

HYPERFRÉQUENCES

TP3 - Conception et analyse d'une antenne patch Wifi

Auteurs :
Thomas LEPOIX & Saad CHAHBOUN

MASTER 1 Systèmes Embarqués

E.S.T.E.I.
École Supérieure des Technologies Électronique, Informatique, et Infographie
Département Systèmes Embarqués

Table des matières

Table des matières	1
1 Introduction	3
2 Théorie	5
2.1 Caractéristiques des antennes	5
2.1.1 Polarisation	6
2.1.2 Zones de champ	7
2.1.3 Diagramme de rayonnement	8
2.1.4 Puissance rayonnée équivalente	9
2.1.5 Gain et directivité	11
2.1.6 Densité de puissance et intensité de rayonnement	12
2.1.7 Angle d'ouverture	13
2.2 Méthode de simulation FDTD	13
2.3 Mesure du gain par la méthode des trois antennes	14
3 Antenne à structure basique	18
3.1 Calcul des dimensions de l'antenne de base	18
3.2 Simulation	21
3.3 Fabrication et mesures	24
3.4 Analyse et conclusion	26
4 Adaptation avec un transformateur d'impédance quart d'onde (Essai 1)	30
4.1 Conception	30
4.2 Simulation	32
4.3 Fabrication et mesures	35
4.4 Analyse et conclusion	36
5 Adaptation avec un transformateur d'impédance quart d'onde (Essai 2)	37
5.1 Conception	37
5.2 Simulation	40
5.3 Fabrication et mesures	43
5.4 Analyse et conclusion	44
6 Adaptation par l'ajout d'encoches sur le patch	46
6.1 Conception	46
6.2 Simulation	49
6.3 Fabrication et mesures	52
6.4 Analyse et conclusion	53
7 Mise en réseau d'antennes patch	55
7.1 Conception	55
7.2 Simulation	56
7.3 Fabrication et mesures	60

7.4	Analyse et conclusion	61
8	Discussion des précédents résultats	62
9	Méthode expérimentale de design d'une antenne patch adaptée	69
9.1	Travail sur la profondeur des encoches y_0	70
9.2	Travail sur la largeur des encoches w_0	75
9.3	Travail sur la largeur du patch W	76
9.4	Conclusion	78
A	Manuel d'utilisation d'OpenEMS	79
A.1	Déclaration des variables de la simulation	79
A.2	Paramétrage de la simulation	80
A.3	Définition de l'objet géométrique	81
A.4	Définition du maillage	81
A.5	Définition des dumps	83
A.6	Aperçu de la géométrie et lancement de la simulation	84
A.7	Traitements post-simulation	87
A.7.1	Déclarations de variables	87
A.7.2	Tracé de l'impédance d'entrée	88
A.7.3	Tracé du coefficient de réflexion en entrée S11	89
A.7.4	Tracé du rapport d'ondes stationnaires ROS	89
A.7.5	Tracé des diagrammes de rayonnement	90
A.7.6	Tracé en 3D des diagrammes de rayonnement	93
A.7.7	Sauvegarde des diagrammes générés	94
A.7.8	Export de données dans un fichier texte	95
A.7.9	Export d'un fichier Touchstone.s1p	95
A.7.10	Tracé d'un abaque de Smith via Qucs	95
A.8	Visualisation de l'évolution des champs avec Paraview	96

Chapitre 1

Introduction

Le but de ce TP est de réaliser une antenne patch en technologie microruban, plus connue sous son nom anglais "microstrip", ainsi que d'appréhender les différentes étapes permettant d'y parvenir. L'antenne sera réalisée en utilisant plusieurs topologies différentes.

- Une structure simple constituée d'un élément rayonnant et d'une ligne d'alimentation.
- Une structure adaptée en impédance par l'ajout d'une ligne transimpédance quart d'onde.
- Une structure adaptée en impédance par l'ajout d'encoches sur l'élément rayonnant.
- Une structure à deux éléments rayonnants mis en réseau.

La conception de l'antenne passe par l'utilisation d'un logiciel de CAO (conception assistée par ordinateur) haute fréquence, permettant notamment de simuler le comportement des circuits. Le Cahier des charges propose l'utilisation du logiciel Microwave Office de la suite National Instruments AWR Design Environment, toutefois celui ci sera délaissé au profit des logiciels libres, OpenEMS, Qucs et PcbNew (de la suite Kicad).

À titre de rappel, en haute fréquence les composants analogiques discrets utilisés en électronique classique sont inappropriés du fait des réactances linéaires qui ne sont alors plus négligeables et qui faussent complètement le fonctionnement des circuits. Il existe plusieurs technologies alternatives appropriées aux hautes fréquences qui tirent parti de ces réactances linéaires. Il s'agit de concevoir des composants dits "répartis" à partir de pistes de circuit imprimé aux dimensions particulières et calculées pour leur conférer une impédance donnée.

La technologie microruban repose sur ce principe. Un circuit imprimé microruban est double face : une face sur laquelle se trouve le circuit et une sur laquelle se trouve un plan de masse.

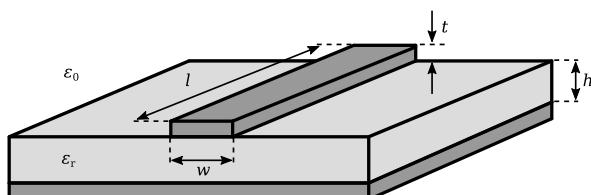


FIGURE 1.1 – Technologie microruban

Le schéma ci-dessus représente une coupe transversale de circuit imprimé avec en gris clair le substrat et en gris foncé le plan de masse sur le dessous et une piste sur le dessus.

L'antenne réalisée durant ce TP devra répondre aux caractéristiques suivantes :

- Fréquence de coupure : $f_0 = 2400MHz$
- Adaptation aux accès : $Z_0 = 50\Omega$
- Coefficient de réflexion en entrée : $S_{11} < -15dB$
- Rapport d'ondes stationnaires : $ROS < 1,5$
- Bande passante à $-10dB$: $BP_{@-10dB} \approx 100MHz$
- Gain : $G \approx 3dB$
- Caractéristiques du substrat :
 - FR4
 - $\epsilon_r = 4,7$
 - $h = 1,55mm$
 - $t = 35\mu m$
 - $\tan\delta = 0,02$

Chapitre 2

Théorie

2.1 Caractéristiques des antennes

Une antenne patch est constitué d'un ou plusieurs éléments rayonnants, d'un substrat diélectrique ainsi que d'un plan de masse. L'élément rayonnant peut être de différentes formes, la forme la plus simple et la plus courante est le rectangle.

L'élément rayonnant peut être alimenté :

- Par une ligne microruban arrivant sur celui-ci. Nous utiliserons cette méthode dans le TP.
- Par un câble coaxial traversant le substrat et normal à l'élément rayonnant.
- Par couplage avec une ligne microruban à proximité. Cette ligne peut se situer dans le plan de l'élément rayonnant, latéralement à celui-ci, ou se situer sous celui ci. Il est alors nécessaire que le plan de masse dispose d'une fente rayonnante permettant le couplage.

Les caractéristiques de l'antenne dépendent de la forme de l'élément rayonnant et de son mode d'alimentation.

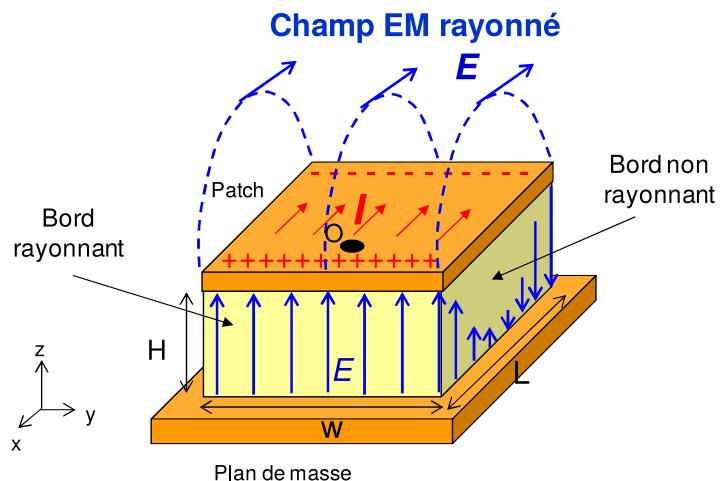


FIGURE 2.1 – Représentation géométrique d'une antenne patch basique, du courant circulant dans celle-ci et du champ électrique qu'elle induit
©Alexandre Boyer

2.1.1 Polarisation

La polarisation d'un onde électromagnétique décrit l'évolution du champ électrique, c'est à dire du vecteur \vec{E} au cours du temps.

Si l'on considère l'antenne du schéma, l'onde se propage normalement au patch, c'est à dire dans la direction \vec{z} . \vec{E} possède alors une composante sur les \vec{x} et une composante sur les \vec{y} .

Si E_x et E_y évoluent en phase, ou si l'un est nul, \vec{E} varie linéairement et évolue dans l'espace le long d'une sinusoïde inscrite dans un plan. L'onde électromagnétique est dite plane.

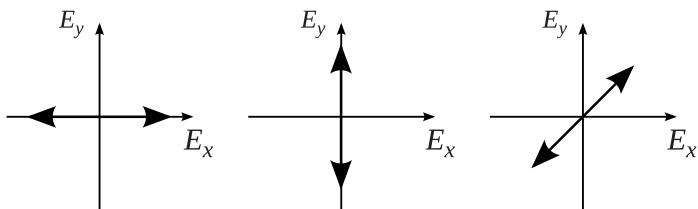


FIGURE 2.2 – Évolution des composantes en \vec{x} et \vec{y} du champ électrique \vec{E} d'une onde plane

Sur le schéma, le point d'alimentation O est centré sur la largeur W . Cela implique que le champ \vec{E} est de composante \vec{y} nulle. \vec{E} évolue donc dans le plan $o\vec{x}\vec{z}$.

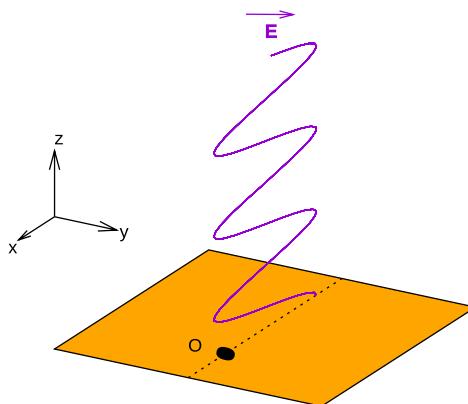


FIGURE 2.3 – Évolution dans l'espace du champ électrique \vec{E} d'une onde plane

Si E_x et E_y évoluent avec un déphasage, \vec{E} varie selon une ellipse, ou un cercle dans le cas où le déphasage est de 90° , et se propage le long d'une hélice.

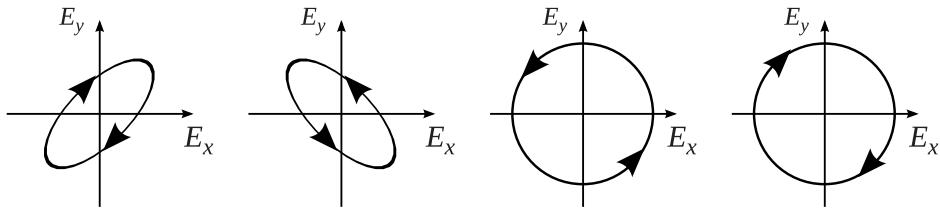


FIGURE 2.4 – Évolution des composantes en \vec{E}_x et \vec{E}_y du champ électrique \vec{E} d'une onde elliptique ou circulaire

Reporté sur le schéma précédent, \vec{E} évoluerait de la façon suivante. Pour réaliser cela, il faudrait déplacer le point d'alimentation O selon l'axe \vec{y} , c'est à dire dans la largeur W du patch. Cela briserait la symétrie de la largeur du patch d'où le déphasage.

D'autres méthodes de travail sur la forme du patch existent pour obtenir une polarisation circulaire. Il est par exemple possible de couper deux coins opposés du patch au lieu de déplacer le point d'alimentation.

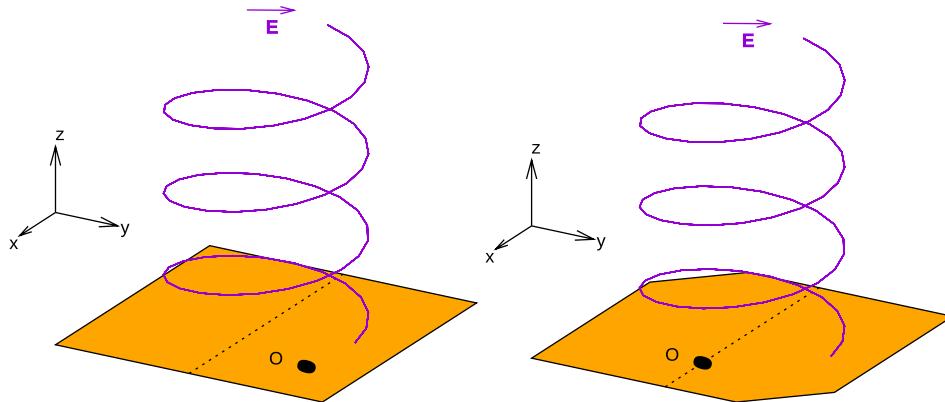


FIGURE 2.5 – Évolution dans l'espace du champ électrique \vec{E} d'une onde circulaire

À noter que le même phénomène se produit sur la longueur du patch et que placer le point d'alimentation au centre du patch a pour effet d'annuler non seulement sa composante en \vec{y} mais également en \vec{x} , c'est à dire d'annuler \vec{E} : l'onde ne se propage pas, l'antenne ne rayonne pas.

2.1.2 Zones de champ

On définit autour d'une antenne une zone de champ proche et une zone de champ lointain, ainsi qu'une zone de transition de l'une à l'autre. Ces zones correspondent à des comportements différents des ondes, du fait de la distance, et des modèles de diffraction différents. Ces zones sont définies en fonction de la distance à l'émetteur.

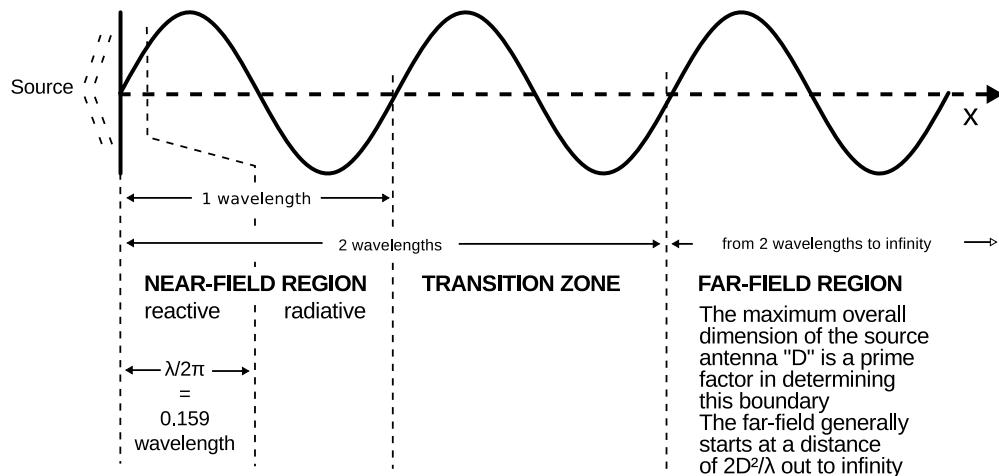


FIGURE 2.6 – Définition des champs proche et lointain autour d'une antenne

- Zone réactive : Cette partie du champ proche est une région où calculer la densité de puissance est compliqué car prédire le comportement des vecteurs \vec{E} et \vec{H} est compliqué. D'autant plus que dans cette zone les champs \vec{E} et \vec{H} influencent en retour l'antenne qui les a produit.
- Zone radiative (zone de Fresnel) : Cette zone est suffisamment loin de l'antenne pour ne plus retro-influencer son comportement, toutefois en tant que zone du champ proche, le comportement des champs \vec{E} et \vec{H} reste compliqué à étudier et à anticiper. La présence d'un objet dans cette zone peut fortement distordre les champs électromagnétiques. Plus généralement en champ proche, la puissance du champ magnétique est proportionnelle à $1/r^3$ et la puissance du champ électrique à $1/r^2$. r étant la distance à l'antenne.
- Zone de transition : Dans cette région, les effets de champ proche et de champ lointain sont tous deux importants.
- Zone de champ lointain (zone de Fraunhofer) : Dans cette zone, les ondes se propagent de façon rectiligne, uniforme. Il existe des plans appelés *front d'onde* perpendiculaires à la direction de propagation à l'intérieur desquels les vecteurs \vec{E} et \vec{H} ne varient ni en phase, ni en puissance. Leur puissance qui décroît en fonction de la distance à l'antenne cette fois tous deux selon le facteur $1/r$. Il est nettement plus aisé d'étudier le comportement des ondes électromagnétiques dans cette zone.

2.1.3 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne peut représenter son champ électrique en champ lointain. Il peut également représenter son gain ou sa directivité. Il peut être en trois dimensions ou dans un plan. Il peut être linéaire (en V/m), logarithmique, (en dB), ou normalisé au maximum émis (en %).

On représente généralement le plan horizontal (azimut) et le plan vertical (élévation).

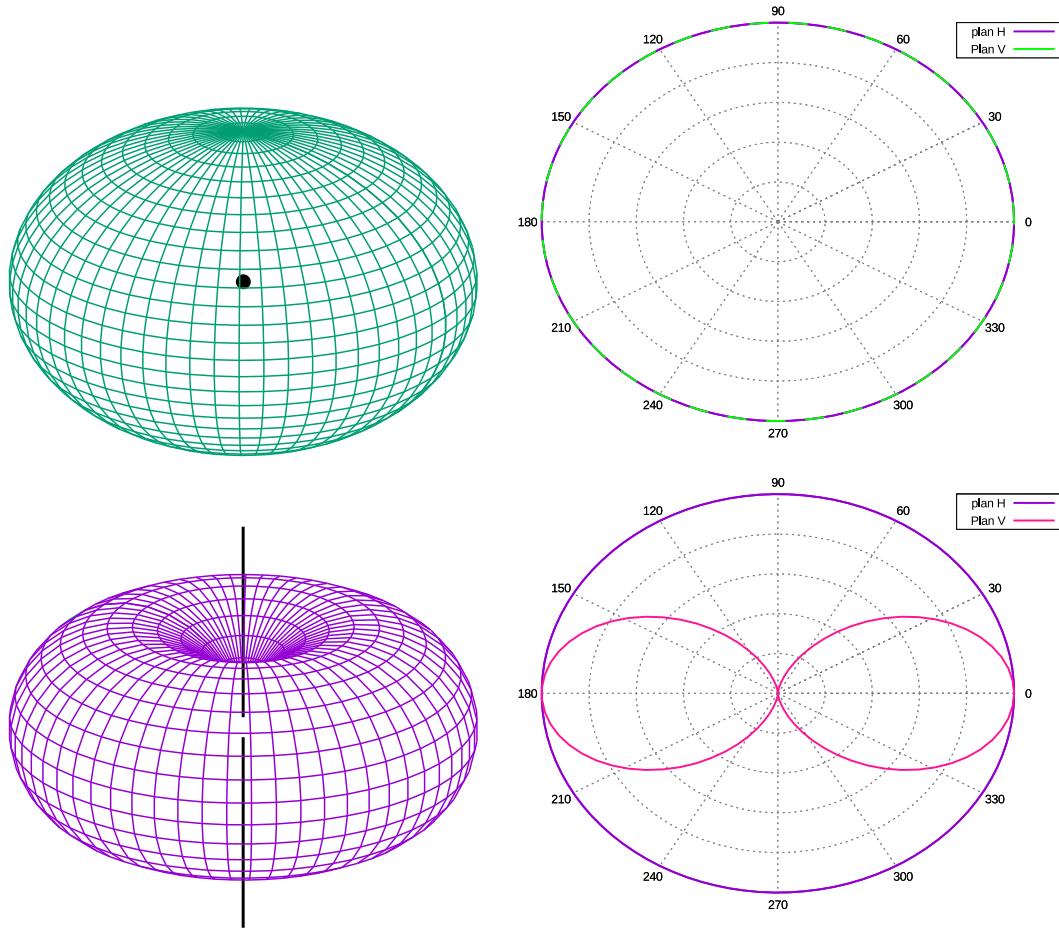


FIGURE 2.7 – Diagrammes de rayonnement dans l'espace et dans les plans horizontaux et verticaux d'une antenne isotrope et d'une antenne dipole

2.1.4 Puissance rayonnée équivalente

En considérant des antennes sans pertes, une antenne isotrope est ponctuelle et rayonne de façon sphérique. Son gain est 1. Cette antenne n'existe qu'en théorie.

Une antenne dipôle, de forme axiale, rayonne de façon torique. Celle-ci existe et son gain est 1,64 ou 2,15dB (dans le cas de le plus courant : l'antenne demi-onde).

Une antenne quelconque, alimentée d'une puissance P_{in} , possède un gain et une directivité, c'est à dire une direction de rayonnement maximal.

La puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE, EIRP en anglais) d'une antenne est la puissance d'entrée P_{in} qu'il faudrait fournir à une antenne isotrope pour qu'elle produise la même puissance que l'antenne en question dans sa direction de rayonnement maximal.

Le gain d'une antenne isotrope étant de 1, la PIRE est simplement définie comme le produit du gain G de l'antenne par la puissance qui l'alimente P_{in} .

$$\text{PIRE} = P_{in} \cdot \frac{G}{G_{iso}} = P_{in} \cdot \frac{G}{1} = P_{in} \cdot G$$

$$\text{PIRE}_{dBm} = P_{in_{dBm}} + G_{dB}$$

De la même façon la puissance apparente rayonnée (PAR, ERP en anglais) d'une antenne est la puissance avec laquelle il faudrait alimenter une antenne dipôle pour qu'elle produise la même puissance que l'antenne en question dans sa direction de rayonnement maximal.

Le gain de l'antenne dipôle étant de 1,64, la formule est la suivante :

$$\begin{aligned} PAR &= P_{in} \cdot \frac{G}{G_{dipole}} = P_{in} \cdot \frac{G}{1,64} = \frac{PIRE}{1,64} \\ PAR_{dBm} &= P_{in_{dBm}} + G_{dB} - 2,15 = PIRE_{dBm} - 2,15 \end{aligned}$$

La PIRE et la PAR sont utiles car elles permettent de faciliter certains calculs et certaines méthodes dans la théorie des antennes.

Par exemple, si l'on considère une antenne de gain $G = 10dB$ alimentée par une puissance $P_{in} = 5dBm$ et de puissance émise maximale P , on calcule :

$$\begin{aligned} P &= P_{in} + G = 5 + 10 = 15dBm \\ P_{iso} &= P_{in} + G_{iso} = 5 + 0 = 5dBm \\ P_{dipole} &= P_{in} + G_{dipole} = 5 + 2,15 = 7,15dBm \\ PIRE &= P_{in} + G = 5 + 10 = 15dBm \\ PAR &= P_{in} + G - 2,15 = 12,85dBm \end{aligned}$$

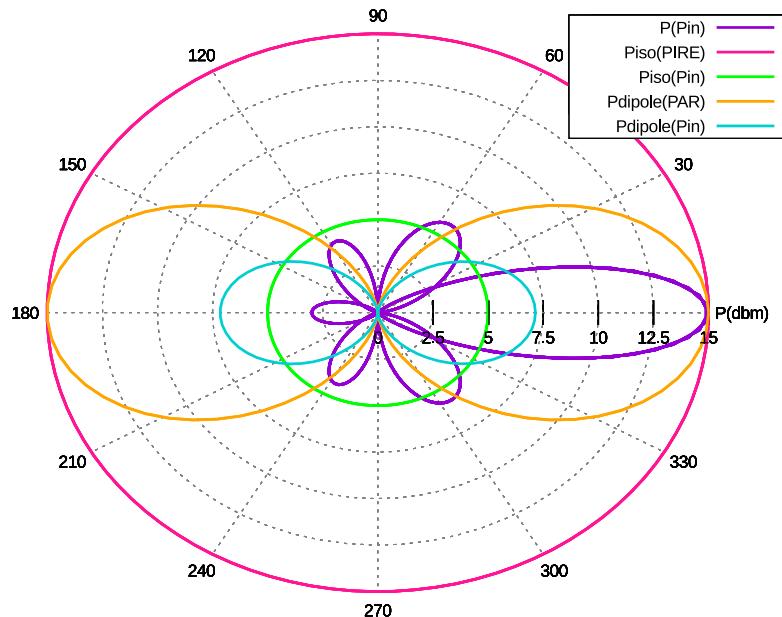


FIGURE 2.8 – Diagramme de rayonnement des antennes quelconque, dipôle et isotrope alimentées par la puissance P_{in} , ainsi que des antennes dipôle et isotrope alimentées respectivement par la PAR et la PIRE

P_{iso} et P_{dipole} correspondent respectivement à la puissance maximale d'une antenne isotrope et d'une antenne dipôle alimentées par la même puissance d'entrée P_{in} que l'antenne quelconque. Le gain d'une antenne est souvent exprimé en dB_i ou en dB_d . Il s'agit du gain par rapport à ces antennes.

$$G_{iso} = P - P_{iso} = 15 - 5 = 10 dB_i$$

$$G_{dipole} = P - P_{dipole} = 15 - 7,15 = 7,85 dB_d$$

Le gain de l'antenne isotrope étant de 1, cela ne change strictement rien que le gain d'une antenne soit exprimé en dB ou en dB_i .

2.1.5 Gain et directivité

Le gain et la directivité d'une antenne sont des notions similaires qui expriment la capacité d'une antenne à focaliser la puissance qu'elle rayonne dans une direction particulière. En opposition à l'antenne isotrope qui n'est pas directive et rayonne uniformément dans l'espace.

Bien que l'on parle de gain comme on le fait comme pour un système actif comme un amplificateur, l'antenne est un système passif, il n'est donc en aucun cas question ici d'amplification. Le gain désigne une concentration de puissance, c'est-à-dire que la puissance rayonnée par une antenne ne peut être supérieure à la puissance qui l'alimente.

Soit P_{in} la puissance fournie à une antenne et P_{out} la puissance que celle-ci rayonne. La densité de puissance p_{iso} d'une antenne isotrope est la suivante. La densité de puissance est la puissance rayonnée par unité de surface dans une direction donnée. Dans le cas de l'antenne isotrope elle ne dépend que de la distance à l'antenne et non de la direction considérée.

$$p_{iso}(r) = \frac{P_{out}}{4\pi \cdot r^2} \quad (W/m^2)$$

On définit la directivité d'une antenne dans une direction donnée comme le rapport de la densité de puissance de cette antenne et de la densité de puissance de l'antenne isotrope, toutes deux rayonnant la même puissance totale P_{out} .

$$D(\theta, \varphi) = \frac{p(r, \theta, \varphi)}{p_{iso}(r)} = \frac{p(r, \theta, \varphi)}{\frac{P_{out}}{4\pi \cdot r^2}}$$

Le rendement η d'une antenne est le rapport de la puissance qu'elle rayonne sur la puissance qu'on lui fournit. Une antenne n'étant pas un objet théorique, il y a bien entendu des pertes, dans les connecteurs, dans les matériaux utilisés, dans des ondes stationnaires, etc. Seule l'antenne isotrope a un rendement de 100%

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

Le gain exprime la même chose que la directivité à la différence qu'il tient compte du rendement de l'antenne. Lorsque l'on parle du "gain" G_0 on désigne généralement le maximum du gain directif $G(\theta\varphi)$

$$G(\theta, \varphi) = \eta \cdot D(\theta, \varphi) = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot \frac{p(r, \theta, \varphi)}{\frac{P_{out}}{4\pi \cdot r^2}} = \frac{p(r, \theta, \varphi)}{\frac{P_{in}}{4\pi \cdot r^2}}$$

$$G_0 = \max(G(\theta, \varphi))$$

On remarque que du fait de la prise en compte du rendement, le gain est défini par rapport à la puissance fournie à l'antenne P_{in} tandis que la directivité est définie par rapport à la puissance rayonnée par l'antenne P_{out} . D'où le fait que le gain soit un paramètre plus intéressant que la directivité, en effet il plus commode de calculer la densité de puissance p d'une antenne à partir de la puissance avec laquelle on l'alimente qu'à partir de la puissance totale qu'elle rayonne.

2.1.6 Densité de puissance et intensité de rayonnement

$$p(r, \theta, \varphi) = G(\theta, \varphi) \cdot \frac{P_{in}}{4\pi \cdot r^2} \quad (W/m^2)$$

$$= D(\theta, \varphi) \cdot \frac{P_{out}}{4\pi \cdot r^2}$$

La puissance rayonnée, exprimée en puissance par unité de surface avec la densité de puissance (ci-dessus) peut également être exprimée en puissance par unité d'angle solide avec l'intensité de rayonnement.

L'unité d'angle solide le stéradian sr est définie comme un angle conique dont le sommet est au centre d'une sphère et la base, bombée, découpe un cercle sur la surface de cette sphère. La hauteur du cône est donc r et la surface de sa base vaut r^2 .

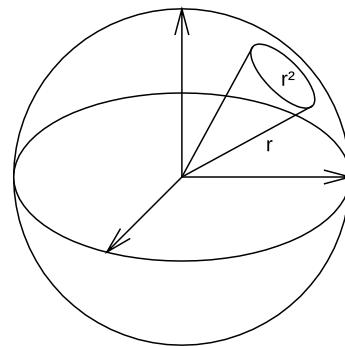


FIGURE 2.9 – Définition du stéradian sr , unité d'angle solide

La surface de sphère découpée par un angle solide d'un stéradian vaut r^2 quelque soit r . Ainsi en allégeant la formule de la densité de puissance $p(r, \theta, \varphi)$ du terme r^2 , l'on obtient l'expression de la puissance rayonnée en W/sr qui ne dépend plus de la distance à l'antenne émettrice. L'intensité de rayonnement s'écrit donc :

$$p(\theta, \varphi) = G(\theta, \varphi) \cdot \frac{P_{in}}{4\pi} \quad (W/sr)$$

2.1.7 Angle d'ouverture

L'angle d'ouverture d'une antenne désigne l'angle à l'intérieur duquel la puissance rayonnée par le lobe principal est supérieure à la moitié ($-3dB$) de la puissance maximale rayonnée par l'antenne.

Cette notion est liée à celles de gain et de directivité : plus l'antenne est directive (gain/-directivité élevés), plus son angle d'ouverture est faible.

