

# Rapport de laboratoires de physique des télécommunications

Joachim Draps, Nathan Dwek, Jason Rosa

10 mai 2015

## Table des matières

<b>1</b>	<b>Dimensionnement d'une antenne patch</b>	<b>1</b>
1.1	Antenne sur un diélectrique infini . . . . .	2
1.2	Antenne sur un diélectrique fini . . . . .	3
1.3	Antenne avec fente . . . . .	5
1.4	Notre antenne . . . . .	5
<b>2</b>	<b>Simulation d'antennes filaires</b>	<b>5</b>
2.1	Le dipôle court : $l \ll \lambda$ . . . . .	5
2.2	Le dipôle demi-onde : $l = \frac{\lambda}{2}$ . . . . .	9
2.3	Le dipôle replié . . . . .	12
2.4	Réseau de dipôles . . . . .	15

## 1 Dimensionnement d'une antenne patch

Durant notre première séance de laboratoire pour le cours de physique des télécommunications, nous avons dimensionné une antenne patch alimentée par une ligne microstrip à l'aide du logiciel FEKO. Pour cela nous avons procédé par étapes, partant d'un design simple et parfaitement symétrique auquel nous avons petit à petit ajouté ou modifié des éléments pour arriver à la version finale remplissant toutes les spécifications.

A la fin de la séance, nous avons obtenu une antenne dont les caractéristiques simulés étaient un coefficient de réflexion minimal de  $-27.43$  dB à la fréquence de  $2.398$  GHz<sup>1</sup>, et un gain maximal de  $2.54$ .

Cette antenne sera ensuite testée expérimentalement lors de la troisième séance. Dans ce chapitre, nous allons détailler les différentes étapes qui nous ont amené au dimensionnement final de notre antenne.

---

1. le cahier des charges nous imposait un coefficient de réflexion de  $-6$  dB à la fréquence d'utilisation de l'antenne, c'est-à-dire  $2.4$  GHz

## 1.1 Antenne sur un diélectrique infini

Pour commencer, nous avons simplement simulé un patch rectangulaire en matériau conducteur parfait posé sur un matériau diélectrique de même permittivité électrique que le PCB utilisé en pratique pour fabriquer notre antenne, mais considéré dans un premier temps sans pertes. Pour ce qui est des dimensions (longueur et largeur) du patch, nous avons utilisé les formules qui nous étaient fournies. La figure 1 nous donne la directivité ainsi que le gain de l'antenne pour des valeurs de  $\phi$  de  $0^\circ$  et  $90^\circ$ . Pour les deux valeurs

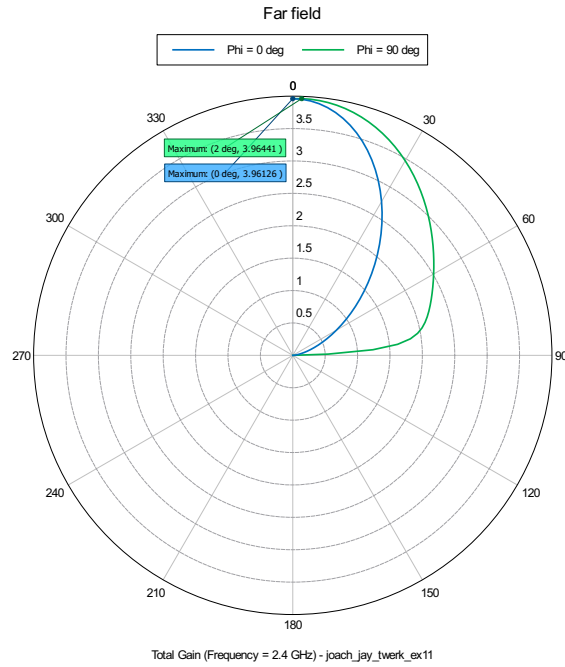


FIGURE 1 – Diagramme de rayonnement du gain [généré avec PostFeko]

de  $\phi$ , la directivité maximale est de  $0^\circ$ .

Nous nous sommes aussi intéressés au coefficient de réflexion de l'antenne ainsi qu'à sa fréquence de résonance. La figure 2 nous montre que la résonance de l'antenne se situe à 2.38 GHz et qu'à cette fréquence le coefficient de réflexion vaut  $-21.8$  dB. A la fréquence d'intérêt de 2.4 GHz, ce coefficient vaut  $-6$  dB. Il est aussi intéressant de noter la largeur de la bande passante<sup>1</sup> qui vaut dans ce cas près de 0.04 GHz.

A partir de ces mesures, nous pouvons calculer le pourcentage de puissance délivrée à l'antenne à la fois à la fréquence de résonance et à 2.4 GHz. Ce pourcentage est obtenu par la relation 1, qui nous donne une valeur de 99.3 %

1. Définie ici comme l'intervalle de fréquence où  $\Gamma_L < -6$  dB

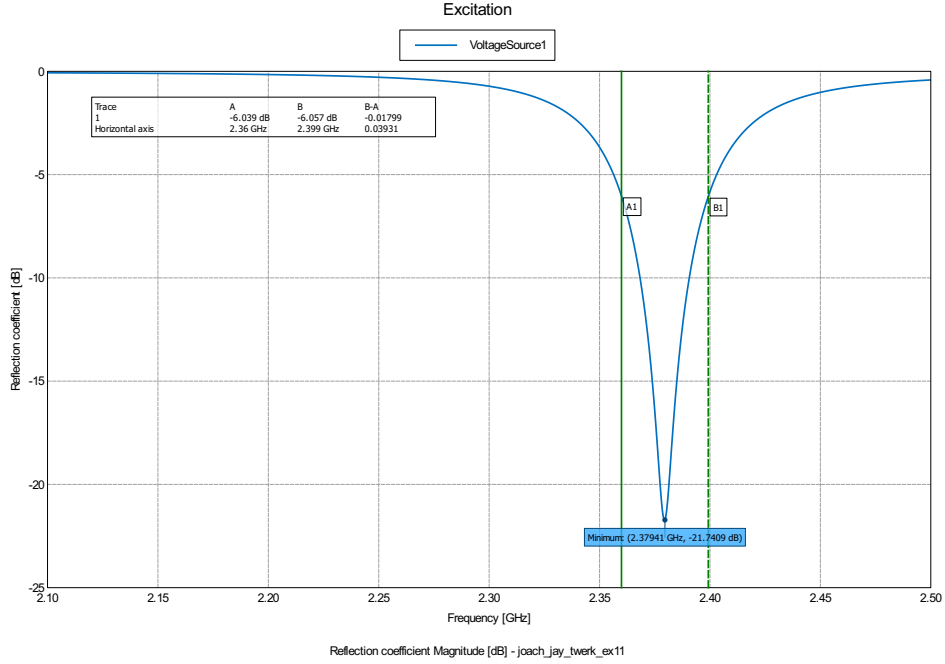


FIGURE 2 – Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence [généré avec PostFeko]

