

Rapport de laboratoires de physique des télécommunications

Joachim Draps, Nathan Dwek, Jason Rosa

12 mai 2015

Table des matières

1	Dimensionnement d'une antenne patch	2
1.1	Antenne sur un diélectrique infini	2
1.2	Antenne sur un diélectrique fini	4
1.3	Antenne avec fente	4
1.4	Dimensionnement final de l'antenne commandée	6
2	Simulation d'antennes filaires	8
2.1	Le dipôle court : $l \ll \lambda$	8
2.2	Le dipôle demi-onde : $l = \frac{\lambda}{2}$	9
2.3	Le dipôle replié	12
2.4	Réseau de dipôles	14
	Table des figures	18

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 simulées étaient un coefficient de réflexion minimal de -27.43 dB à la fréquence de 2.398 GHz¹, 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 amenés au dimensionnement final de notre antenne.

1.1 Antenne sur un diélectrique infini

Pour commencer, nous avons simplement simulé un patch rectangulaire en matériau conducteur parfait posé sur une plaque infinie en matériau diélectrique de même permittivité électrique que le PCB utilisé en pratique pour fabriquer notre antenne, mais considéré dans un premier temps sans perte. Les dimensions du patch ont été calculées à partir de la fréquence d'utilisation souhaitée ainsi que de l'épaisseur et de la permittivité du diélectrique utilisé, en utilisant les relations fournies dans l'énoncé. La figure 1 nous donne la directivité ainsi que le gain de l'antenne pour des valeurs de ϕ de 0° et 90° . La directivité et le gain ont des valeurs égales car, pour l'instant, nous avons fait nos simulations sans pertes : $\eta = 1$

Nous nous sommes aussi intéressés au coefficient de réflexion de l'antenne, qui dépend fortement de la fréquence d'excitation. 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 passante² 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% à la fréquence de résonance et 75.2% à 2.4 GHz.

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

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

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

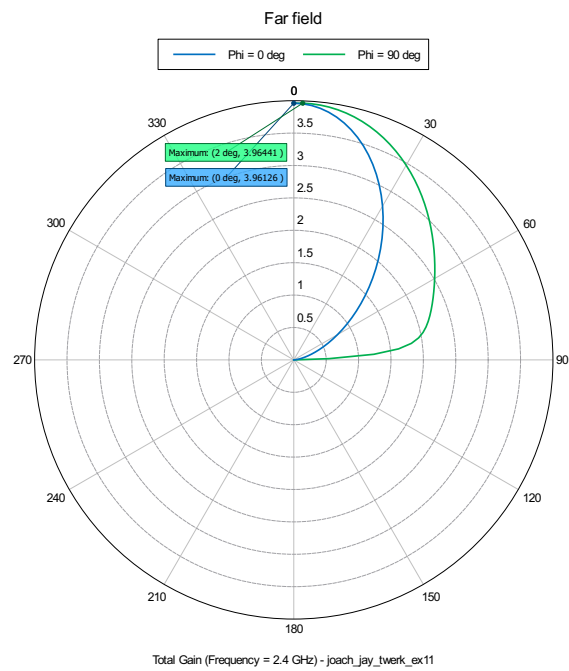


FIGURE 1 – Diagramme de rayonnement du gain

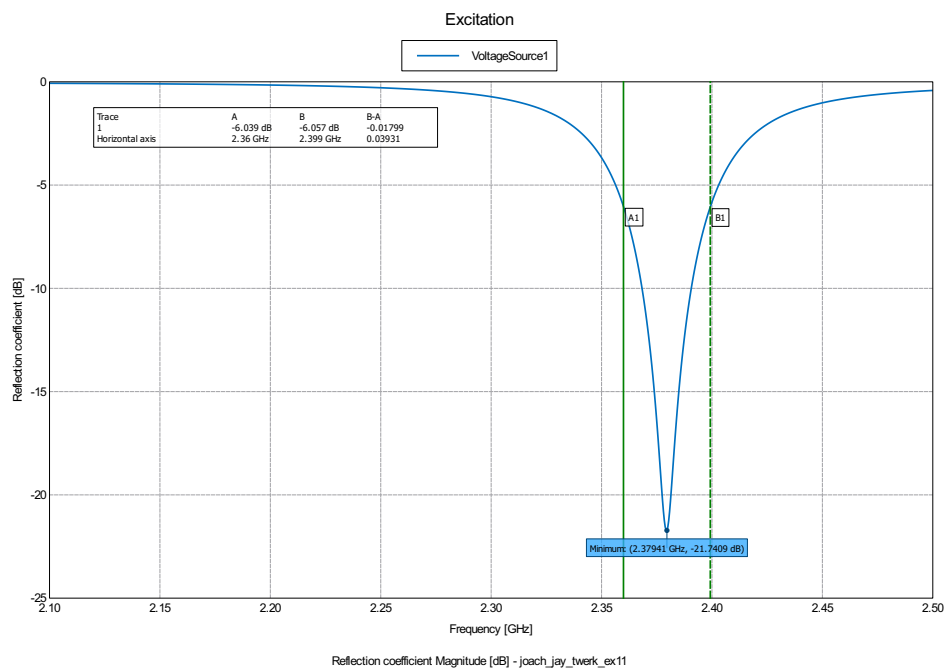


FIGURE 2 – Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence [généré avec PostFeko]

1.2 Antenne sur un diélectrique fini

Le pas suivant vers une antenne patch réelle consiste à remplacer le substrat infini par un carré de côté 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

