléments améliore l'ouverture et la bande passante, mais se traduit par une diminution du gain maximal. Ces contraintes limitent la possibilité d'atteindre simultanément l'ensemble des spécifications du cahier des charges avec une architecture de réseau simple et compacte.

5.3 Augmentation de la bande passante

Une solution envisagée pour augmenter davantage la bande passante consiste à réduire encore le nombre d'éléments du réseau vertical, en passant à une configuration 2×4 . Cette architecture permettrait d'élargir l'ouverture angulaire et d'améliorer la bande passante, au prix d'une nouvelle diminution du gain maximal, qui passerait d'environ 12 dBi à 10 dBi.

Ce compromis souligne la difficulté de concilier simultanément gain élevé, large bande passante et ouverture angulaire importante. Des solutions plus avancées pourraient être envisagées pour dépasser ces limitations.

6 Conclusion

Ce projet avait pour objectif la conception et la réalisation d'une antenne imprimée à balayage électronique destinée à la bande WiFi 2,4 GHz. Une approche progressive a été adoptée, débutant par le dimensionnement d'un patch élémentaire, suivi de la synthèse du réseau d'antennes, de la conception de l'arborescence d'alimentation et de l'intégration de déphasateurs permettant le pilotage du faisceau.

Les simulations électromagnétiques ont permis de valider les choix de conception et de mettre en évidence les compromis inhérents entre gain, bande passante et ouverture angulaire. La configuration retenue du réseau vertical 1×3 constitue un compromis pertinent, offrant une ouverture verticale proche de la valeur spécifiée, tout en conservant un gain et une adaptation satisfaisants.

Les résultats expérimentaux obtenus confirment globalement les performances prévues en simulation. Les diagrammes de rayonnement mesurés présentent une bonne concordance avec les résultats théoriques, et la polarisation croisée mesurée reste négligeable devant la composante copolaire, ce qui est cohérent avec la polarisation linéaire attendue. L'analyse des paramètres S met également en évidence un accord correct du réseau, avec des écarts explicables par les pertes de fabrication et de mesure.

Enfin, l'étude des limites du système met en lumière les contraintes imposées par le substrat et l'architecture du réseau. Des pistes d'amélioration ont été identifiées, notamment pour l'augmentation de la bande passante, au prix de compromis supplémentaires sur le gain. Ce travail constitue ainsi une base solide pour le développement d'antennes à balayage électronique plus performantes et plus complexes.

7 Annexe

7.1 Méthodologie de la simulation

Les diagrammes théoriques ont été obtenus à l'aide d'un script Python reprenant exactement les modèles présentés dans le cours. L'objectif est de comparer rigoureusement le comportement théorique de l'antenne (élément seul et un réseau 1×3) aux mesures expérimentales réalisées en chambre anéchoïque.

7.1.1 Modélisation du patch élémentaire

Le patch rectangulaire est modélisé à partir de l'approximation par ligne de transmission.

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2}. \quad (33)$$

L'allongement de longueur est donné par :

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_{\text{eff}} + 0.3)(W/h + 0.264)}{(\varepsilon_{\text{eff}} - 0.258)(W/h + 0.813)}. \quad (34)$$

La longueur effective du patch est donc :

$$L_e = L + 2\Delta L. \quad (35)$$

À partir de ces paramètres, le diagramme élémentaire du patch est calculé selon l'expression fournie dans le cours. Dans le plan H ($\varphi = \pi/2$), le champ rayonné s'écrit :

$$E(\theta) \propto \sin \theta \frac{\sin \left(\frac{kh \sin \theta}{2} \right)}{\frac{kh \sin \theta}{2}} \frac{\sin \left(\frac{kW \cos \theta}{2} \right)}{\frac{kW \cos \theta}{2}} \cos \left(\frac{kL_e}{2} \sin \theta \right). \quad (36)$$

Le motif élémentaire est normalisé afin d'obtenir un maximum égal à 1.

7.1.2 Facteur de réseau

Le réseau considéré est uniforme, constitué de N éléments identiques, séparés d'une distance d . Le facteur de réseau normalisé est :

$$AF(\theta) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left| \frac{\sin \left(\frac{N}{2}(kd \sin \theta - \Psi) \right)}{\sin \left(\frac{1}{2}(kd \sin \theta - \Psi) \right)} \right|, \quad (37)$$

avec un pointage ($\Psi = 0$).

Longueur d'onde effective. Les interactions entre patchs se propagent en partie par une onde quasi-guidée dans le substrat. Pour cette raison, la longueur d'onde utilisée pour le facteur de réseau n'est pas celle dans l'air λ_0 , mais une longueur d'onde effective :

$$\lambda_{\text{eff}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}}, \quad k_{\text{eff}} = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{eff}}} = k_0 \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}. \quad (38)$$

Ce choix permet d'obtenir des ouvertures plus proches des mesures.

7.1.3 Combinaison motif élémentaire – réseau

Le diagramme total est obtenu en multipliant le motif élémentaire par le facteur de réseau :

$$F_{\text{total}}(\theta) = |E_{\text{patch}}(\theta)| \times |AF(\theta)|. \quad (39)$$

Chaque contribution est normalisée afin de distinguer clairement l'effet du réseau et celui du patch.