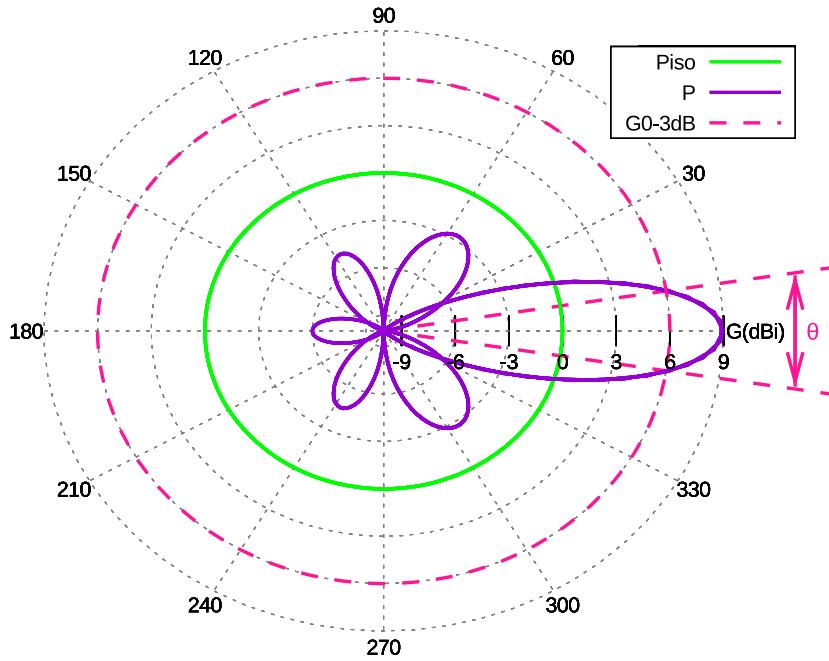


FIGURE 2.10 – Représentation de l'angle d'ouverture θ d'une antenne quelconque

2.2 Méthode de simulation FDTD

Le modèle des lignes de transmission que l'on utilisait pour simuler des filtres s'avère être relativement peu efficace pour simuler le comportement d'antennes, celles-ci étant avant tout des éléments rayonnants.

De nombreux modèles mathématiques existent pour modéliser les ondes électromagnétiques, certains axés sur la résolution d'intégrales, comme la méthode des moments (MOM), d'autres axés sur la résolution d'équations différentielles, comme la méthode du calcul de différences finies dans le domaine temporel (FDTD).

La méthode FDTD consiste à définir un maillage sur trois axes du volume dont on souhaite simuler le comportement, formant ainsi un quadrillage de volumes élémentaires (appelés cellules de YEE). Puis, à résoudre les équations de Maxwell cellule par cellule en tenant compte bien entendu des caractéristiques du milieu composant chaque cellule.

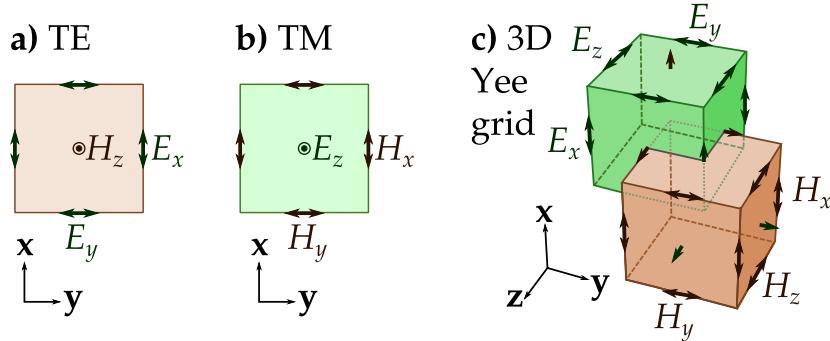


FIGURE 2.11 – Représentation sur un repère cartésien de cellules de YEE avec les champs électriques et magnétiques

FDTD est une méthode robuste et souple permettant à l'utilisateur de modéliser le comportement électromagnétique de n'importe quoi moyennant la connaissance des caractéristiques des matériaux. De plus le domaine temporel de la simulation permet d'effectuer des simulations sur une large bande de fréquence. Du fait qu'à tout instant on connaît les champs électriques et magnétiques en tout point du volume simulé, elle se prête aussi particulièrement à la création de représentation de ces champs au cours du temps.

Le principal défaut de la méthode est le temps de simulation qu'elle implique, en raison du nombre de calculs important qu'elle résout.

Pour délimiter l'espace simulé, plusieurs contours existent :

- PEC : Conducteur électrique parfait.
- PMC : Conducteur magnétique parfait.
- MUR (ABC) : Condition absorbante simple.
- PML (ABC) : Plan parfaitement adapté.

NI AWR Axiem et OpenEMS sont deux logiciels de simulation électromagnétiques utilisant la méthode FDTD. Avant de lire la suite de ce rapport, il est judicieux de consulter l'annexe à propos d'OpenEMS.

2.3 Mesure du gain par la méthode des trois antennes

La méthode des trois antennes permet de déterminer le gain absolu d'antennes dont on ne connaît aucune caractéristique par une succession de mesures de transmission de signal à l'analyseur de réseau.

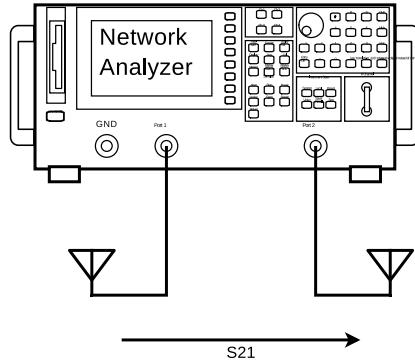


FIGURE 2.12 – Mesure à l’analyseur de réseau de la transmission S_{21} d’un signal d’une antenne à l’autre

Soit P_t la puissance transmise à l’antenne d’émission, P_r la puissance reçue par l’antenne de réception, G_1 et G_2 les gains respectifs de chaque antenne, et R la distance séparant ces antennes.

$$P_r = P_t \cdot G_1 \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \cdot G_2$$

$$S_{21} = \frac{P_r}{P_t} = G_1 \cdot G_2 \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$$

$$G_1 = \frac{S_{21}}{G_2} \cdot \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$$

L’équation n’est soluble qu’à la condition que le gain de la seconde antenne soit connu. Mais si l’on effectue des mesures de la transmission sur les trois combinaisons d’antennes possibles, on obtient un système d’équation qu’il est possible de résoudre.

Pour simplifier la manipulation, la distance entre les antennes est toujours la même.

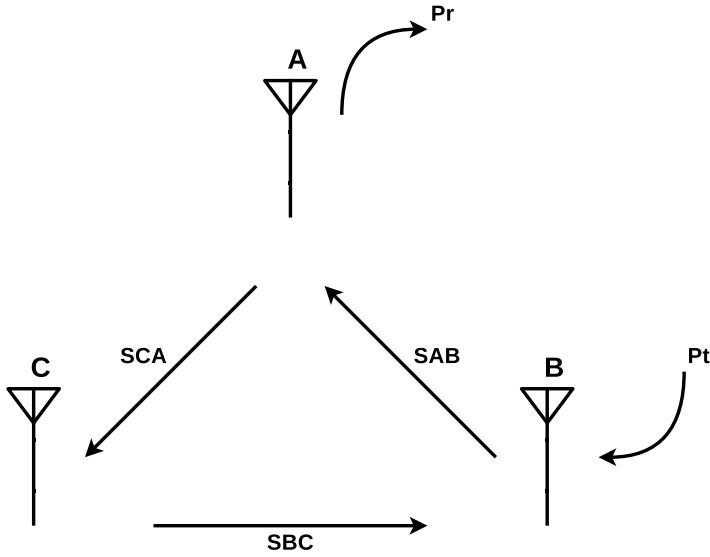


FIGURE 2.13 – Illustration de la manipulation de la méthode des trois antennes

- On obtient les trois équations suivantes :

$$G_A = \frac{S_{CA}}{G_C} \cdot \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$$

$$G_B = \frac{S_{AB}}{G_A} \cdot \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$$

$$G_C = \frac{S_{BC}}{G_B} \cdot \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$$

- On résout le système en injectant les équations les unes dans les autres :

$$G_A = \frac{S_{CA}}{G_C} \cdot \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$$

$$G_A = \frac{S_{CA} \cdot G_B}{S_{BC} \cdot \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2} \cdot \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$$

$$G_A = \frac{S_{CA} \cdot S_{AB}}{S_{BC} \cdot G_A} \cdot \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$$

- Appliqué à chaque gain, on obtient :

$$G_A^2 = \frac{S_{CA} \cdot S_{AB}}{S_{BC}} \cdot \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$$

$$G_B^2 = \frac{S_{AB} \cdot S_{BC}}{S_{CA}} \cdot \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$$

$$G_C^2 = \frac{S_{BC} \cdot S_{CA}}{S_{AB}} \cdot \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$$

- Versions logarithmiques des équations :

$$G_{A_{dB}} = 10 \log (G_A)$$

$$G_{A_{dB}} = 10 \log \left(\frac{S_{CA} \cdot S_{AB}}{S_{BC}} \cdot \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$G_{A_{dB}} = 5 \log (S_{CA}) + 5 \log (S_{AB}) - 5 \log (S_{BC}) + 5 \log \left(\left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \right)$$

$$G_{A_{dB}} = \frac{S_{CA_{dB}} + S_{AB_{dB}} - S_{BC_{dB}}}{2} + 5 \log \left(\left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \right)$$

$$G_{B_{dB}} = \frac{S_{AB_{dB}} + S_{BC_{dB}} - S_{CA_{dB}}}{2} + 5 \log \left(\left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \right)$$

$$G_{C_{dB}} = \frac{S_{BC_{dB}} + S_{CA_{dB}} - S_{AB_{dB}}}{2} + 5 \log \left(\left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \right)$$

Faute de temps, la mesure du gain des antennes produites durant le TP ne sera pas effectuée.

Chapitre 3

Antenne à structure basique

3.1 Calcul des dimensions de l'antenne de base

Il existe une procédure mathématique pour calculer les dimensions d'une antenne patch :

- On commence par calculer la largeur du patch pour un rendement optimal :

$$W = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\frac{\epsilon_r+1}{2}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 2,4 \cdot 10^9 \sqrt{\frac{4,7+1}{2}}} = 37,0218 \text{ mm}$$

- Puis la constante diélectrique efficace associée à cette largeur de piste sur un substrat d'épaisseur h :

$$\begin{aligned} \epsilon_{eff} &= \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \\ &= \left(\frac{4,7 + 1}{2} \right) + \left(\frac{4,7 - 1}{2} \right) \left(1 + 12 \frac{1,55}{37,0218} \right)^{-\frac{1}{2}} \\ &= 4,3593 \end{aligned}$$

- Que l'on utilise ensuite pour calculer la longueur du patch.

En raison du rayonnement électrique qui émane de la ligne, un bout de ligne en circuit ouvert se comporte comme une longueur supplémentaire de ligne dotée d'une capacité.

On parle donc de la longueur de la piste L , de la longueur virtuelle associée à l'effet de bout de ligne Δ_L , ainsi que de la somme des deux L_{eff} c'est à dire la longueur qu'aurait la piste pour une même caractéristique électromagnétique si elle n'était pas en bout de ligne.

Le patch étant alimenté par une ligne largement plus fine que lui même, on considère l'effet bout de ligne pour les deux extrémités du patch.

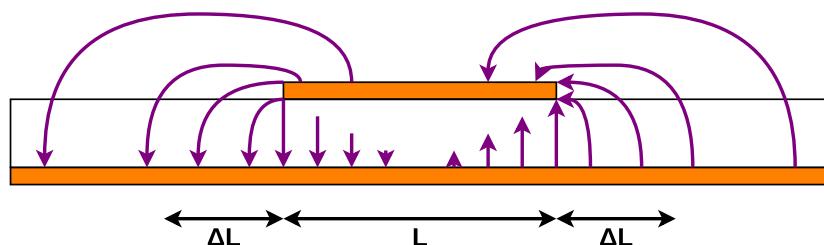


FIGURE 3.1 – Représentation en coupe longitudinale des champs électriques se rebouclant de la ligne vers la masse

$$L_{eff} = \frac{c}{2 \cdot f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{3.10^8}{2 \cdot 2,4.10^9 \sqrt{4,3593}} = 29,9344mm$$

$$\begin{aligned}\Delta_L &= 0,412 \cdot h \frac{(\epsilon_{eff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \\ &= 0,412 \cdot h \frac{(4,3593 + 0,3) \left(\frac{37,0218}{1,55} + 0,264 \right)}{(4,3593 - 0,258) \left(\frac{37,0218}{1,55} + 0,8 \right)} \\ &= 0,7028mm\end{aligned}$$

$$L = L_{eff} - 2\Delta_L = 29,9344 - 2 \cdot 0,7028 = 28,5288mm$$

On dispose un accès 50Ω de longueur $\lambda/4$ sur la largeur du patch et voici l'allure de l'antenne obtenue :

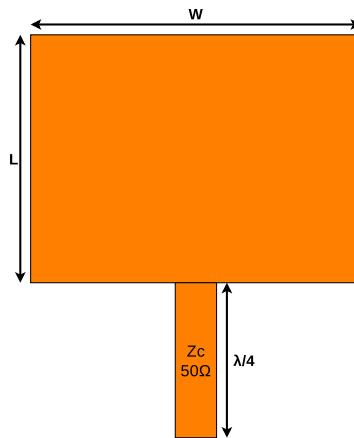


FIGURE 3.2 – Allure de la structure basique de l'antenne patch

Les dimensions de l'accès 50Ω sont obtenues grâce à un logiciel de calcul de lignes tel que Qucs Transcalc. Le logiciel prend en entrée nombre de données liées au substrat utilisé. Certaines étant données dans le cahier des charges :

- $\epsilon_r = 4,7$: Permittivité relative du substrat.
- $H = 1,55mm$: Épaisseur du diélectrique.
- $T = 35\mu m$: Épaisseur du conducteur.
- $\tan\delta = 0,02$: Facteur de pertes.

D'autres non :

- $\mu_r = 1$: Perméabilité magnétique du vide ou de l'air

- $H_t = 1.10^{20} \text{ mil}$: Pour "H_top", Il s'agit, à la façon de "H", de la distance entre le conducteur et le plan de masse supérieur qui dans le cas présent n'existe pas. La valeur par défaut est assimilable à l'infini. Cette valeur peut être amenée à changer dans le cas où le circuit serait placé dans un boîtier métallique fermé.
- $Cond = 5,96 \cdot 10^7 \text{ S/m}$: Conductivité du cuivre, valeur donnée par Wikipédia.
- $Rough = 1,5 \cdot 10^{-7} \text{ mil}$: Rugosité du conducteur. Il s'agit de la profondeur des imperfections de la surface du cuivre.

Remarque : Une longueur électrique de $\lambda/4$ correspond à un déphasage de 90° .

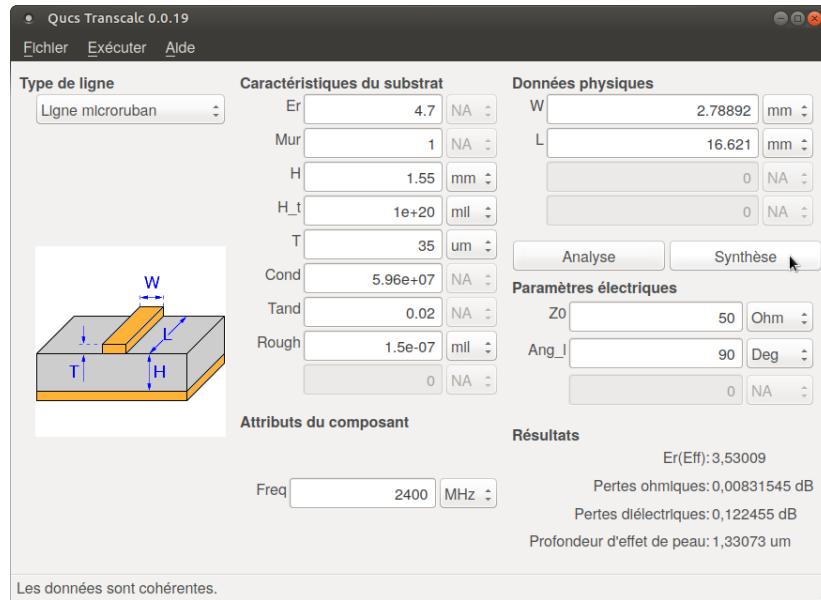


FIGURE 3.3 – Qucs : Calcul des dimensions des lignes avec l'outil Transcalc

On obtient :

$$W_{50\Omega} = 2,78892 \text{ mm}$$

$$L_{50\Omega} = 16,621 \text{ mm}$$

Note : Toujours en raison du rebouclage des champs électriques du patch vers le plan de masse, une antenne idéale disposerait d'un plan de masse aux dimensions infinies. On considère que le bord du plan de masse doit être espacé du bord du patch au minimum de trois fois l'épaisseur du substrat.

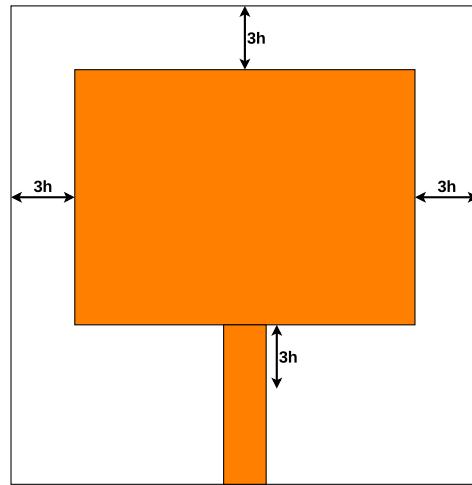


FIGURE 3.4 – Dimensions minimales du plan de masse et du substrat associés à l’antenne patch

3.2 Simulation

On simule l’antenne sur OpenEMS avec les résolutions suivantes :

- $sres = \lambda/30 = 2,9391mm$
- $mres = \lambda/60 = 1,4696mm$

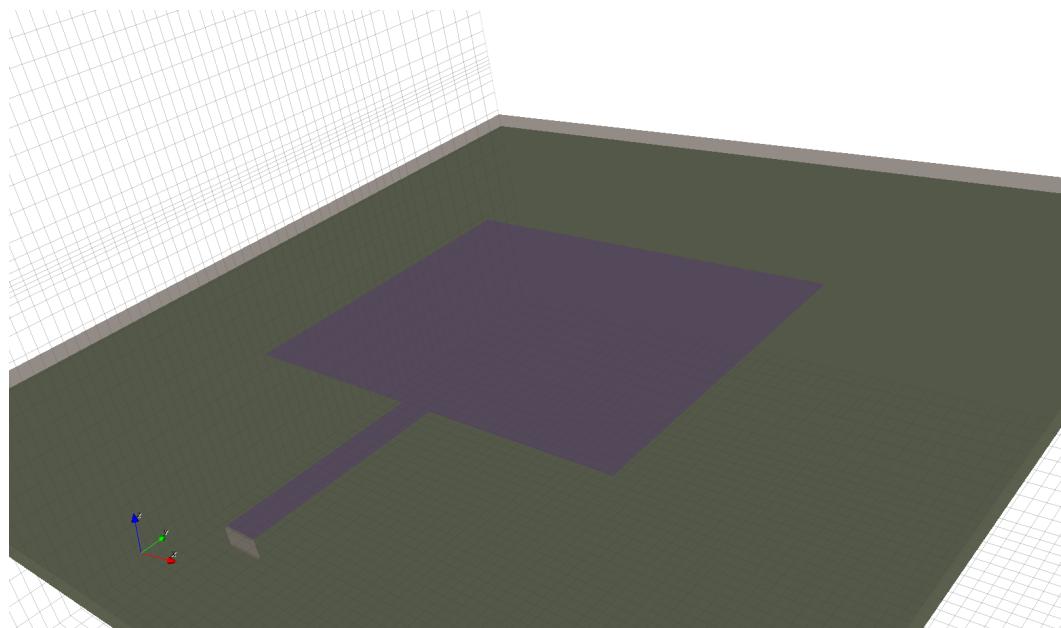


FIGURE 3.5 – appCSXCAD : Aperçu de la structure simulée de l’antenne de base

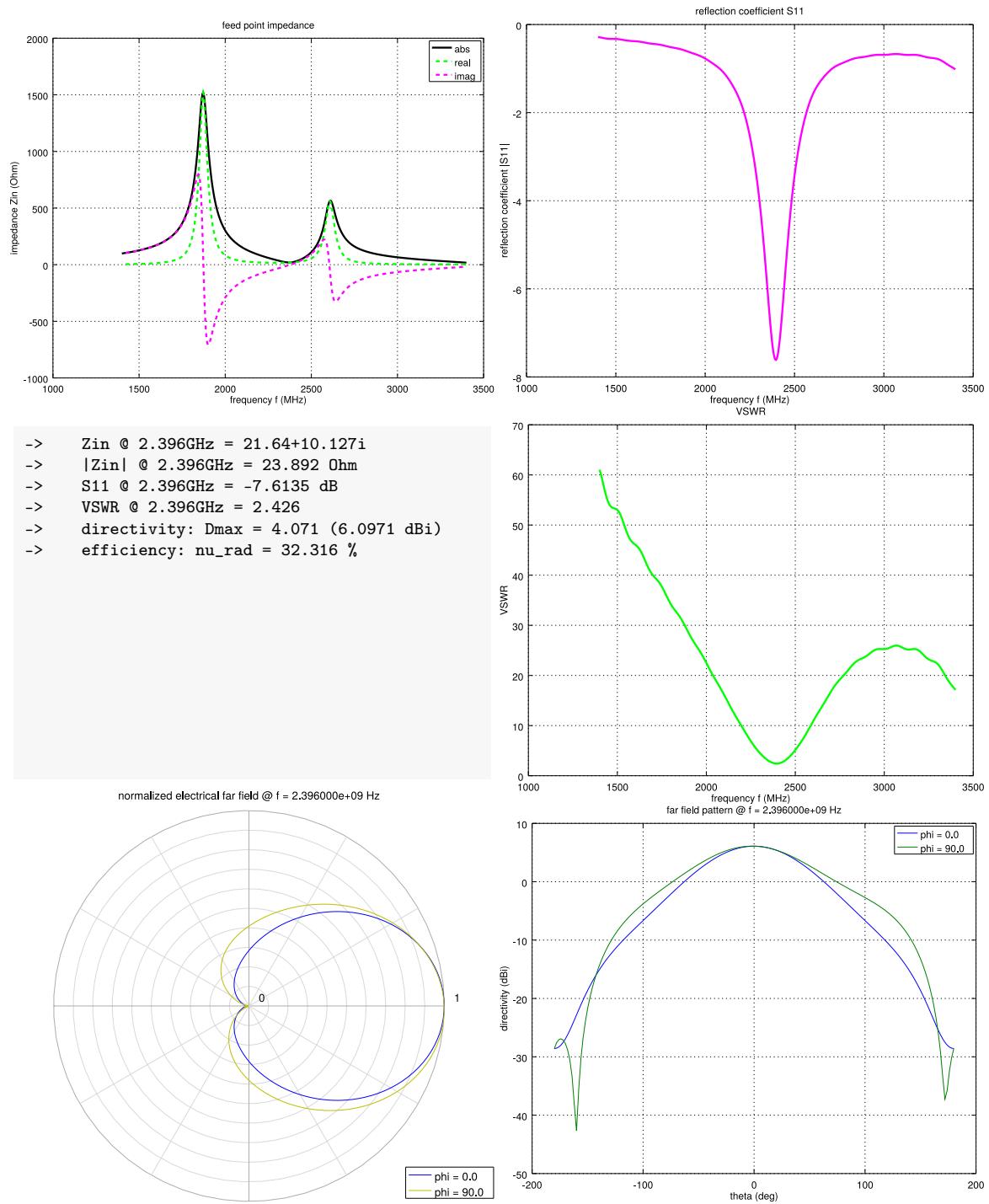


FIGURE 3.6 – OpenEMS : Résultats de simulation de l’antenne de base
 Impédance d’entrée, coefficient de réflexion en entrée, rapport d’onde stationnaire, diagramme de rayonnement, directivité et efficacité

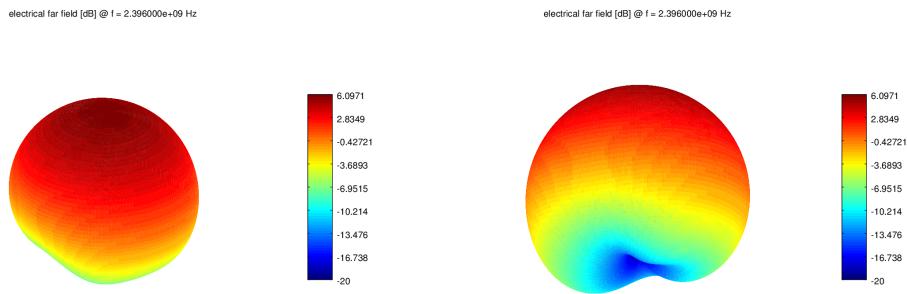
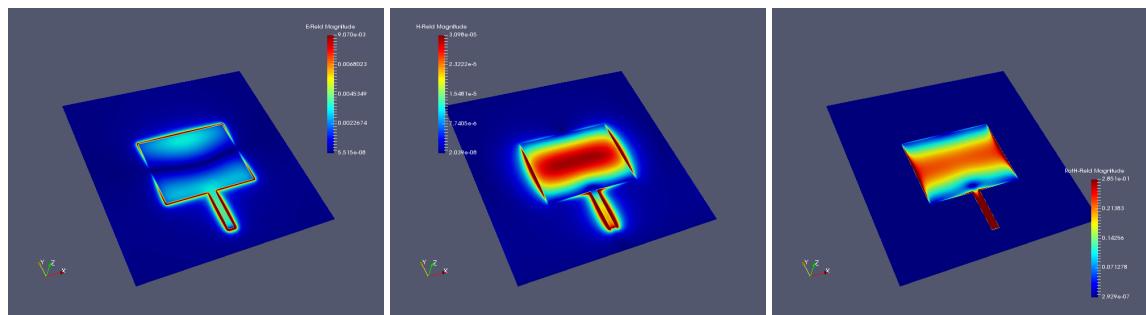
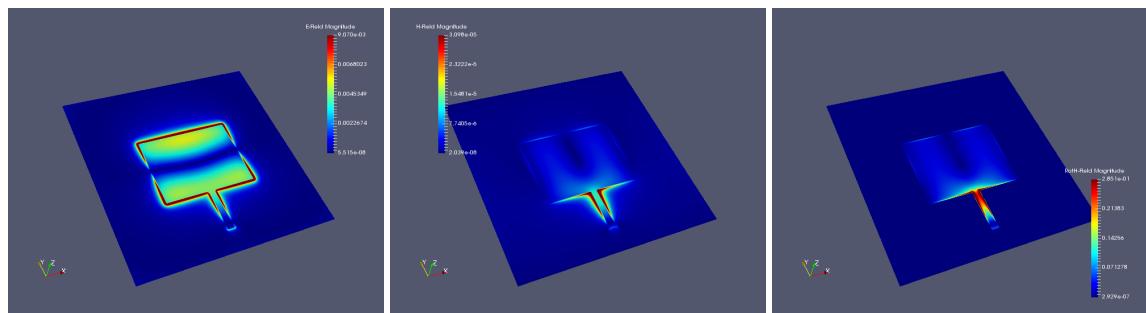


FIGURE 3.7 – Directivité en dB dans l'espace de l'antenne de base

FIGURE 3.8 – Champs électrique \vec{E} , magnétique \vec{H} et densité de courant $\vec{\text{rot}}(\vec{H})$ à 223 étapes temporellesFIGURE 3.9 – Champs électrique \vec{E} , magnétique \vec{H} et densité de courant $\vec{\text{rot}}(\vec{H})$ à 227 étapes temporelles

On remarque le lien qu'il existe entre l'allure du champ magnétique \vec{H} et des lignes de courant, ainsi que le déphasage entre ceux ci et le champ électrique \vec{E} .

3.3 Fabrication et mesures

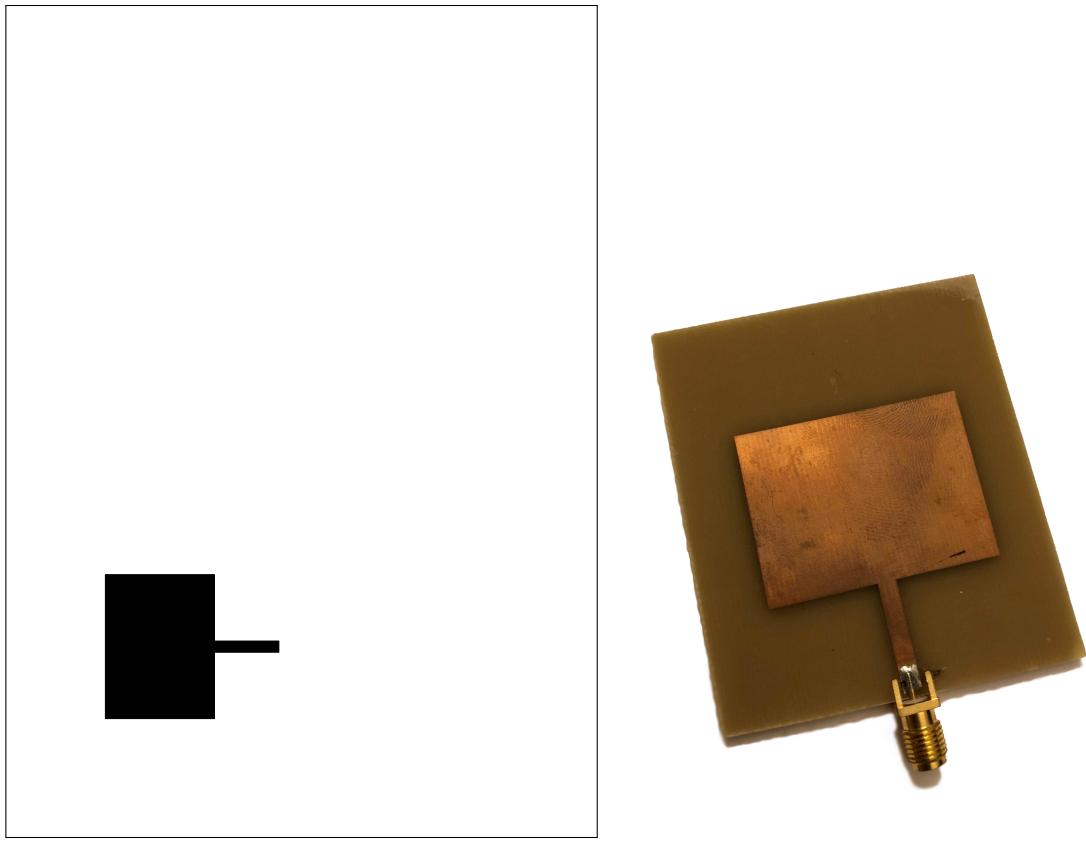


FIGURE 3.10 – Typons sur feuille A5 et photographie de l'antenne à structure simple

Après avoir fabriqué l'antenne, on mesure ses paramètres S à l'analyseur de réseau et on les exporte dans un fichier au format Touchstone .s1p. On peut alors utiliser Qucs pour comparer les paramètres S de l'antenne simulée et mesurée.