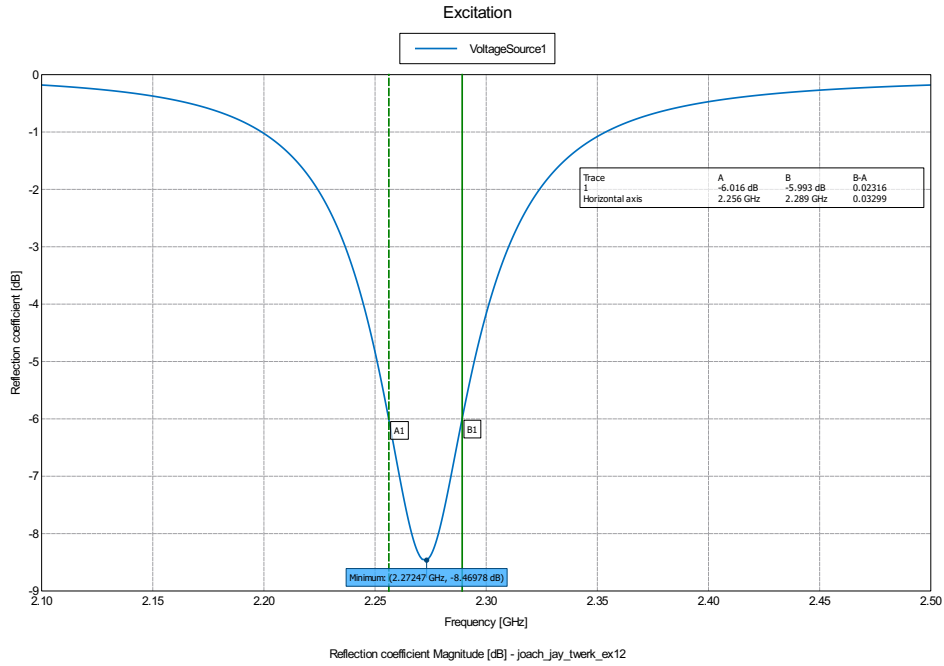


FIGURE 3 – Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

résonance s'est déplacée à 2.27 GHz mais le coefficient de réflexion a 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 et le gain maximal valent 3.64, que ce soit pour $\phi = 0^\circ$ ou 90° . Pour terminer, nous avons pris en compte les pertes dans le diélectrique en posant $\tan \delta = 0.01$. Le gain diminue alors à 2.64, la directivité maximale vaut 4.04 et le coefficient de réflexion vaut -6 dB à la fréquence de résonance, qui reste inchangée (figure 5).

1.3 Antenne avec fente

Comme l'indique le titre, l'étape suivante a été de ménager une fente dans le patch. La longueur de la fente est dimensionnée afin d'obtenir l'adaptation

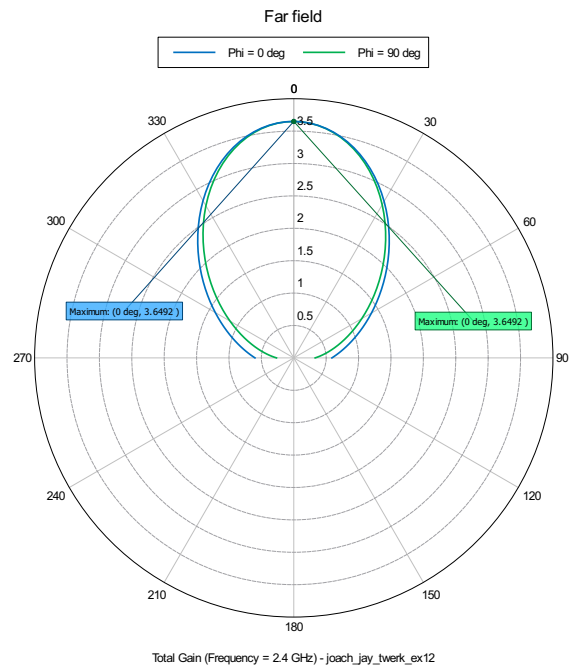


FIGURE 4 – Diagramme de rayonnement de l’antenne sur diélectrique fini

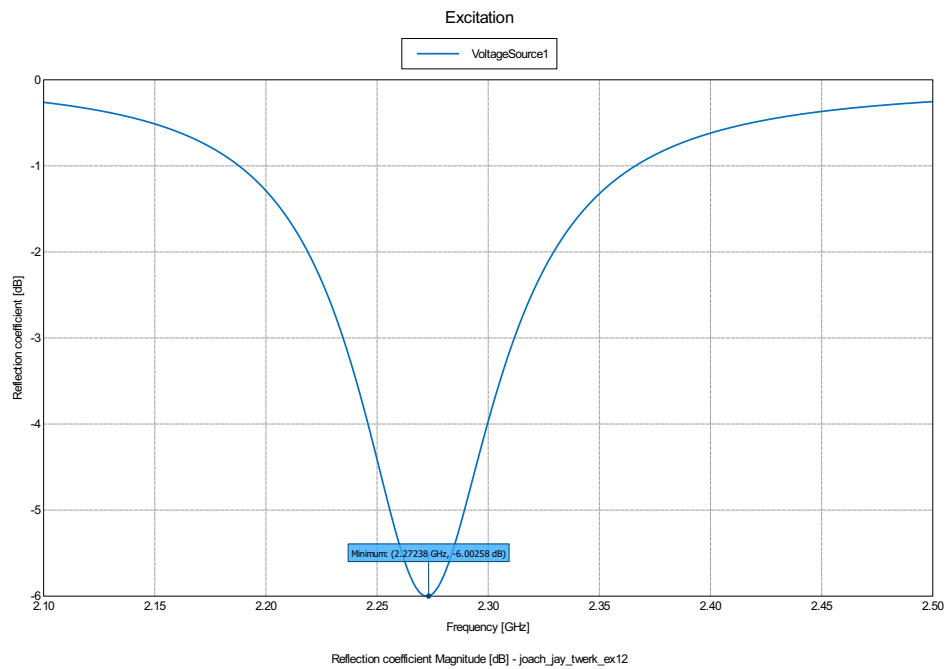


FIGURE 5 – Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en tenant compte des pertes dans le diélectrique

d'impédance à $50\ \Omega$ en utilisant les relations de l'énoncé qui relient $R_{in}(y = y_0)$ à $R_{in}(y = 0)$. La largeur est choisie assez grande pour éviter les que le champ émis par l'antenne ne se replie pas par la ligne microstrip. La spécification imposée était le coefficient de réflexion à la résonance qui devait être inférieur à $-10\ \text{dB}$. Comme le montre la figure 6, notre choix de $8\ \text{mm}$ pour y_0 respecte cette consigne.

