

# 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 . . . . .	1
1.2	Antenne sur un diélectrique fini . . . . .	2
<b>2</b>	<b>Simulation d'antennes filaires</b>	<b>3</b>
2.1	Le dipôle court : $l \ll \lambda$ . . . . .	3
2.2	Le dipôle demi-onde : $l = \frac{\lambda}{2}$ . . . . .	5

## 1 Dimensionnement d'une antenne patch

Durant notre première séance de laboratoire pour le cours de physique des télécommunications, nous avons dimensionné notre antenne patch à l'aide du logiciel FEKO. Pour cela nous avons procédé par étapes, partant d'un design extrêmement simple auquel nous avons petit à petit ajouté ou modifié des éléments pour arriver à la version finale de notre antenne. A la fin de la séance, notre antenne avait un coefficient de réflexion minimal de  $-27.43$  dB à la fréquence de  $2.398$  GHz là où 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.

Dans ce chapitre, nous allons détailler les différentes étapes qui nous ont amené au dimensionnement final de notre antenne.

### 1.1 Antenne sur un diélectrique infini

Pour commencer, nous avons simplement simulé un patch rectangulaire posé sur un matériau diélectrique de même permittivité électrique que le PCB utilisé en pratique pour fabriquer notre antenne. 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

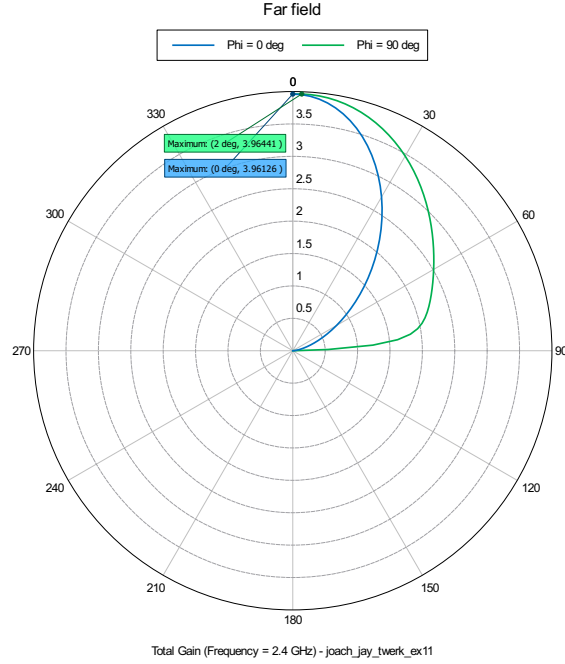


FIGURE 1 – Diagramme de rayonnement du gain [généré avec PostFeko]

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 2.379 41 GHz qu'à cette fréquence le coefficient de réflexion vaut  $-21.8$  dB. A 2.4 GHz ce coefficient vaut  $-6$  dB, il est intéressant de noter la valeur de la bande passante définie à  $-6$  dB qui vaut ici pas loin de 0.04 GHz. Un dernier aspect important pour ce point est le pourcentage de puissance délivrée à l'antenne à la fois à la fréquence de résonance et à 2.4 GHz. Ce pourcentage nous est donné par la formule 1, ce qui nous donne une valeur de 99.3 % à la fréquence de résonance et 75.2 % à 2.4 GHz.

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

## 1.2 Antenne sur un diélectrique fini

L'étape suivante consiste simplement 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 que cette modification apporte aux différents paramètres d  j étudiés plus haut.

Premièrement, comme nous pouvons le voir sur la figure ??