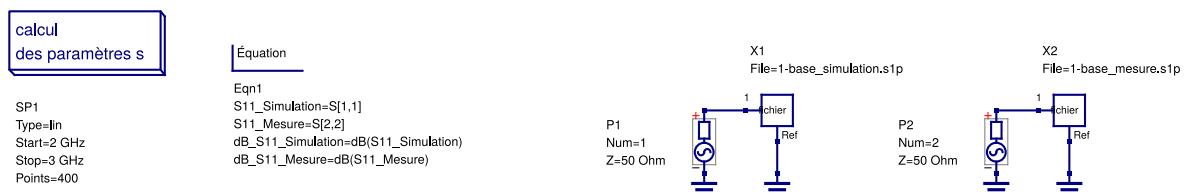


FIGURE 3.11 – Qucs : Schéma du traitement des données de l'antenne de base

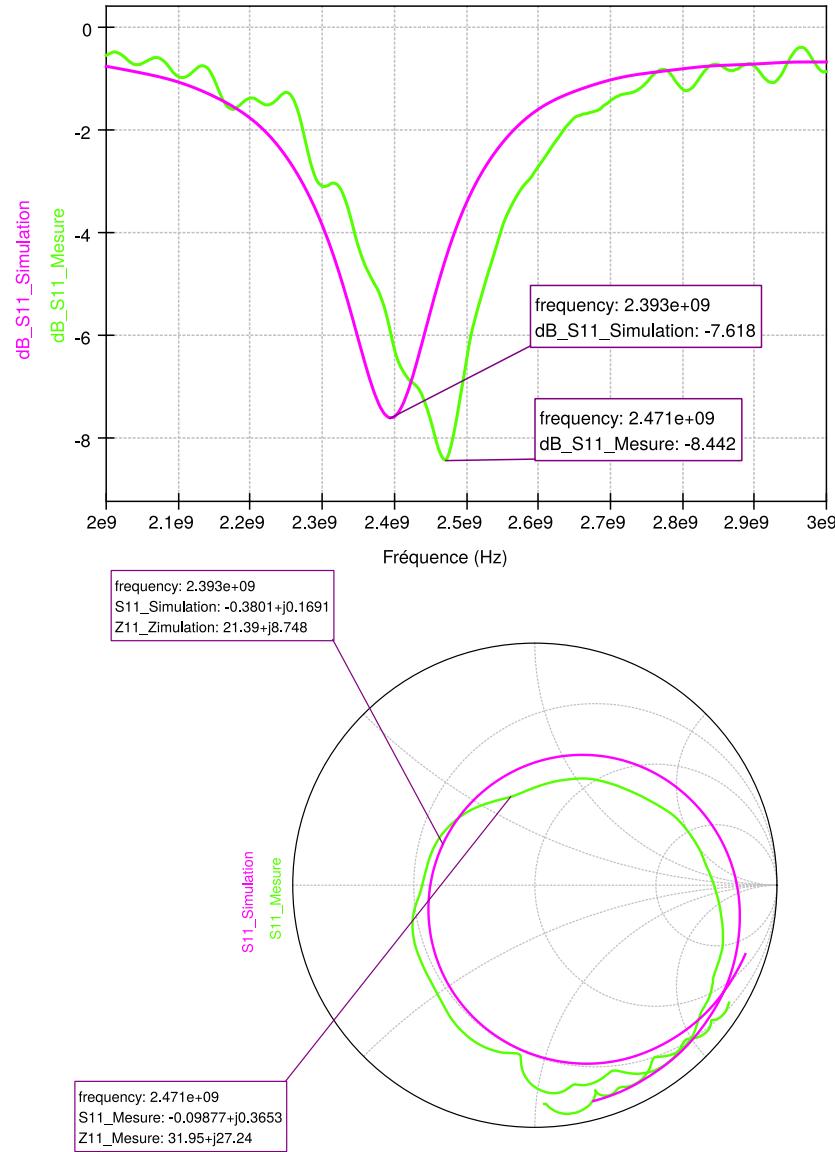


FIGURE 3.12 – Qucs : Confrontation mesure/simulation du paramètre S_{11} de l’antenne de base

On observe un décalage en fréquence entre la simulation et la mesure, l’antenne simulée étant proche de la fréquence centrale voulue $f_0 = 2,4\text{GHz}$:

- $f_{0\text{simulation}} = 2,393\text{GHz}$
- $f_{0\text{mesure}} = 2,471\text{GHz}$

Quant à l’adaptation à la fréquence centrale de chacune :

- $S_{11\text{simulation}} = -7,618\text{dB}$
- $S_{11\text{mesure}} = -8,442\text{dB}$

Cette antenne présente de mauvaises caractéristiques, toutefois la simulation est assez fidèle à la réalité, hormis le décalage fréquentiel de 78MHz.

3.4 Analyse et conclusion

Cette antenne est mauvaise. La raison en est que la question des impédances a été négligée lors de la conception. Il en résulte une adaptation mauvaise.

Une façon simple d'adapter l'antenne serait de jouer sur la longueur de la ligne d'alimentation. Pour ce faire, on ajoute une ligne 50Ω en entrée du composant de lecture de fichier de données, dont on va faire varier la longueur à l'aide de l'outil Tuner. Il n'est pas possible de réduire la longueur de ligne, toutefois une longueur de ligne de $\lambda/2 = 33,242\text{mm}$ n'ayant pas d'influence sur l'impédance d'entrée de l'antenne, on peut ajouter cette longueur puis la réduire pour simuler une réduction de la ligne déjà présente.

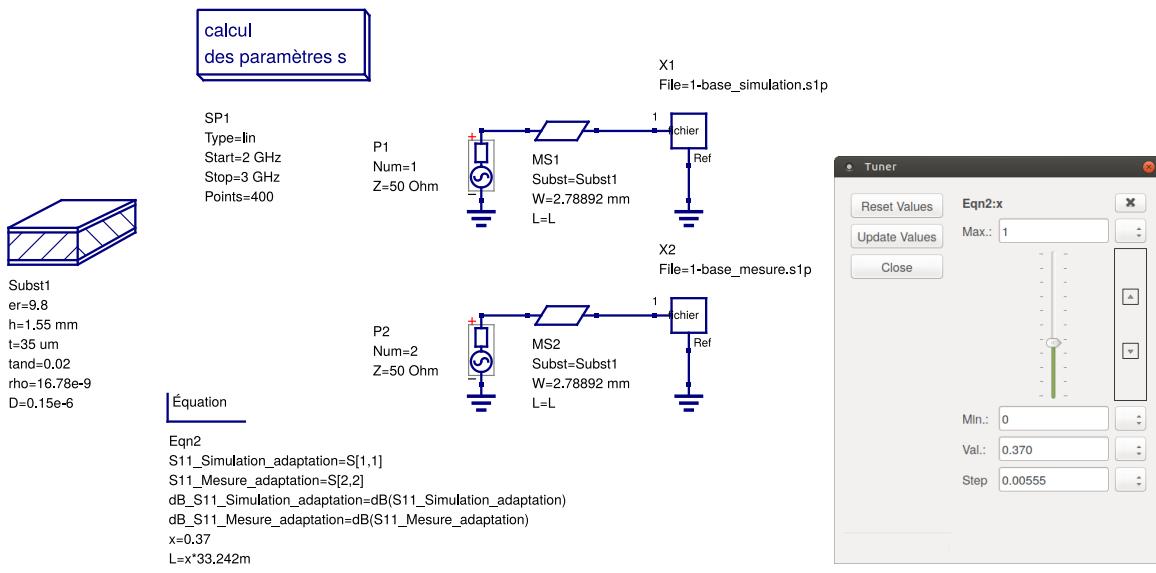


FIGURE 3.13 – Qucs : Adaptation de l'antenne de base

On remarque d'abord que la longueur neutre de ligne n'est pas $\lambda/2$ mais $0,69 \times \lambda/2 = 22,93698\text{mm}$.

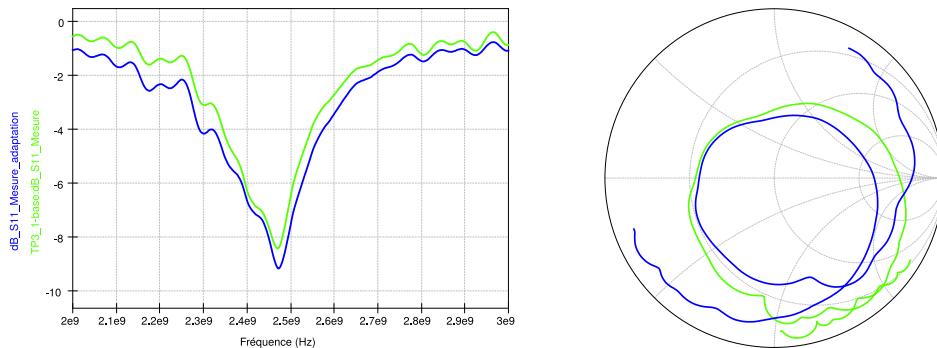


FIGURE 3.14 – Qucs : Ajout d'une longueur de ligne d'alimentation $0,69 \times \lambda/2$ à l'antenne de base sur les valeurs mesurées

Ajouter une longueur de ligne 50Ω de $0,37 \times 33,242 = 12,29954\text{mm}$ semble être optimal. La longueur totale formée avec la ligne déjà présente est de $12,9954 + 16,621 = 28,92054\text{mm}$. Compte tenu de la remarque précédente, peut être une ligne de $28,92054 - 22,93698 = 5,98356\text{mm}$ suffirait elle à adapter l'antenne ?

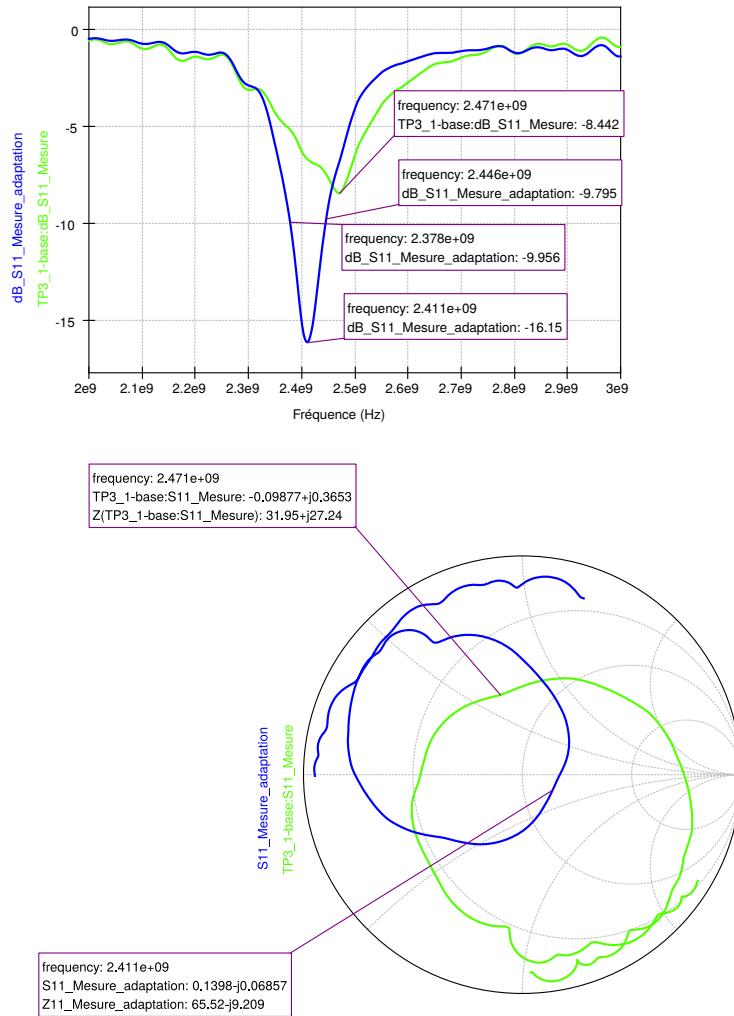


FIGURE 3.15 – Qucs : Résultats de la manipulation d'adaptation de l'antenne de base sur les valeurs mesurées

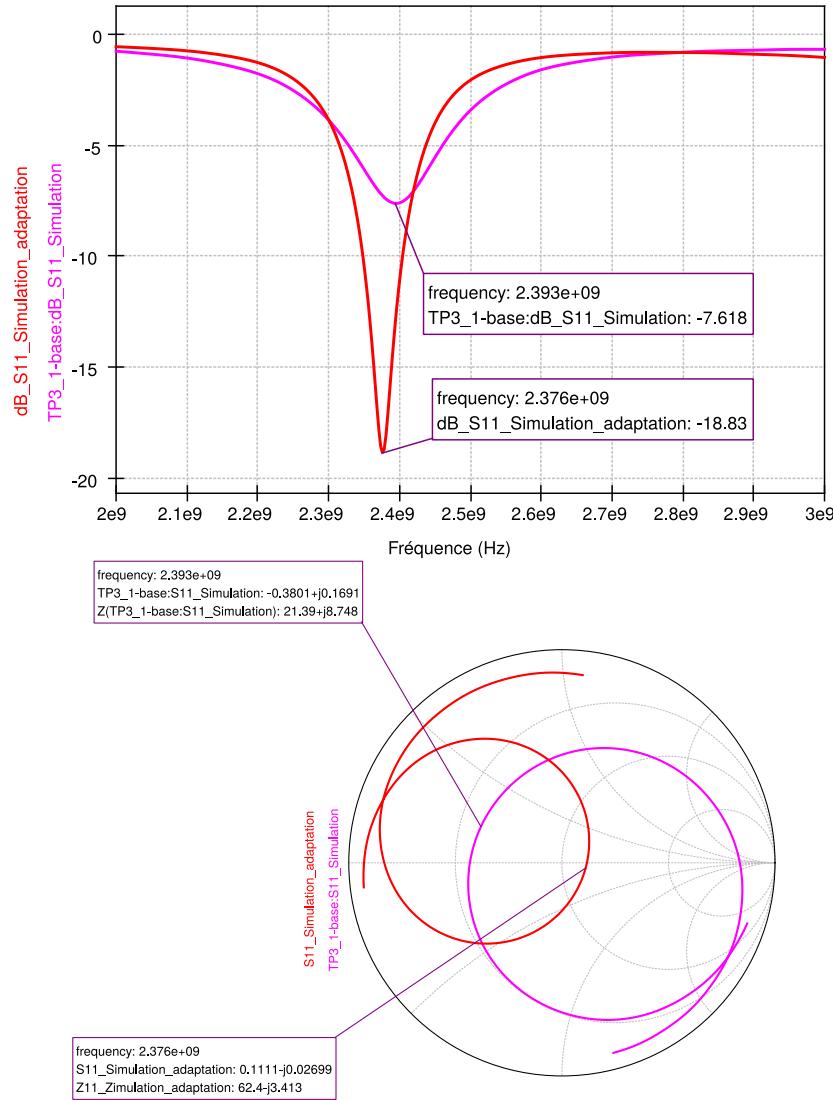


FIGURE 3.16 – Qucs : Résultats de la manipulation d’adaptation de l’antenne de base sur les valeurs simulées

Il est ainsi possible d’arranger de façon simple l’antenne pour obtenir des caractéristiques acceptables. D’autres façons d’adapter l’impédance d’une antenne patch existent.

On note tout de même l’écart entre simulation et réalité, présent y compris avec la méthode FDTD.

On peut d’ailleurs à titre informatif comparer les résultats de la simulation FDTD aux résultats d’une simulation en lignes de transmission. On observe des résultats nettement moins précis. La prise en compte des effets de décrochage a un influence très légère. Quant à l’ajout de la longueur de ligne précédemment déterminée, il en résulte un décalage en fréquence, les résultats sont légèrement plus fidèles.

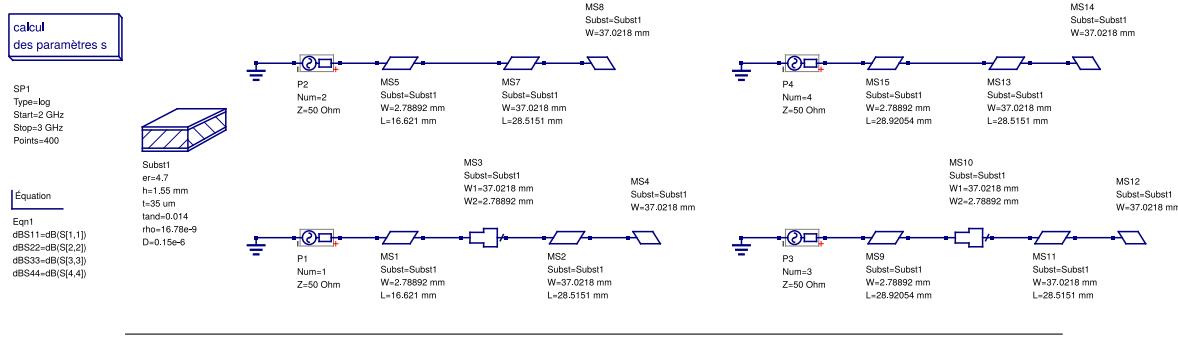


FIGURE 3.17 – Qucs : Comparaison des simulations FDTD et en lignes de transmission

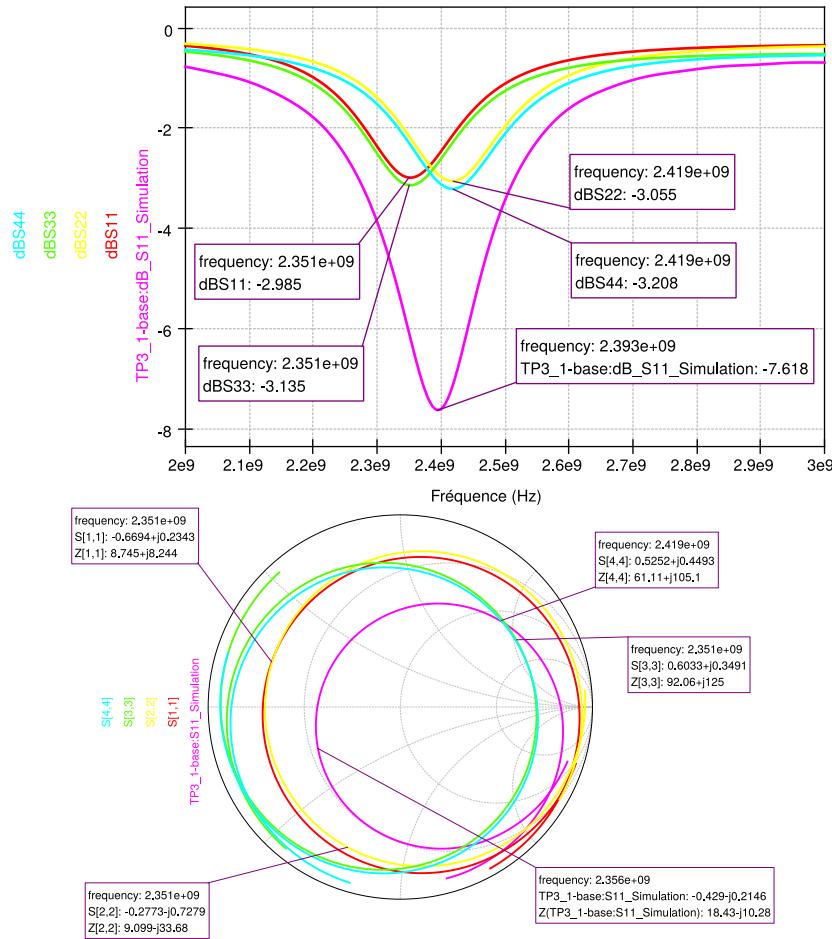


FIGURE 3.18 – Qucs : Comparaison des simulations FDTD et en lignes de transmission

Chapitre 4

Adaptation avec un transformateur d'impédance quart d'onde (Essai 1)

4.1 Conception

Premièrement on calcule l'impédance du patch :

$$Z_a = 90 \left(\frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \right) \left(\frac{L}{W} \right)^2 = 90 \left(\frac{4,7^2}{4,7 - 1} \right) \left(\frac{28,5288}{37,0218} \right)^2 = 319,071 \Omega$$

Si l'on applique la formule de report d'impédance pour une ligne de longueur électrique $\lambda/4$, on détermine l'impédance d'entrée de l'association antenne / ligne 50Ω de longueur $\lambda/4$.

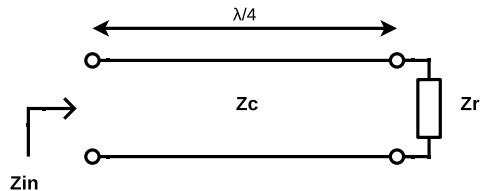


FIGURE 4.1 – Schéma d'une ligne chargée de longueur $\lambda/4$

$$Z_{in} = \frac{Z_c^2}{Z_r}$$

$$Z_{in} = \frac{Z_c^2}{Z_a} = \frac{50^2}{319,071} = 7,835 \Omega$$

L'impédance d'entrée du montage étant nettement différente de l'impédance caractéristique de la ligne, on peut considérer qu'il y a désadaptation et utiliser un transformateur d'impédance quart d'onde pour adapter l'antenne.

Toujours en utilisant la formule ci-dessus, avec cette fois ci Z_c comme inconnue, on calcule :

$$Z_c = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_r}$$

$$Z_t = \sqrt{50 \cdot Z_a} = \sqrt{50 \cdot 319,071} = 126,307\Omega$$

On calcule avec Transcalc les dimensions de ligne correspondant à cette impédance :

$$W_{126\Omega} = 0,265953mm$$

$$L_{126\Omega} = 18,0658mm$$

Ci-dessous la structure ainsi obtenue, avec une ligne trans-impédance intercalée entre le patch et l'accès 50Ω .

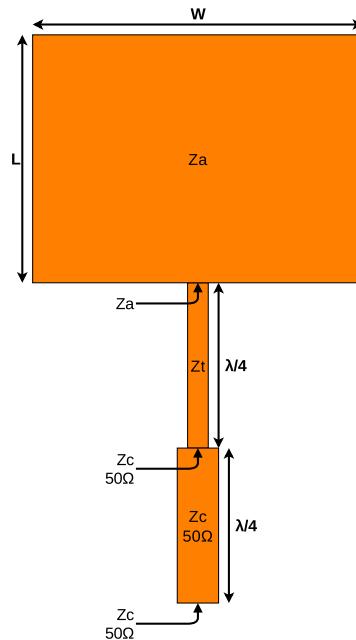


FIGURE 4.2 – Allure de la structure de l'antenne patch adaptée par ligne d'alimentation quart d'onde

Les impédances vues respectivement en entrée de la ligne trans-impédance et de la ligne d'accès valent :

$$Z_{int} = \frac{Z_t^2}{Z_a} = \frac{126,307^2}{319,071} = 50\Omega$$

$$Z_{in50} = \frac{Z_c^2}{Z_{int}} = \frac{50^2}{50} = 50\Omega$$

L'antenne est désormais adaptée à la ligne qui l'alimente.

4.2 Simulation

On simule l'antenne sur OpenEMS avec les résolutions suivantes :

- $sres = \lambda/20 = 4,4087mm$
- $mres = \lambda/50 = 1,7635mm$

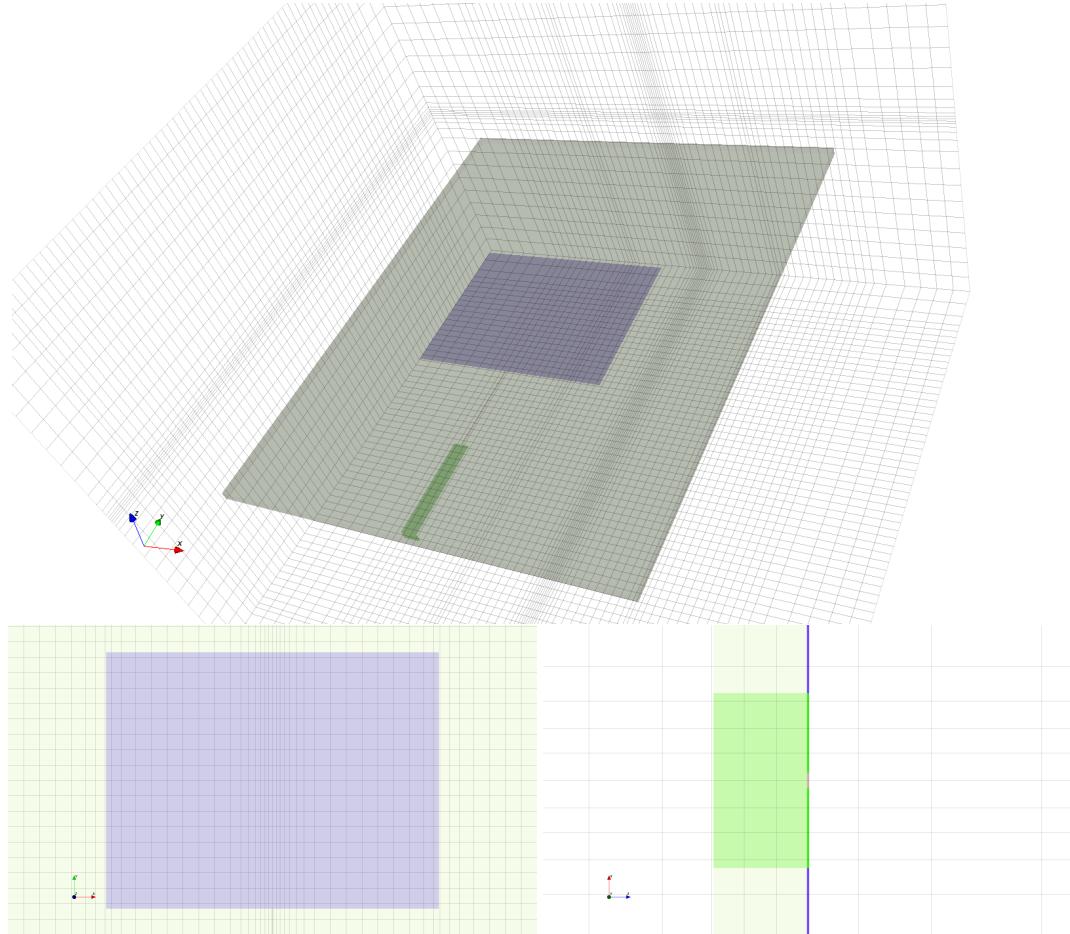


FIGURE 4.3 – appCSXCAD : Aperçu de la structure simulée et vue détaillée du maillage utilisé pour l'antenne à transformateur d'impédance quart d'onde (essai 1)

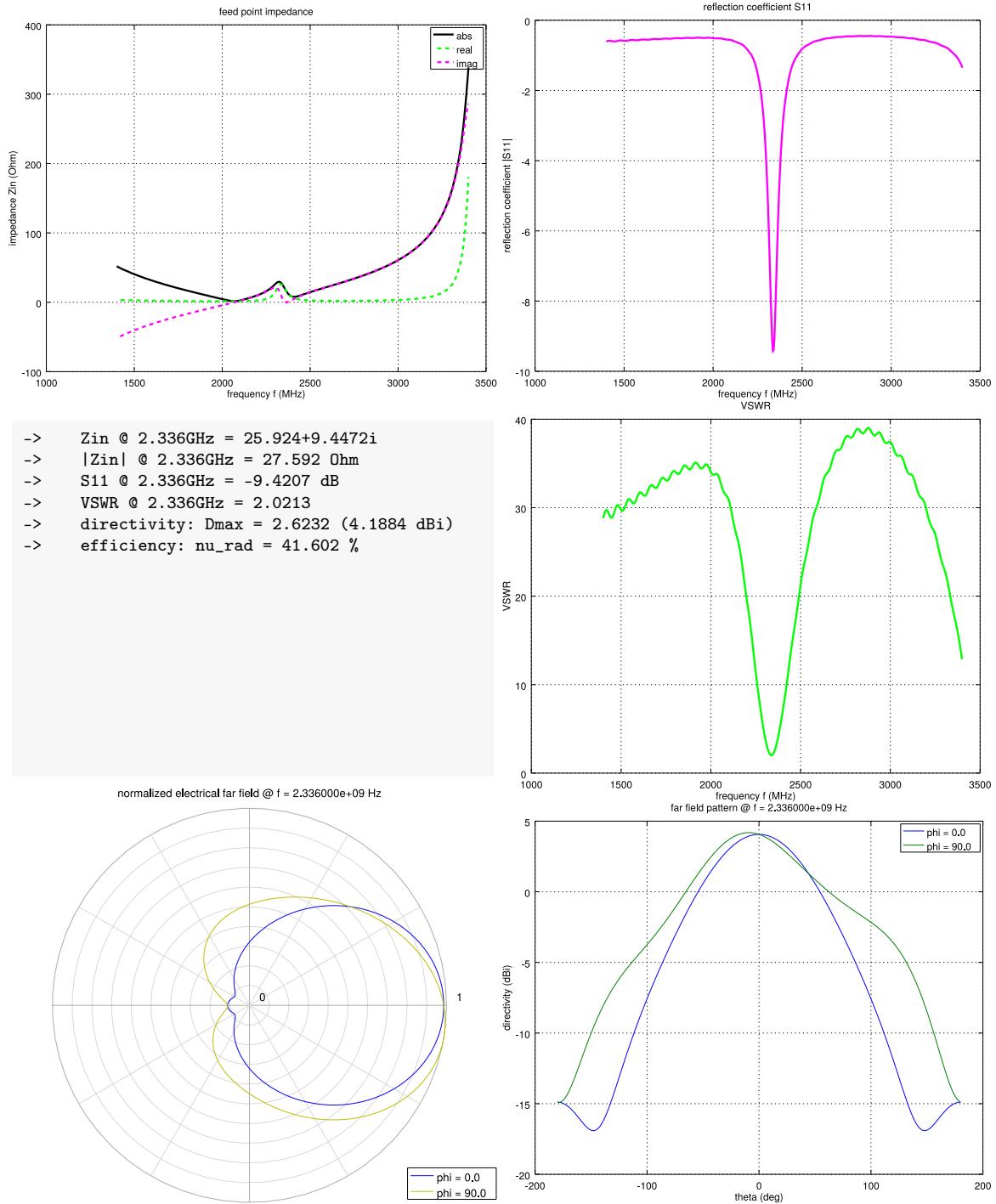


FIGURE 4.4 – OpenEMS : Résultats de simulation de l'antenne à transformateur d'impédance quart d'onde (essai 1)

Impédance d'entrée, coefficient de réflexion en entrée, rapport d'onde stationnaire, diagramme de rayonnement, directivité et efficacité

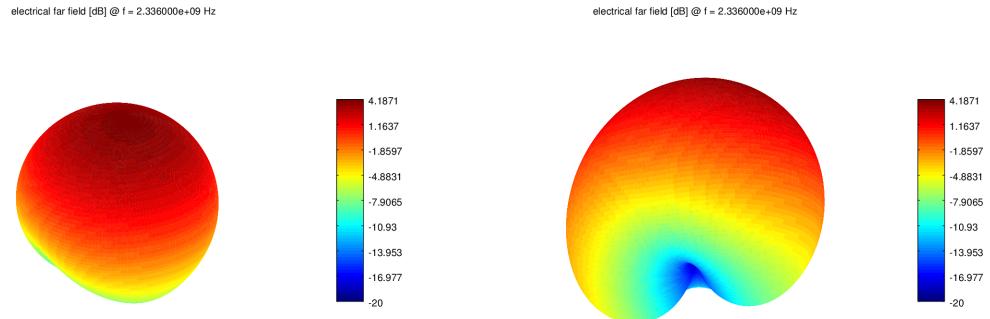


FIGURE 4.5 – Directivité en dB dans l'espace de l'antenne à transformateur d'impédance quart d'onde (essai 1)

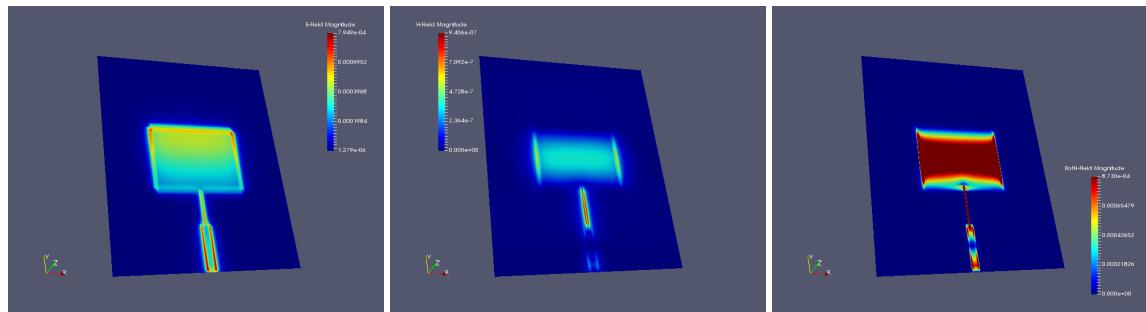


FIGURE 4.6 – Champs électrique \vec{E} , magnétique \vec{H} et densité de courant $\vec{\text{rot}}(\vec{H})$ à 1200 étapes temporelles

4.3 Fabrication et mesures

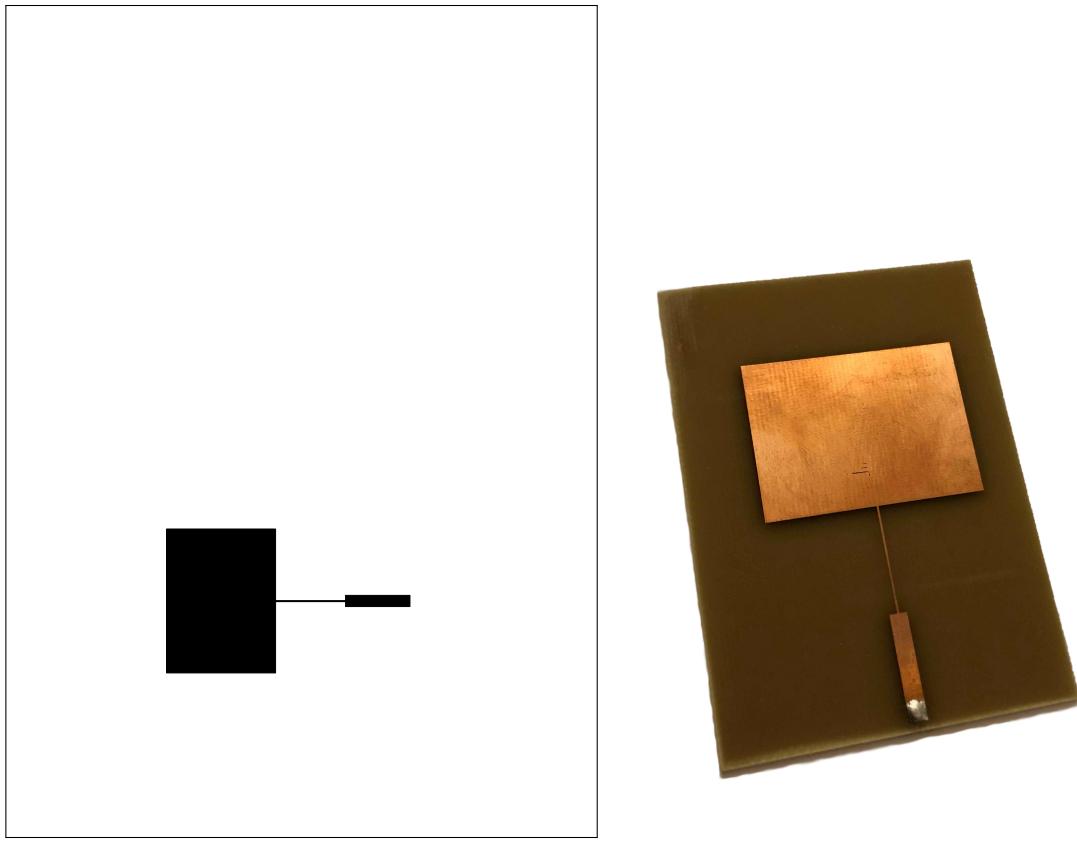


FIGURE 4.7 – Typons sur feuille A5 et photographie de l'antenne à transformateur d'impédance quart d'onde (essai 1)

Après avoir fabriqué l'antenne, on mesure ses paramètre S à l'analyseur de réseau et on les exporte dans un fichier au format Touchstone .s1p. On peut alors utiliser Qucs pour comparer les paramètres S de l'antenne simulée et mesurée.

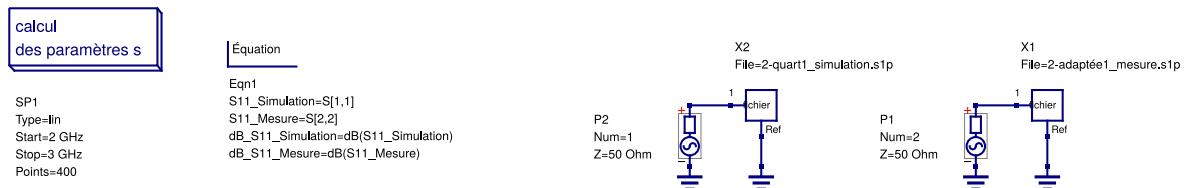


FIGURE 4.8 – Qucs : Schéma du traitement des données de l'antenne à transformateur d'impédance quart d'onde (essai 1)

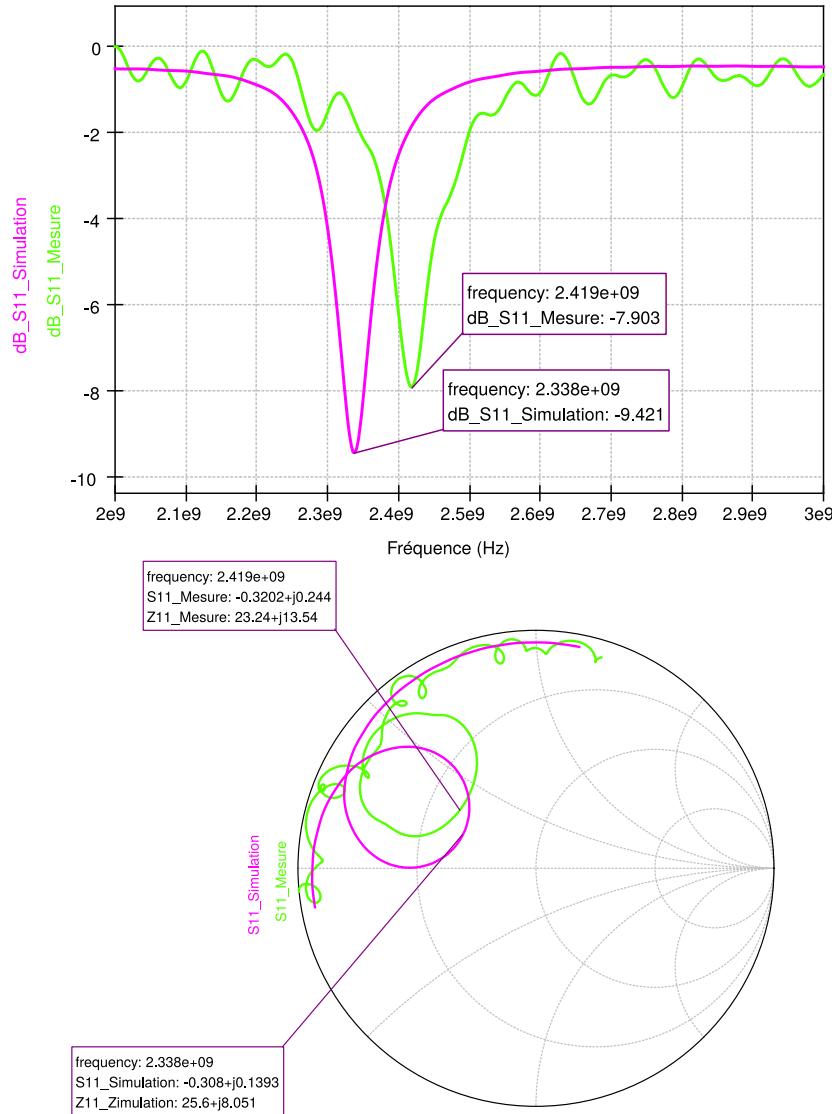


FIGURE 4.9 – Qucs : Confrontation mesure/simulation du paramètre S_{11} de l'antenne à transformateur d'impédance quart d'onde (essai 1)

4.4 Analyse et conclusion

La fréquence centrale de cette antenne s'est un peu rapprochée de 2,4GHz (2,471GHz → 2,419GHz), en revanche son adaptation s'est dégradée ($-8,442dB \rightarrow -7,903dB$). Il semblerait que l'origine de cet échec soit la formule permettant de calculer l'impédance d'entrée du patch.

Chapitre 5

Adaptation avec un transformateur d'impédance quart d'onde (Essai 2)

5.1 Conception

Après recherches sur internet quant à l'impédance d'entrée d'une antenne patch, la formule suivante semble être fiable :

$$G_1 = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2}\cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta$$

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2}\cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(K_0 L \sin\theta) \cdot \sin^3\theta d\theta$$

J_0 étant une fonction de Bessel de premier ordre.

$$Z_a = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})}$$

Il existe également des logiciels permettant d'éviter ces calculs, comme le calculateur d'antenne patch proposé par le site emtalk.com :

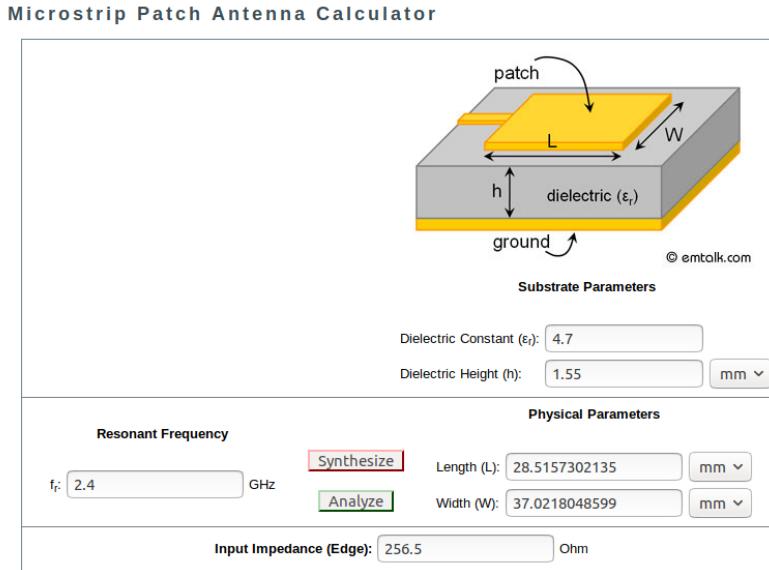


FIGURE 5.1 – Utilisation du calculateur proposé par emtalk.com pour déterminer l'impédance du patch

$$Z_a = 256,5 \Omega$$

Effectivement l'impédance déterminée par le calculateur est largement différente de celle calculée avec la formule :

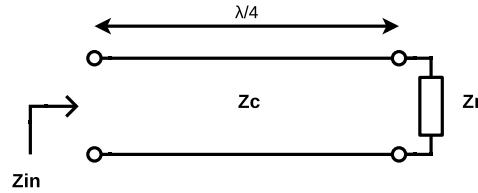
$$Z_a = 90 \left(\frac{\varepsilon_r^2}{\varepsilon_r - 1} \right) \left(\frac{L}{W} \right)^2 = 90 \left(\frac{4,7^2}{4,7 - 1} \right) \left(\frac{28,5288}{37,0218} \right)^2 = 319,071 \Omega$$

Une erreur a d'ailleurs été commise : Il faut utiliser dans la formule la permittivité relative efficace associée au patch et non la permittivité relative du substrat.

$$Z_a = 90 \left(\frac{\varepsilon_{eff}^2}{\varepsilon_{eff} - 1} \right) \left(\frac{L}{W} \right)^2 = 90 \left(\frac{4,3593^2}{4,3593 - 1} \right) \left(\frac{28,5288}{37,0218} \right)^2 = 302,328 \Omega$$

Mais cela ne change rien à la constatation faite précédemment.

On reproduit donc l'étape précédente avec cette nouvelle impédance.


 FIGURE 5.2 – Schéma d'une ligne chargée de longueur $\lambda/4$

$$Z_{in} = \frac{Z_c^2}{Z_r}$$

$$Z_{in} = \frac{Z_c^2}{Z_a} = \frac{50^2}{256,5} = 9,747\Omega$$

L'impédance d'entrée du montage est aussi mauvaise que la précédente.

$$Z_c = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_r}$$

$$Z_t = \sqrt{50 \cdot Z_a} = \sqrt{50 \cdot 256,5} = 113,248\Omega$$

On calcule avec Transcalc les dimensions de ligne correspondant à cette impédance :

$$W_{113\Omega} = 0,39863mm$$

$$L_{113\Omega} = 17,8731mm$$

Les impédances vues respectivement en entrée de la ligne trans-impédance et de la ligne d'accès valent :

$$Z_{int} = \frac{Z_t^2}{Z_a} = \frac{113,248^2}{256,5} = 50\Omega$$

$$Z_{in50} = \frac{Z_c^2}{Z_{int}} = \frac{50^2}{50} = 50\Omega$$

Si cette fois l'impédance d'entrée du patch est correcte, l'antenne devrait être adaptée.

5.2 Simulation

On simule l'antenne sur OpenEMS avec les résolutions suivantes :

- $sres = \lambda/30 = 2,9391mm$
- $mres = \lambda/56 = 1,5745mm$

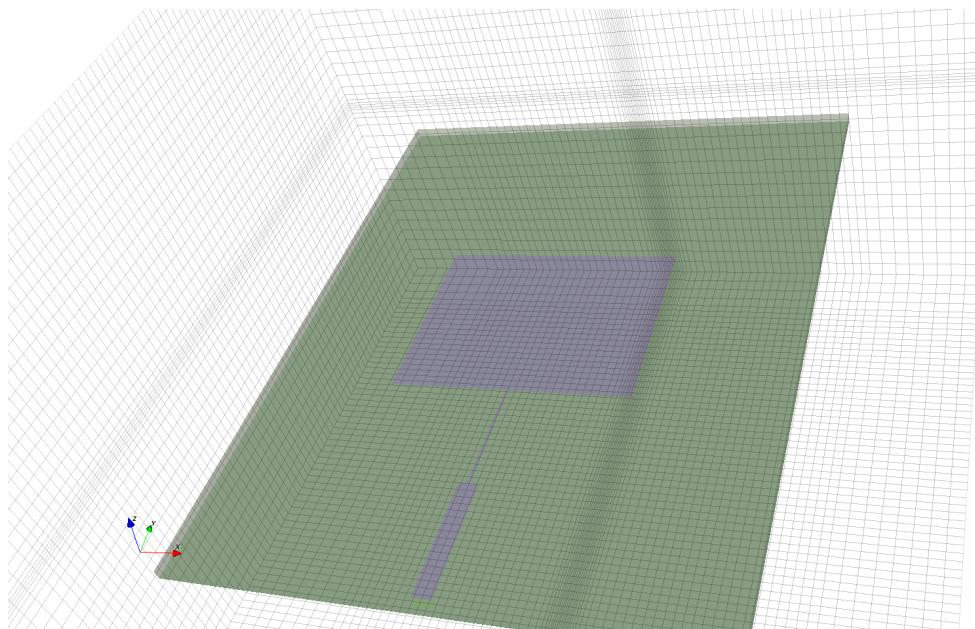


FIGURE 5.3 – appCSXCAD : Aperçu de la structure simulée de l'antenne à transformateur d'impédance quart d'onde (essai 2)



FIGURE 5.4 – appCSXCAD : Vue détaillée du maillage utilisé pour l'antenne à transformateur d'impédance quart d'onde (essai 2)

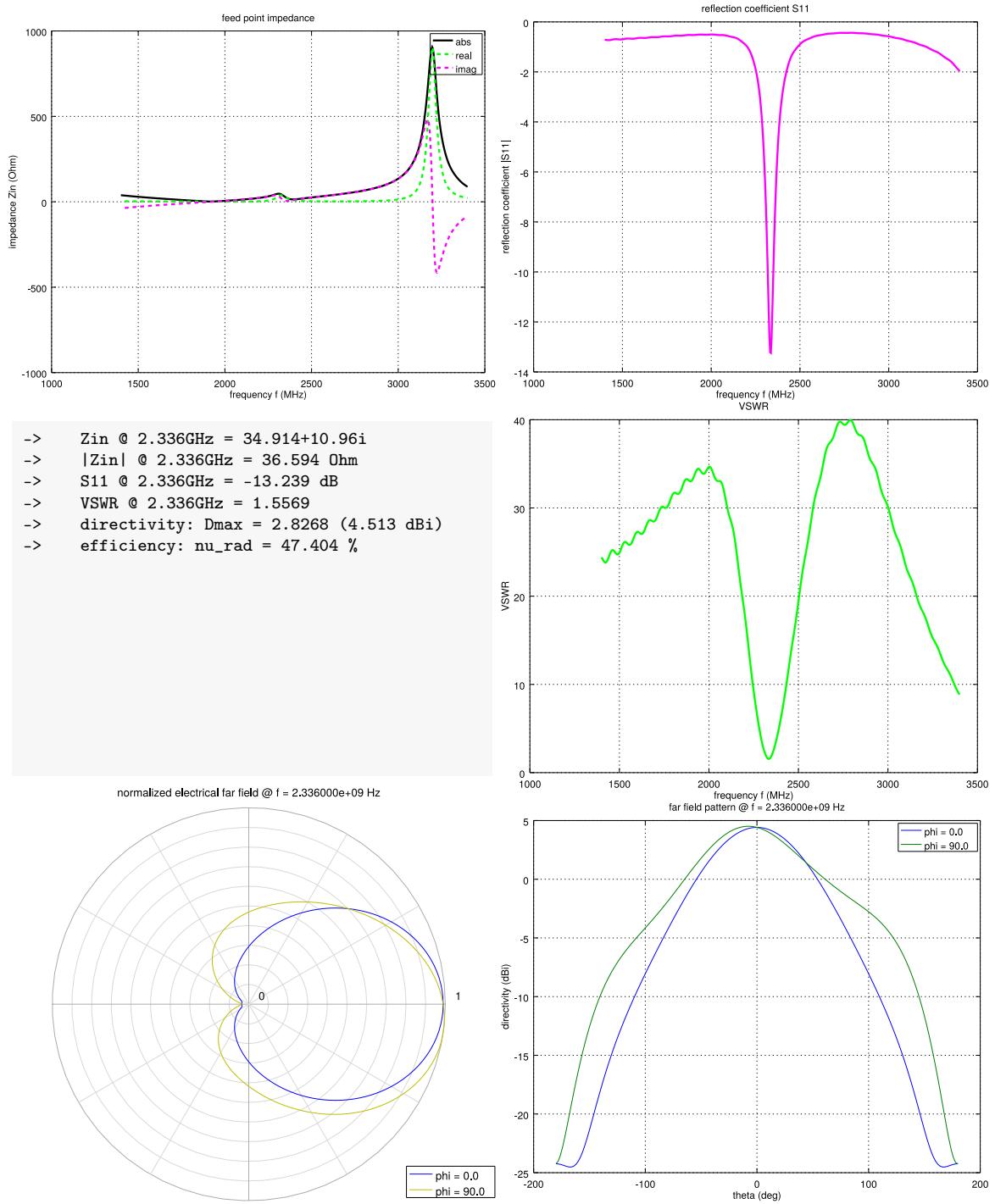


FIGURE 5.5 – OpenEMS : Résultats de simulation de l'antenne à transformateur d'impédance quart d'onde (essai 2)
Impédance d'entrée, coefficient de réflexion en entrée, rapport d'onde stationnaire, diagramme de rayonnement, directivité et efficacité

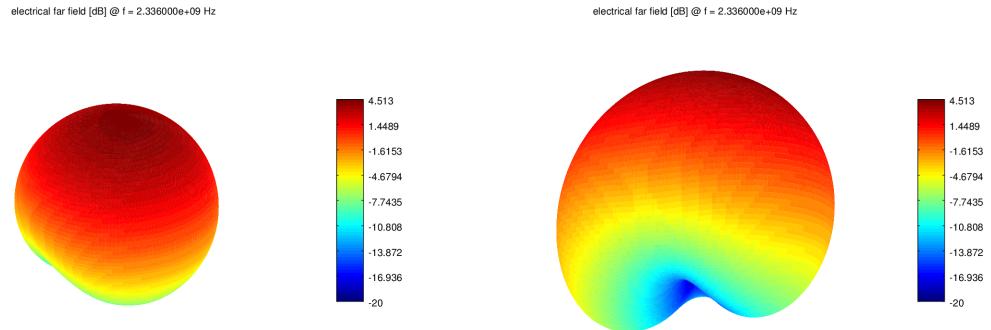


FIGURE 5.6 – Directivité en dB dans l'espace de l'antenne à transformateur d'impédance quart d'onde (essai 2)

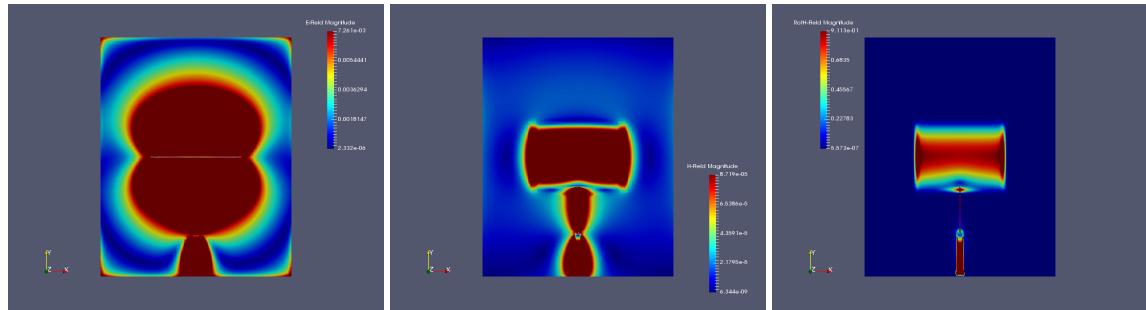


FIGURE 5.7 – Champs électrique \vec{E} , magnétique \vec{H} et densité de courant $\vec{\text{rot}}(\vec{H})$ à 222 étapes temporelles

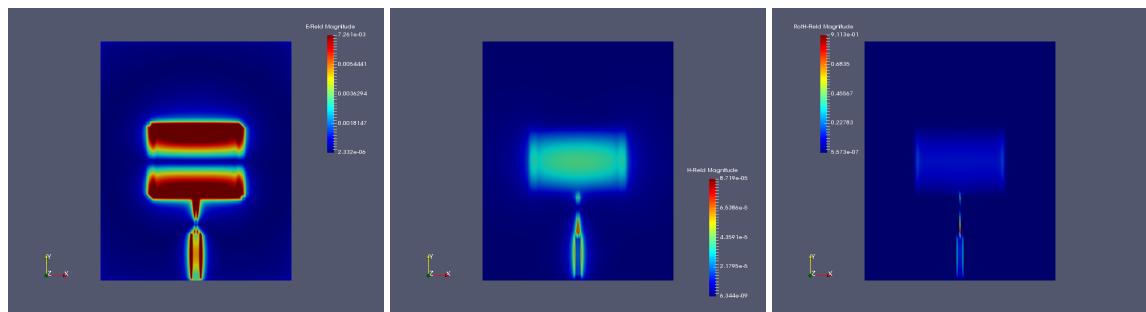


FIGURE 5.8 – Champs électrique \vec{E} , magnétique \vec{H} et densité de courant $\vec{\text{rot}}(\vec{H})$ à 525 étapes temporelles

5.3 Fabrication et mesures

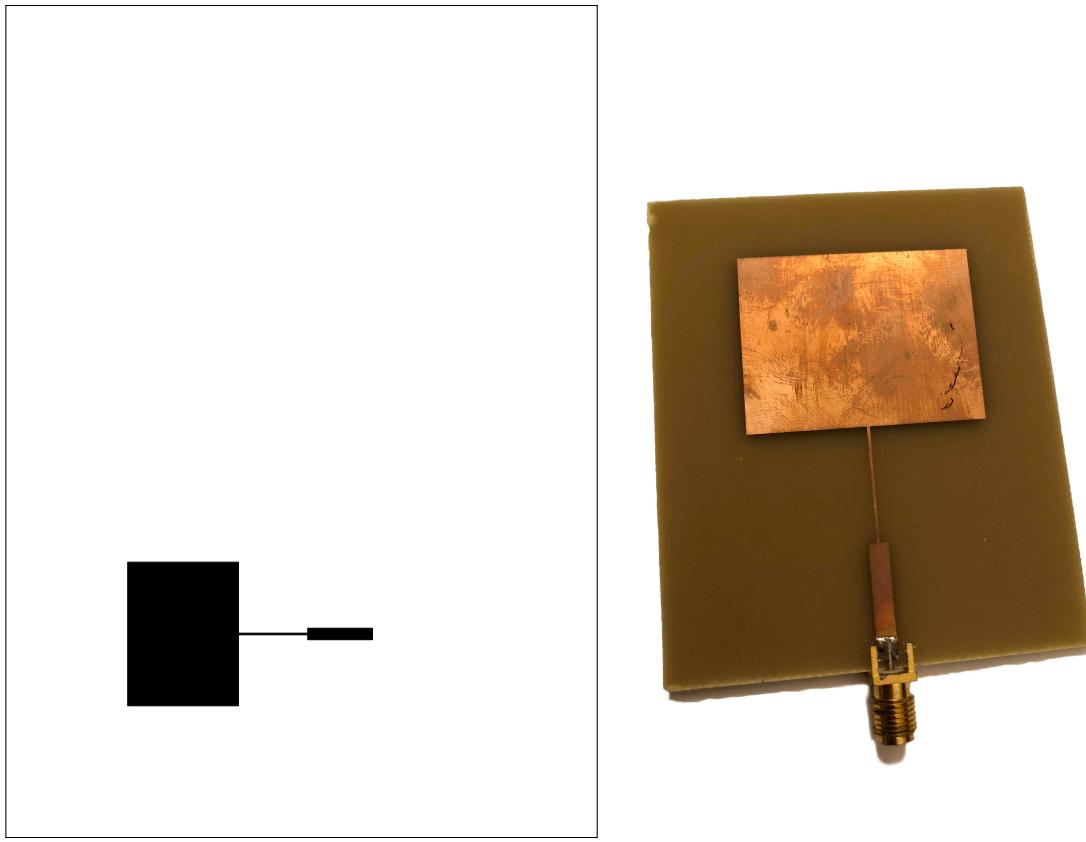


FIGURE 5.9 – Typons sur feuille A5 et photographie de l'antenne à transformateur d'impédance quart d'onde (essai 2)

Après avoir fabriqué l'antenne, on mesure ses paramètre S à l'analyseur de réseau et on les exporte dans un fichier au format Touchstone .s1p. On peut alors utiliser Qucs pour comparer les paramètres S de l'antenne simulée et mesurée.

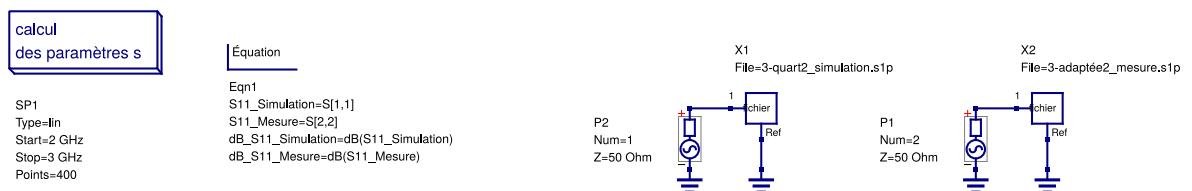


FIGURE 5.10 – Qucs : Schéma du traitement des données de l'antenne à transformateur d'impédance quart d'onde (essai 2)

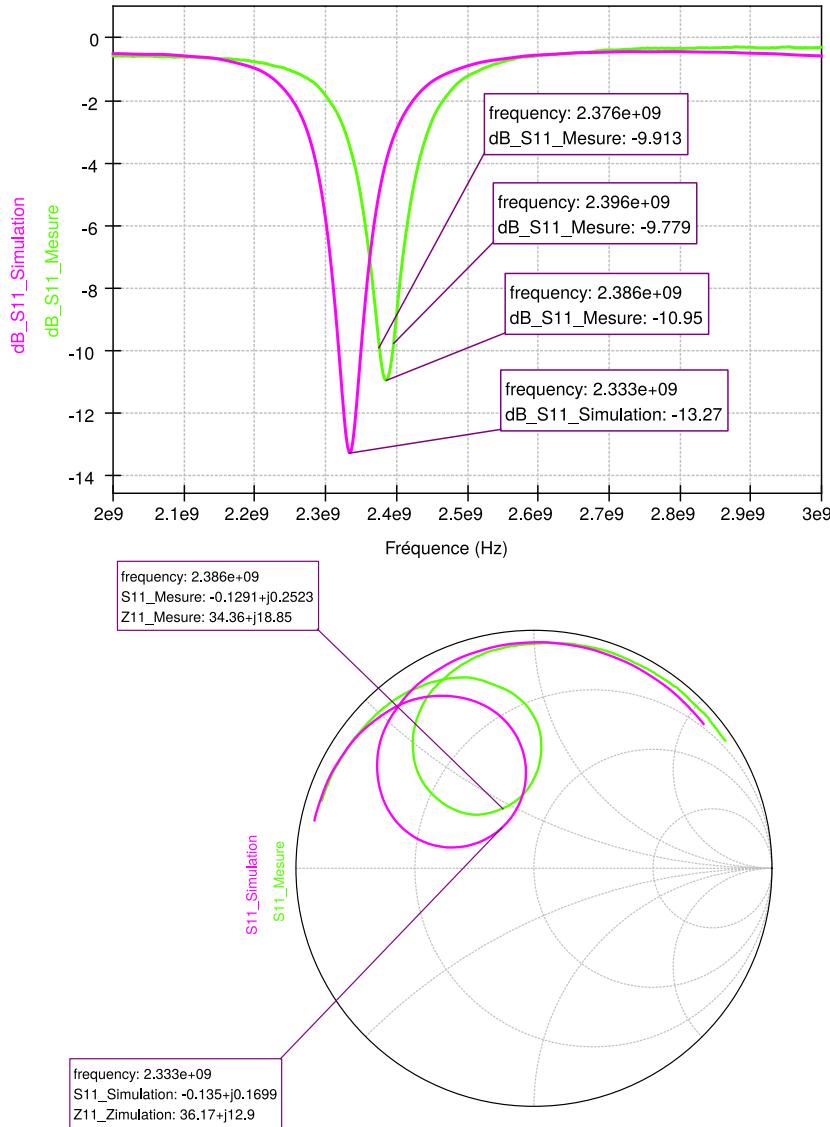


FIGURE 5.11 – Qucs : Confrontation mesure/simulation du paramètre S_{11} de l'antenne à transformateur d'impédance quart d'onde (essai 2)

5.4 Analyse et conclusion

Par rapport à l'essai précédent, on observe une nette amélioration du paramètre S_{11} de l'antenne ($-7,903dB \rightarrow -10,95dB$). L'écart entre les résultats de simulation et de mesure est sensiblement resté le même ($1,518dB \rightarrow 2,32dB$). Cela confirme le fait que la formule ci-dessous est inadaptée pour déterminer l'impédance d'entrée du patch.

$$Z_a = 90 \left(\frac{\varepsilon_r^2}{\varepsilon_r - 1} \right) \left(\frac{L}{W} \right)^2 = 90 \left(\frac{4,7^2}{4,7 - 1} \right) \left(\frac{28,5288}{37,0218} \right)^2 = 319,071\Omega$$

Toutefois cette antenne reste décevante, l'adaptation n'étant que de $2,5dB$ meilleure que celle de l'antenne de base.

Note : Sa bande passante plus étroite serait due à la structure à ligne transimpédance quart d'onde.

Chapitre 6

Adaptation par l'ajout d'encoches sur le patch

6.1 Conception

Cette structure a été réalisé parallèlement à la précédente, c'est à dire en considérant $256,5\Omega$ comme impédance d'entrée du patch.

Une troisième façon d'adapter l'antenne est d'insérer la ligne d'alimentation à l'intérieur du patch.

En effet l'impédance du patch est maximale à ses extrémités dans le sens de la longueur et quasiment nulle sur l'axe $L/2$. Cela est lié au fait que les champs électriques rayonnent par les extrémités avant et arrière du patch tandis que les courants circulants dans le cuivre sont maximaux au centre, sur l'axe $L/2$.

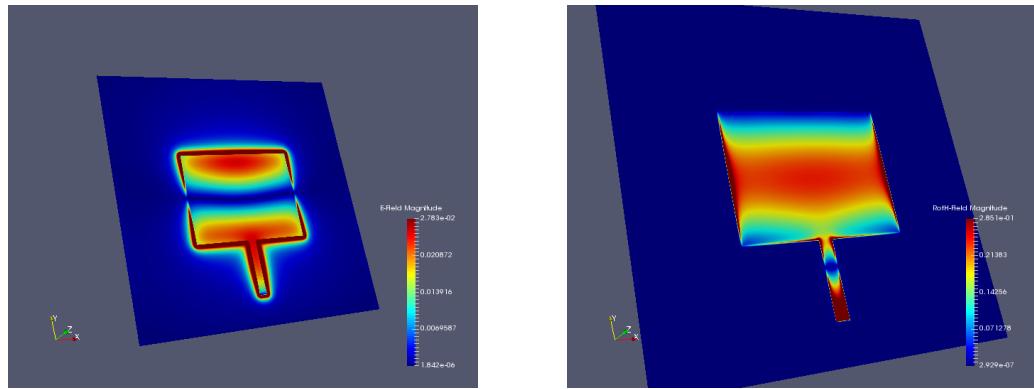


FIGURE 6.1 – Champs électriques et densité de courant sur l'antenne patch à structure simple

Nous allons donc insérer la ligne d'alimentation dans le patch de façon à modifier l'impédance d'entrée de l'antenne. Cela a également pour effet d'atténuer des pics de courant se trouvant aux angles formés par la ligne sur le patch.

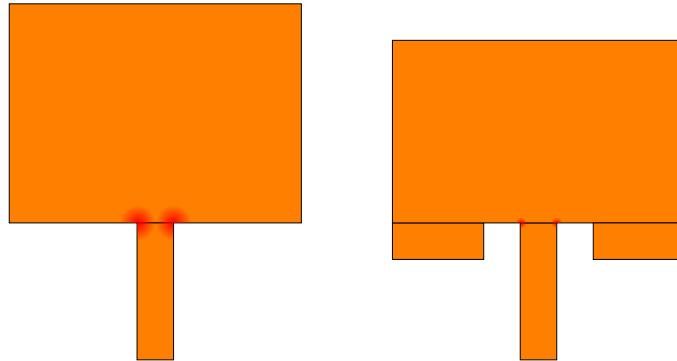


FIGURE 6.2 – Illustration de l'atténuation des pics de courants avec l'ajout d'encoches

Remarque : Lorsque l'on alimente une antenne patch par câble coaxial traversant le substrat, il est coutume que le point de connexion se situe sur la zone centrale du patch et non sur un bord, il s'agit en fait de reproduire cela en lignes microruban.

Ci-dessous la géométrie de la structure.

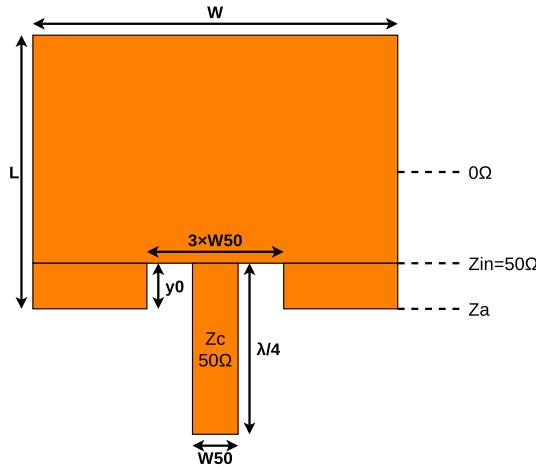


FIGURE 6.3 – Allure de la structure de l'antenne patch adaptée par positionnement du point d'alimentation

Le cahier des charges suggère des encoches d'une profondeur $y_0 = L/6$ toutefois il semble curieux que cette formule ne dépende ni de l'impédance d'entrée du patch, ni de l'impédance caractéristique de ligne que l'on souhaite utiliser. Il existe d'autres formules pour calculer cette profondeur plutôt que de la choisir arbitrairement. Celle revenant le plus souvent sur internet est la suivante :

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \cdot \cos^{-1} \sqrt{\frac{Z_c}{Z_a}} = \frac{28,5288 \cdot 10^{-3}}{\pi} \cos^{-1} \sqrt{\frac{50}{256,5}} = 10,112 \text{ mm}$$

L'impédance en entrée de l'antenne vaut maintenant :

$$Z_{in} = Z_a \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi y_0}{L} \right) = 256,5 \cdot \cos^2 \left(\pi \frac{10,112}{28,5288} \right) = 49,996 \Omega$$

Tandis qu'avec des encoches à $y_0 = L/6$:

$$y_0 = \frac{L}{6} = \frac{28,5288}{6} = 4,75467 \text{ mm}$$

$$Z_{in} = 256,5 \cdot \cos^2 \left(\pi \frac{4,75467}{28,5288} \right) = 192 \Omega$$

L'impédance vue en entrée de la ligne d'alimentation étant alors :

$$Z_{in50} = \frac{Z_c^2}{Z_{in}} = \frac{50^2}{192} = 13 \Omega$$

6.2 Simulation

On simule l'antenne sur OpenEMS avec les résolutions suivantes :

- $sres = \lambda/20 = 4,4087mm$
- $mres = \lambda/100 = 0,88174mm$

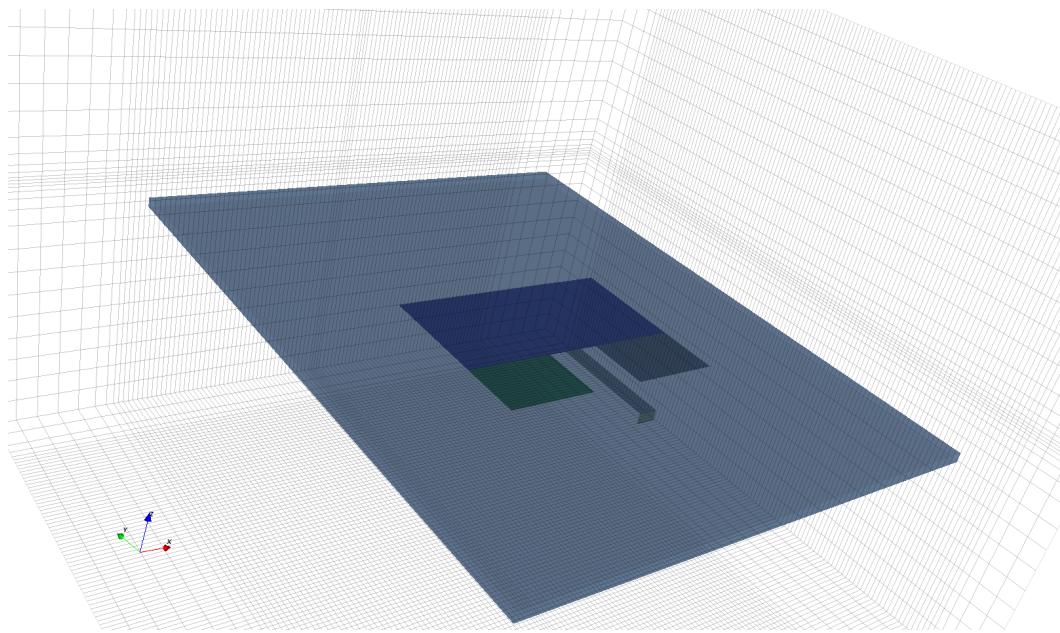


FIGURE 6.4 – appCSXCAD : Aperçu de la structure simulée de l'antenne à encoches

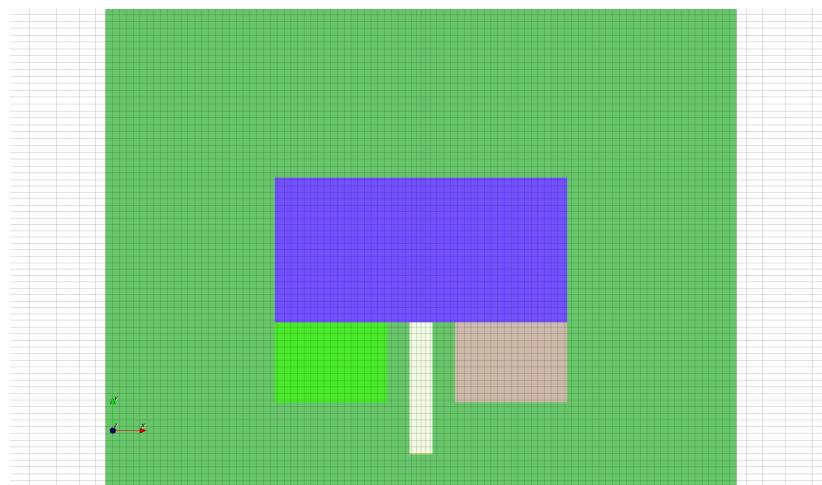


FIGURE 6.5 – appCSXCAD : Vue détaillée du maillage utilisé pour l'antenne à encoches

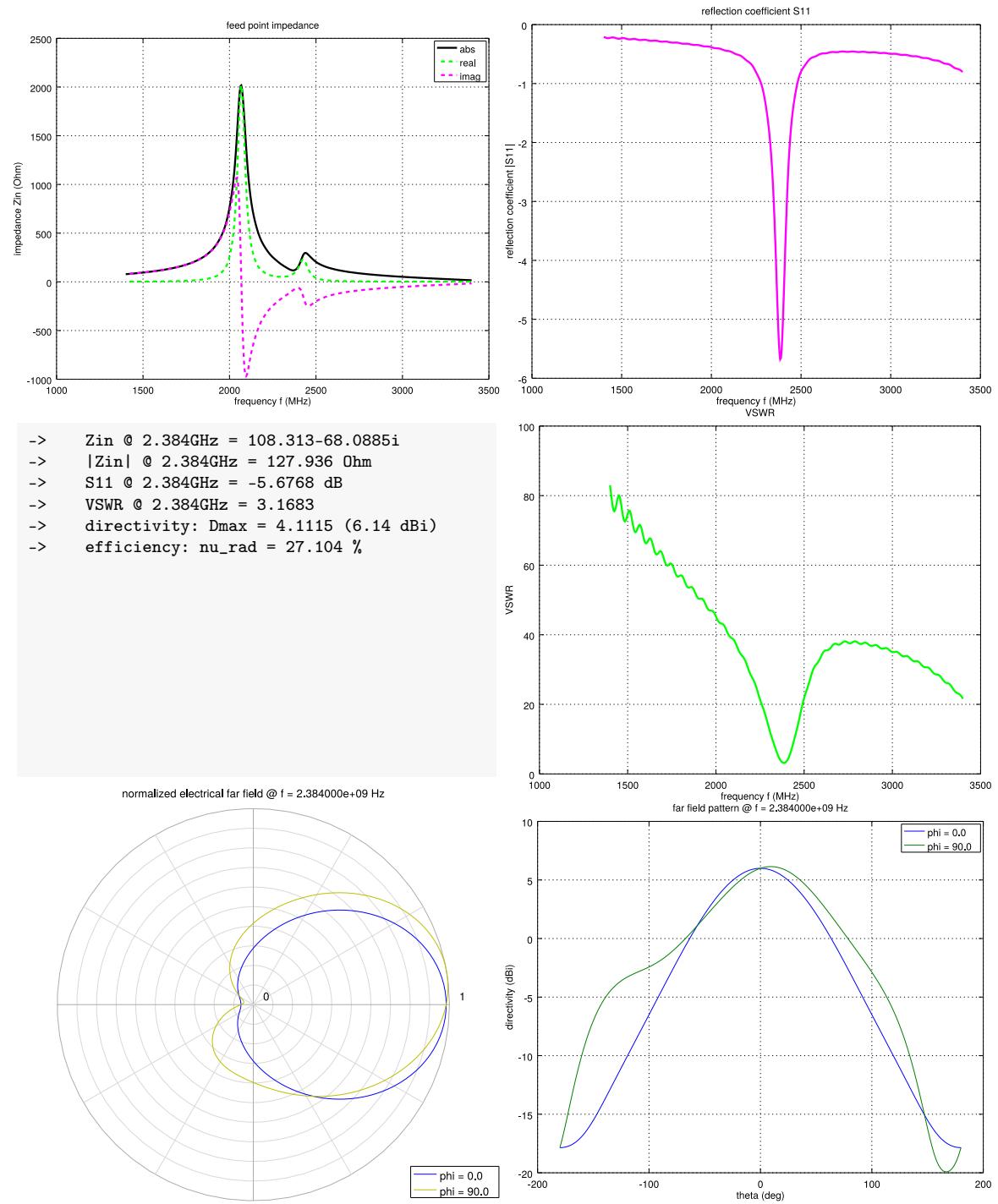


FIGURE 6.6 – OpenEMS : Résultats de simulation de l'antenne à encoches
Impédance d'entrée, coefficient de réflexion en entrée, rapport d'onde stationnaire, diagramme de rayonnement, directivité et efficacité

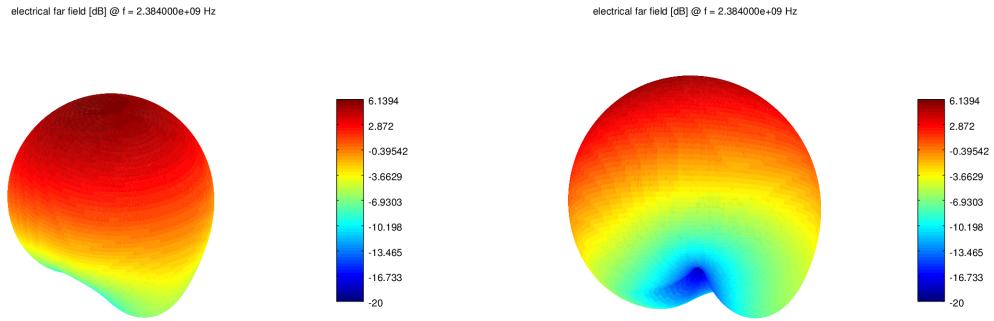
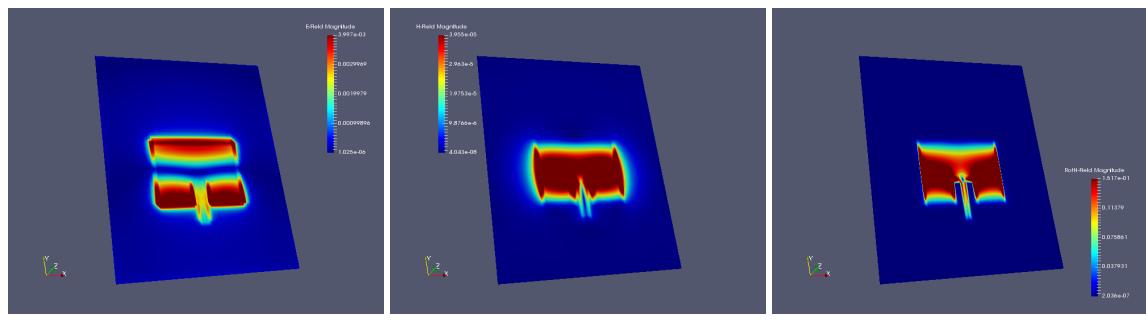


FIGURE 6.7 – Directivité en dB dans l'espace de l'antenne à encoches

FIGURE 6.8 – Champs électriques \vec{E} , magnétiques \vec{H} et densité de courant $\text{rot}(\vec{H})$ à 804 étapes temporelles

6.3 Fabrication et mesures

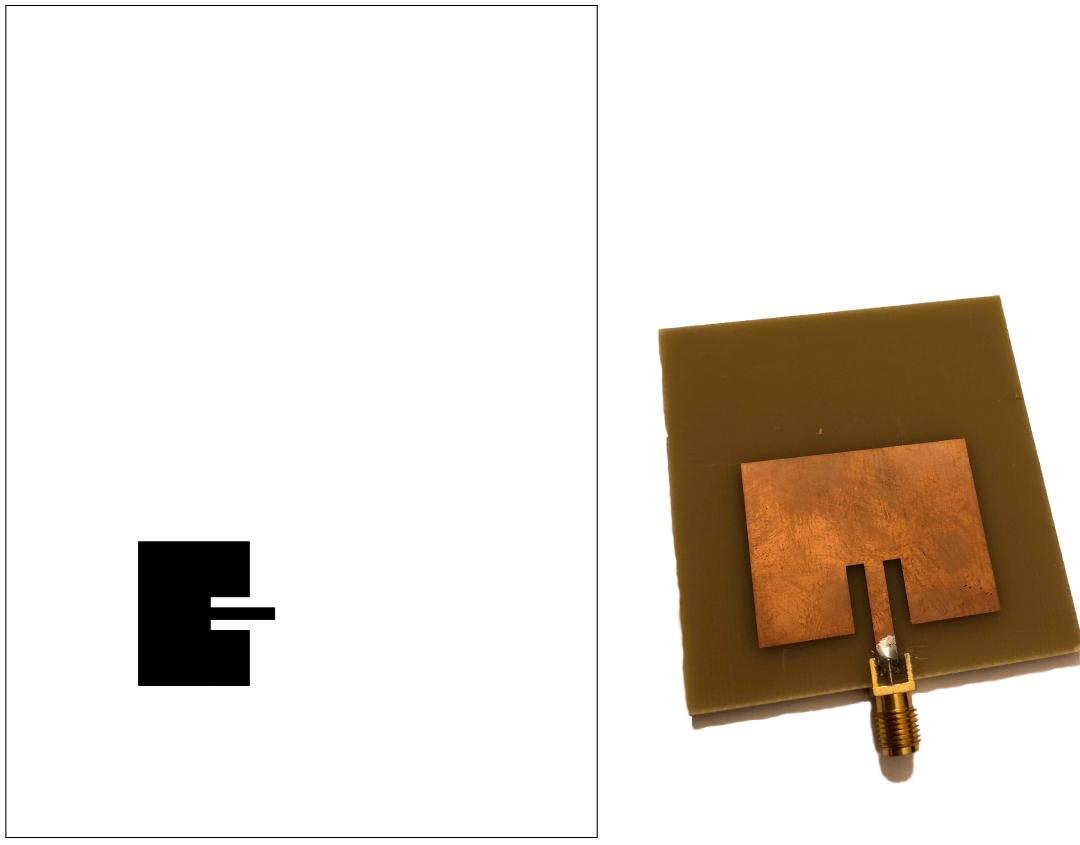


FIGURE 6.9 – Typons sur feuille A5 et photographie de l'antenne à encoches

Après avoir fabriqué l'antenne, on mesure ses paramètre S à l'analyseur de réseau et on les exporte dans un fichier au format Touchstone .s1p. On peut alors utiliser Qucs pour comparer les paramètres S de l'antenne simulée et mesurée.

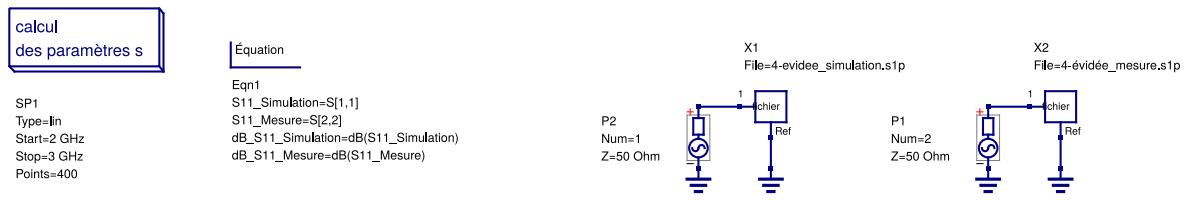


FIGURE 6.10 – Qucs : Schéma du traitement des données de l'antenne à encoches

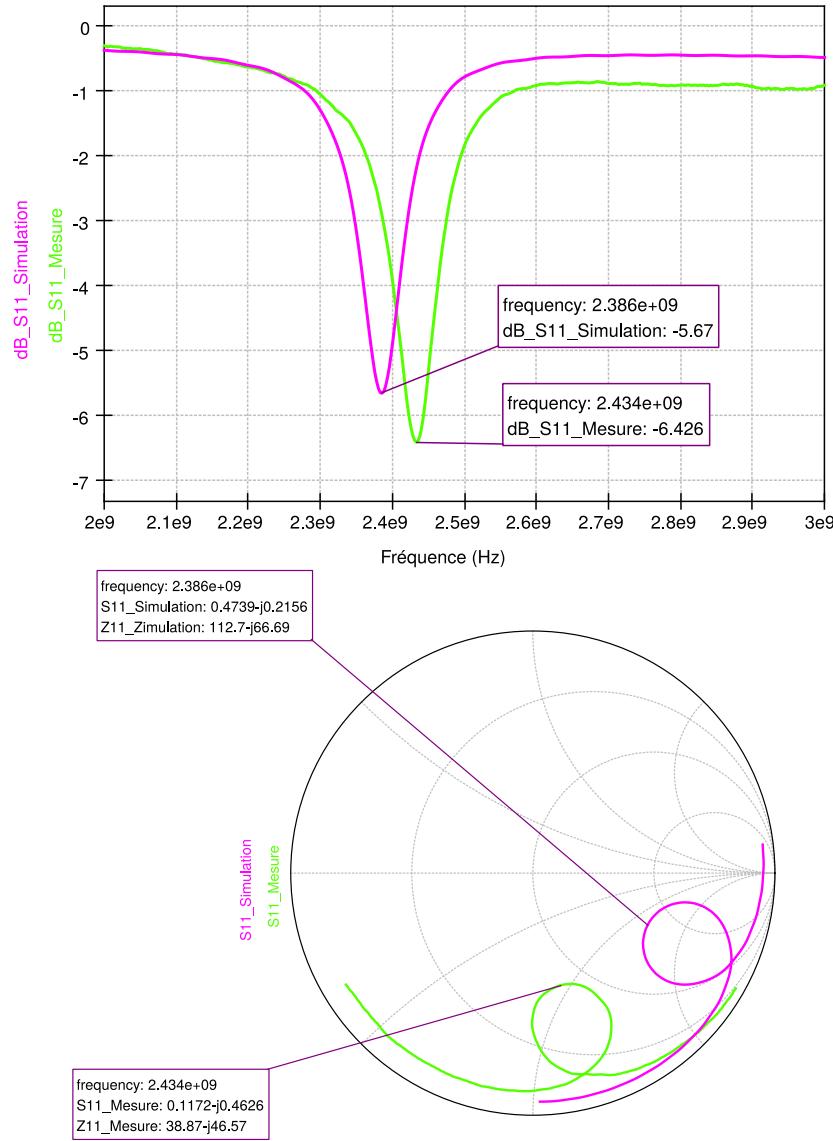


FIGURE 6.11 – Qucs : Confrontation mesure/simulation du paramètre S_{11} de l'antenne à encoches

On observe un étrange décalage entre simulation et mesure sur l'abaque de Smith tandis que les résultats sur le diagramme logarithmique sont plutôt proches l'un de l'autre.

6.4 Analyse et conclusion

Cette structure donne un résultat particulièrement médiocre comparé notamment à ceux obtenu par les étudiants ayant utilisé des encoches de profondeur $L/6$, de l'ordre de -14dB . Deux possibilité à cela :

- Soit la formule utilisée pour calculer la profondeur des encoches ne convient pas.
- Soit l'impédance d'entrée de l'antenne calculée par le générateur n'est toujours pas valable.

La deuxième hypothèse semble la plus probable aux vues des résultats mitigés de l'antenne adaptée par ligne quart d'onde.

Confronté au même problème, un autre étudiant a eu l'idée d'utiliser une simulation pour déterminer l'impédance au bord du patch. Lui ayant obtenu à l'aide d'AWR une impédance de l'ordre de 150Ω pour le même patch.

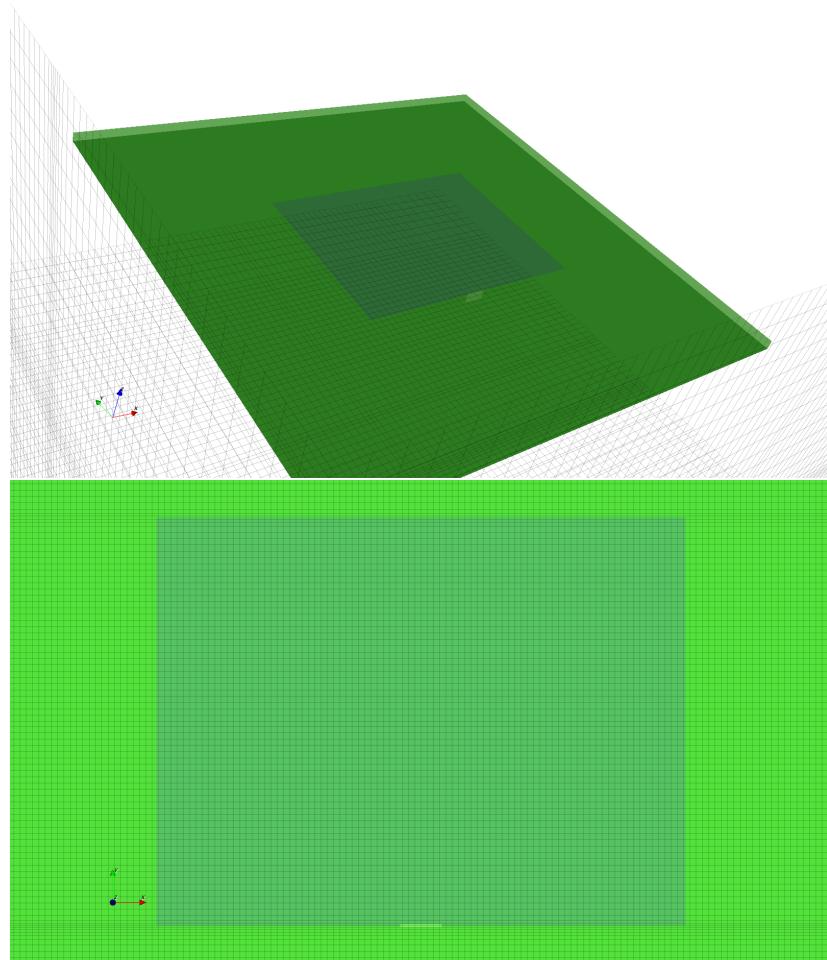


FIGURE 6.12 – appCSXCAD : Aperçu de la structure simulée du patch seul

On simule donc le comportement d'un simple patch alimenté directement en son bord, sans ligne de d'alimentation, avec les résolutions suivantes :

- $s_{res} = \lambda/30 = 2,9391mm$
- $m_{res} = \lambda/100 = 0,88174mm$

$$Z_a = 76,481 - j46,583$$

$$|Z_a| = 89,551\Omega$$

Ce résultat est encore largement différent des deux derniers $256,5\Omega$ et 302Ω . Cela explique le fait que l'antenne adaptée par ligne quart d'onde basée sur l'impédance $256,5\Omega$ soit meilleure que celle basée sur l'impédance 319Ω tout en étant tout à fait moyenne.