à la fréquence de résonance et 75.2 % à 2.4 GHz.

$$\frac{P_L}{P_{in}} = 1 - \Gamma_L^2 \quad (1)$$

## 1.2 Antenne sur un diélectrique fini

Le pas suivante vers une antenne patch réelle consiste à remplacer le substrat infini par un carré de coté 50 mm, c'est-à-dire la dimension du PCB de notre antenne. Ci-dessous, nous détaillons les changements dû à cette modification sur les différents paramètres déjà étudiés plus haut.

Premièrement, comme nous pouvons le voir sur la figure 3, la fréquence de résonance s'est déplacée à 2.27 GHz mais le coefficient de réflexion à surtout fortement augmenté pour prendre la valeur de  $-8.47$  dB. La bande passante s'est elle aussi dégradée et ne vaut plus que 0.033 GHz.

A nouveau, il est intéressant d'étudier le diagramme de rayonnement du gain de l'antenne, donné à la figure 4, où l'on remarque que la directivité maximale est à  $0^\circ$  et le gain maximal à 3.64 que ce soit pour  $\phi = 0^\circ$  ou  $90^\circ$ . Pour terminer, nous avons modifié le déphasage de sorte que  $\tan \delta = 0.01$ . Le gain diminue alors à 2.64 et le coefficient de réflexion vaut  $-6$  dB à la résonance, qui reste inchangée. (5).