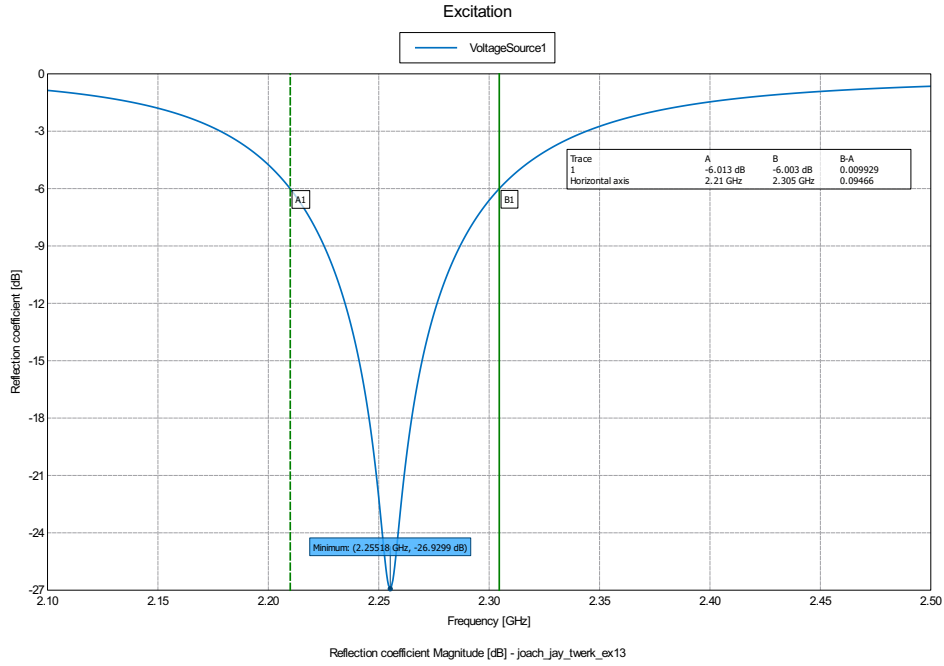


FIGURE 6 – Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, avec fente de $8\ \text{mm}$

1.4 Dimensionnement final de l'antenne commandée

Pour terminer, nous avons alimenté l'antenne par un microstrip inséré dans la fente de l'antenne de la section précédente. A la première itération, 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, le gain maximum de notre meilleure itération vaut 2.25 La directivité quant à elle vaut 4.02 Le rendement de l'antenne est défini comme le rapport des deux et vaut 0.56 (le rendement est indépendant de θ et ϕ). Le coefficient de réflexion est quand à lui donné à la figure 8.

Pour conclure ce premier laboratoire, nous avons calculé la puissance reçue par notre antenne si une antenne identique émet $1\ \text{mW}$ à un mètre de