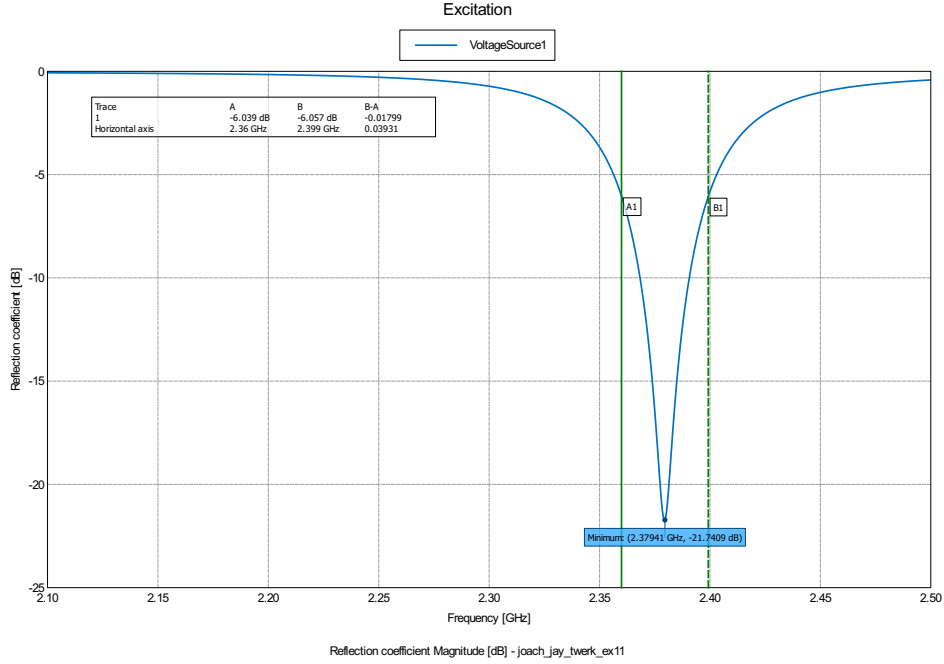


FIGURE 2 – Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence [généré avec PostFeko]

## 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 3. Le 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 3 : 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 3, 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 4. Puisque le fil est modélisé par un conducteur parfait et que les connections ne sont pas prises en compte, la résistance ohmique est considérée comme nulle. Sur la figure 4, 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.

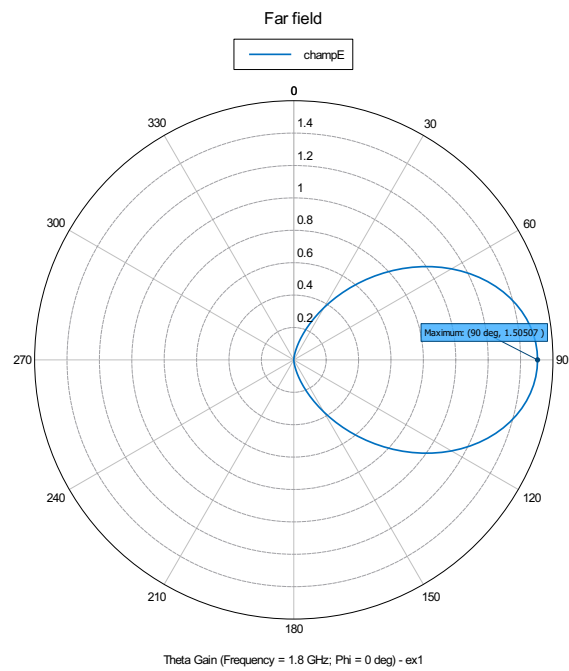


FIGURE 3 – Diagramme de rayonnement du dipôle court dans le plan E.

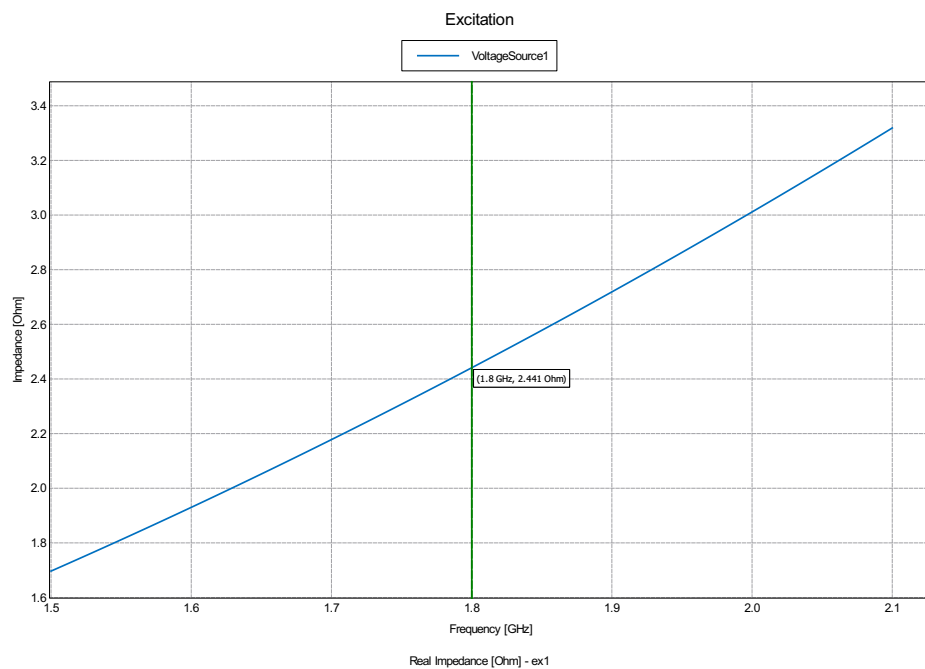


FIGURE 4 – Résistance de rayonnement du dipôle court en fonction de la fréquence.

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 5. Les propriétés de symétrie de la figure 3 s'appliquent toujours.

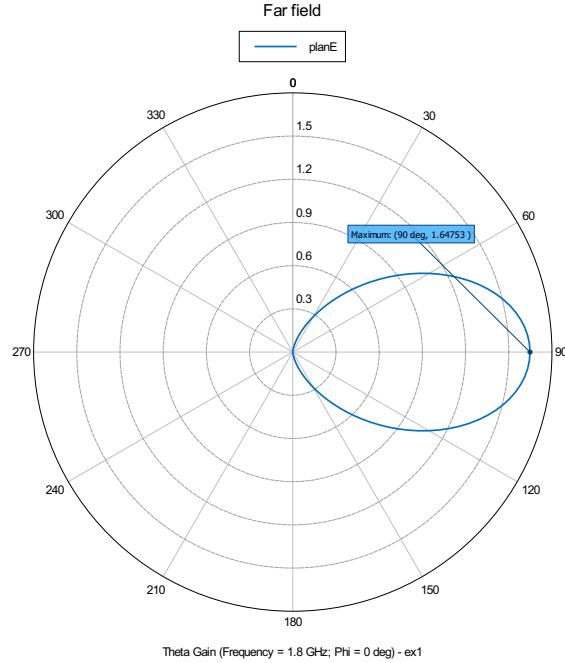


FIGURE 5 – Diagramme de rayonnement du dipôle demi-onde dans le plan E.

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 6, 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

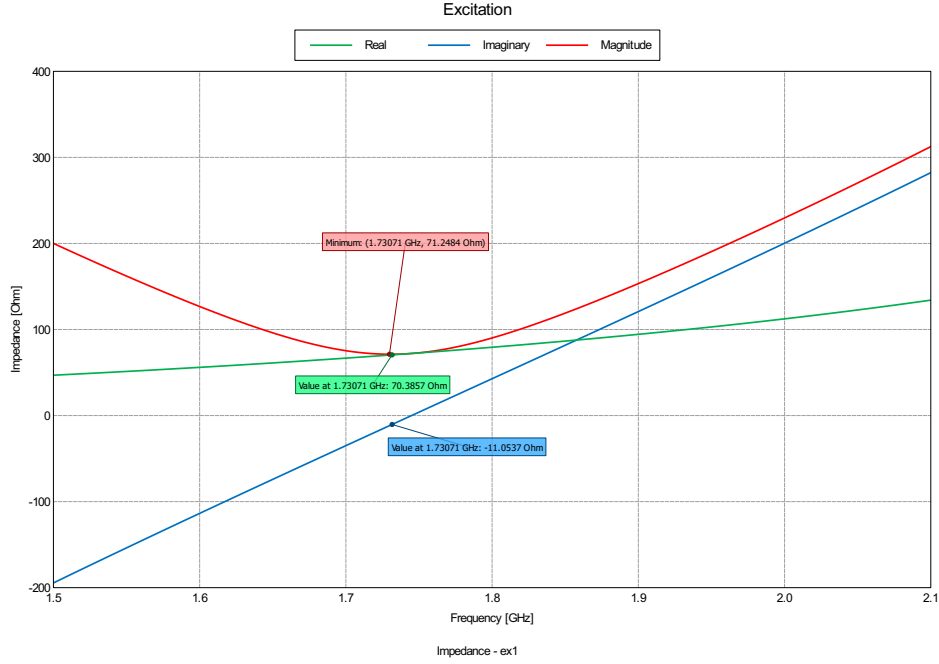


FIGURE 6 – Parties réelle et imaginaire et module de l'impédance de l'antenne en fonction de la fréquence.

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 6, 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 7. 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 8. 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 9. On constate en effet que la largeur de bande passe de 225 MHz (figure 8) à 487 MHz (figure 9). Ceci s'explique par le fait qu'augmenter le diamètre du fil réduit la pente de  $\Im(Z_L)$

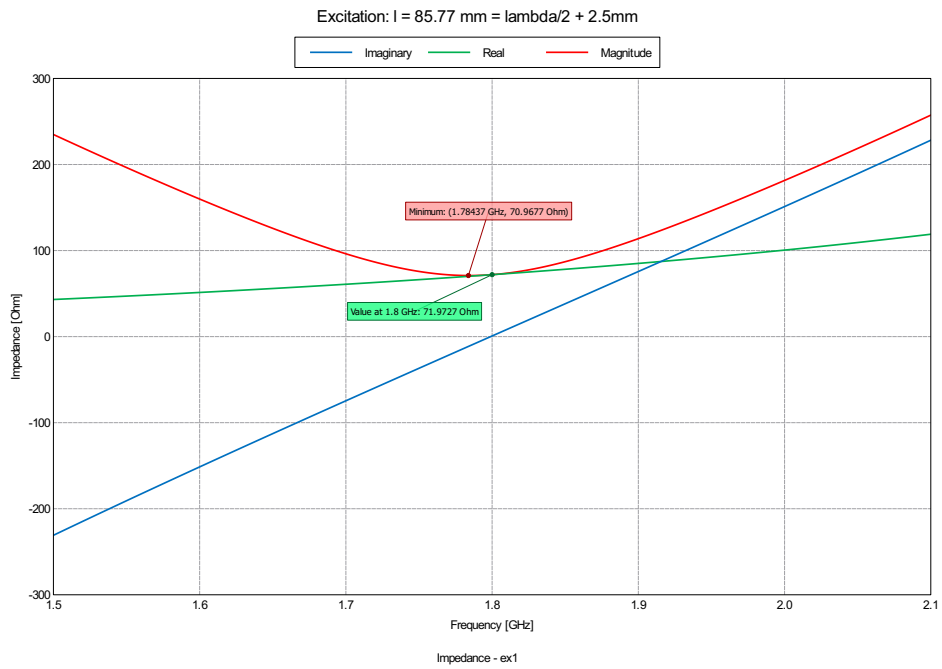


FIGURE 7 – Parties réelle et imaginaire et module de l'impédance de l'antenne adaptée pour 1.8 GHz en fonction de la fréquence.

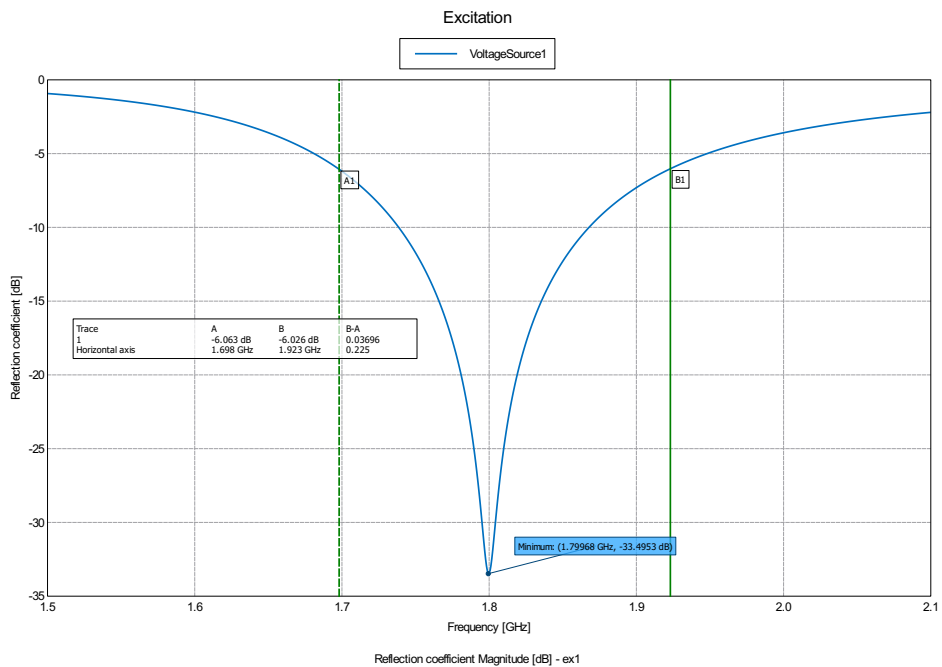


FIGURE 8 –  $\Gamma_L$  de l'antenne dipôle adaptée pour 1.8 GHz en fonction de la fréquence.

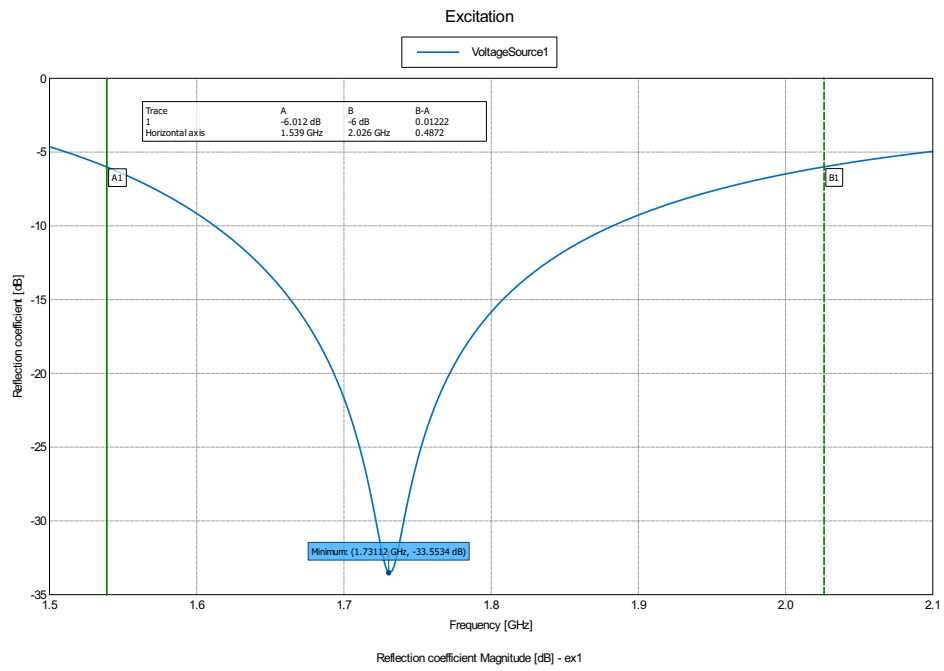


FIGURE 9 –  $\Gamma_L$  en fonction de la fréquence de l'antenne dipôle adaptée pour 1.8 GHz, et diamètre multiplié par 50.

en fonction de la fréquence.