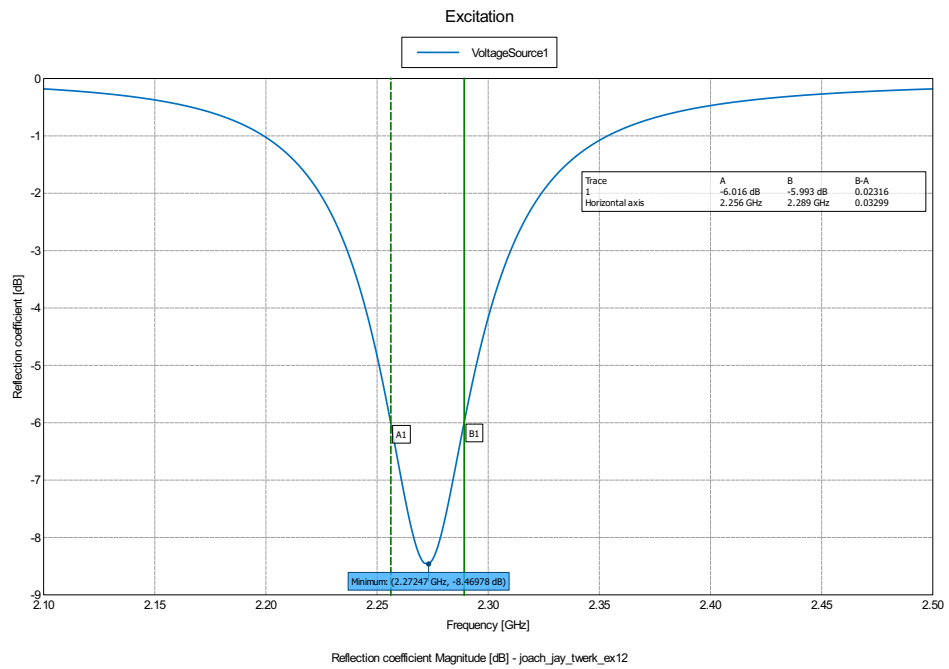


FIGURE 3 – Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

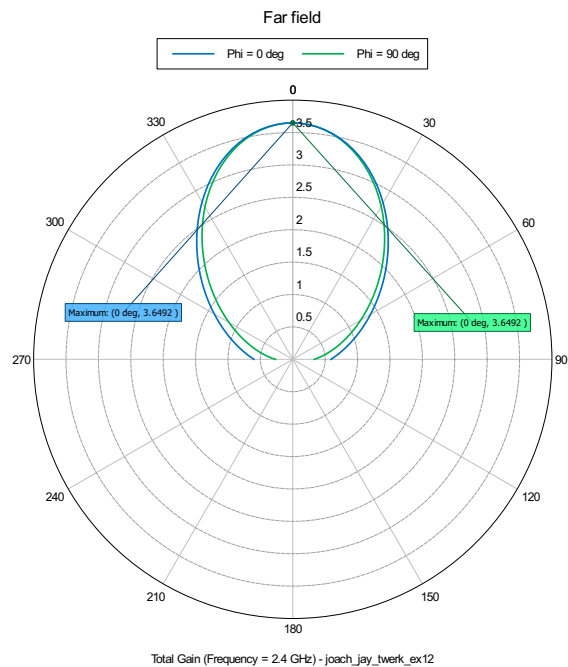


FIGURE 4 – Diagramme de rayonnement de l'antenne sur diélectrique fini

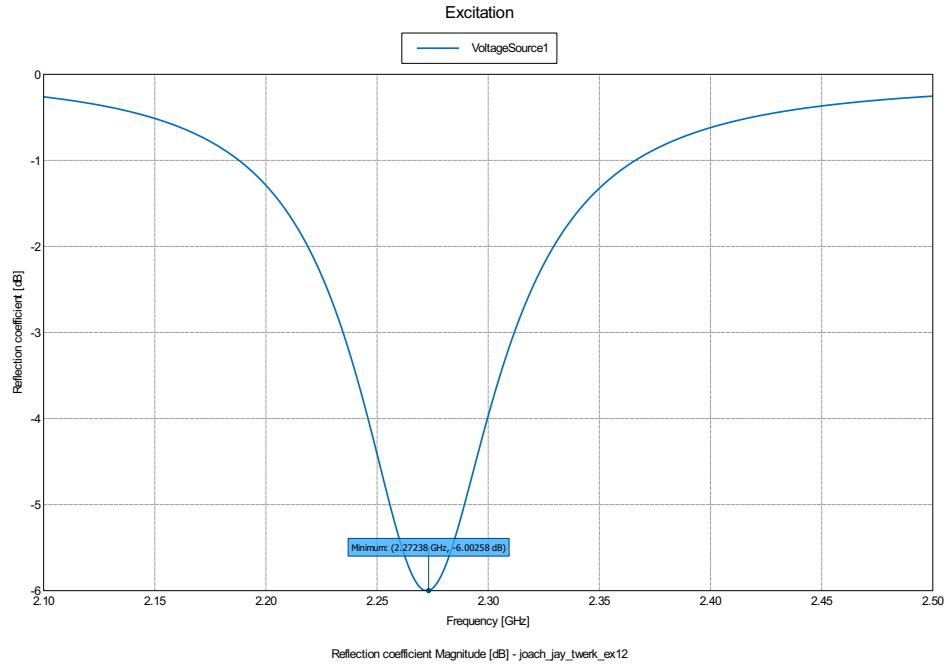


FIGURE 5 – Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, avec déphasage

### 1.3 Antenne avec fente

Comme l'indique le titre, l'étape suivante a été de "creuser" une fente dans le carré de notre antenne patch. La seule consigne à suivre était que le coefficient de réflexion à la résonance devait être inférieur à  $-10$  dB. Comme le montre la figure 6, notre choix de 8 mm pour  $y_0$  respecte cette consigne.

### 1.4 Notre antenne

Pour terminer, nous avons ajouté le microstrip dans la fente de notre patch. Mais ni le coefficient de réflexion, ni la fréquence de résonance ne répondaient au cahier des charges, nous avons donc dû modifier les paramètres de notre antenne de manière à s'approcher le plus possible du résultat demandé. Comme on peut le voir sur la figure 7, notre gain maximum vaut 2.25 pour une directivité de  $0^\circ$ . Le coefficient de réflexion est quand à lui donné à la figure ??.

## 2 Simulation d'antennes filaires

### 2.1 Le dipôle court : $l \ll \lambda$

Le gain de l'antenne dans le plan E est représenté dans la figure 9. Le gain n'est pas représenté pour  $180^\circ < \theta < 360^\circ$ , ce qui n'est pas important

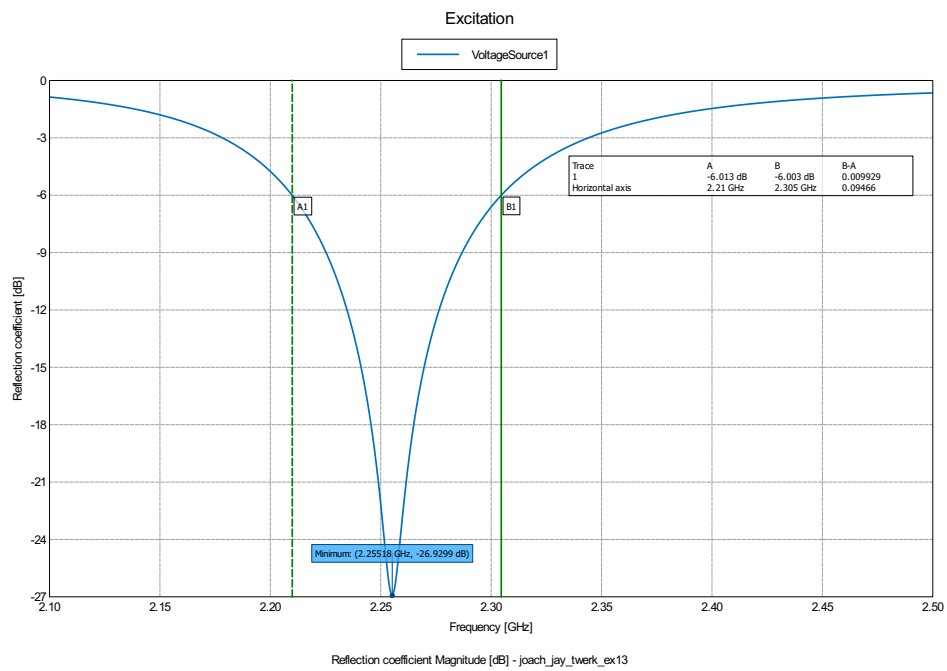


FIGURE 6 – Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, avec fente de 8 mm

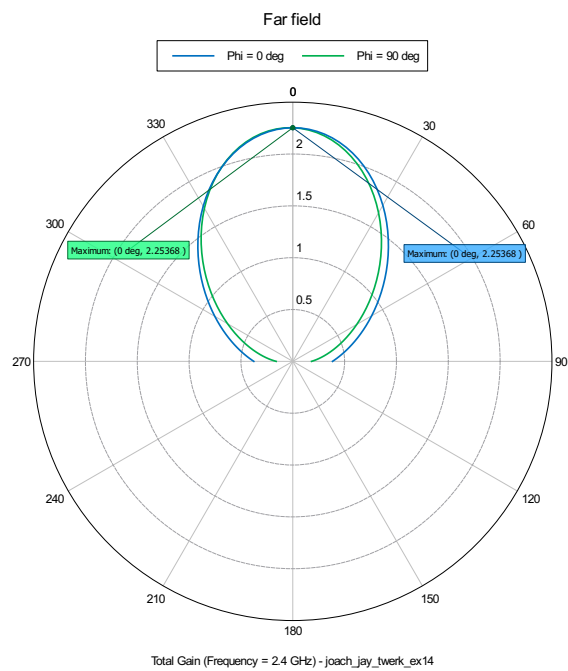


FIGURE 7 – Diagramme de rayonnement de notre antenne

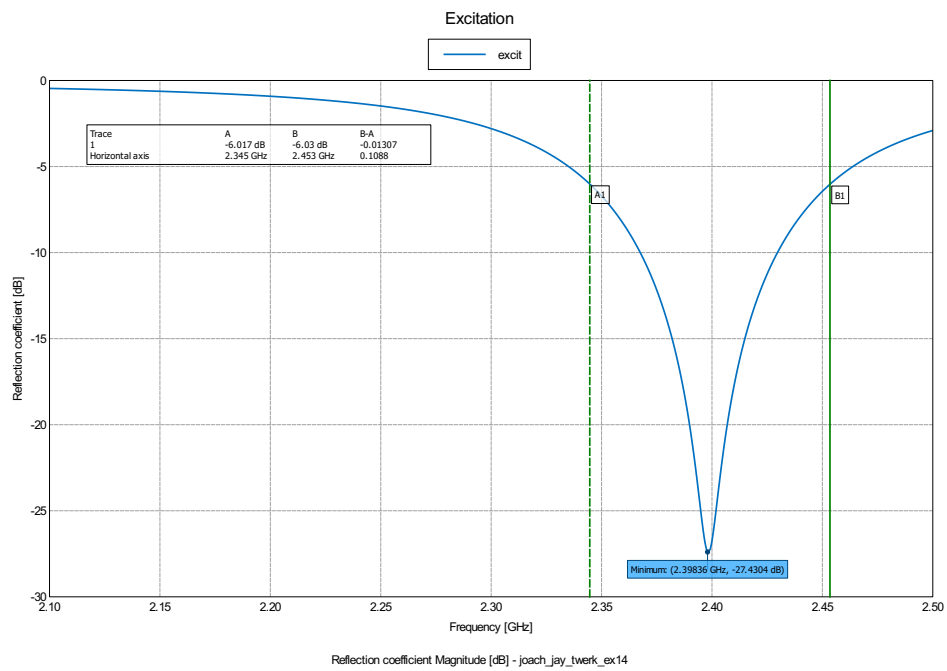


FIGURE 8 – Coefficient de réflexion de notre antenne en fonction de la fréquence

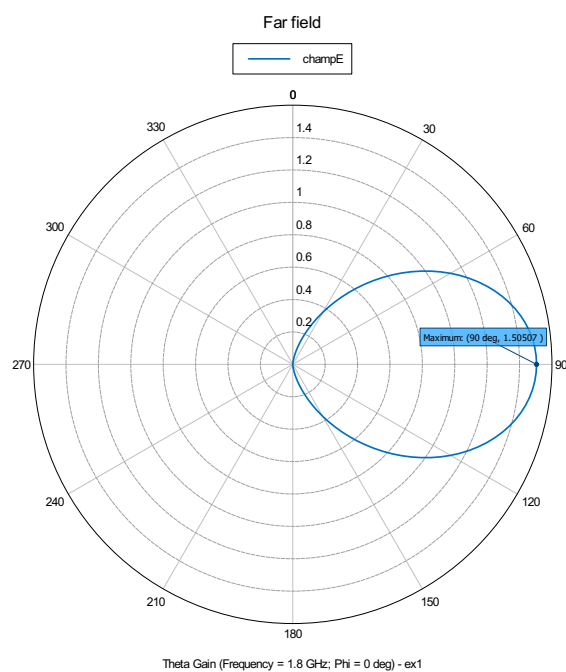


FIGURE 9 – Diagramme de rayonnement du dipôle court dans le plan E.

puisque l'on sait que le problème présente une symétrie cylindrique. Pour la même raison, les diagrammes dans le plan H ne sont pas donnés ici, mais se déduisent logiquement de la figure 9 : le gain est indépendant de  $\phi$ . Sa composante  $\theta$  vaut la gain maximal du diagramme de rayonnement dans le plan E, et sa composante  $\phi$  vaut 0.

Sur la figure 9, on lit un gain maximal de  $1.51 = 1.79$  dB, ce qui est légèrement supérieur à la valeur  $\frac{3}{2} = 1.76$  dB prédite par l'approximation du dipôle de Hertz. Ceci est logique puisque la directivité maximale augmente lorsqu'on augmente la longueur du dipôle.

La résistance de rayonnement est représentée en fonction de la fréquence à la figure 10. Puisque le fil est modélisé par un conducteur parfait et que les

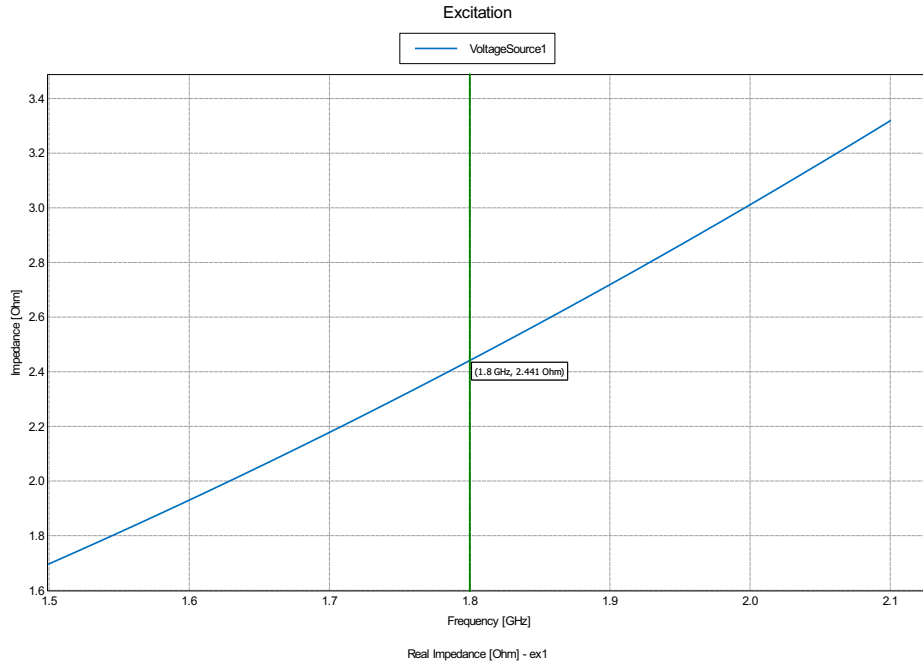


FIGURE 10 – Résistance de rayonnement du dipôle court en fonction de la fréquence.

connections ne sont pas prises en compte, la résistance ohmique est considérée comme nulle. Sur la figure 10, on lit  $R_{ar} = 2.44 \Omega$  pour  $f = 1.8$  GHz, ce qui est très inférieur à la valeur  $R_{ar} = 80 \left( \frac{\pi l}{\lambda} \right)^2 = 7.90 \Omega$  prédite par l'approximation de l'élément de courant.

A partir de cette valeur, on obtient la fraction de puissance consommée



par l'antenne en calculant d'abord  $\Gamma_L$  puis en utilisant la relation 1.

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} = 0.91 \quad (2)$$

$$\frac{P_L}{P_{in}} = 17.7\%$$

L'adaptation d'impédance est donc très mauvaise. Ceci peut-être résolu en utilisant un dipôle demi-onde, comme nous le verrons dans la prochaine section.

## 2.2 Le dipôle demi-onde : $l = \frac{\lambda}{2}$

Le gain dans le plan E est représenté dans un diagramme polaire à la figure 11. Les propriétés de symétrie de la figure 9 s'appliquent toujours.

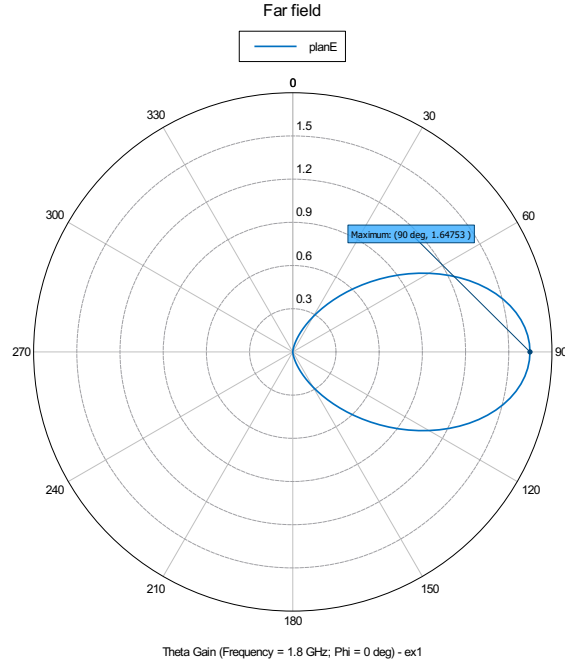


FIGURE 11 – Diagramme de rayonnement du dipôle demi-onde dans le plan E.

On lit sur le diagramme de rayonnement un gain maximal de 1.65, ce qui est légèrement inférieur à la valeur de 1.7 prédite avec l'approximation  $\left(\frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta}\right)^2 \simeq \sin^3 \theta$ .

Sur la figure 12, on constate que la partie imaginaire de l'impédance croît linéairement avec la fréquence, et ce beaucoup plus rapidement que la partie réelle qui peut être considérée comme quasi constante. De plus, comme

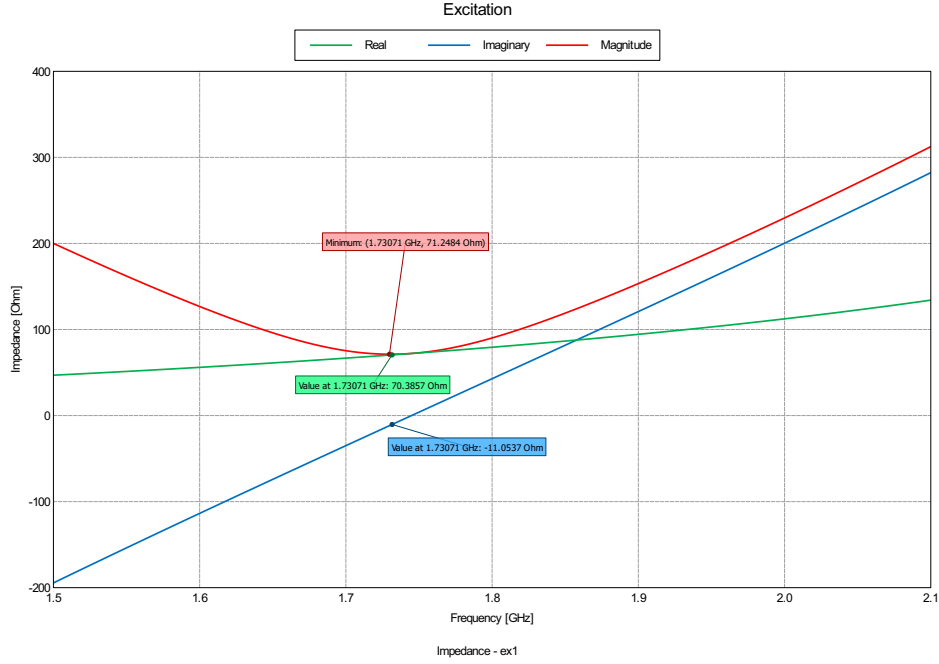


FIGURE 12 – Parties réelle et imaginaire et module de l'impédance de l'antenne en fonction de la fréquence.

la partie imaginaire évolue d'une valeur négative vers une valeur positive, le module de l'impédance n'est lui pas monotone et présente un minimum qui est approximativement donné par le zéro de la partie imaginaire. Sur la figure 12, ce point se situe à 1.73 GHz. Nous allons maintenant essayer de le déplacer à 1.8 GHz en modifiant la longueur du dipôle.

Ceci est fait à la figure 13. La partie imaginaire de l'impédance s'annule bien en  $f = 1.8$  GHz et le module de l'impédance de rayonnement est donc proche de son minimum.

En utilisant la relation 2, on obtient  $\Gamma_L = 0.027 = -31.2$  dB pour  $Z_c = 75 \Omega$ . Ceci est confirmé par la simulation, comme le montre la figure 14. De ce coefficient de réflexion on tire la fraction de puissance consommée à l'antenne par la relation 1.

$$\frac{P_L}{P_{in}} = 99.9\%$$

Jusqu'à présent, nous avons travaillé avec un diamètre de fil  $= 0.00001\lambda$ . Lorsqu'on multiplie ce diamètre par 50, on constate que la fréquence de résonance est légèrement diminuée, mais surtout que la bande passante est plus que doublée, comme le montre la figure 15. On constate en effet que la largeur de bande passe de 225 MHz (figure 14) à 487 MHz (figure 15). Ceci s'explique par le fait qu'augmenter le diamètre du fil réduit la pente de  $\Im(Z_L)$

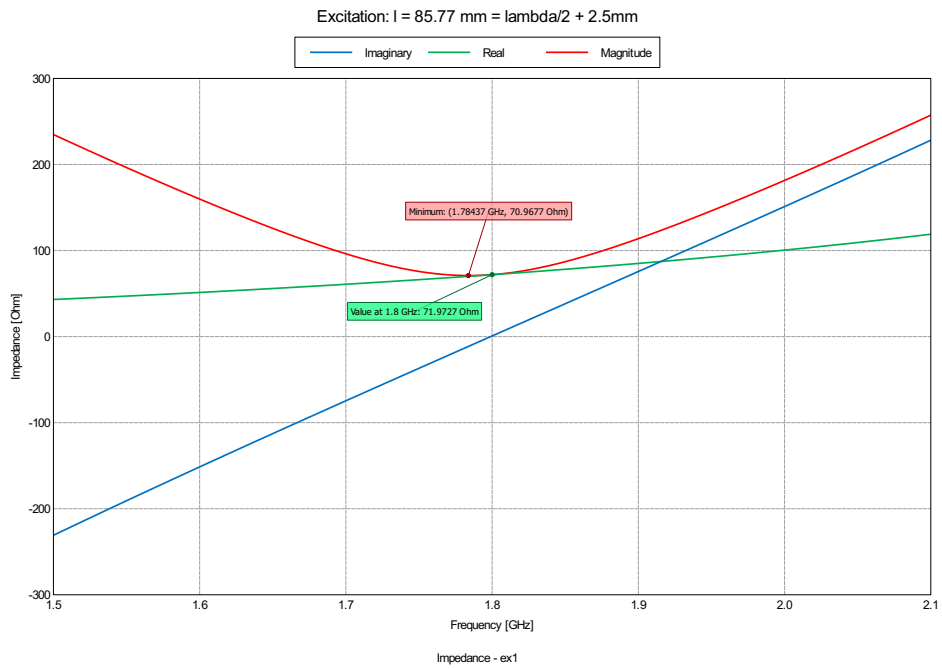


FIGURE 13 – Parties réelle et imaginaire et module de l'impédance de l'antenne adaptée pour 1.8 GHz en fonction de la fréquence.

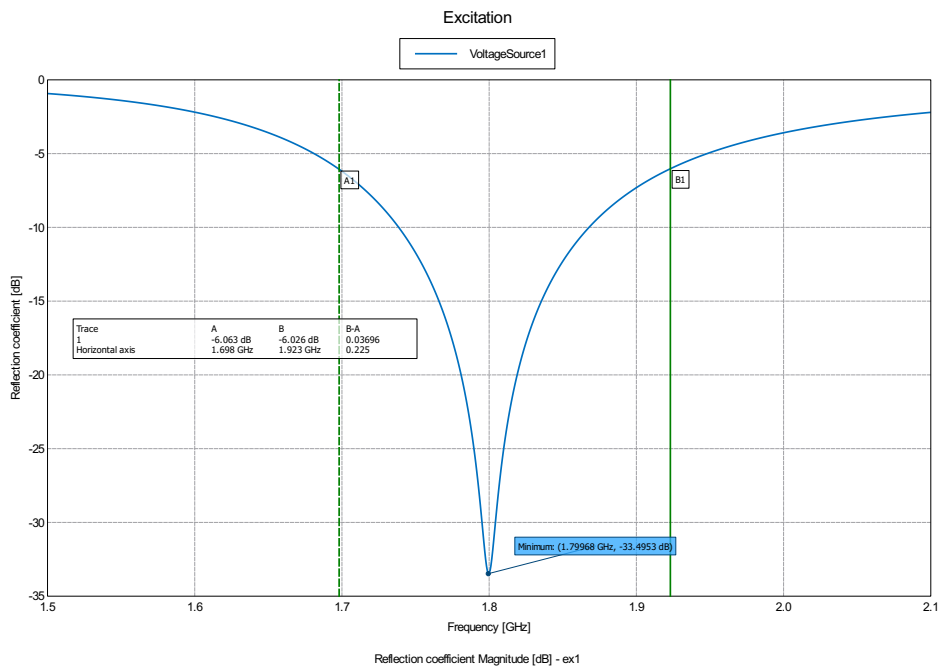


FIGURE 14 –  $\Gamma_L$  de l'antenne dipôle adaptée pour 1.8 GHz en fonction de la fréquence.

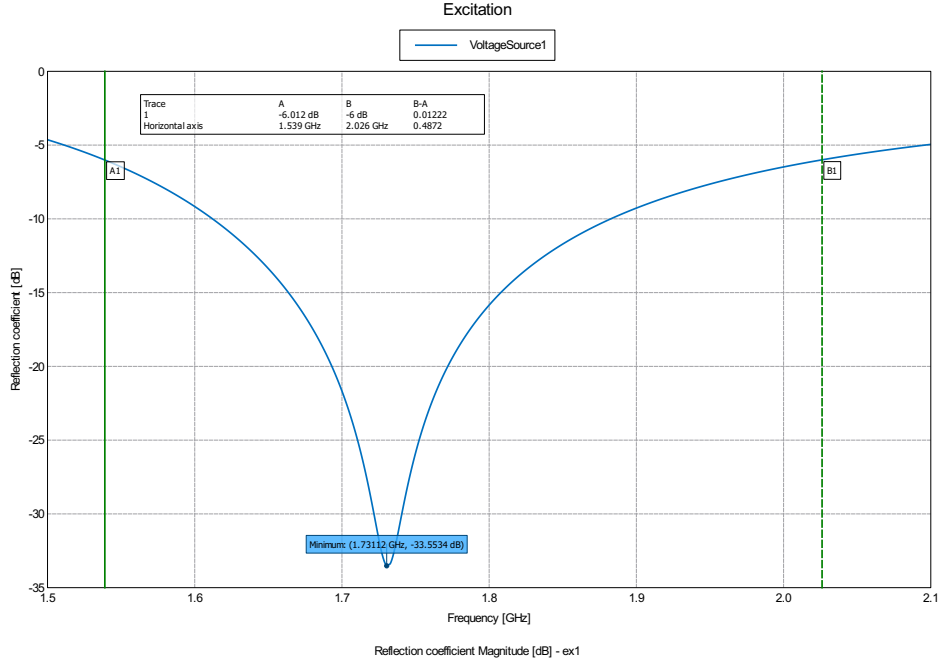


FIGURE 15 –  $\Gamma_L$  en fonction de la fréquence de l'antenne dipôle adaptée pour 1.8 GHz, et diamètre multiplié par 50.

en fonction de la fréquence.

### 2.3 Le dipôle replié

Le coefficient de réflexion du dipôle demi-onde replié est représenté en fonction de la fréquence à la figure 16. On constate que  $\Im(Z_L)$  s'annule maintenant à  $f = 1.67$  GHz. Puisque  $\Im(Z_L)$  évolue linéairement avec la fréquence, il suffit de remplacer le paramètre  $\lambda$  dans le dimensionnement de l'antenne par  $\frac{1.67}{1.8}\lambda$  pour construire un dipôle replié qui résonne effectivement autour de 1.8 GHz. Ceci est fait à la figure 17, qui représente la partie imaginaire de l'impédance du dipôle replié de longueur  $l = 0.464\lambda$  en fonction de la fréquence. Sur la figure 17, on constate aussi que la partie réelle de l'impédance du dipôle replié est près de 4 fois supérieure à la partie réelle de l'impédance du dipôle demi-onde.

Le coefficient de réflexion de ce dipôle replié est représenté en fonction de la fréquence à la figure ??, pour une source d'impédance  $300 \Omega$ . Sur cette figure, on lit  $\Gamma_L \simeq -30$  dB à 1.8 GHz et une largeur de bande de 379 MHz. La largeur de bande a donc augmenté de plus de 50 % par rapport à celle du dipôle demi-onde de même diamètre ( $0.00001\lambda$ ).

Le gain est représenté dans un diagramme polaire à la figure 19. Le gain maximal est toujours bien évidemment dans le plan  $\theta = 0$  et vaut 1.56, ce

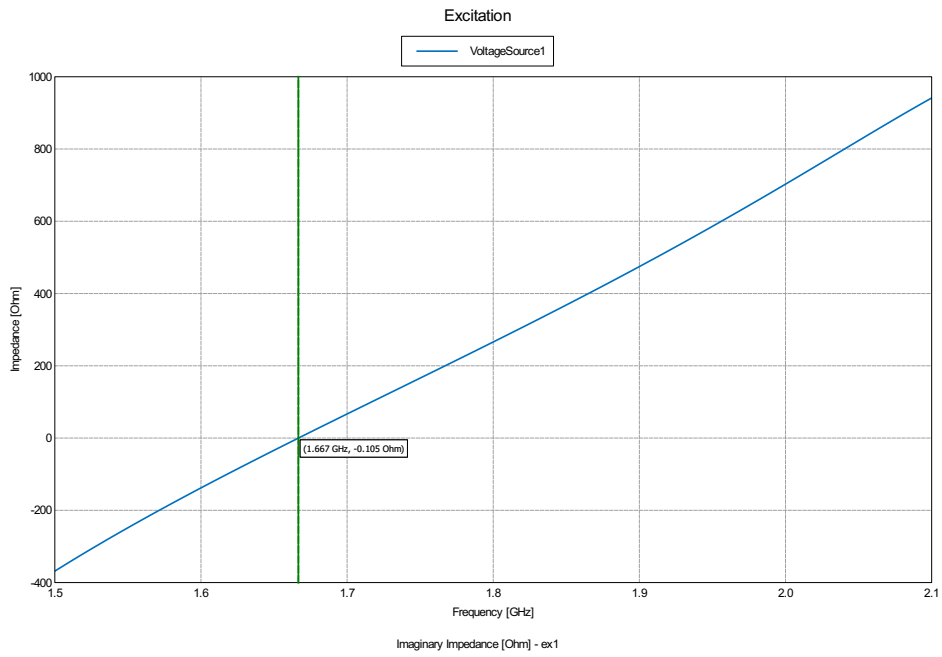


FIGURE 16 –  $\Im(Z_L)$  du dipôle demi-onde replié en fonction de la fréquence.

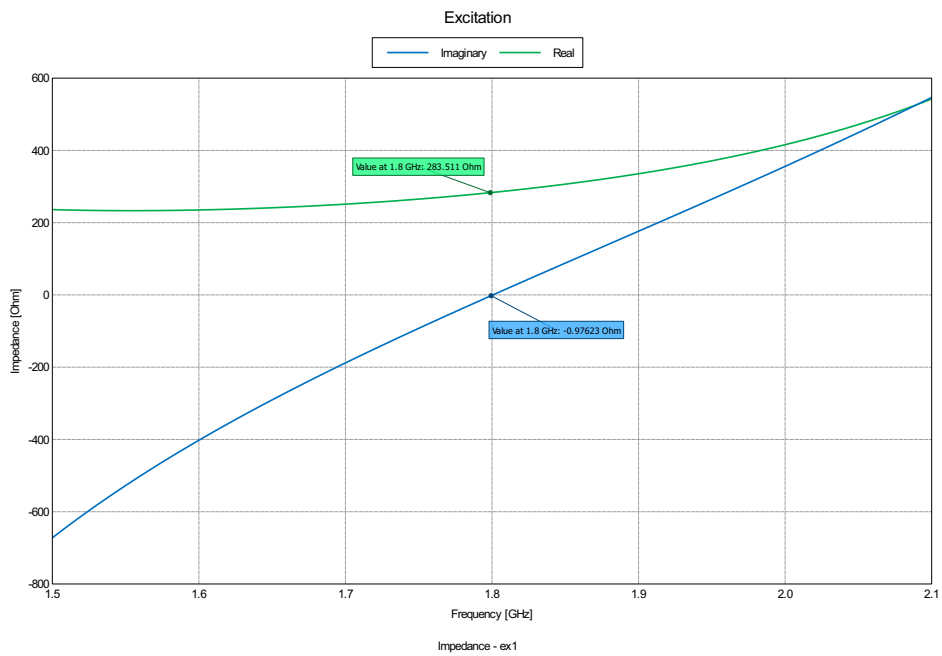


FIGURE 17 –  $\Im(Z_L)$  en fonction du dipôle replié adapté pour 1.8 GHz.

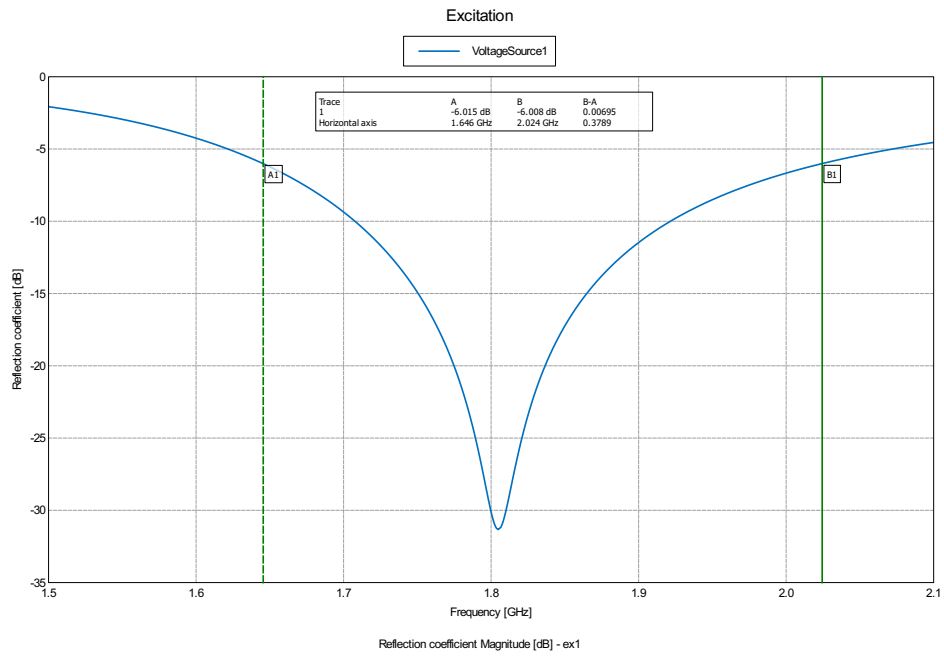


FIGURE 18 –  $\Gamma_L$  du dipôle replié en fonction de la fréquence

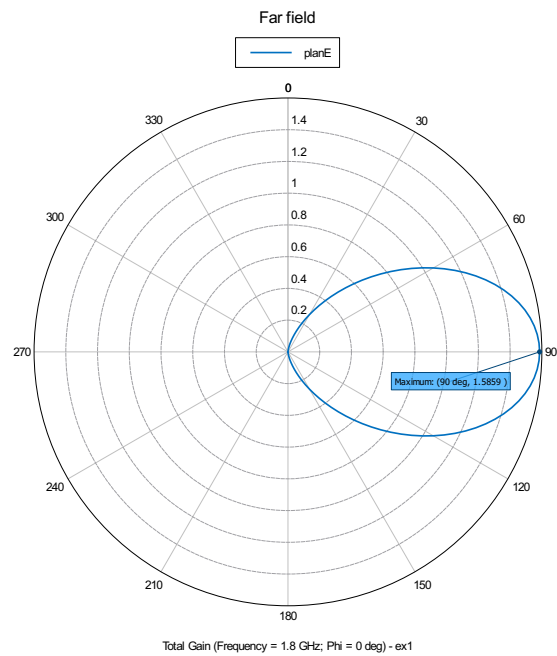


FIGURE 19 – Diagramme polaire du gain du dipôle replié dans le plan E.

qui est légèrement inférieur au gain maximal du dipôle demi-onde.

## 2.4 Réseau de dipôles

Nous étudions ici la mise en série de 4 dipôles demi-onde dont la longueur est telle que  $\Im(Z_L) = 0$  (voir section 2.2). Pour avoir une direction maximale de rayonnement en  $\theta = \frac{2\pi}{3}$ , on peut évaluer le déphasage nécessaire entre chaque source par la relation 3

$$\delta = \beta d \cos(\theta) \quad (3)$$

Où  $\beta = \frac{2\pi f}{c}$  est le nombre d'onde et  $d$ , la distance entre deux sources.

Suite à cela, nous avons simulé le système : on peut constater sur la figure 20 que le gain maximum est de  $4.24 = 6.27$  dB.

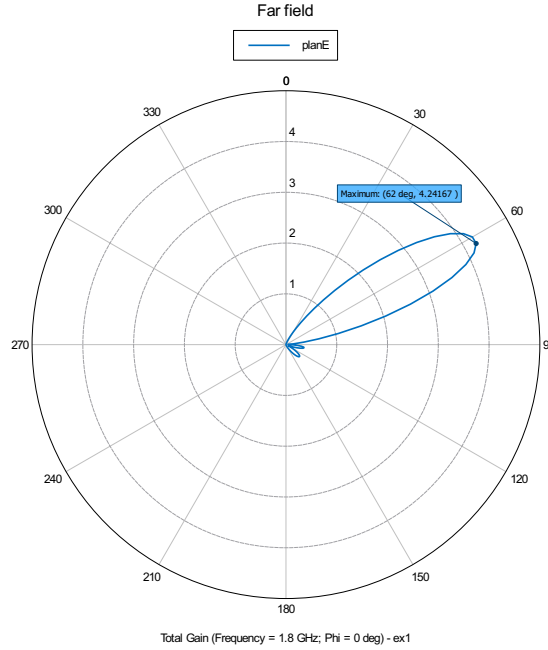


FIGURE 20 – Diagramme de rayonnement du réseau de dipôles demi-onde dans le plan E

Nous avons ensuite rajouté au système un plan conducteur parfait de dimension  $3\lambda \times \lambda$  parallèle à l'axe des dipôles et à une distance  $\frac{\lambda}{4}$  de ceux-ci. Après une seconde simulation, on peut constater un gain de  $14 = 11.46$  dB sur la figure 21, ce qui est nettement mieux que sans le plan réflecteur. Ceci s'explique par le fait que le réseau ne rayonne plus en direction du plan et, par conséquent, rayonne plus fortement dans les autres directions.

Nous pouvons comparer les trois configurations étudiées du dipôle demi-onde : le dipôle seul, le réseau sans réflecteur et avec réflecteur :

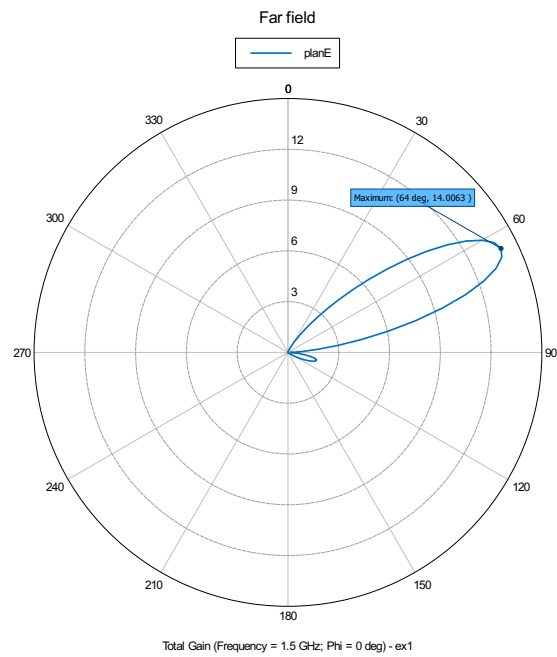


FIGURE 21 – Diagramme de rayonnement du réseau de dipôles demi-onde avec un plan réflecteur dans le plan E

dipôle demi-onde	Réseau sans réflecteur	réseau avec réflecteur
1.79 dB	6.27 dB	11.46 dB