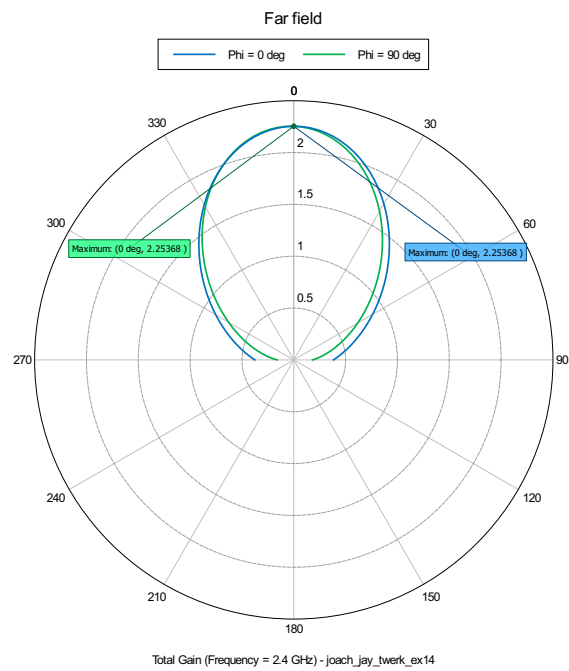


FIGURE 7 – Diagramme de rayonnement de notre antenne

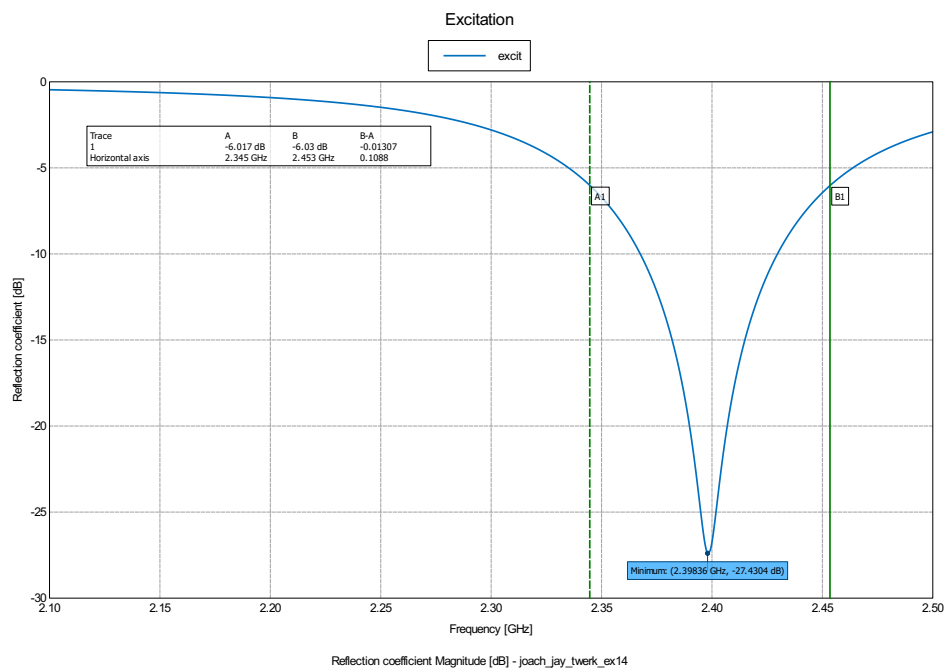


FIGURE 8 – Coefficient de réflexion de notre antenne en fonction de la fréquence

distance. Pour cela, nous avons utilisé la formule de Friis (2). Le bilan de liaison donne une puissance à la réception de $0.5 \mu\text{W}$.

$$P_{RX}(d) = P_{TX} G_{TX}(\theta_{TX}, \phi_{TX}) G_{RX}(\theta_{RX}, \phi_{RX}) \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2)$$

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

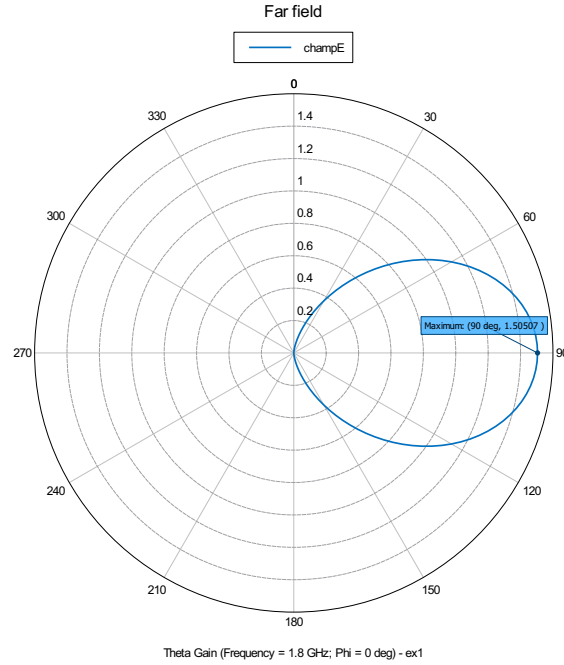


FIGURE 9 – Diagramme de rayonnement du dipôle court dans le plan E.

gain n'est pas représenté pour $180^\circ < \theta < 360^\circ$, ce qui n'est pas important 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 ϕ . Sa composante θ vaut le gain maximal du diagramme de rayonnement dans le plan E, et sa composante ϕ vaut 0.

Sur la figure 9, on lit un gain maximal de $1.51 = 1.79 \text{ dB}$, ce qui est légèrement supérieur à la valeur $\frac{3}{2} = 1.76 \text{ dB}$ 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

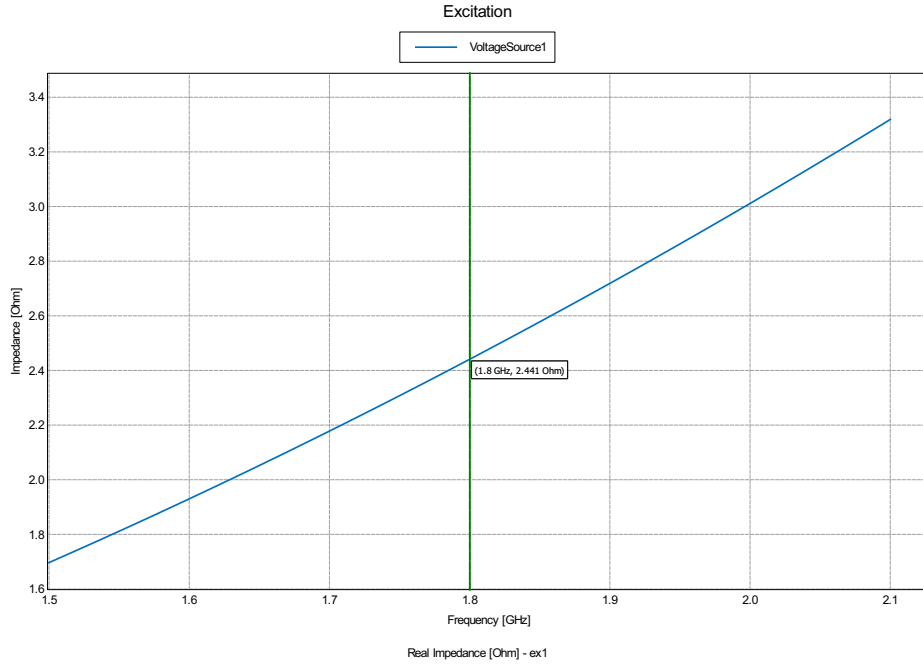


FIGURE 10 – Résistance de rayonnement du dipôle court en fonction de la fréquence.

connexions 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 $f = 1.8 \text{ GHz}$, 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 Γ_L puis en utilisant la relation 1.

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} = 0.91 \quad (3)$$

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

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. On

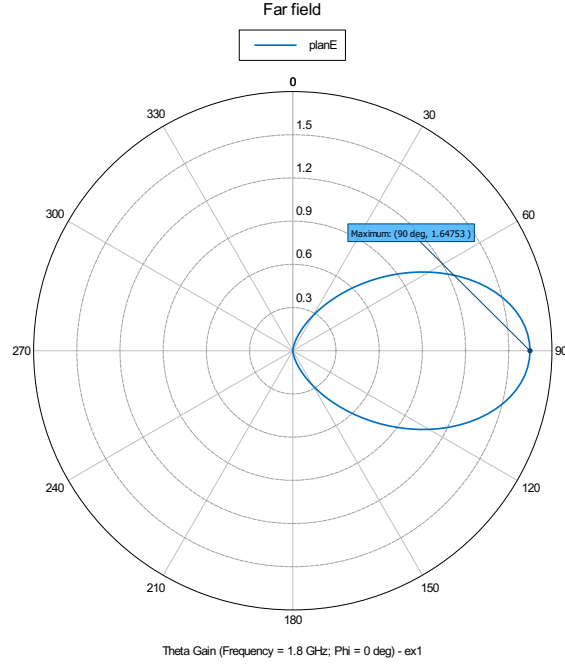


FIGURE 11 – Diagramme de rayonnement du dipôle demi-onde dans le plan E.

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 la partie imaginaire évolue d'une valeur négative vers une valeur positive, le module de l'impédance n'est 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 à cette fréquence.

En utilisant la relation 3, 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

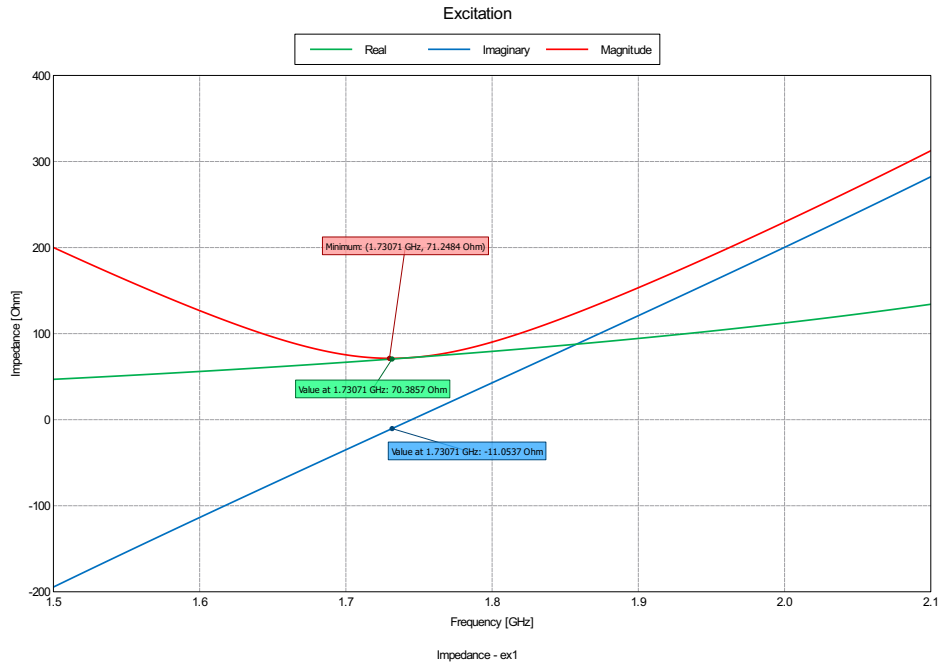


FIGURE 12 – Parties réelle et imaginaire et module de l'impédance de l'antenne en fonction de la fréquence.

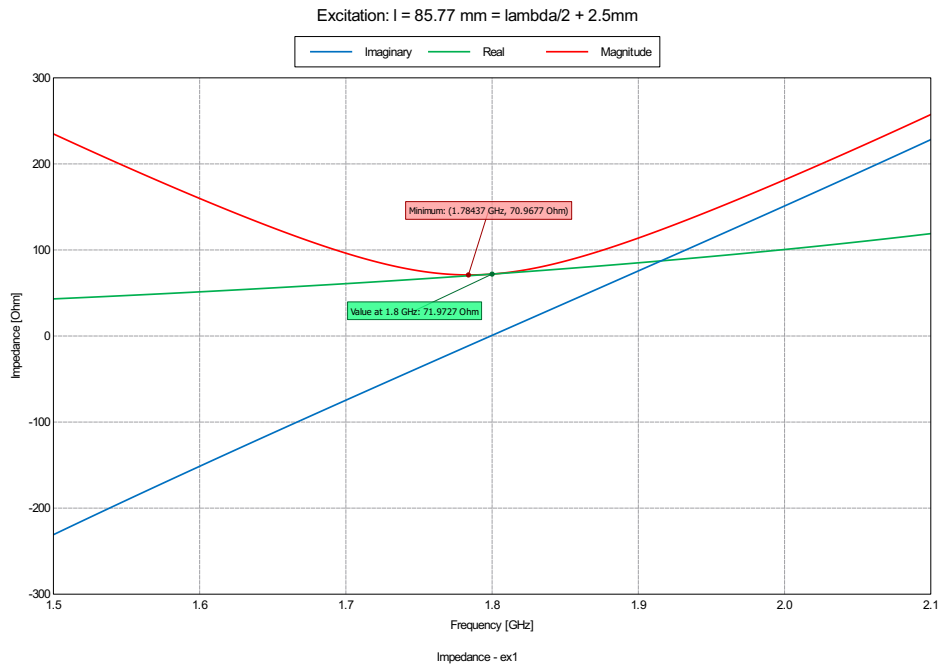


FIGURE 13 – Parties réelle et imaginaire et module de l'impédance de l'antenne adaptée pour 1.8 GHz en fonction de la fréquence.

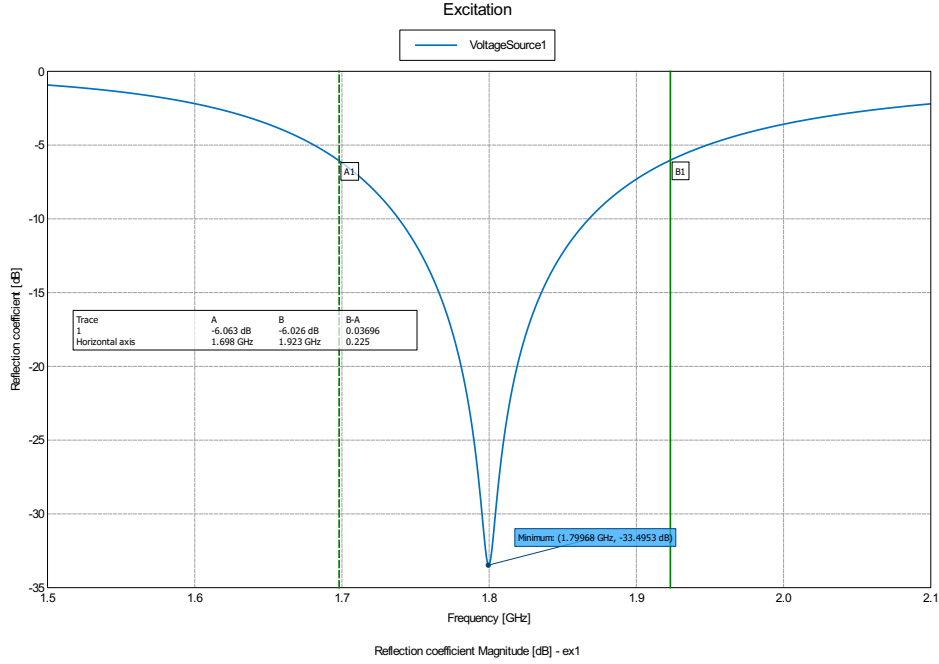


FIGURE 14 – Γ_L de l'antenne dipôle adaptée pour 1.8 GHz en fonction de la fréquence.

l'antenne par la relation 1.

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

Jusqu'à présent, nous avons travaillé avec un diamètre de fil de 0.00001λ . 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 $\Im(Z_L)$ 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 λ 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

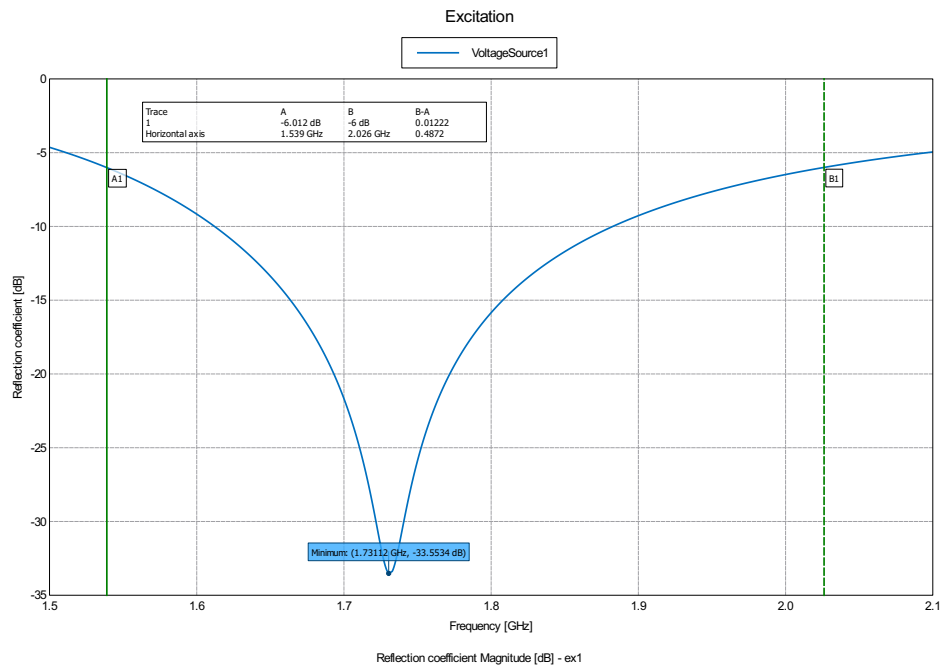


FIGURE 15 – Γ_L en fonction de la fréquence de l'antenne dipôle adaptée pour 1.8 GHz, et diamètre multiplié par 50.

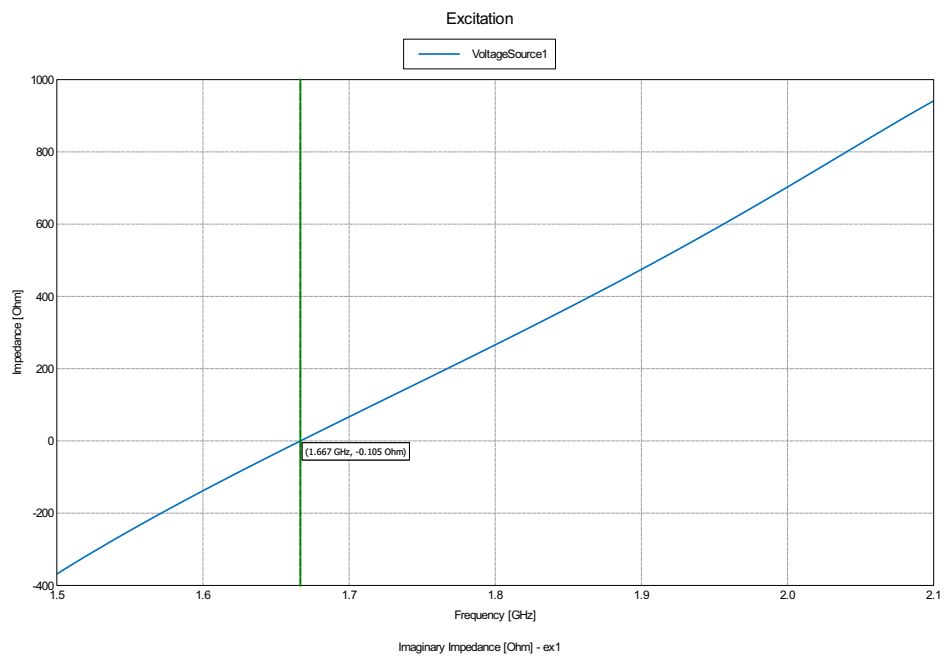


FIGURE 16 – $\Im(Z_L)$ du dipôle demi-onde replié en fonction de la fréquence.

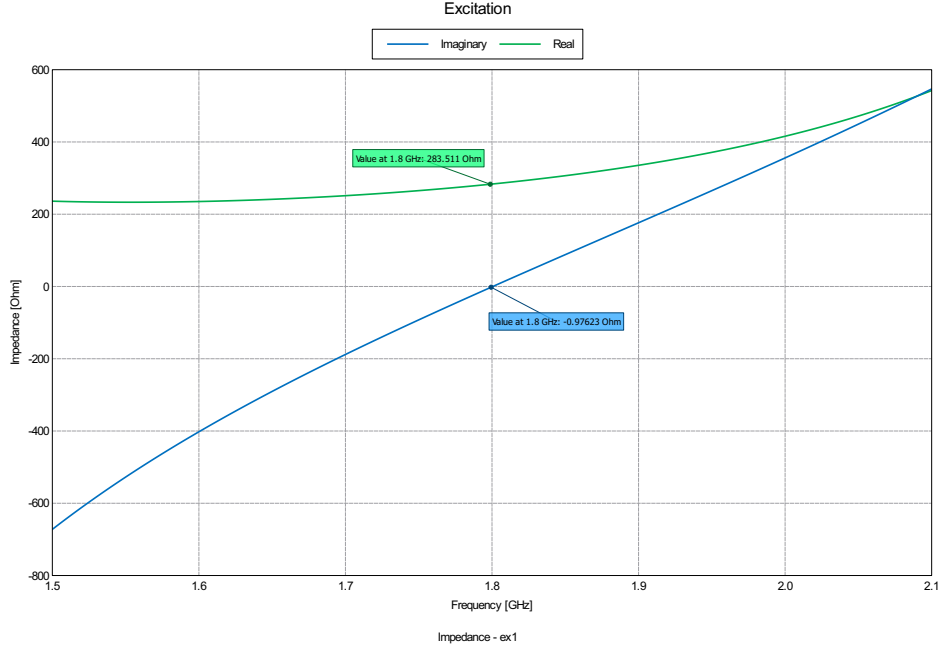


FIGURE 17 – $\Im(Z_L)$ en fonction du dipôle replié adapté pour 1.8 GHz.

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 18, pour une source d'impédance $300\ \Omega$. Sur cette figure, on lit $\Gamma_L \simeq -30\ \text{dB}$ 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 (0.00001λ).

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

2.4 Réseau de dipôles

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

$$\delta = \beta d \cos(\theta) \quad (4)$$

Où $\beta = \frac{2\pi f}{c}$ est le nombre d'onde et d , la distance entre deux sources. Le système est ensuite simulé : on peut constater sur la figure 20 que le gain maximum est de $4.24 = 6.27\ \text{dB}$.

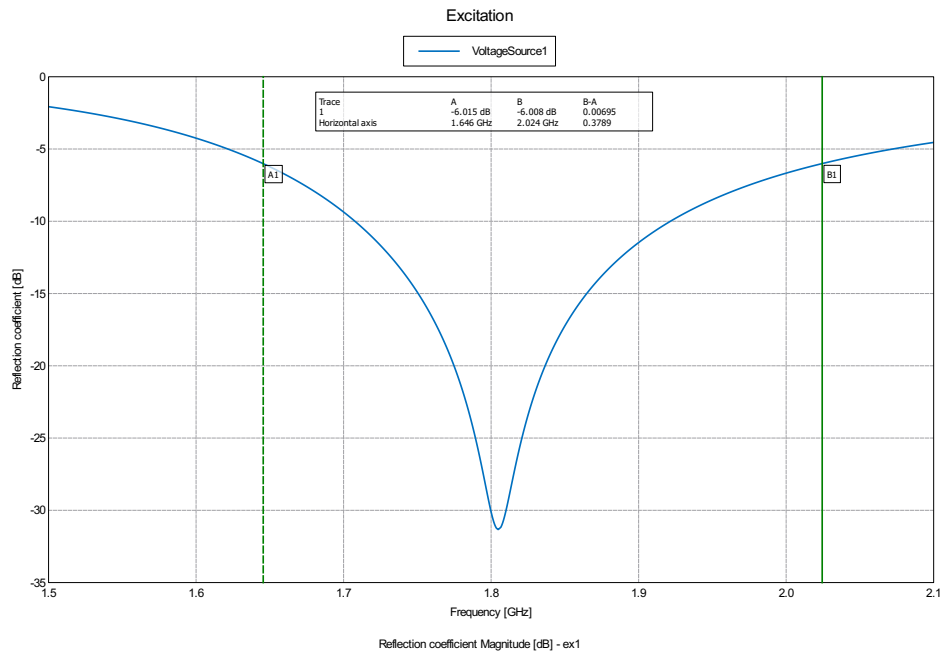


FIGURE 18 – Γ_L du dipôle replié en fonction de la fréquence.

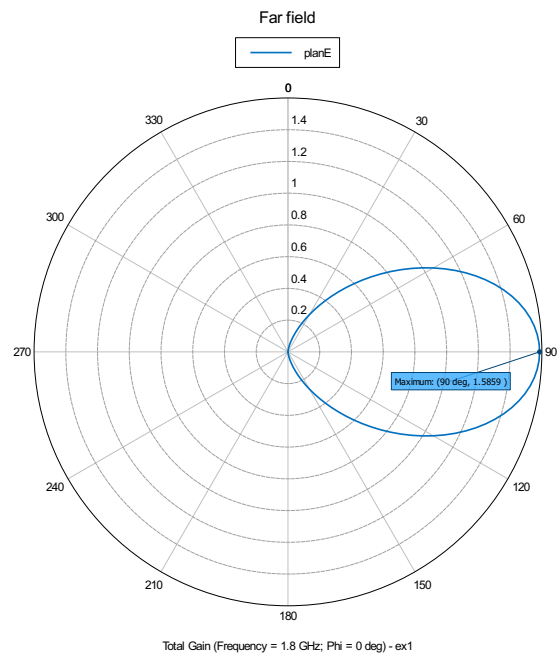


FIGURE 19 – Diagramme polaire du gain du dipôle replié dans le plan E.

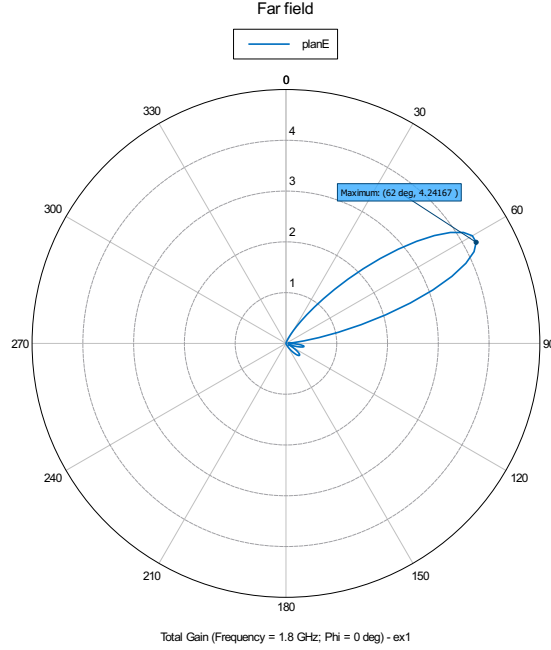


FIGURE 20 – Diagramme de rayonnement du réseau de dipôles demi-onde dans le plan E

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 peut facilement s'expliquer par le fait que l'onde est réfléchie sur le plan conducteur et crée une interférence constructive avec l'onde émise dans le sens opposé par le dipôle. On voit donc ici que le plan doit être écarté de $\frac{\lambda}{4}$ pour assurer que l'interférence soit bien constructive. En effet, l'onde réfléchie doit parcourir $\frac{\lambda}{2}$ en plus que l'onde originale, ce qui correspond à un déphasage de π . A ceci s'ajoute le déphasage induit par la réflexion d'une onde polarisée parallèlement qui est lui aussi de π . Le déphasage total est donc de 2π , ce qui est souhaité. Tous les plans placés à $(2k + 1)\frac{\lambda}{4}$ ($k \in \mathbb{N}$) satisfont cette condition, mais on choisit le plus proche afin de réfléchir le plus d'énergie possible.

Finalement, les trois configurations : dipôle demi-onde, dipôle replié et réseau de dipôles sont comparés à la table 1.

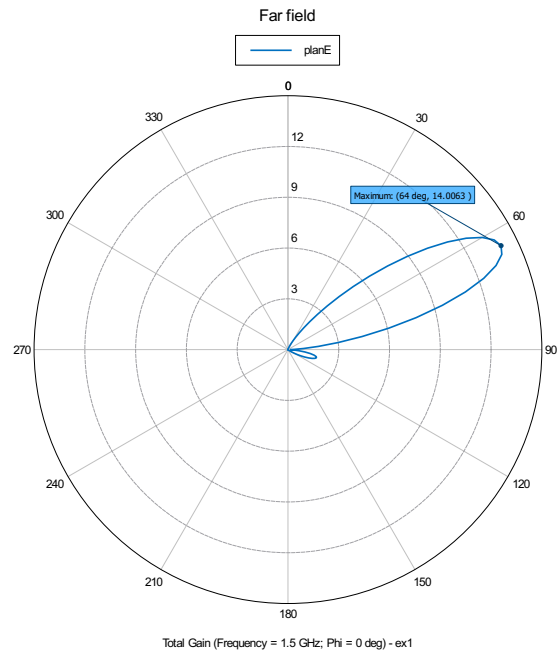


FIGURE 21 – Diagramme de rayonnement du réseau de dipôles demi-onde avec un plan réflecteur dans le plan E

Dipôle demi-onde	Réseau sans réflecteur	Réseau avec réflecteur
1.79 dB	6.27 dB	11.46 dB

TABLE 1 – Comparaison des gains maximum des trois configurations d’antennes dipôles.

Table des figures

1	Diagramme de rayonnement du gain	3
2	Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence [génééré avec PostFeko]	3
3	Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence	4
4	Diagramme de rayonnement de l'antenne sur diélectrique fini	5
5	Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence en tenant compte des pertes dans le diélectrique	5
6	Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, avec fente de 8 mm	6
7	Diagramme de rayonnement de notre antenne	7
8	Coefficient de réflexion de notre antenne en fonction de la fréquence	7
9	Diagramme de rayonnement du dipôle court dans le plan E. .	8
10	Résistance de rayonnement du dipôle court en fonction de la fréquence.	9
11	Diagramme de rayonnement du dipôle demi-onde dans le plan E.	10
12	Parties réelle et imaginaire et module de l'impédance de l'antenne en fonction de la fréquence.	11
13	Parties réelle et imaginaire et module de l'impédance de l'antenne adaptée pour 1.8 GHz en fonction de la fréquence. . . .	11
14	Γ_L de l'antenne dipôle adaptée pour 1.8 GHz en fonction de la fréquence.	12
15	Γ_L en fonction de la fréquence de l'antenne dipôle adaptée pour 1.8 GHz, et diamètre multiplié par 50.	13
16	$\Im(Z_L)$ du dipôle demi-onde replié en fonction de la fréquence.	13
17	$\Im(Z_L)$ en fonction du dipôle replié adapté pour 1.8 GHz. . . .	14
18	Γ_L du dipôle replié en fonction de la fréquence.	15
19	Diagramme polaire du gain du dipôle replié dans le plan E. .	15
20	Diagramme de rayonnement du réseau de dipôles demi-onde dans le plan E	16
21	Diagramme de rayonnement du réseau de dipôles demi-onde avec un plan réflecteur dans le plan E	17