Chapitre 7

Mise en réseau d'antennes patch

7.1 Conception

Cette antenne a elle aussi été conçue en même temps que les deux précédentes.

La mise en réseau d'antennes permet d'obtenir une antenne équivalente aux caractéristiques (gain, adaptation, etc.) meilleures que celle de l'antenne unitaire utilisée.

Il est également possible de mettre en réseau des antennes de fréquences centrales différentes, formant ainsi une antenne équivalente multibande.

Dans notre cas il est question de mettre en réseau deux antennes identiques. L'astuce va consister à adapter chaque antenne à 100Ω de sorte que leur mise en parallèle fasse retomber l'impédance équivalente à 50Ω . Il n'est ainsi pas nécessaire de réadapter l'impédance en entrée du T.

$$Z_{100\Omega//100\Omega} = \frac{100 \cdot 100}{100 + 100} = 50\Omega$$

On utilise comme point de départ l'antenne patch à encoches, celle ci étant plus compacte, que l'on adapte à 100Ω cette fois ci :

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \cdot \cos^{-1} \sqrt{\frac{Z_c}{Z_a}} = \frac{28,5288 \cdot 10^{-3}}{\pi} \cos^{-1} \sqrt{\frac{100}{256,5}} = 8,151mm$$

$$Z_{in} = Z_a \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi y_0}{L} \right) = 256,5 \cdot \cos^2 \left(\pi \frac{8,151}{28,5288} \right) = 100,286\Omega$$

$$W_{100\Omega} = 0,595607mm$$

$$L_{100\Omega} = 17,6716mm$$

Pour ne pas désadapter les antennes, leur ligne de jonction jusqu'au T de mise en parallèle doivent être des multiples de $\lambda/4$. Toutefois dans le cas où l'on adapte l'impédance de

l'antenne par transformateur quart d'onde, et que l'on utilise la même impédance de ligne jusqu'au T, sa longueur doit être de $\lambda/4$ modulo $\lambda/2$.

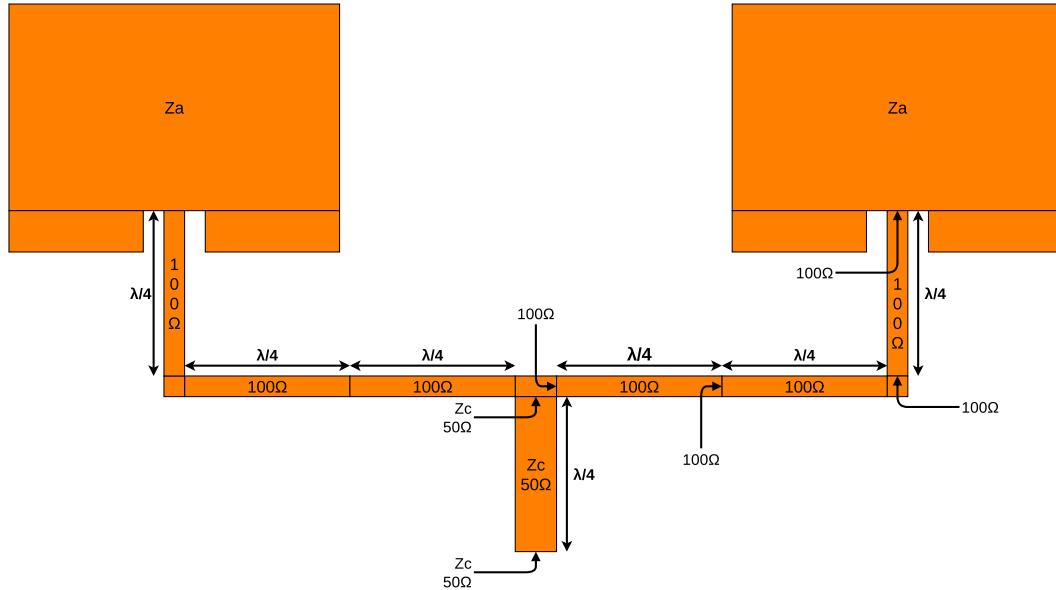


FIGURE 7.1 – Allure de la structure du réseau d'antennes patch adaptées par positionnement du point d'alimentation

7.2 Simulation

On simule l'antenne sur OpenEMS avec les résolutions suivantes :

- $sres = \lambda/20 = 4,4087mm$
- $mres = \lambda/34 = 2,5934mm$

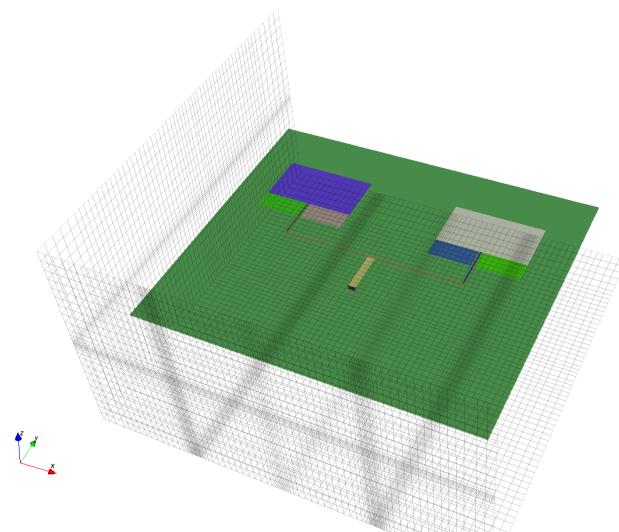


FIGURE 7.2 – appCSXCAD : Aperçu de la structure simulée de l'antenne à encoches

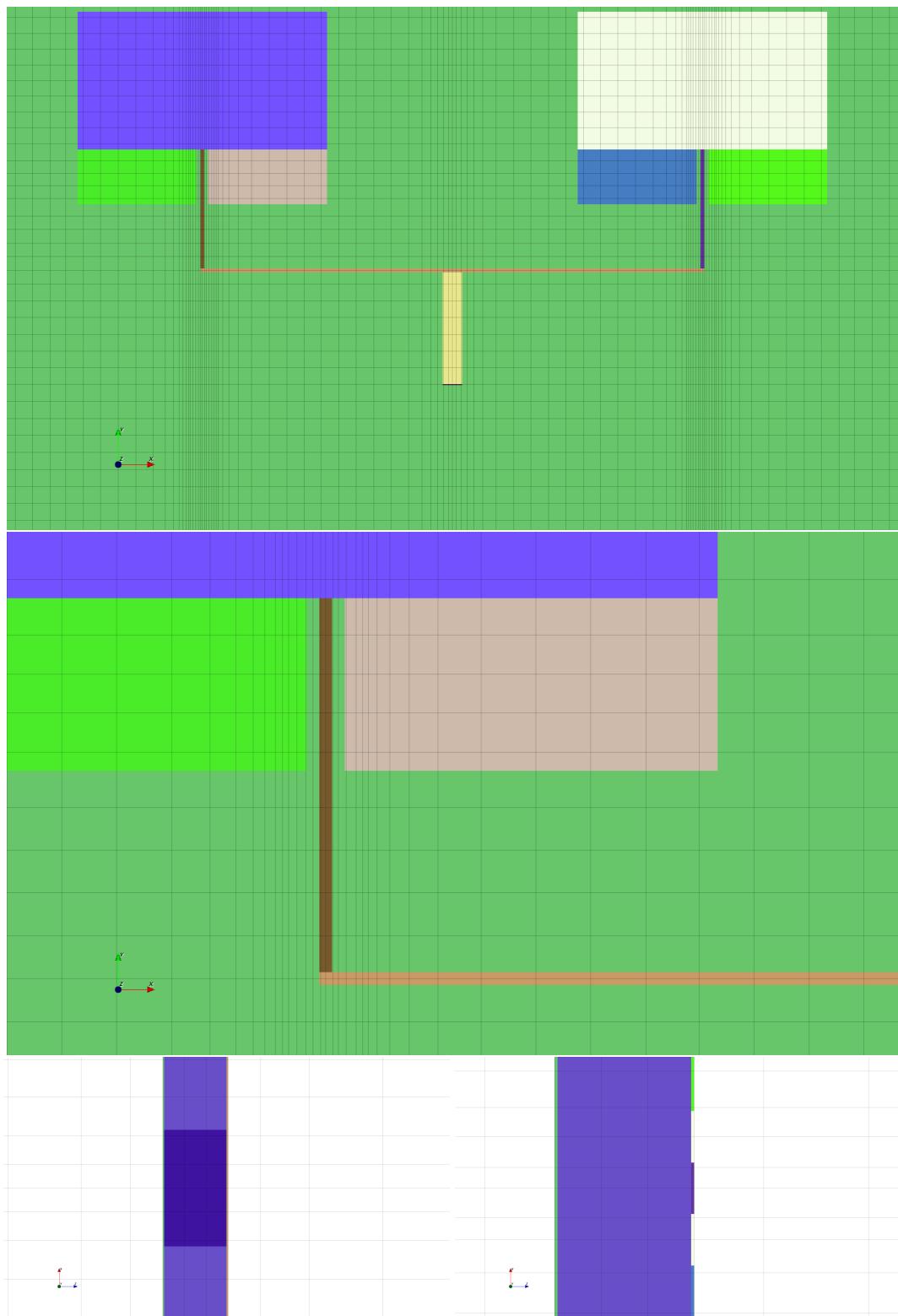


FIGURE 7.3 – appCSXCAD : Vue détaillée du maillage utilisé pour le réseau d'antennes à encoches

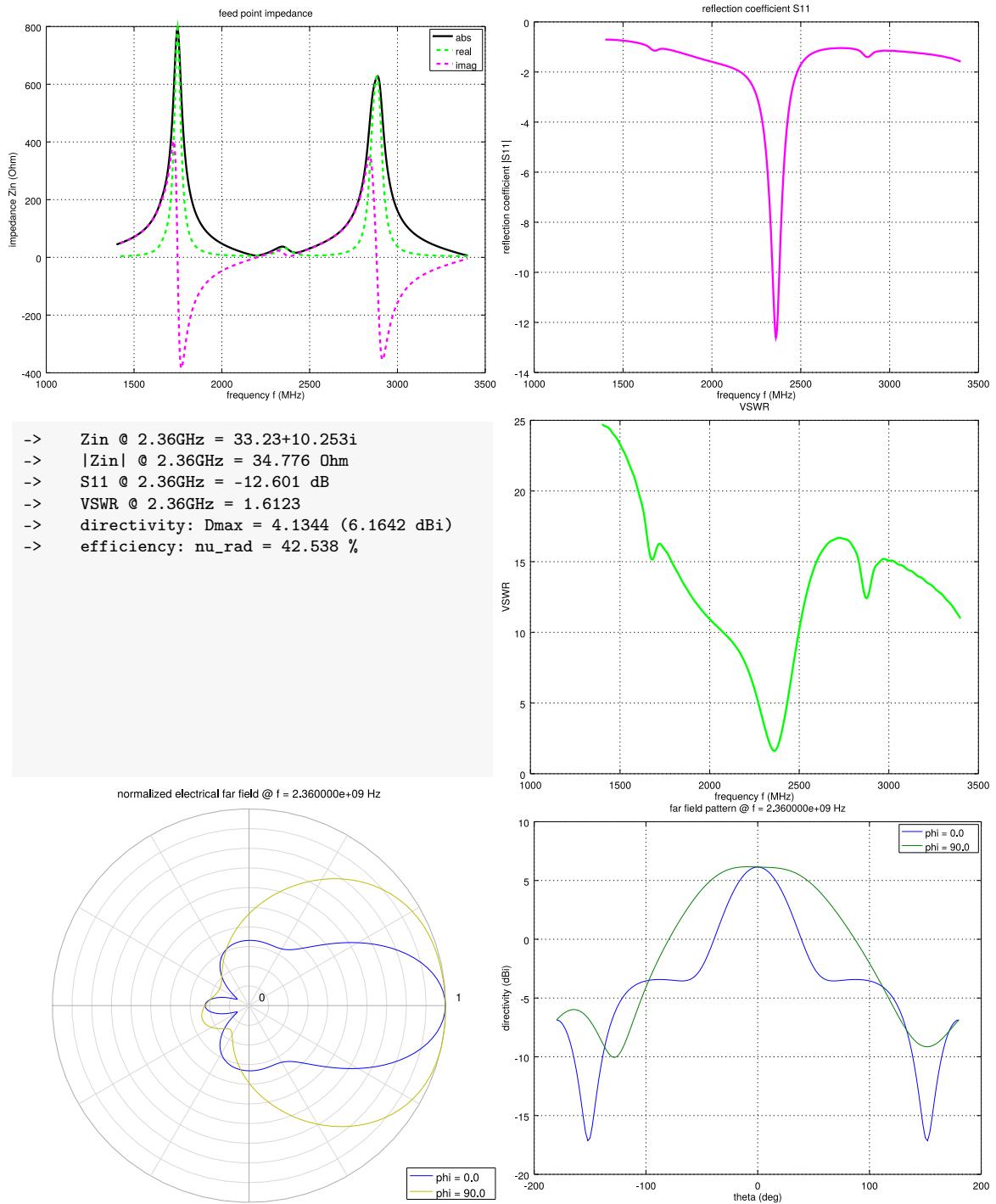


FIGURE 7.4 – OpenEMS : Résultats de simulation du réseau d'antennes à encoches

Impédance d'entrée, coefficient de réflexion en entrée, rapport d'onde stationnaire, diagramme de rayonnement, directivité et efficacité

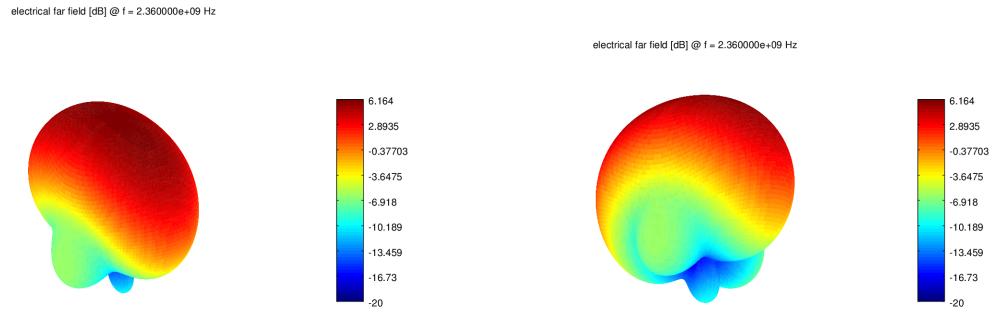


FIGURE 7.5 – Directivité en dB dans l'espace du réseau d'antennes à encoches

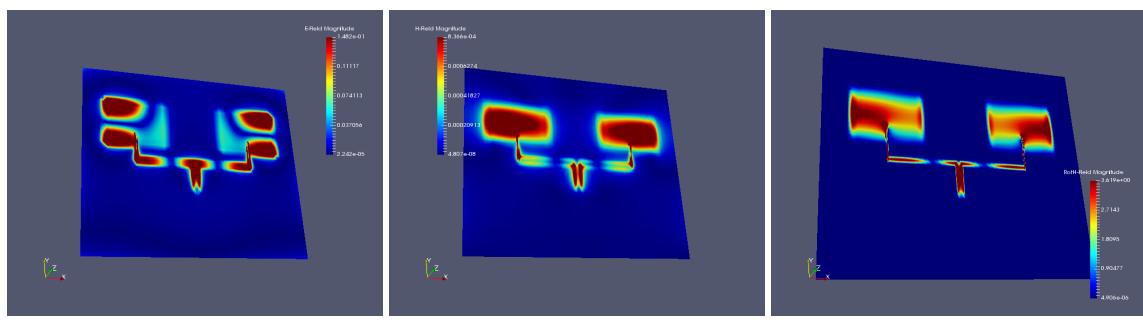


FIGURE 7.6 – Champs électrique \vec{E} , magnétique \vec{H} et densité de courant $\vec{\text{rot}}(\vec{H})$ à 220 étapes temporelles

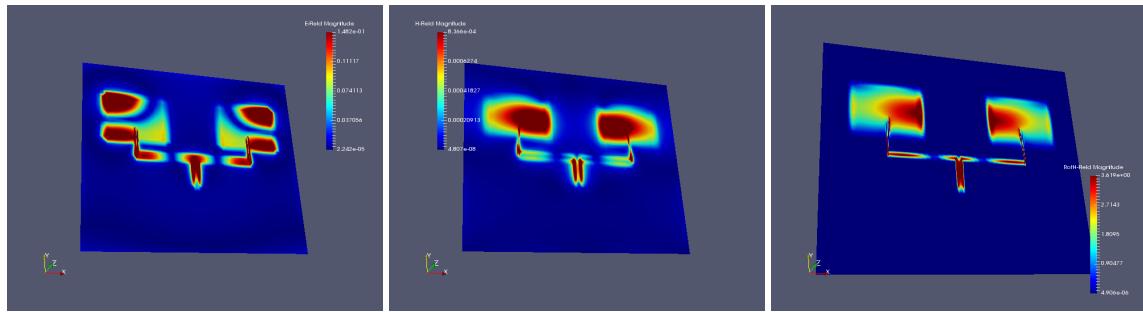


FIGURE 7.7 – Champs électrique \vec{E} , magnétique \vec{H} et densité de courant $\vec{\text{rot}}(\vec{H})$ à 226 étapes temporelles

7.3 Fabrication et mesures

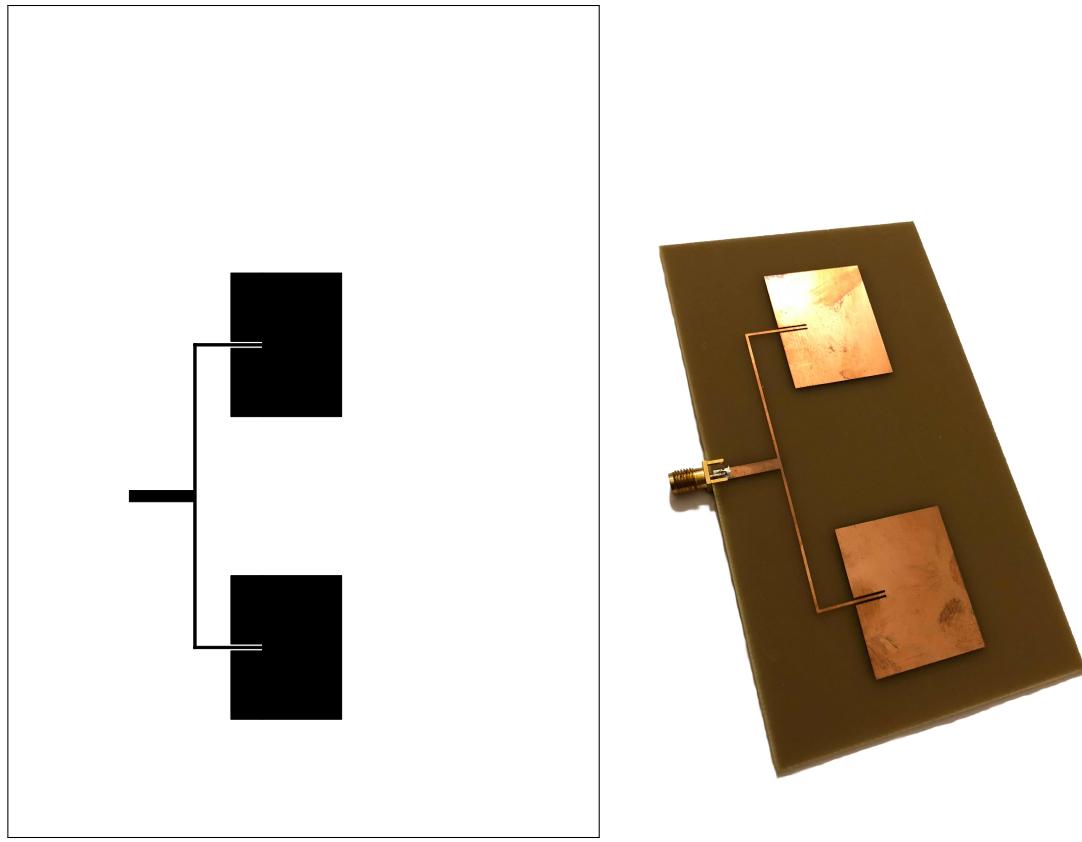


FIGURE 7.8 – Typons sur feuille A5 et photographie du réseau d'antennes à encoches

Après avoir fabriqué l'antenne, on mesure ses paramètres S à l'analyseur de réseau et on les exporte dans un fichier au format Touchstone .s1p. On peut alors utiliser Qucs pour comparer les paramètres S de l'antenne simulée et mesurée.

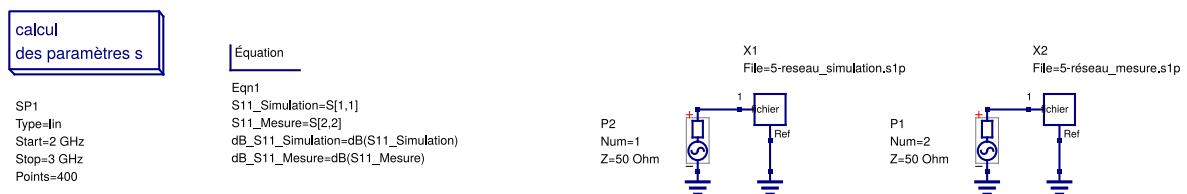


FIGURE 7.9 – Qucs : Schéma du traitement des données du réseau d'antennes à encoches

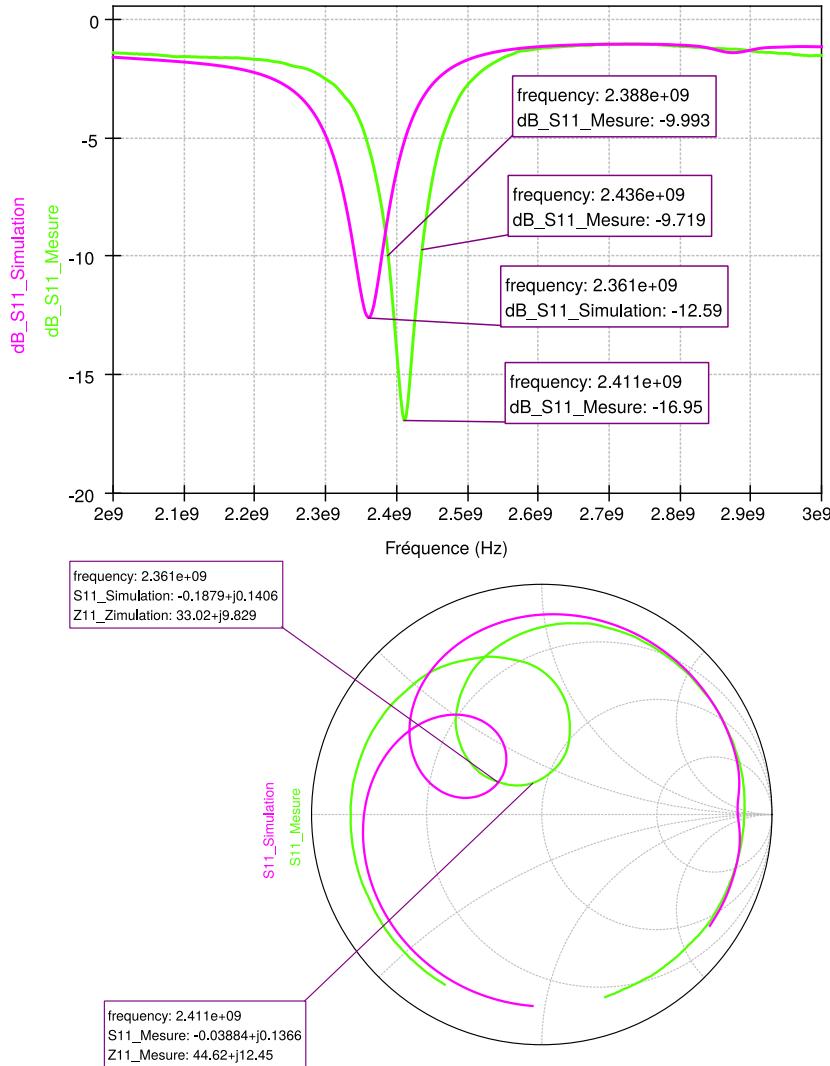


FIGURE 7.10 – Qucs : Confrontation mesure/simulation du paramètre S_{11} du réseau d'antennes à encoches

7.4 Analyse et conclusion

Mesure :

- $f_0 = 2,411\text{GHz}$
- $BP_{@-10dB} = 48\text{MHz}$
- $Z_{in} = 44,62 + j12,45\Omega$
- $S_{11} = -16,95dB$
- $ROS = 1,331$

Cahier des charges :

- $f_0 = 2,4\text{GHz}$
- $BP_{@-10dB} \approx 100\text{MHz}$
- $Z_{in} = 50\Omega$
- $S_{11} < -15dB$
- $ROS < 1,5$

Des antennes produites, celle-ci est la seule à correspondre au cahier des charges à l'exception de la bande passante moitié trop mince. Il semblerait que l'adaptation à 100Ω par la méthode des encoches ait mieux fonctionné que l'adaptation à 50Ω .

Chapitre 8

Discussion des précédents résultats

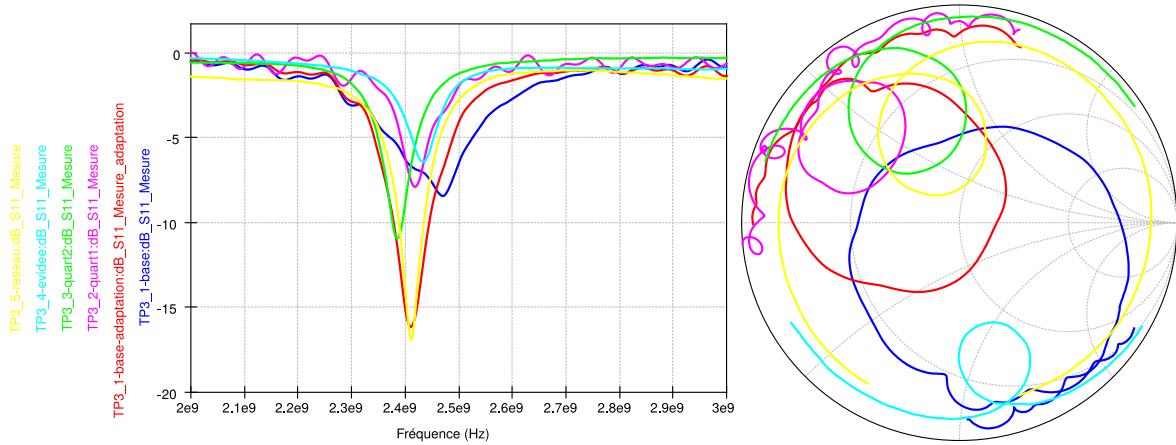


FIGURE 8.1 – Qucs : Comparaison du paramètre S_{11} des 5 antennes produites lors du TP et de la rétro-simulation de l'antenne de base

Antenne Cahier des charges	f0 (GHz)	BP@-10dB (MHz)	Zin (Ω)	S11 (dB)	ROS
	2,4	100	50	< -15	< 1,5
Simple	2,471	-	31,95+j27,24	-8,442	2,217
Simple rétrosimulée	2,411	68	65,52-j9,209	-16,15	1,369
Adaptation $\lambda/4$ (essai1)	2,419	-	23,24+j13,54	-7,903	2,348
Adaptation $\lambda/4$ (essai2)	2,386	20	34,36+j18,85	-10,95	1,791
Adaptation à encoches	2,434	-	38,87-j46,57	-6,426	2,826
Réseau à encoches	2,411	48	44,62+j12,45	-16,95	1,331

FIGURE 8.2 – Comparaison des caractéristiques des 5 antennes produites lors du TP et de la rétro-simulation de l'antenne de base

Les antennes produites lors du TP sont de mauvaise qualité, le réseau d'antennes à encoches étant la seule quasiment conforme au cahier des charges. Ce résultat étant tout à fait relatif, un autre étudiant ayant obtenu un coefficient de réflexion de l'ordre de -40dB pour cette même antenne.

Durant ce TP nous avons eu le parti pris de l'expérimentation.

D'une part en utilisant un logiciel de simulation libre lui-même quelque peu expérimental mais tout à fait utilisable et ayant même des avantages sur AWR par exemple, comme le

maillage inhomogène permettant de réduire considérablement le temps des simulations tout en gardant des résultats corrects, ou encore l'utilisation de GNU Octave / Matlab comme interface, offrant à l'utilisateur de nombreuses possibilités.

D'autre part en se posant des questions quant à l'origine des formules d'optimisation de l'antenne patch.

Nous avons mis en évidence un mystère concernant l'impédance d'entrée du patch, chaque moyen utilisé pour déterminer cette impédance donnant un résultat différent.

- $Z_a = 90 \left(\frac{\epsilon_{eff}^2}{\epsilon_{eff}-1} \right) \left(\frac{L}{W} \right)^2 = 90 \left(\frac{4,3593^2}{4,3593-1} \right) \left(\frac{28,5288}{37,0218} \right)^2 = 302,328\Omega$
- Calculateur emtalk.com : $Z_a = 256\Omega$
- Simulation FDTD avec OpenEMS : $Z_a = 76,481 - j46,583 = 89,551\Omega$

Après davantage de recherches, nous avons trouvé une nouvelle formule :

$$\begin{array}{lll} \frac{W}{\lambda_0} < 1 & \rightarrow & R_a = \frac{1}{2 \frac{W^2}{90\lambda_0^2}} \\ \frac{W}{\lambda_0} > 1 & \rightarrow & R_a = \frac{1}{2 \frac{W^2}{120\lambda_0^2}} \end{array}$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{24 \cdot 10^8 \sqrt{4,3593}} = 59,87mm \quad \frac{W}{\lambda_0} = \frac{37,0218}{59,87} = 0,3 < 1$$

$$R_a = \frac{1}{2 \frac{W^2}{90\lambda_0^2}} = \frac{1}{\frac{2}{90} \cdot \frac{(37,0218 \cdot 10^{-3})^2}{(59,87 \cdot 10^{-3})^2}} = 117\Omega$$

Note : Il s'agit de la résistance d'entrée et non de l'impédance d'entrée.

Ainsi qu'un autre calculateur en ligne sur le site brésilien Laboratório de Antenas e Propagação : http://www.lap.ele.ita.br/microwave_tools.html.

Le site propose d'abord un schéma de la géométrie de l'antenne accompagné d'une explication de l'influence de la largeur du patch W (exprimé en fonction de la longueur L) sur son impédance d'entrée et sa bande passante.

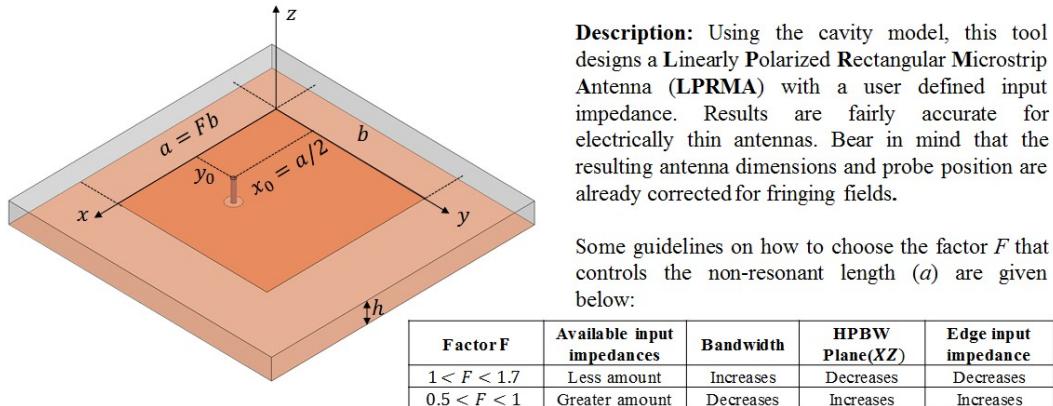


FIGURE 8.3 – LAP : Schéma et explication sur l'influence de la largeur du patch

Le site propose ensuite un outil permettant de déterminer le domaine de définition de l'impédance d'entrée du patch pour des dimensions données. Déplacer le point d'alimentation de l'antenne permet de faire varier son impédance en restant dans ce domaine de définition.

On calcule donc le rapport F :

$$F = \frac{W}{L} = \frac{37,0218}{28,5288} = 1,2977$$

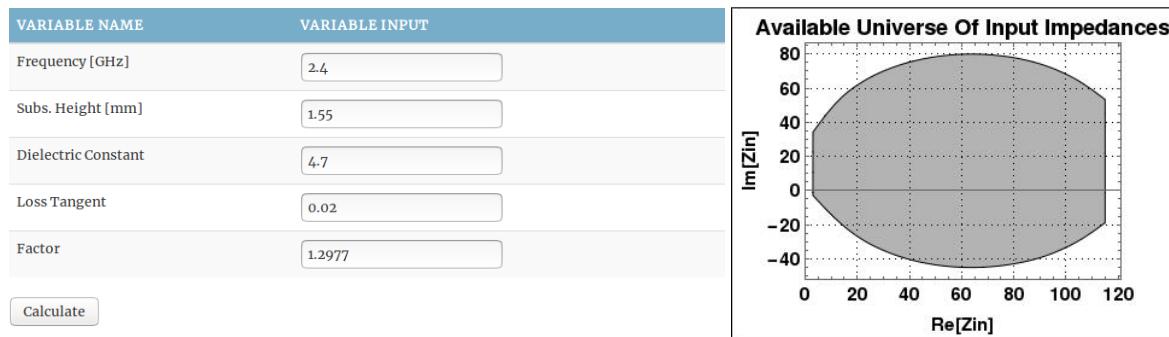


FIGURE 8.4 – LAP : Calculateur du domaine de définition de l'impédance d'entrée d'une antenne patch

La résistance maximale, c'est à dire à l'extrême du patch semble se situer aux environs de 115Ω .

Le site propose un second outil permettant de calculer les dimensions et les caractéristiques d'une antenne à partir des caractéristiques du substrat utilisé, du rapport F et de l'impédance souhaitée. On cherche à adapter l'antenne à 50Ω c'est à dire à avoir en entrée une résistance $R_{in} = 50\Omega$ et une réactance X_{in} nulle.

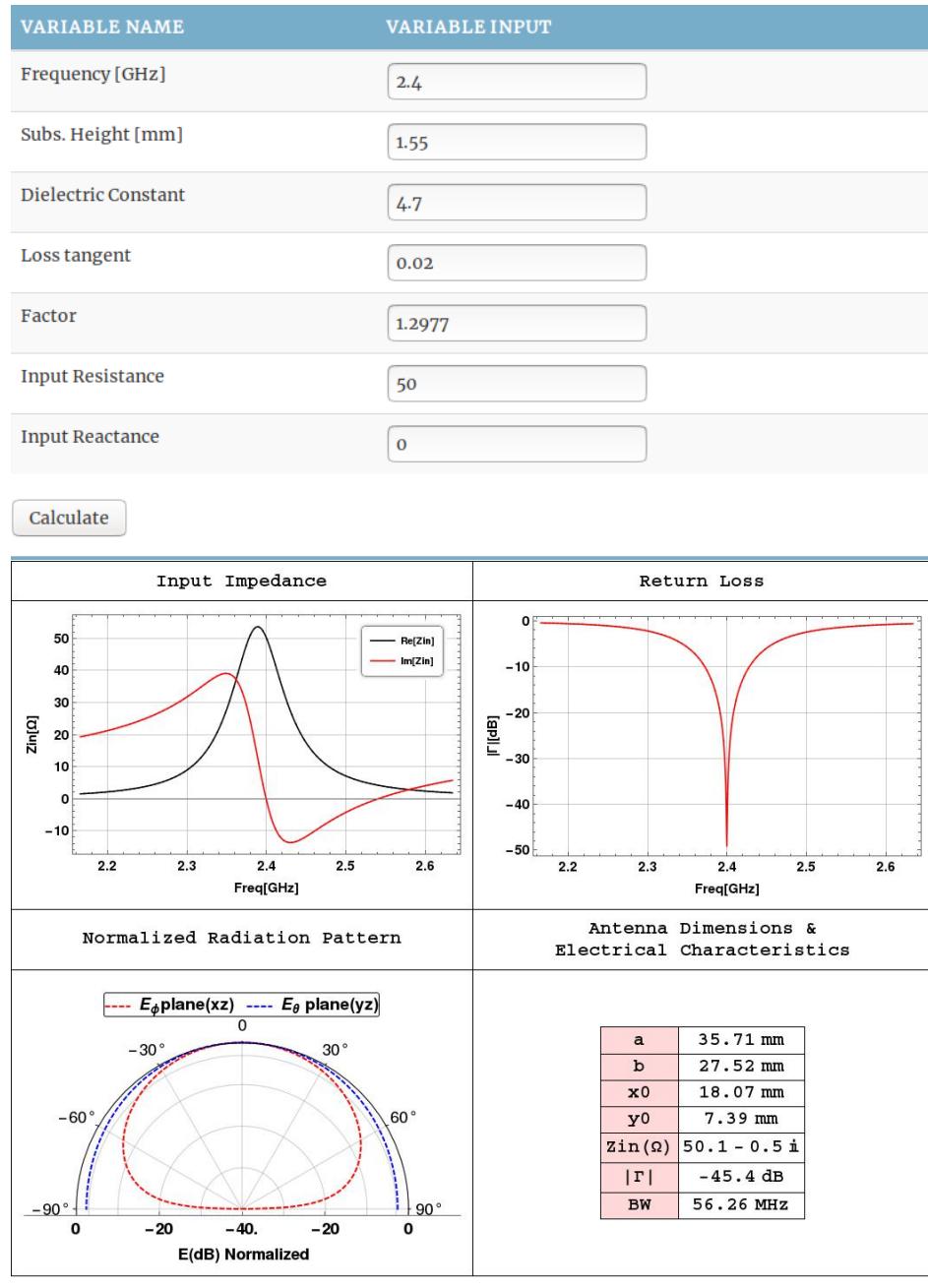
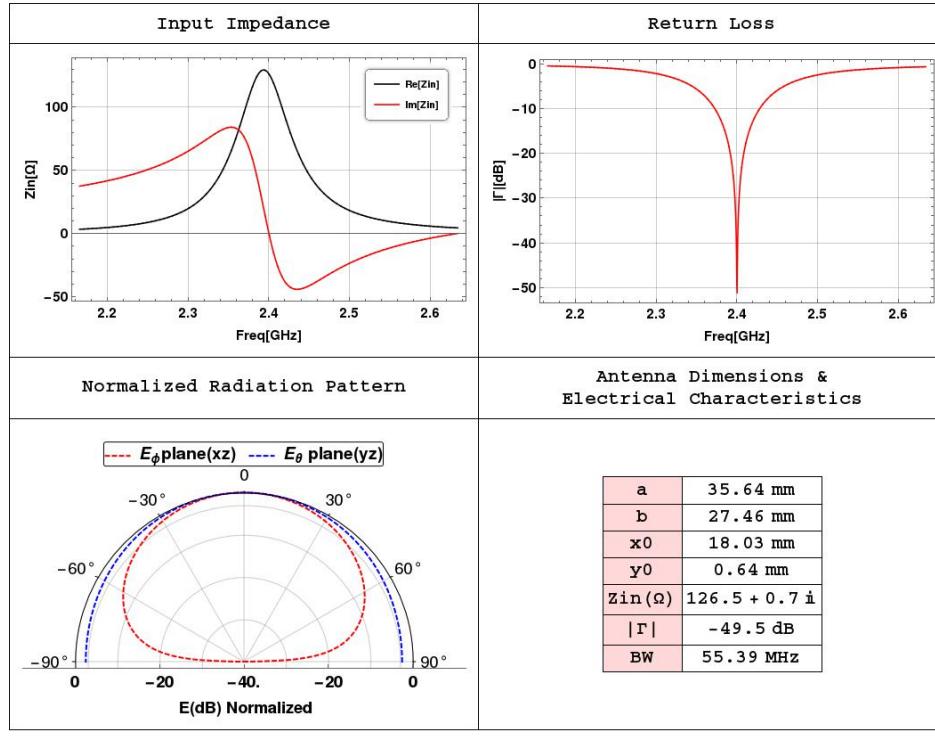


FIGURE 8.5 – LAP : Calculateur d'antenne patch adaptée à 50Ω

Le point d'alimentation, et donc dans notre cas la profondeur des encoche, se situe à 7,39mm du bord pour un patch aux dimensions légèrement différentes. Ramené aux proportions du notre, cela donnerait des encoches de :

$$y_0 = y_{0_{LAP}} \cdot \frac{L}{b} = 7,39 \cdot \frac{28,5288}{27,52} = 7,661 \text{ mm}$$

On cherche à déterminer l'impédance au bord du patch, pour cela on augmente la résistance désirée et on observe l'évolution de y_0 . $R_{in} = 127\Omega$ est la plus haute valeur avant que y_0 ne devienne négatif.

FIGURE 8.6 – LAP : Calculateur d'antenne patch adaptée à 127Ω

Un dernier moyen de déterminer l'impédance d'entrée : une simulation par le modèle des lignes de transmissions.

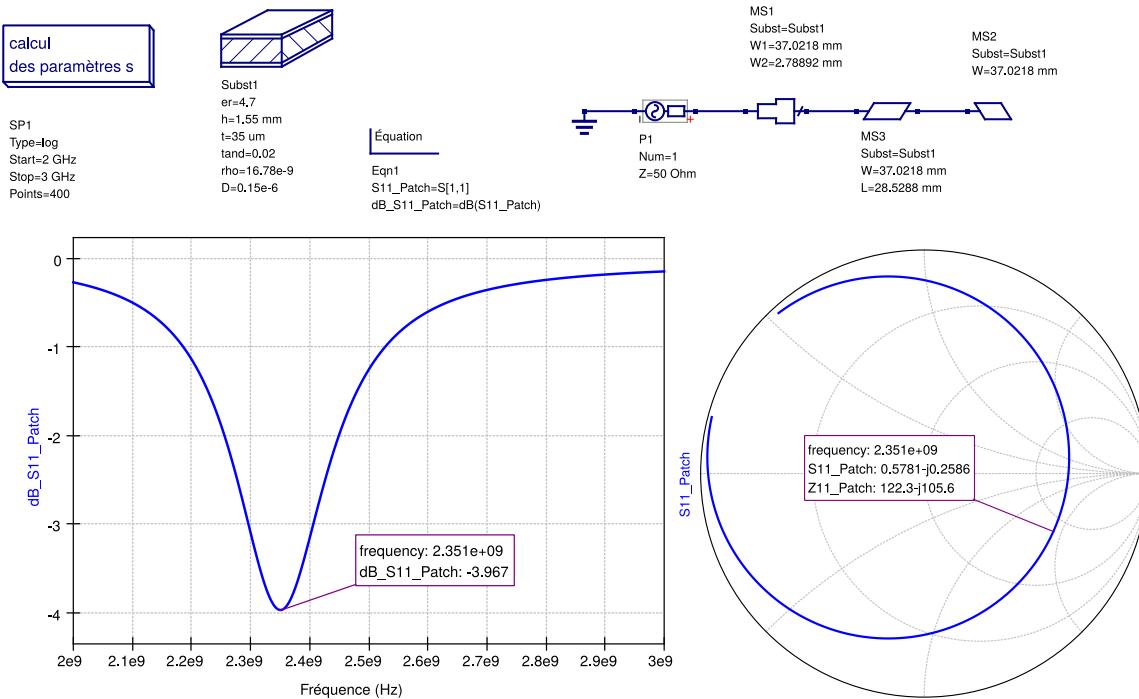


FIGURE 8.7 – Qucs : Détermination de l'impédance d'entrée du patch

L'on obtient $Z_a = 122,3 + j105,6 = 161,582\Omega$.

Il semble qu'il y ait une convergence des résultats vers $115\Omega - 127\Omega$.

Pour clore la discussion sur l'impédance d'entrée du patch, nous avons réalisé une simulation avec le modèle des lignes de transmission du patch adapté par ligne quart d'onde en prenant comme impédance d'entrée chacune des impédances ou résistances mentionnées ci-dessus. La méthode des lignes de transmission n'est pas efficace pour simuler des antennes, toutefois cette simulation devrait permettre d'établir un ordre de grandeur de quelle impédance semble la plus juste et quelle impédance semble la plus erronée.

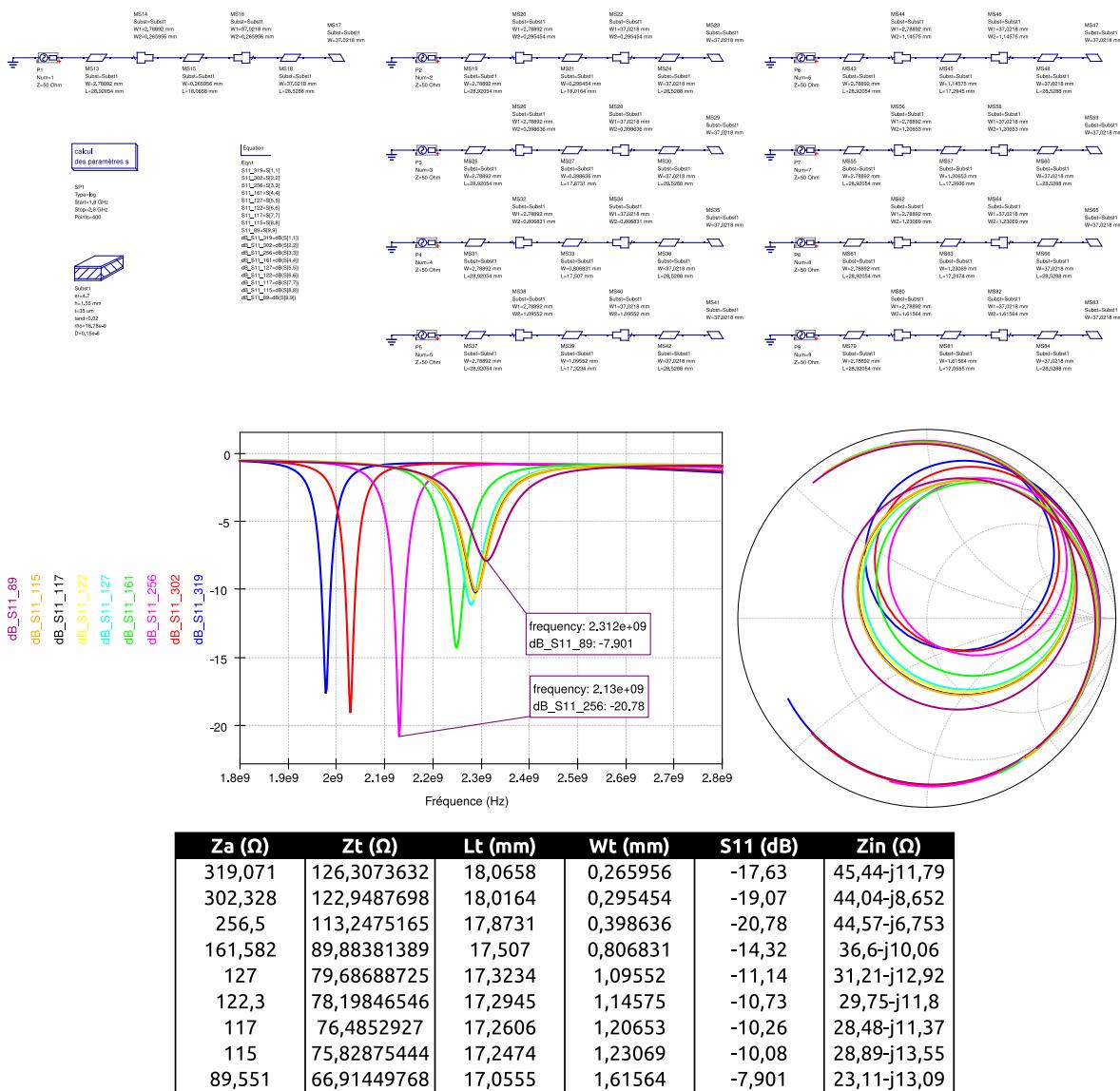


FIGURE 8.8 – Qucs : Comparaison des adaptations du patch par ligne quart d'onde en considérant différentes impédances de bord Z_a

Contre toute attente :

- $256,5\Omega$, l'impédance déterminée par le calculateur emtalk.com permettrait la meilleure adaptation.
- $89,551\Omega$, l'impédance déterminée par le simulateur FDTD openEMS permettrait l'adaptation la plus mauvaise.

Il serait intéressant d'arriver à déterminer de façon fiable l'impédance d'entrée de l'antenne afin de pouvoir comparer l'efficacité des différents moyens d'adapter celle-ci, à savoir la ligne quart d'onde, l'ajout d'encoches, ou encore la ligne d'alimentation d'une longueur particulière. Plusieurs moyens de déterminer la profondeur des encoches ont également été recensés, il serait également intéressant de les comparer.

Toutefois la conclusion de ce travail est que la conception d'antennes est un domaine beaucoup plus expérimental qu'analytique et que la conception d'une antenne patch est difficilement dissociable d'un logiciel de simulation. On remarque d'ailleurs que dans la littérature l'impédance d'entrée de l'antenne est souvent déterminée avec le simulateur.

Compte tenu de cela ainsi que des précédents travaux de recherche, nous allons tenter de proposer une méthode expérimentale d'optimisation d'une antenne patch.

Chapitre 9

Méthode expérimentale de design d'une antenne patch adaptée

Notre point de départ va être une antenne à la géométrie suivante. La longueur et la largeur seront celles déterminées mathématiquement. La ligne d'alimentation est la ligne d'impédance caractéristique 50Ω et de longueur $\lambda/4$ utilisée précédemment :

- $L = 28,5288mm$
- $W = 37,0218mm$
- $L_{in} = 16,621mm$
- $W_{in} = 2,78892mm$

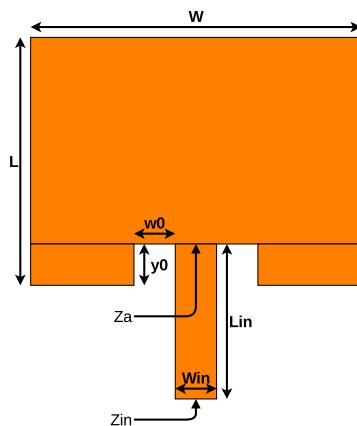


FIGURE 9.1 – Allure de la structure de l'antenne patch

Nous allons ensuite travailler sur les paramètres géométriques à notre disposition pour tenter d'adapter l'antenne.

- L : Influe sur la fréquence centrale de l'antenne. Lors d'un décalage fréquentiel par modification de L , il est important de modifier en conséquence W et y_0 pour ne pas briser les rapports W/L et y_0/L , ce qui modifierait également l'impédance de l'antenne.

$$L \nearrow \quad \rightarrow \quad f \searrow$$

- W : Influe sur l'impédance d'entrée de l'antenne. Ainsi que sur sa bande passante, des grandes valeurs de W permettent de réaliser des antennes multi-bandes ou large-bande.

$$W \nearrow \quad \rightarrow \quad Z_a \searrow BP \nearrow$$

- y_0 : Influe sur l'impédance d'entrée de l'antenne.

$$y_0 \nearrow \rightarrow Z_a \searrow R_a \searrow X_a \nearrow$$

- w_0 : Influe sur l'impédance d'entrée de l'antenne. Peut également modifier légèrement la fréquence centrale.

$$w_0 \nearrow \rightarrow R_a \searrow X_a \nearrow f \nearrow$$

- L_{in} : Comme observé au Chapitre 3, modifier la longueur de la ligne d'alimentation fait pivoter la courbe de son paramètre S_{11} sur l'abaque de Smith. Il s'agit là d'une modification d'impédance qui peut être utilisée pour adapter l'antenne, notamment pour annuler sa réactance X_{in} .
- W_{in} : Influe sur l'impédance d'entrée de l'antenne, et plus particulièrement sa réactance. Intuitivement une ligne d'alimentation fine est inductive (+X) et une ligne d'alimentation large est capacitive (-X). L'effet de l'impédance de la ligne d'alimentation sur l'impédance d'entrée de l'antenne Z_{in} dépend de l'impédance d'entrée du patch Z_a .
- Le travail sur la ligne d'alimentation nécessite généralement de travailler à la fois sur L_{in} et W_{in} et peut de ce fait s'avérer assez difficile. D'autant plus que dans le cas où la ligne devient fine, le maillage sur OpenEMS peut lui-même devenir un challenge, la durée des simulations s'en trouvant souvent largement accrue ($3\text{min} \rightarrow 20\text{min}$).

Ces informations sur le sens d'évolution des différents paramètres sont présentes ici à titre indicatif uniquement. L'impédance Z_{in} étant de toute façon différente de l'impédance Z_a , l'une et l'autre évoluant souvent dans des directions opposées, cela dépend des caractéristiques de la ligne d'alimentation mais également de la profondeur des encoches y_0 .

La méthode d'adaptation consiste donc à choisir une structure de départ puis un paramètre sur lequel travailler. On multiplie alors le paramètre choisi par un coefficient que l'on va faire varier.

La première étape est de déterminer le sens de variation de l'impédance d'entrée Z_{in} en fonction du sens de variation du coefficient.

Ensuite on fait varier celui-ci jusqu'à ce que l'impédance d'entrée soit proche de 50Ω (généralement X_{in} s'annule lorsque R_{in} vaut 50Ω). Procéder par dichotomie est une façon efficace de faire. Lorsque l'adaptation est bonne, l'antenne présente ses meilleures caractéristiques.

9.1 Travail sur la profondeur des encoches y_0

Nous avons essayé quelques valeurs de y_0 déterminées par la formule ci-dessous appliquée à certaines des impédances notables du chapitre précédent. Mais également des valeurs de y_0 étant des divisions de L . Pour l'instant la largeur des encoches est égale à la largeur de la ligne d'alimentation.

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \cdot \cos^{-1} \sqrt{\frac{Z_c}{Z_a}}$$

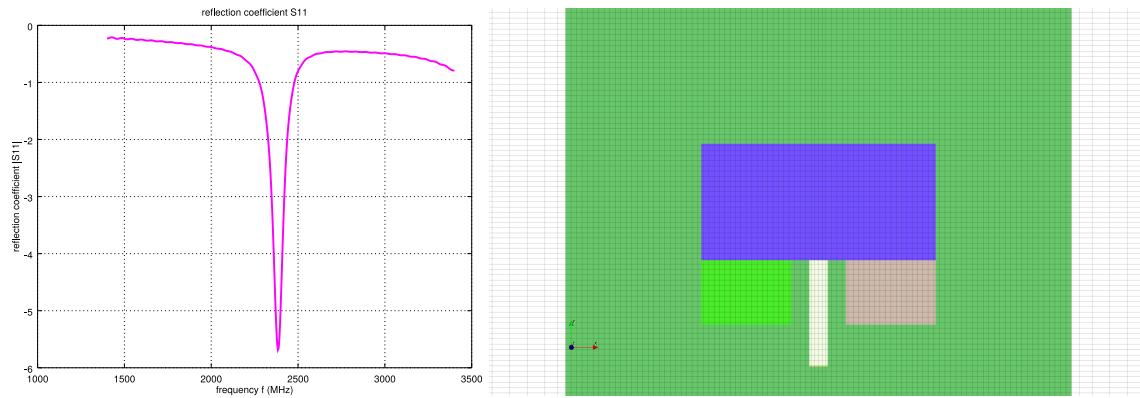


FIGURE 9.2 – Paramètre S_{11} et structure de l'antenne pour $y_0 = 10,112\text{mm}$
($Z_a = 256,5\Omega$)

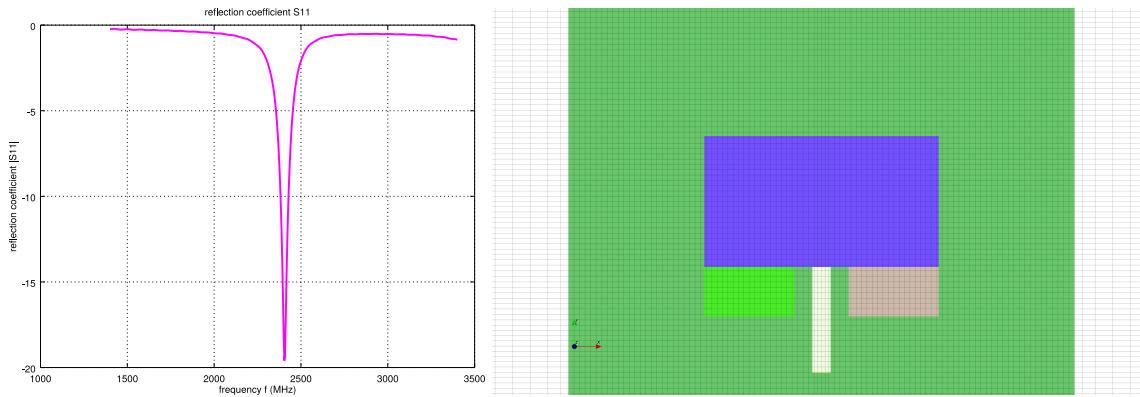


FIGURE 9.3 – Paramètre S_{11} et structure de l'antenne pour $y_0 = 7,7943\text{mm}$
($Z_a = 117\Omega$)

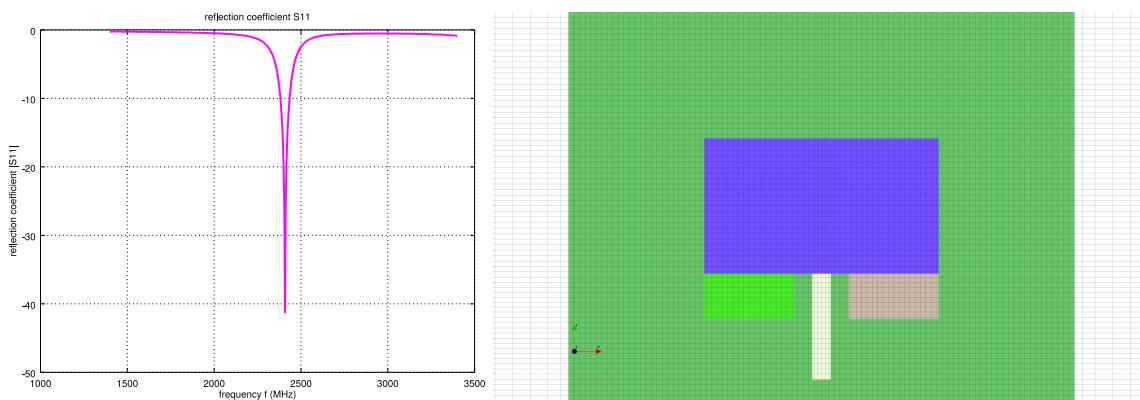


FIGURE 9.4 – Paramètre S_{11} et structure de l'antenne pour $y_0 = 7,1322\text{mm}$
($y_0 = L/4$)

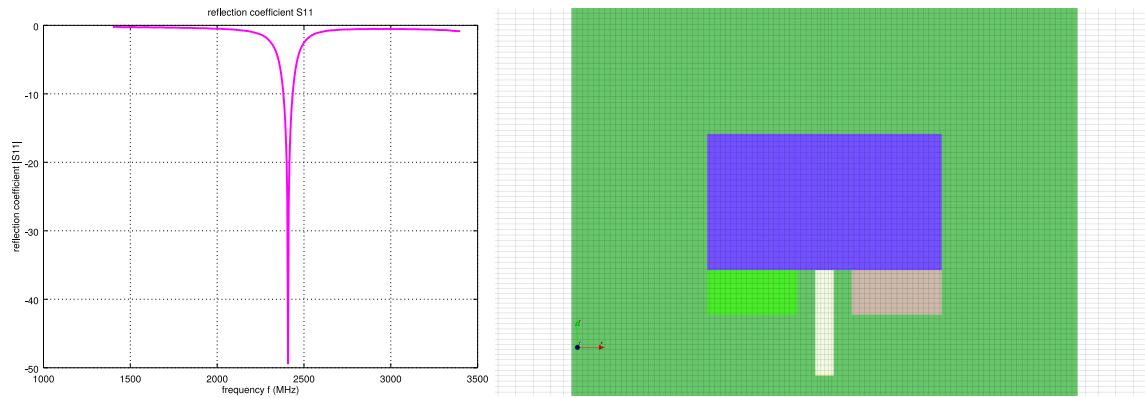


FIGURE 9.5 – Paramètre S_{11} et structure de l'antenne pour $y_0 = 7,0609\text{mm}$
($y_0 = L/4 \times 0,99$)

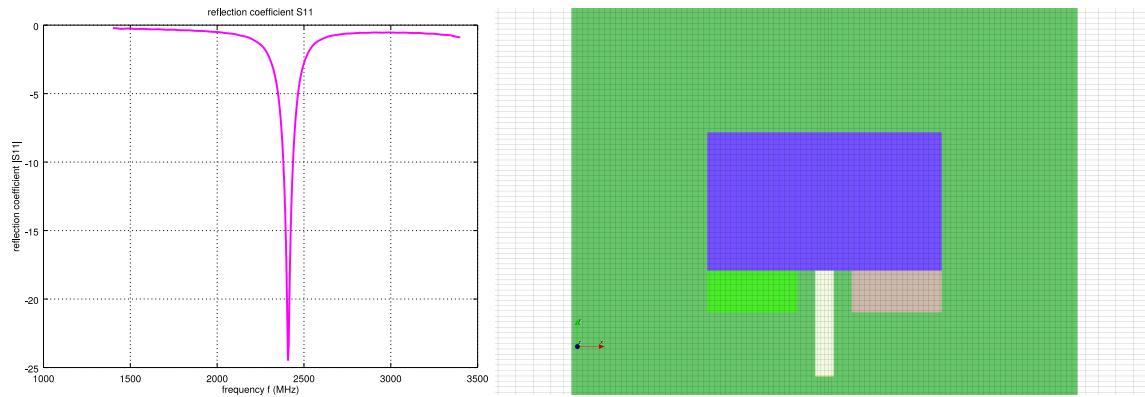


FIGURE 9.6 – Paramètre S_{11} et structure de l'antenne pour $y_0 = 6,6012\text{mm}$
($Z_a = 89,551\Omega$)

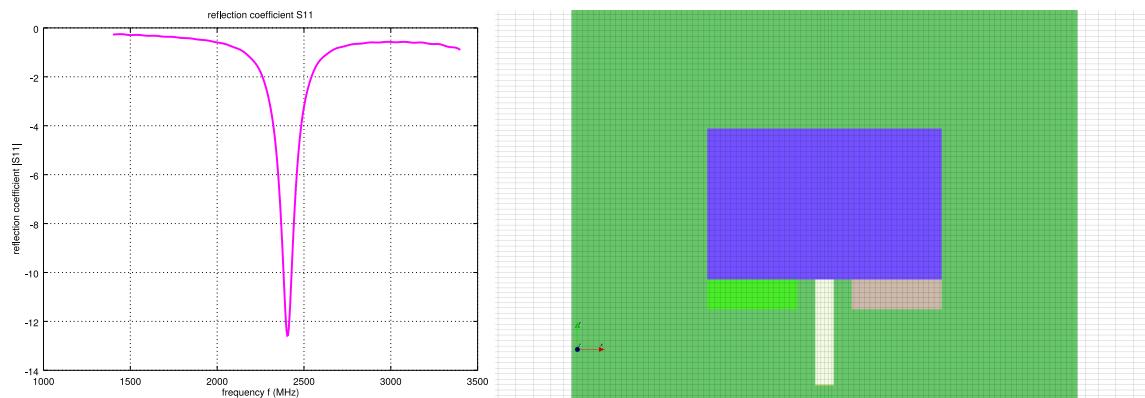


FIGURE 9.7 – Paramètre S_{11} et structure de l'antenne pour $y_0 = 4,7548\text{mm}$
($y_0 = L/6$)

Point de départ	y0départ (mm)	x	y0 (mm)	f0 (GHz)	Zin (Ω)	Zin (Ω)	S11 (dB)	ROS
Za=256,5 Ω	10,112	1	10,112	2,384	128,035	108,594-j67,8256	-5,6861	3,1634
Za=117 Ω	7,7943	1	7,7943	2,404	59,296	58,853-j7,2344	-19,593	1,2341
L/4	7,1322	1	7,1322	2,408	50,722	50,72-j0,48492	-41,293	1,0174
L/4	7,1322	0,99	7,060878	2,408	49,795	49,794-j0,2653	-49,464	1,0068
Za=89,551 Ω	6,6012	1	6,6012	2,408	44,476	44,463+j1,0839	-24,476	1,127
L/6	4,7548	1	4,7548	2,404	32,054	31,583+j5,4733	-12,58	1,6143

FIGURE 9.8 – Résultats de simulation de l'antenne patch pour différentes valeurs de y_0

- $Z_a = 256,5\Omega$: Étudiée plus en détail au Chapitre 6, l'antenne obtenue à partir de l'impédance déterminée par le calculateur emtalk.com est médiocre. Sa désadaptation étant grande, il semble difficile de l'utiliser comme point de départ pour travailler sur un autre paramètre.
- $Z_a = 117\Omega$ & $Z_a = 89,551\Omega$: Ces antennes, obtenues respectivement à partir des impédances déterminées par la formule ci-dessous et par le simulateur FDTD OpenEMS (Chapitre 6), présentent des caractéristiques intéressantes. Leur désadaptation étant assez légère, elles pourront servir de support pour travailler sur d'autres paramètres que y_0 .

$$R_a = \frac{1}{2 \frac{W^2}{90\lambda_0^2}}$$

- $y_0 = L/4$: Cette profondeur d'encoche, déterminée par hasard permet une adaptation presque parfaite en simulation. On peut optimiser légèrement y_0 pour améliorer encore davantage l'adaptation.
- $y_0 = L/6$: La profondeur d'encoche suggérée dans le cahier des charges offre une antenne aux caractéristiques moyennes.

Remarque : Toutes ces antennes présentent à peu près le même gain, environ 6,4dBi.

L'on peut également à titre informatif réaliser la même comparaison pour une adaptation à 100Ω , en particulier pour les profondeurs $y_0 = L/4$ et $y_0 = L/6$. On utilise pour cela une source d'impédance interne 100Ω , une ligne d'alimentation aux mesures suivantes ainsi qu'une résolution de maillage différente. En effet la ligne étant trop fine, celui-ci devient plus délicat et $\lambda/100$ ne convient plus. $\lambda/36$ semble convenir.

- $L_{in} = 17,6716mm$
- $W_{in} = 0,595607mm$

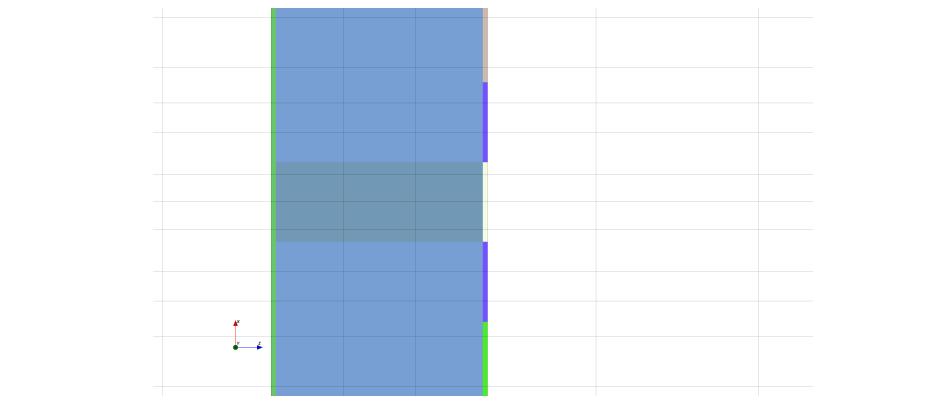


FIGURE 9.9 – Vue détaillée du maillage $\lambda/36$ aux abords de la ligne d'alimentation et des encoches

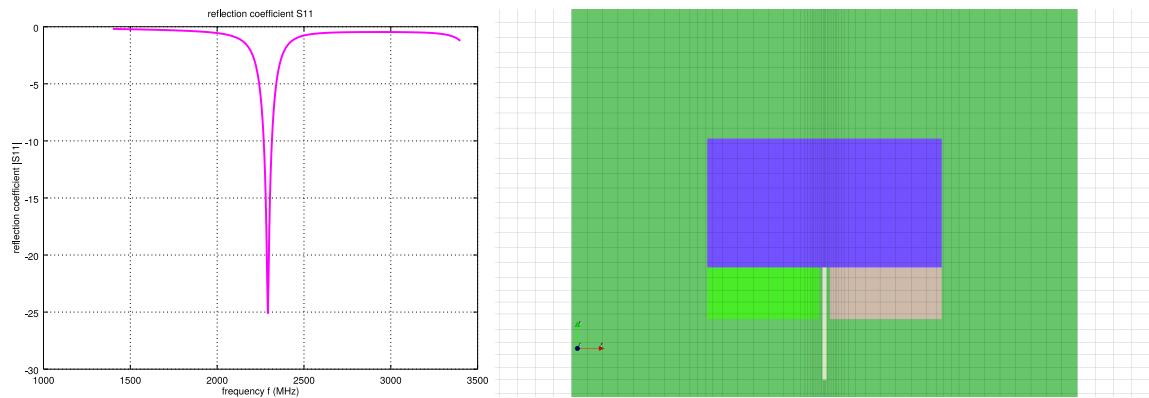


FIGURE 9.10 – Paramètre S_{11} et structure de l'antenne pour $y_0 = 8,151\text{mm}$
($Z_a = 256,5\Omega$) et $Z_{in} = 100\Omega$

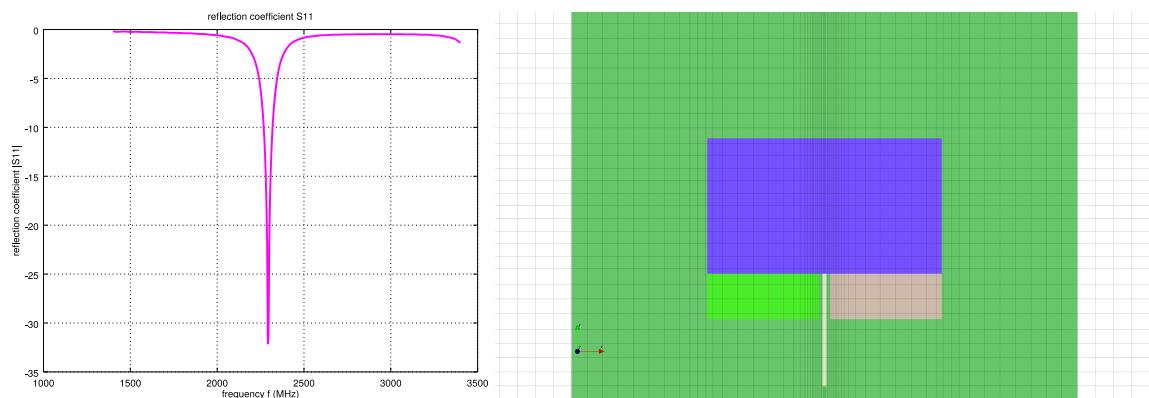


FIGURE 9.11 – Paramètre S_{11} et structure de l'antenne pour $y_0 = 7,1322\text{mm}$
($y_0 = L/4$) et $Z_{in} = 100\Omega$

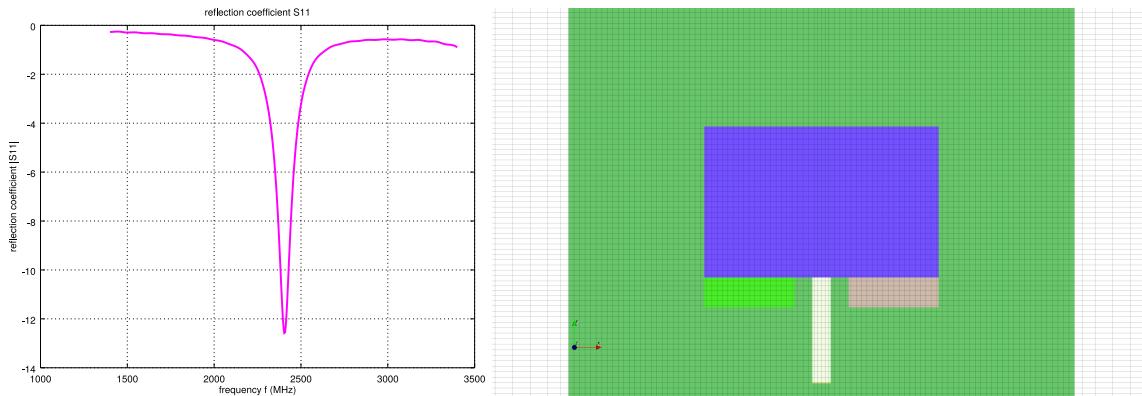


FIGURE 9.12 – Paramètre S_{11} et structure de l'antenne pour $y_0 = 4,7548\text{mm}$
($y_0 = L/6$) et $Z_{in} = 100\Omega$

Point de départ	y_0 (mm)	f_0 (GHz)	$ Z_{in} $ (Ω)	Z_{in} (Ω)	S_{11} (dB)	ROS
$Z_a=256,5\Omega$	8,151	2,292	111,722	$111,719+\text{j}0,77238$	-25,119	1,1175
$L/4$	7,1322	2,292	100,717	$100,597-\text{j}4,91343$	-32,158	1,0506
$L/6$	4,7548	2,288	83,62	$83,601-\text{j}1,766$	-20,931	1,1974

FIGURE 9.13 – Résultats de simulation de l'antenne patch adaptée à 100Ω
pour différentes valeurs de y_0

L'on remarque deux choses :

- Pour y_0 déterminé à partir de $Z_a = 256,5\Omega$, l'adaptation est très nettement meilleure lorsque réalisée pour 100Ω que pour 50Ω . Cela explique les résultats du TP.
- $y_0 = L/4$ permet une adaptation optimale également pour 100Ω . Le fait que cette formule ne dépende ni de l'impédance du patch ni de celle de la ligne et permette malgré tout une bonne adaptation (question soulevée au Chapitre 6 pour $y_0 = L/6$) provient sans doute de l'égalité entre la largeur de la ligne et la largeur des encoches.

9.2 Travail sur la largeur des encoches w_0

Nous avons utilisé ici comme point de départ les deux antennes avec des encoches d'une profondeur de $7,7943\text{mm}$ et $6,6012\text{mm}$ calculées respectivement à partir d'impédances de bord $Z_a = 117\Omega$ et $Z_a = 89,551\Omega$. La largeur des encoches étant initialement égale à la largeur de la ligne d'alimentation, c'est-à-dire $w_0 = 2,78892\text{mm}$.

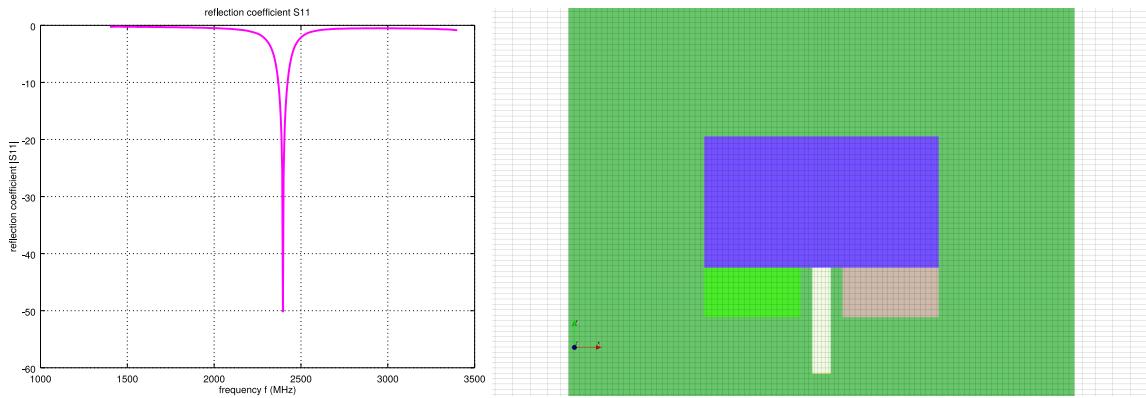


FIGURE 9.14 – Paramètre S_{11} et structure de l'antenne pour $y_0 = 7,7943\text{mm}$
($Z_a = 117\Omega$) et $w_0 = 0,65 \times W_{in}$

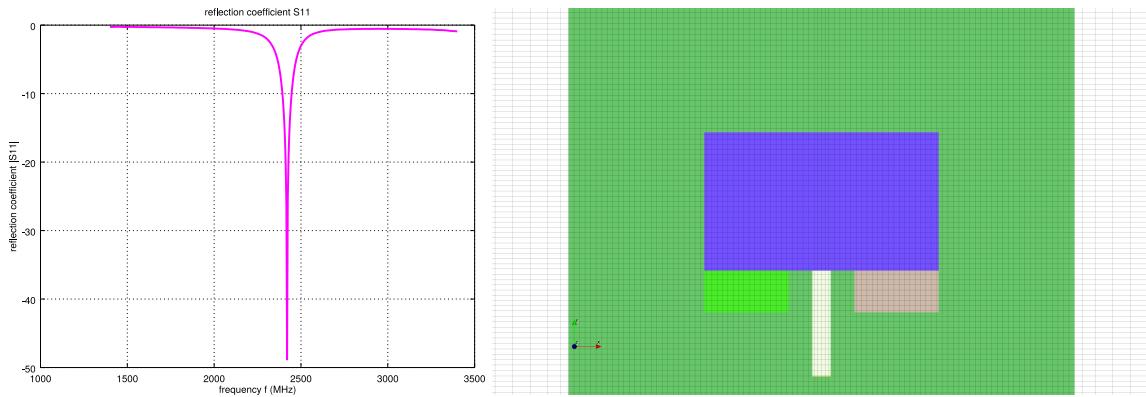


FIGURE 9.15 – Paramètre S_{11} et structure de l'antenne pour $y_0 = 6,6012\text{mm}$
($Z_a = 89,551\Omega$) et $w_0 = 1,3 \times W_{in}$

Point de départ	y_0 (mm)	x	w_0 (mm)	f_0 (GHz)	$ Z_{in} $ (Ω)	Z_{in} (Ω)	S_{11} (dB)	ROS
$Z_a=117\Omega$	7,7943	0,65	1,87798	2,396	49,758	$49,758+j0,188$	-50,246	1,0062
$Z_a=89,551\Omega$	6,6012	1,3	3,75596	2,42	50,344	$50,344+j0,10441$	-48,914	1,0072

FIGURE 9.16 – Résultats de simulation de l'antenne patch adaptée par travail sur w_0 pour différentes valeurs de y_0

Ainsi un léger travail sur w_0 permet une très bonne adaptation. Le dérèglement fréquentiel semble un peu plus important lorsque l'on agrandit w_0 .

9.3 Travail sur la largeur du patch W

Ces deux mêmes antennes peuvent également être adaptées par un travail sur W . w_0 est donc de nouveau égal à W_{in} .

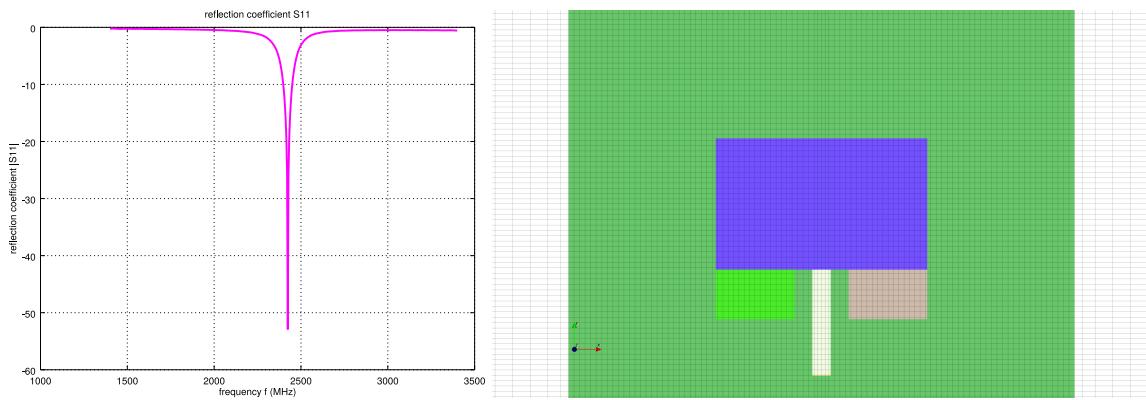


FIGURE 9.17 – Paramètre S_{11} et structure de l'antenne pour $y_0 = 7,7943\text{mm}$
($Z_a = 117\Omega$) et $W = 0,903 \times 37,0218\text{mm}$

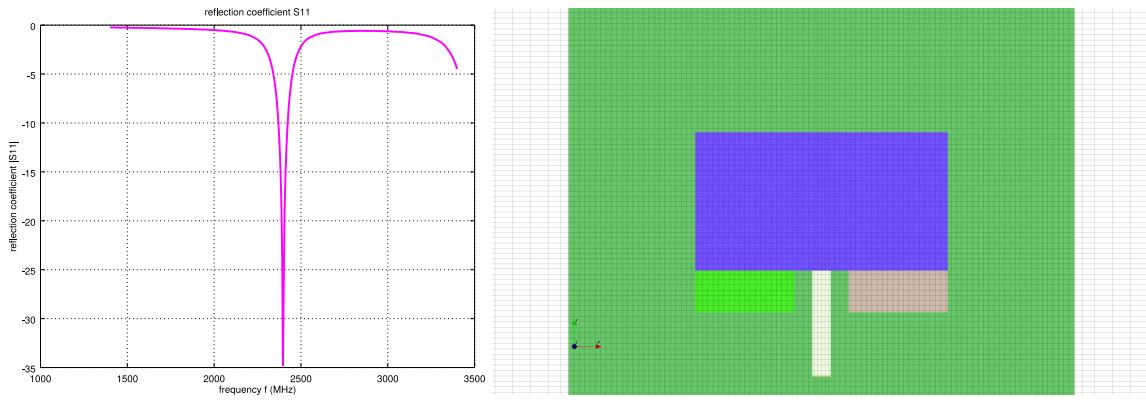


FIGURE 9.18 – Paramètre S_{11} et structure de l'antenne pour $y_0 = 6,6012\text{mm}$
($Z_a = 89,551\Omega$) et $W = 1,077 \times 37,0218\text{mm}$

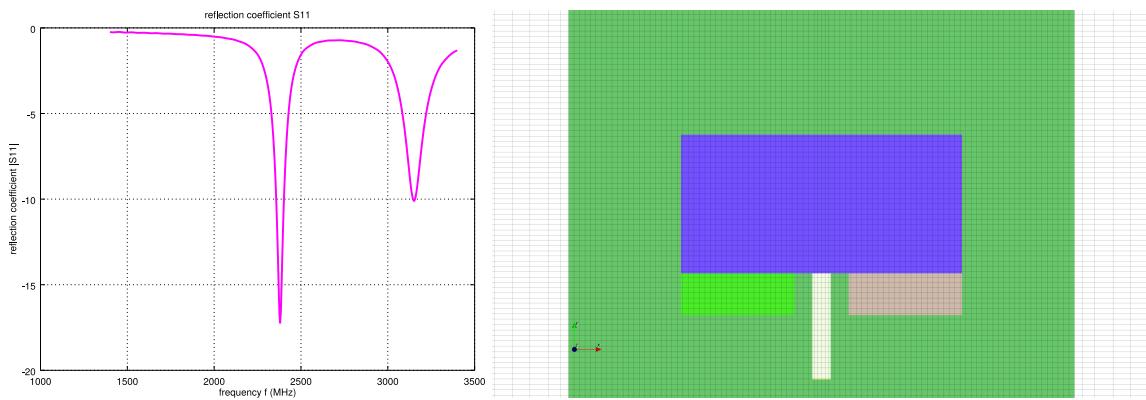


FIGURE 9.19 – Paramètre S_{11} et structure de l'antenne pour $y_0 = 6,6012\text{mm}$
($Z_a = 89,551\Omega$) et $W = 1,2 \times 37,0218\text{mm}$

Point de départ	y0 (mm)	x	W (mm)	f0 (GHz)	Zin (Ω)	Zin (Ω)	S11 (dB)	ROS
Za=117 Ω	7,7943	0,903	33,4306854	2,424	50,103	50,103-j0,20121	-52,926	1,0045
Za=89,551 Ω	6,6012	1,077	39,8724786	2,396	50,795	50,768-j1,6662	-34,796	1,0371
Za=89,551 Ω	6,6012	1,2	44,42616	2,38	63,594	63,024-j8,4994	-17,252	1,3181
				3,151	52,065	42,86+j29,56	-10,11	1,908

FIGURE 9.20 – Résultats de simulation de l'antenne patch adaptée par travail sur W pour différentes valeurs de y0

Une diminution de W permet d'obtenir un coefficient de réflexion en entrée très faible. Cela est plus difficile avec une augmentation de W, celle-ci ayant pour effet de répartir la puissance émise sur plusieurs bandes de fréquence.

9.4 Conclusion

Nous avons finalement réussi à adapter des antennes de façon optimale, celles-ci mériteraient d'être produites puis comparées aux simulations. Un décalage existera sans doute, comme pour les antennes produites précédemment. Un cycle de rétro-simulation serait d'ailleurs bienvenu pour corriger cet écart au préalable.

Pour finir, la façon la plus simple d'adapter l'antenne patch est d'y disposer des encoches de la largeur de la ligne d'alimentation et d'une profondeur $L/4$, celle ci donnant des résultats largement meilleurs que la formule $L/6$ proposée par le cahier des charges du TP. Et ce indifféremment de l'impédance à laquelle doit être adaptée l'antenne.

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \cdot \cos^{-1} \sqrt{\frac{Z_c}{Z_a}}$$

La formule ci-dessus appliquée à l'impédance obtenue par celle ci-dessous ou à l'impédance déterminée par simulation FDTD avec OpenEMS offre des antennes moins bien adaptées mais avec lesquelles il est intéressant de travailler.

$$R_a = \frac{1}{2 \frac{W^2}{90\lambda_0^2}}$$

Annexe A

Manuel d'utilisation d'OpenEMS

OpenEMS est un logiciel libre de simulation électromagnétique utilisant la méthode FDTD.

Contrairement à la plupart des logiciels de simulation électromagnétique commerciaux comme AWR, OpenEMS s'utilise à travers une interface texte en langage Matlab / GNU Octave. Cela le rend particulièrement puissant du fait de la liberté offerte à l'utilisateur, en revanche son interface peut paraître austère et nécessite une certaine maîtrise de ce dont il est question.

Son utilisation repose sur plusieurs logiciels :

- GNU Octave ou Matlab : Pour lancer le script associé à la simulation.
- CSXCAD : Une librairie utilisée pour décrire des objets géométriques et un maillage.
- appCSXCAD : Logiciel permettant de visualiser l'objet 3D précédemment décrit. Ne permet aucune modification de l'objet.
- OpenEMS : Moteur de calcul FDTD.
- NF2FF : Near Field To Far Field, programme calculant les rayonnements électromagnétiques de l'antenne à partir des champs rayonnés par chaque cellule du maillage.
- Paraview : Logiciel de visualisation 3D utilisé pour observer certains résultats de simulations en 3D et évoluant dans le temps ou la fréquence, par exemple le champ électrique rayonné. Il s'agit des fichiers dump au format .vtk.

Site officiel du projet OpenEMS : <http://openems.de/start/index.php/>

A.1 Déclaration des variables de la simulation

Il s'agit de placer dans des variables au début du script toutes les valeurs numériques que l'on va utiliser, à savoir la fréquence centrale de l'antenne, les dimensions des éléments, les caractéristiques du substrat, etc.

```
%%%% SYSTEM VAR
suffix = "channel1"
Sim_Path = 'tmp';
Sim_CSX = 'patch.xml';
[status, message, messageid] = rmdir( Sim_Path, 's' );
[status, message, messageid] = mkdir( Sim_Path );

%%%% VAR
f0 = 2.4e9;
fc = 1e9;
```

```

unit = 1e-3;

substrate.tand = 0.02;
substrate.Er = 4.7;
substrate.K = substrate.tand * 2 * pi * f0 * EPS0 * substrate.Er;
substrate.h = 1.55;
substrate.L = 80;
substrate.W = 80;
substrate.cells = 4;

patch.L = 28.5151;
patch.W = 37.0218;

line.L = 16.621;
line.W = 2.8892;

ground.L = substrate.L;
ground.W = substrate.W;

copper.h = 0.035;

feed.W = line.W;
feed.h = substrate.h;
feed.R = 50;

```

A.2 Paramétrage de la simulation

Il s'agit de définir le type d'excitation utilisé, la fréquence centrale, ainsi que les conditions aux limites de la zone de simulation.

Comme expliqué dans le paragraphe concernant la méthode FDTD, plusieurs comportement aux limites de la zone simulée existent :

- PEC : Conducteur électrique parfait.
- PMC : Conducteur magnétique parfait.
- MUR (ABC) : Condition absorbante simple.
- PML (ABC) : Plan parfaitement adapté.

Notre antenne étant vouée à être en espace libre, on choisit un contours absorbant : MUR.

L'excitation gaussienne est une impulsion temporelle étendue en fréquence pour laquelle on définit une fréquence centrale et une fréquence de coupure. Elle convient dans notre cas.

```

tres = 300000;
FDTD = InitFDTD('NrTS', tres );
FDTD = SetGaussExcite( FDTD, f0, fc );
BC = {'MUR', 'MUR', 'MUR', 'MUR', 'MUR', 'MUR'};
FDTD = SetBoundaryCond( FDTD, BC );

```

Remarque : 300000 correspond au nombre d'étapes temporelles avant que la simulation ne se stoppe, terminée ou non.

A.3 Définition de l'objet géométrique

Il s'agit d'entrer dans le logiciel les dimensions dans l'espace du substrat, du plan de masse et du patch. Pour cela on définit des matériaux CSX pour chaque objet, puis des objets CSX. On définit également le point d'excitation. L'antenne à structure basique servira d'exemple :

```
CSX = InitCSX();

%%%% SHAPE
CSX = AddMetal(CSX, 'Ground');
CSX = AddMetal(CSX, 'