

**ENSEA**

Beyond Engineering

## COMPTE RENDU DE TP

Antennes

### TP 3 : SIMULATION D'UN RESEAU D'ANTENNES

3<sup>eme</sup> année

Année : 2025 - 2026

Camille LANFREDI, Valentin JOSSERON

Octobre 2025

## Table des matières

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>1</b> | <b>Simulation d'une antenne imprimée seule</b>                                  | <b>2</b>  |
| 1.1      | Préparation . . . . .   | 2         |
| 1.2      | Création du Layout . . . . .  | 3         |
| 1.3      | Configuration de la simulation EM . . . . .                                     | 4         |
| 1.4      | Résultats sur le patch . . . . .  | 6         |
| 1.4.1    | Visualisation paramètres S11, Impédance et Fréquence de résonance . . . . .     | 6         |
| 1.4.2    | Diagramme de rayonnement . . . . .  | 7         |
| 1.5      | Résultats sur la ligne d'alimentation . . . . .                                 | 11        |
| 1.5.1    | Visualisation des paramètres S11, Impédance et Fréquence de résonance . . . . . | 11        |
| 1.5.2    | Diagramme de rayonnement . . . . .  | 12        |
| <b>2</b> | <b>Simulation d'un réseau de quatre antennes</b>                                | <b>13</b> |
| 2.1      | Préparation . . . . .   | 13        |
| 2.2      | Réseau de patch en phase . . . . .  | 14        |
| 2.3      | Réseau de patch pour plusieurs déphasages linéaires . . . . .                   | 17        |

# 1 Simulation d'une antenne imprimée seule

## 1.1 Préparation

On calcule  $\varepsilon_{re}$  et  $\frac{\Delta l}{h}$

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 10 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

$$\varepsilon_{re} = \frac{2.55 + 1}{2} + \frac{2.55 - 1}{2} \left( 1 + 10 \frac{1.524}{45} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

$$\varepsilon_{re} = 2.44$$

$$\frac{\Delta l}{h} = 0.412 \frac{(\varepsilon_{re} + 0.3) \left( \frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_{re} - 0.258) \left( \frac{w}{h} + 0.813 \right)}$$

$$\frac{\Delta l}{h} = 0.412 \frac{(2.44 + 0.3) \left( \frac{45}{1.524} + 0.264 \right)}{(2.44 - 0.258) \left( \frac{45}{1.524} + 0.813 \right)}$$

$$\frac{\Delta l}{h} = 0.774$$

## 1.2 Création du Layout

Pour créer le layout de l'antenne patch, nous positionnons 2 rectangles en guise d'antenne. Puis, nous déterminons la longueur  $L_p$  de l'antenne patch à la fréquence de résonance  $f = 2.5$  GHz.

$$L_p = \frac{\lambda}{2} = \frac{v_0}{2f} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_{re}}} \Rightarrow L_p = 38.41 \text{ mm}$$

Cependant il faut prendre en compte la correction de la longueur due aux effets de bord, ainsi la longueur corrigée  $L'_p$  est donnée par :

$$L'_p = L_p - 2\Delta l = 36.86 \text{ mm}$$

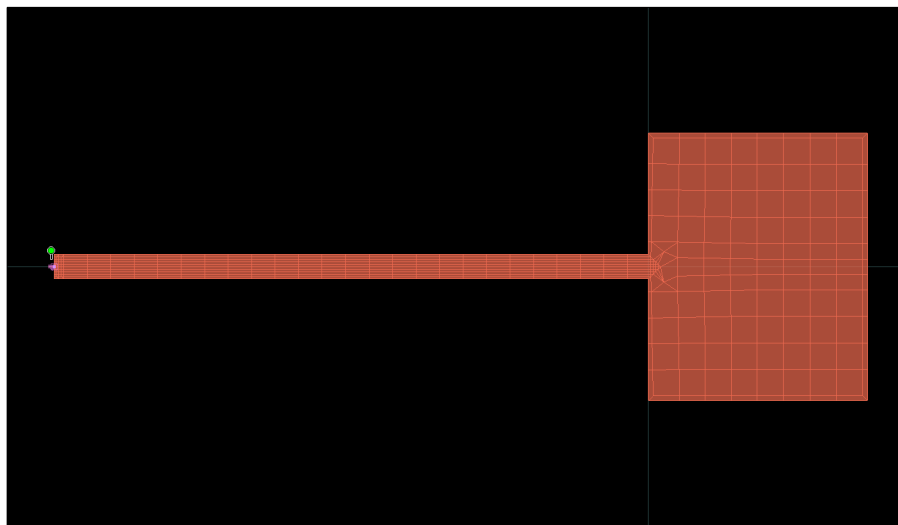


Figure 1: Layout de l'antenne patch

### 1.3 Configuration de la simulation EM

Dans le menu EM, nous sélectionnons Momentum Microwave

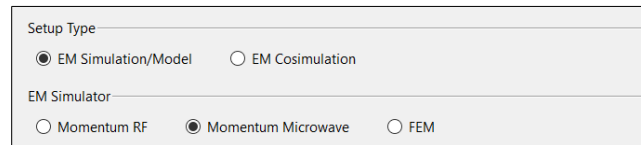


Figure 2: Configuration de la simulation EM en Momentum Microwave

Frequency Plan : 2.4 Ghz - 2.6 Ghz :

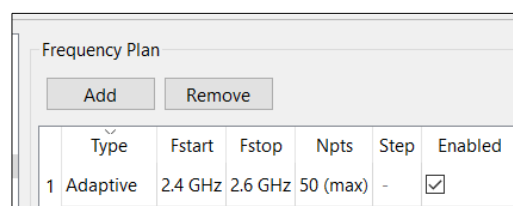


Figure 3: Définition de la bande de fréquence de la simulation

Substrat standard pour l'application microstrip:



Figure 4: Définition du substrat de l'antenne

Port d'accès en mode TML:

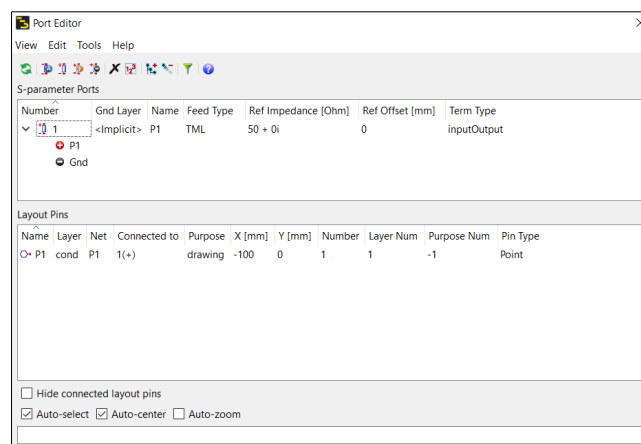
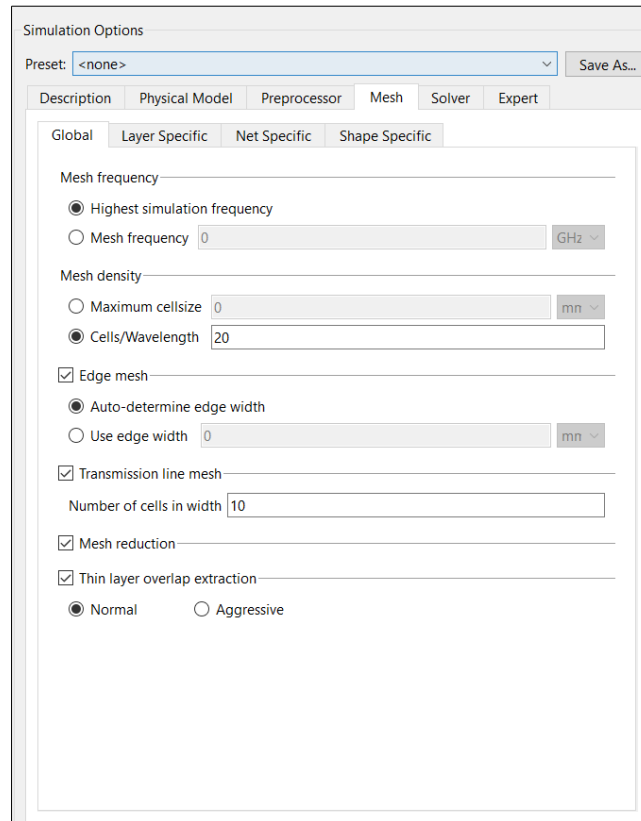


Figure 5: Définition du port d'alimentation de l'antenne

Attention : pour différencier le port du patch et celui de la ligne d'alimentation, il faut modifier le *Ref Impedance* à **100 ohms** pour le port du patch.

Paramètres de maillage : Nous utilisons un maillage raffiné au niveau des bords, avec une définition de type ligne de transmission. Ce choix permet une meilleure prise en compte des effets de propagation et des discontinuités au niveau des transitions d'alimentation.



The image shows a 'Simulation Options' dialog box with the 'Mesh' tab selected. The 'Preset' is set to '<none>'. The 'Global' sub-tab is active, showing the following settings:

- Mesh frequency:** ☒ Highest simulation frequency, ☐ Mesh frequency 0 GHz.
- Mesh density:** ☐ Maximum cellsize 0 mm, ☒ Cells/Wavelength 20.
- Edge mesh:** ☒ Edge mesh, with ☒ Auto-determine edge width and ☐ Use edge width 0 mm.
- Transmission line mesh:** ☒ Transmission line mesh, with Number of cells in width 10.
- Mesh reduction:** ☒ Mesh reduction.
- Thin layer overlap extraction:** ☒ Thin layer overlap extraction, with ☒ Normal and ☐ Aggressive.

Figure 6: Définition du maillage de l'antenne

## 1.4 Résultats sur le patch

### 1.4.1 Visualisation paramètres S11, Impédance et Fréquence de résonance

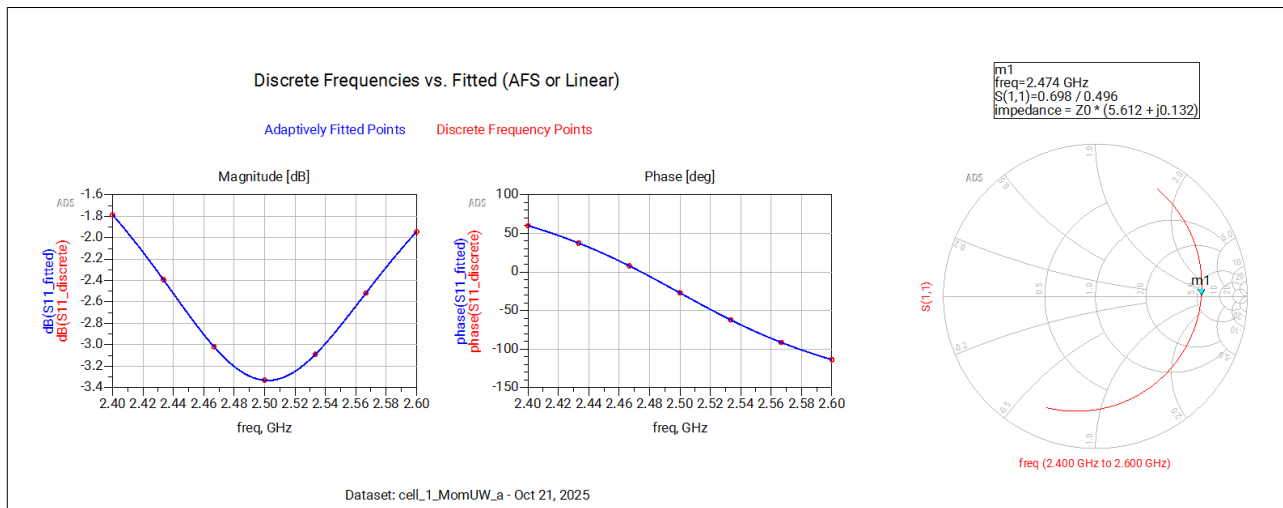


Figure 7: Visualisation des paramètres S11, Impédance et Fréquence de résonance du patch théorique

La fréquence de résonance simulée est de **2.474 GHz**, et non 2.5 GHz comme prévu théoriquement. En effet, la fréquence de résonance théorique est déterminée en fonction de la longueur effective de l'antenne, qui est influencée par les effets de bord. Ces effets ne sont pas parfaitement pris en compte dans les formules théoriques, ce qui explique la légère différence entre la fréquence théorique et la fréquence simulée.

Nous modifions la longueur de l'antenne patch pour centrer la fréquence de résonance à 2.5 GHz. Après ajustement, nous obtenons une nouvelle longueur de **36.485 mm** (au lieu de 36.86 mm).

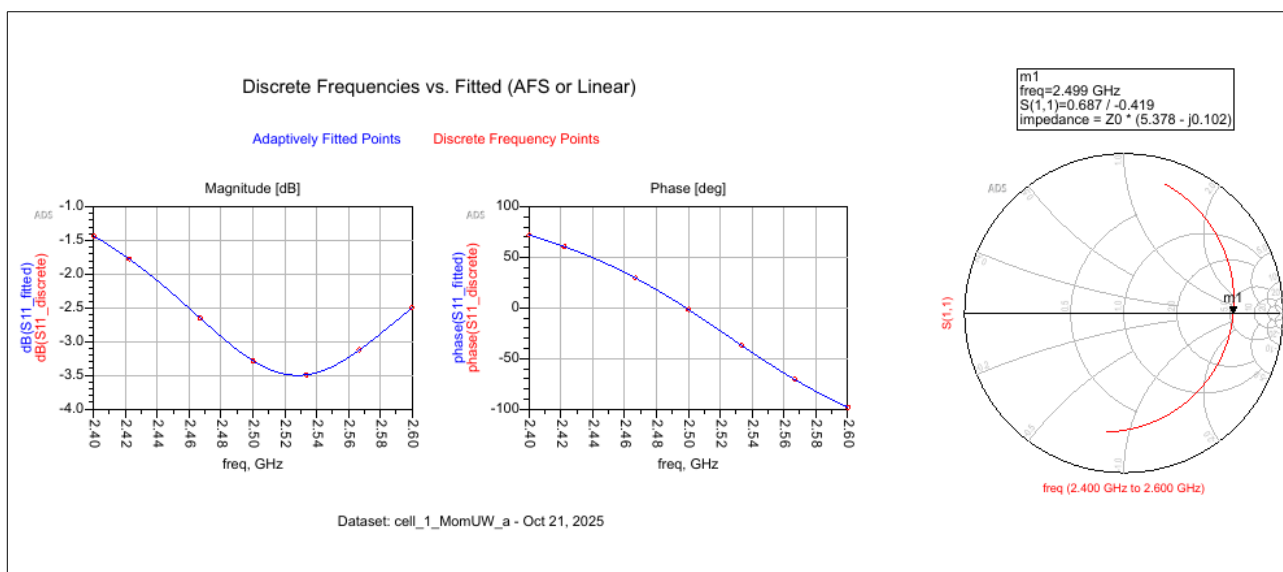


Figure 8: Visualisation des paramètres S11, Impédance et Fréquence de résonance du patch expérimental

Nous observons que la fréquence de résonance est maintenant centrée à **2.5 GHz**, avec une valeur de  $|S_{11}| \approx -3.5$  dB, indiquant une excellente adaptation en impédance à cette fréquence.

Rappel : la fréquence de résonance est la fréquence à laquelle la partie imaginaire est nulle. Ne pas se focaliser uniquement sur  $S_{11}$ .

### 1.4.2 Diagramme de rayonnement

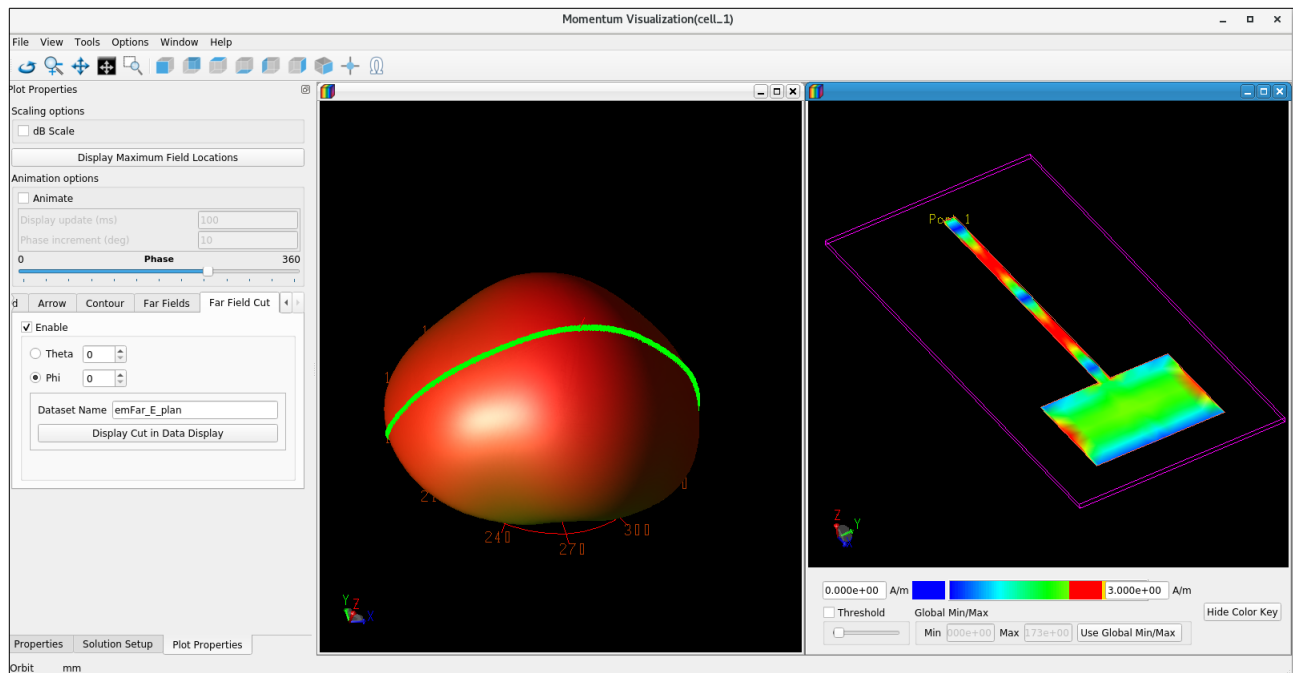


Figure 9: Diagramme de rayonnement de l'antenne patch à 2.5 GHz

Nous observons un lobe principal est orthogonale au plan du patch. La répartition du gain est quasi omnidirectionnelle dans le plan H, ce qui confirme le comportement attendu d'un patch rayonnant principalement vers l'avant.

Le diagramme de droite montre la distribution du champ de courant de surface sur le patch et la ligne d'alimentation. Les zones en rouge indiquent les régions de forte densité de courant, localisées principalement au niveau du bord rayonnant du patch ainsi que le long de la ligne.

Cette visualisation permet de vérifier la zone active responsable du rayonnement. Nous observons que le maximum de courant se situe aux points d'alimentation, puis se propage jusqu'aux bords rayonnants du patch, où il atteint une valeur élevée. Or, le rayonnement est maximal là où la variation spatiale du courant est la plus forte, c'est-à-dire là où le courant s'annule (nœud de courant → maximum de champ électrique rayonné).

Ainsi, nous constatons bien que là où le courant est maximal sur la surface du patch, le champ rayonné est minimal, et inversement, aux bords ouverts où le courant tend vers zéro, le champ électromagnétique rayonné est maximal.

En outre, nous notons la présence de trois ondes stationnaires le long de la ligne, visibles dans les zones bleutées. Cela traduit un retour d'énergie en provenance du patch, qui interfère avec l'onde incidente injectée en entrée de ligne, créant ainsi des zones de collision caractéristiques des ondes stationnaires.



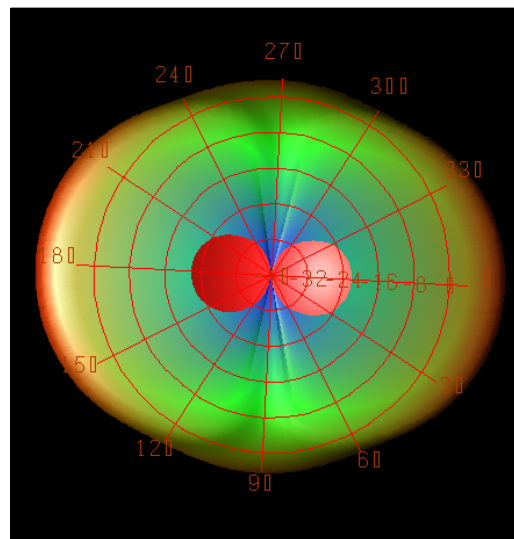


Figure 10: Diagramme de rayonnement de l'antenne patch à 2.5 GHz en plan polaire

Ce diagramme représente le diagramme de rayonnement en champ lointain (far field) de l'antenne patch à 2,5 GHz, affiché en coordonnées polaires 3D. On observe un lobe principal centré à 0°.

Le rayonnement est quasi omnidirectionnel dans le plan H, tandis qu'on observe une directivité plus marquée dans le plan E, avec une zone rouge correspondant au maximum de gain.

Ce comportement confirme que le patch se comporte comme attendu, avec un lobe unique dominant, une polarisation linéaire privilégiée et une symétrie conforme à la théorie des antennes microstrip.

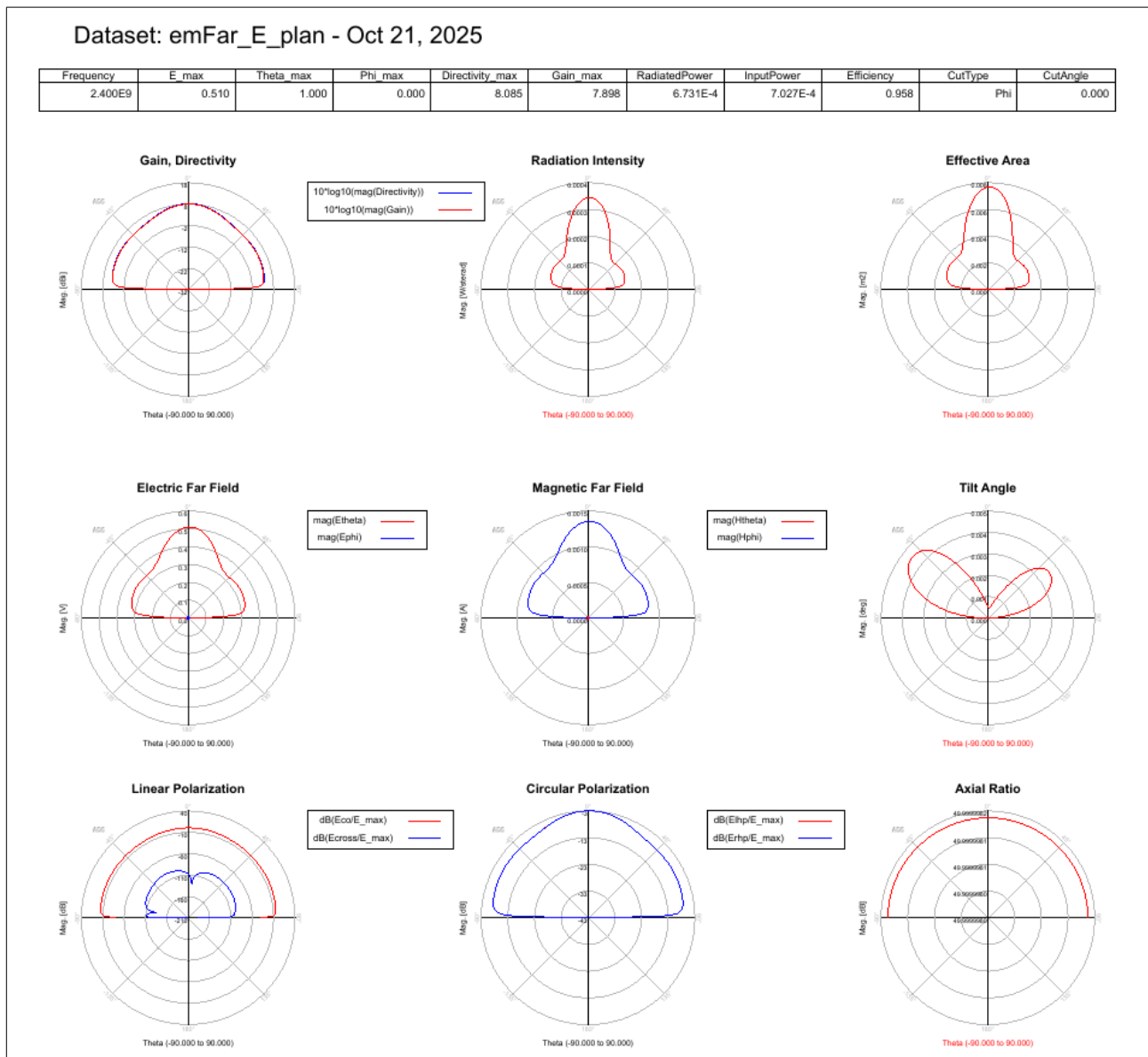


Figure 11: Diagrammes de rayonnement en champ lointain (far field) en fonction de l'angle  $\theta$

Sur le diagramme Gain / Directivité, on constate que les deux courbes ne sont pas parfaitement confondues. Cela s'explique par la présence de pertes métalliques (effet joule dans les conducteurs), alors que le substrat est supposé parfait (pas de pertes diélectriques). La directivité représente le rayonnement idéal sans pertes, tandis que le gain tient compte des pertes réelles : la légère différence entre les deux est donc tout à fait cohérente.

En polarisation linéaire, on observe un rapport très élevé entre les composantes co-polarisées et croisées, ce qui confirme que l'antenne rayonne bien en polarisation linéaire pure.

Le diagramme du champ lointain électrique montre que la composante  $E_\theta$  (en rouge) est largement dominante, tandis que  $E_\phi$  est quasi nulle. Cela confirme que l'antenne patch rayonne bien en **polarisation linéaire**, comme attendu. Le maximum de rayonnement est atteint autour de  $\theta = 0^\circ$ , c'est-à-dire **orthogonale au plan du patch**. La répartition du champ indique un **rayonnement principalement frontal**, conforme au comportement théorique de ce type d'antenne.

Enfin, dans le diagramme de polarisation circulaire, on observe que la polarisation circulaire n'est pas obtenue : les courbes indiquent que la composante orthogonale est négligeable par rapport à la composante principale. Cela confirme que le rayonnement est strictement linéaire, sans quadrature de phase entre les composantes.

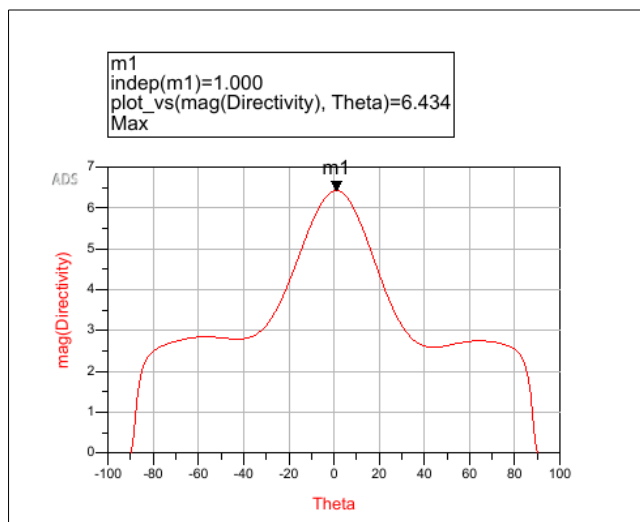


Figure 12: Directivité de l'antenne en fonction de l'angle  $\theta$

La directivité de l'antenne est représentée en fonction de l'angle  $\theta$ . On observe un maximum à  $\theta \approx 0$ , avec une valeur d'environ 6,43 dB, ce qui confirme que l'antenne rayonne principalement orthogonalement au plan du patch.

Ce résultat est parfaitement cohérent avec les observations précédentes sur le diagramme 3D far-field, et confirme le comportement attendu pour un patch unique correctement adapté et centré en fréquence.

## 1.5 Résultats sur la ligne d'alimentation

### 1.5.1 Visualisation des paramètres S11, Impédance et Fréquence de résonance

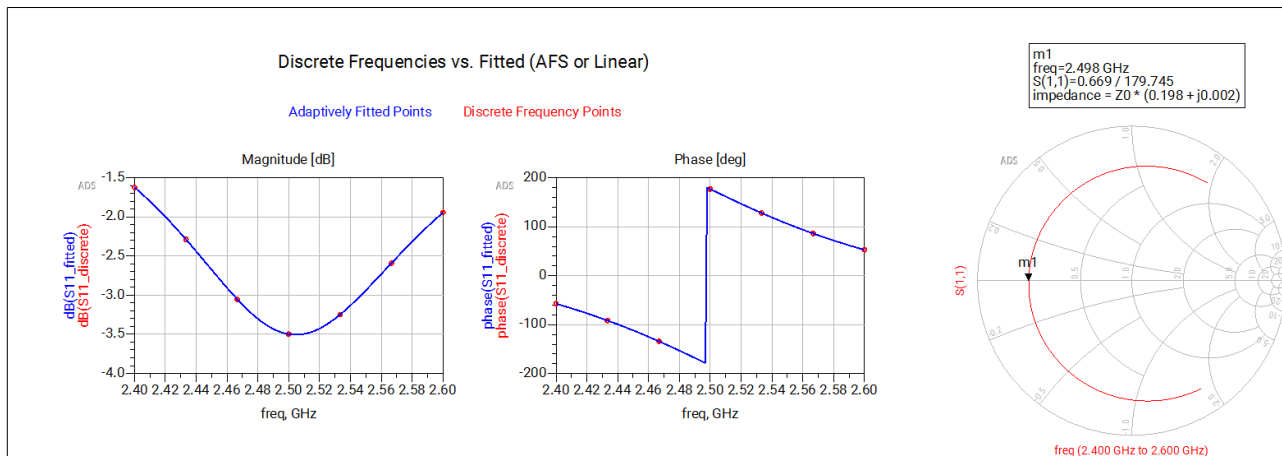


Figure 13: Visualisation des paramètres S11, Impédance et Fréquence de résonance en prenant en compte la ligne d'alimentation

La courbe du paramètre de réflexion **S11** présente un minimum à **2,498 GHz**, ce qui correspond à la **fréquence de résonance de l'antenne**.

L'impédance affichée sur l'abaque de Smith ne correspond donc plus directement à celle du patch seul, mais à l'impédance vue à l'entrée de la ligne. Or, une ligne microstrip agit comme un transformateur d'impédance, dont l'effet dépend de sa longueur électrique. Même si le patch est adapté autour de  $50 \Omega$  à son propre point d'alimentation, l'impédance mesurée côté source apparaît décalée sur l'abaque, légèrement du côté capacitif ou inductif.

Ce décalage est donc normal : il ne traduit pas une mauvaise adaptation, mais la transformation d'impédance induite par la ligne de transmission microstrip qui se trouve entre la source et l'antenne.

Cela se confirme sur l' **abaque de Smith**. A 2.498 GHz, la partie imaginaire est bien nulle est presente une impédance d'entrée d'environ

$$Z \approx 0.19 + j 0.002 \Omega,$$

ce qui traduit une **bonne adaptation en impédance** autour de  $50 \Omega$ , avec une composante réactive quasi nulle.

### 1.5.2 Diagramme de rayonnement

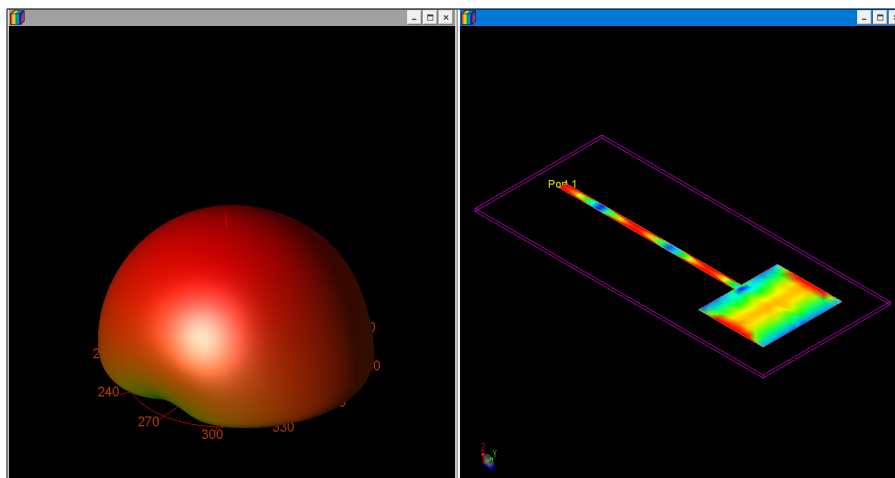


Figure 14: Diagramme de rayonnement en prenant en compte la ligne d'alimentation

Le diagramme de rayonnement présenté à gauche correspond au champ lointain (far field) en tenant compte cette fois de la ligne d'alimentation microstrip. On observe que le lobe principal reste orienté orthogonalement au plan de l'antenne, confirmant que l'ajout de la ligne d'alimentation n'altère pas significativement la direction de rayonnement principale. La forme globale du diagramme reste cohérente avec celle obtenue précédemment sans la ligne, avec un rayonnement majoritairement frontal.

Le visuel de droite illustre la distribution du champ de courant de surface incluant la ligne d'alimentation. Nous constatons que le courant est maximum au niveau de la ligne, puis se répartit progressivement vers le patch, avant de s'annuler sur les bords rayonnants, ce qui est conforme au comportement attendu : là où le courant est minimal, le rayonnement est maximal (zone de rayonnement actif).

## 2 Simulation d'un réseau de quatre antennes

### 2.1 Préparation

On se place dans le cas d'un déphasage linéaire. On a

$$I_p = I e^{-j p \varphi}$$

Soit

$$f(U_z) = e^{j \frac{N-1}{2} (kdu_z - \varphi)} \cdot \frac{\sin\left(\frac{N(kdu_z - \varphi)}{2}\right)}{\sin\left(\frac{kdu_z - \varphi}{2}\right)}.$$

On normalise ensuite de telle sorte que le réseau rayonne de la même manière, avec la même puissance totale que l'antenne initiale. On a alors :

$$\|f(U_z)\| = \frac{1}{\sqrt{N}} \left| \frac{\sin\left(\frac{N(kdu_z - \varphi)}{2}\right)}{\sin\left(\frac{kdu_z - \varphi}{2}\right)} \right|.$$

Pour obtenir le décalage angulaire de la direction d'émission en fonction du déphasage linéaire entre les antennes, on recherche le maximum du facteur de réseau. Celui-ci se produit lorsque :

$$\sin\left(\frac{N(kdu_z - \Psi)}{2}\right) \rightarrow 0 \quad \text{et} \quad \sin\left(\frac{kdu_z - \Psi}{2}\right) \rightarrow 0 \quad \implies \quad kdu_z - \Psi \rightarrow 0.$$

Ce qui donne finalement :

$$u_z = \frac{\Psi}{dk}.$$

## 2.2 Réseau de patch en phase

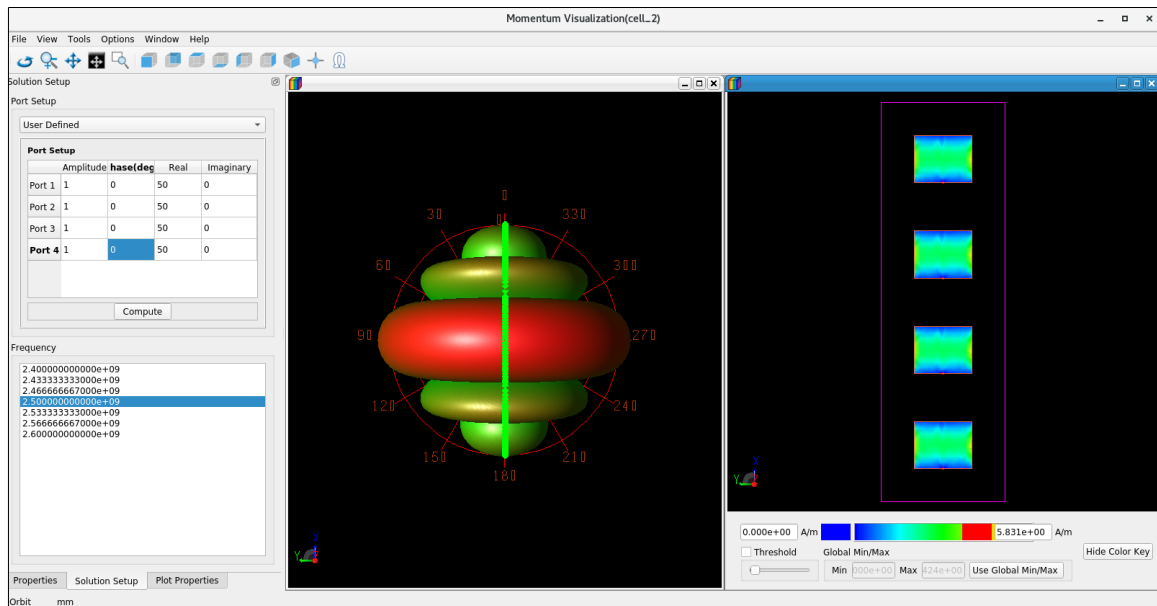


Figure 15: Diagramme de rayonnement du réseau en phase

On observe que le lobe principal est centré autour de  $\theta = 0^\circ$ , ce qui est conforme à une alimentation en phase du réseau. Le diagramme est symétrique par rapport à la normale au réseau, confirmant l'absence de déphasage entre les éléments. Les lobes secondaires sont visibles mais nettement atténués par rapport au lobe principal, ce qui est attendu pour un réseau uniforme de  $N = 4$  patches avec un espacement inférieur à  $\lambda/2$ , permettant ainsi d'éviter l'apparition de *grating lobes*. La carte de courant confirme que les quatre patches sont excités de manière identique et en phase, expliquant le rayonnement maximal dans la direction perpendiculaire au réseau.

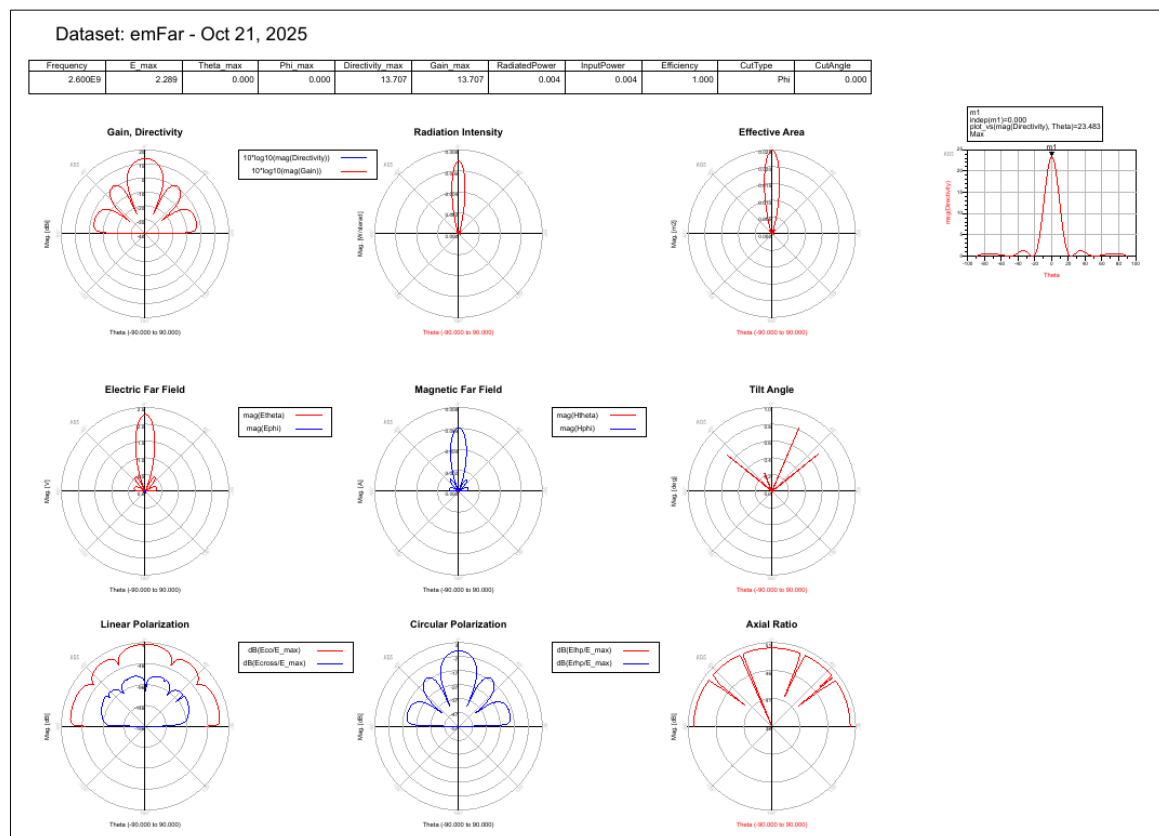


Figure 16: Diagrammes de rayonnement du réseau en phase

Les différentes courbes confirment que l'antenne réseau est bien alimentée en phase. En effet, le **diagramme de directivité** présente un **lobe principal unique centré autour de  $\theta = 0^\circ$** , ce qui est caractéristique d'une émission **broadside**. La **densité de rayonnement** et la **zone de surface efficace** montrent également une concentration maximale dans cette même direction, ce qui valide la cohérence du comportement.



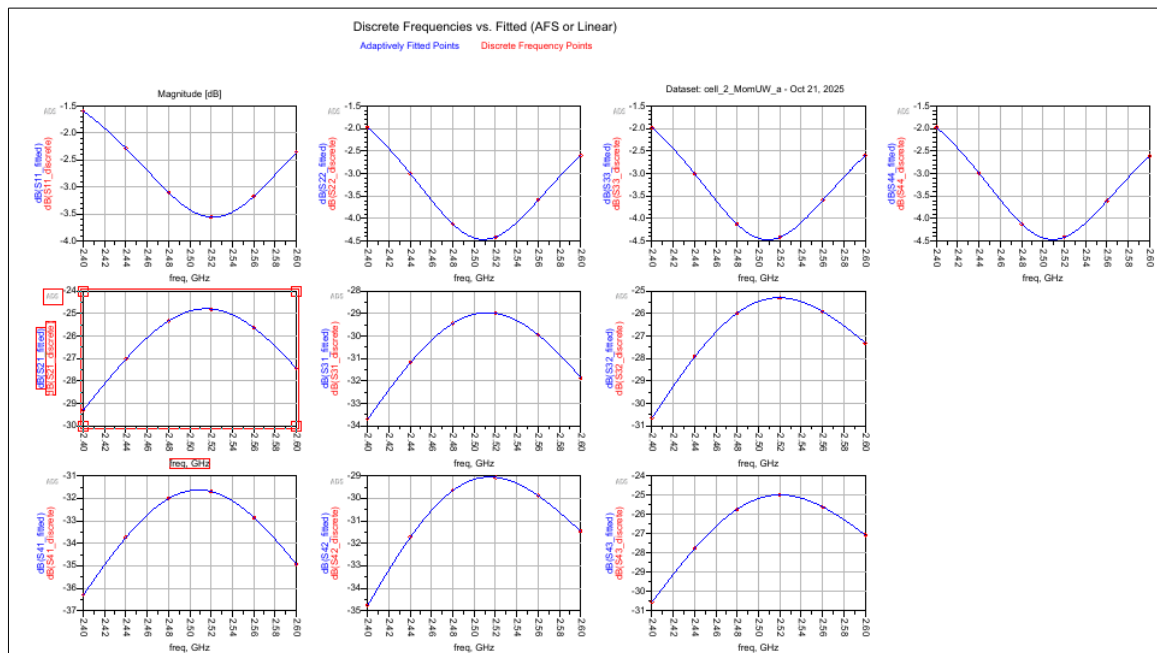


Figure 17: Diagrammes de rayonnement du réseau avec un déphasage de  $60^\circ$  entre les éléments

On observe que les courbes des paramètres  $S$  des quatre patches présentent une **forme similaire** à celle obtenue pour un patch isolé, mais avec des **niveaux légèrement différents**. En effet, dans un réseau d'antennes, chaque patch ne voit plus directement l'impédance caractéristique de  $50\Omega$ , mais une **impédance active** modifiée par le **couplage électromagnétique** avec les éléments voisins.

Ainsi, l'environnement électromagnétique n'est plus identique à celui d'une antenne seule, ce qui modifie légèrement l'**impédance d'entrée apparente** et donc les **valeurs des paramètres  $S$** , même si la tendance globale de la réponse en fréquence reste cohérente.

## 2.3 Réseau de patch pour plusieurs déphasages linéaires

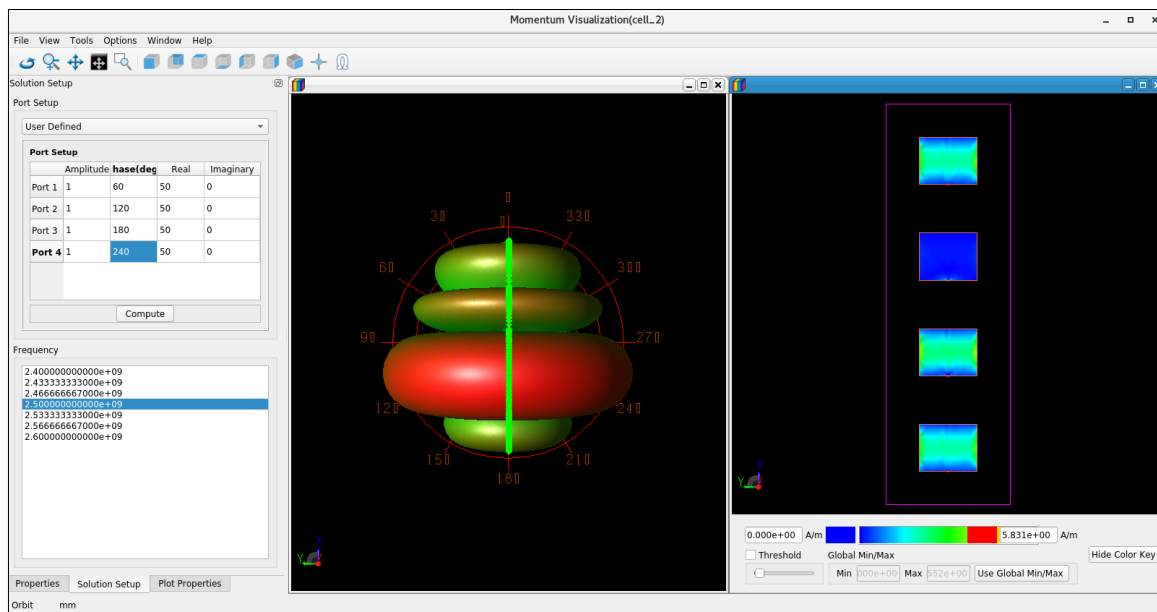


Figure 18: Diagramme de rayonnement du réseau avec un déphasage de  $60^\circ$  entre les éléments

Désormais, un déphasage progressif de  $60^\circ$  est appliqué entre chaque patch ( $0^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $120^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $240^\circ$ ), ce qui provoque un **dépointage clair du lobe principal** du diagramme de rayonnement. Celui-ci n'est plus dirigé vers la normale à l'antenne (*broadside*) mais est **incliné vers les angles négatifs de  $\theta$** , conformément à l'effet attendu du balayage électronique (*beam steering*).

On observe que le **lobe principal reste dominant** et que **les lobes secondaires sont bien contenus**, signe d'une distribution uniforme correcte et d'un espacement inter-éléments inférieur à  $\lambda/2$ , ce qui empêche l'apparition de *grating lobes*. La symétrie du diagramme est conservée, ce qui atteste d'une excitation maîtrisée et progressive.

Sur la partie droite, la **distribution de courant sur chaque patch** montre une **progression de phase cohérente** : chaque élément ne rayonne plus simultanément comme en phase, mais de manière décalée temporellement, ce qui confirme visuellement la mise en œuvre correcte du balayage électronique.

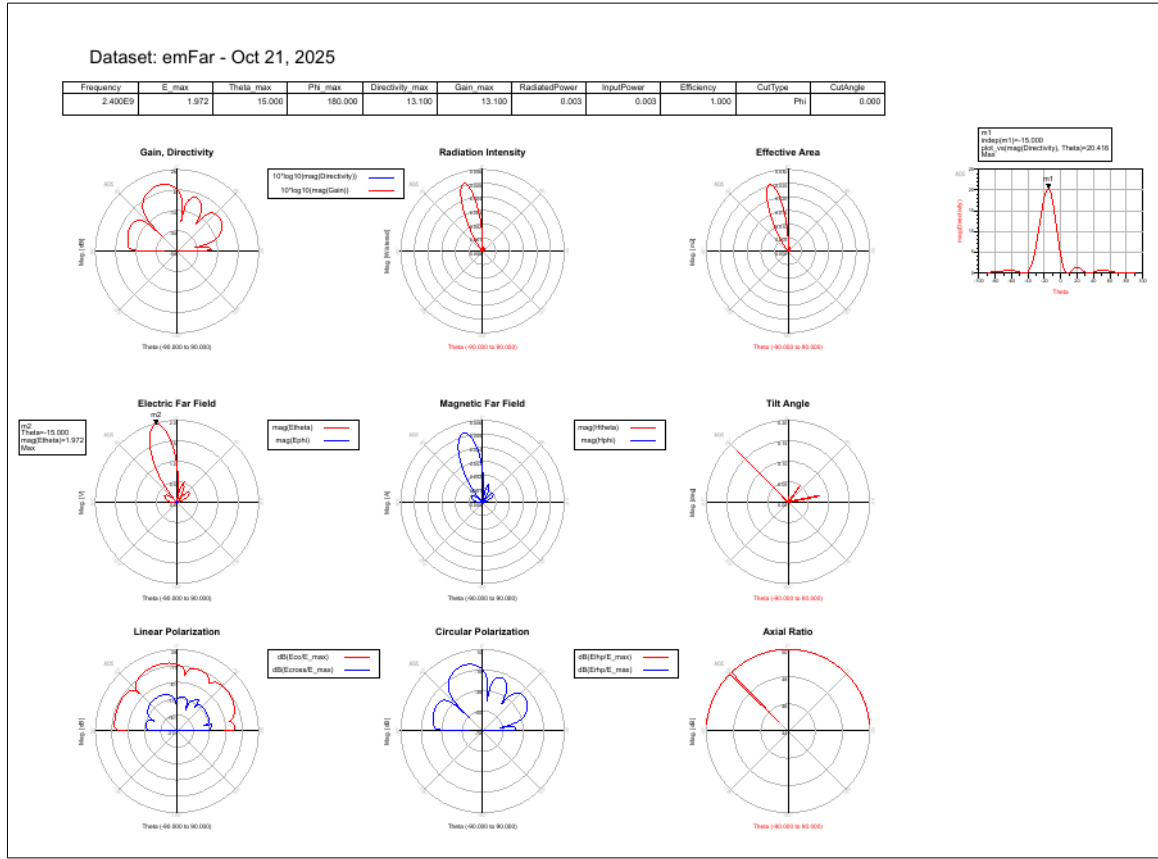


Figure 19: Diagrammes de rayonnement du réseau avec un déphasage de  $60^\circ$  entre les éléments

Les diagrammes **Gain**, **Directivity** et **Electric Far Field** montrent que le **lobe principal** de rayonnement n'est plus dirigé vers  $\theta = 0^\circ$ , mais est **déplacé autour de  $\theta \simeq -15^\circ$** . Ce résultat correspond parfaitement à la valeur théorique obtenue précédemment :

$$\omega = \arcsin\left(\frac{3 \times 10^8 \times 60^\circ}{(2\pi \times 2,5 \times 10^9) \times 16 \text{ mm}}\right) \simeq -15,6^\circ.$$

On valide ainsi que le réseau se comporte conformément au modèle théorique : le **balayage électronique** du faisceau est bien induit par le **déphasage linéaire de  $60^\circ$**  appliqué entre les ports. La courbe **Electric Far Field** confirme également que la polarisation est correcte et que le maximum d'énergie est émis dans cette direction inclinée, ce qui valide pleinement la cohérence théorie–simulation.

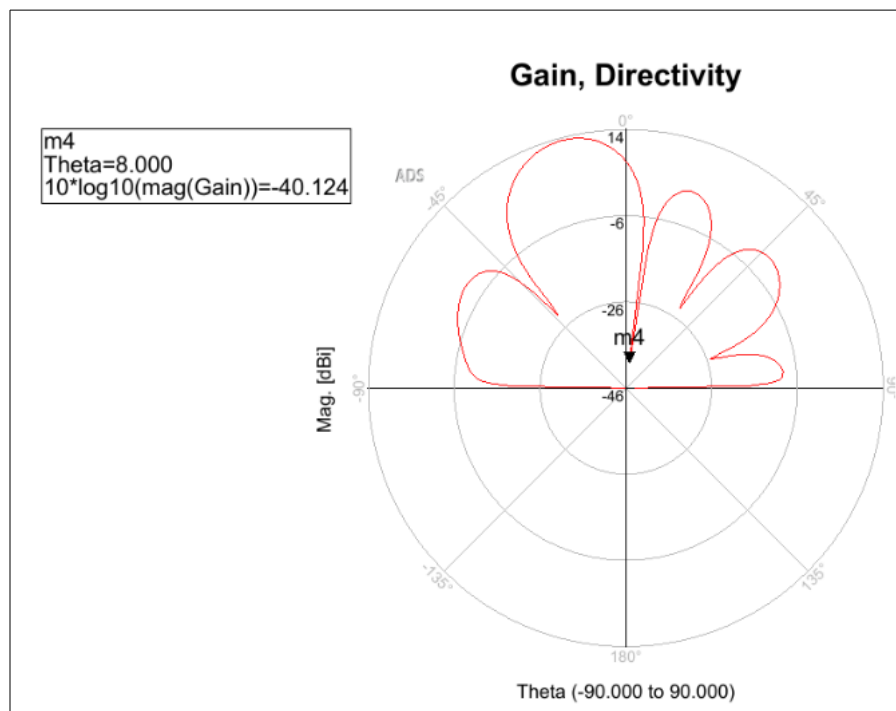


Figure 20: Diagrammes de rayonnement du réseau avec un déphasage de  $60^\circ$  entre les éléments

En outre nous notons que les zéros ( $-43^\circ$ ,  $8^\circ$ ,  $34^\circ$  et  $71^\circ$ ) sont bien présents, ce qui confirme la présence de lobes secondaires dans le diagramme de rayonnement.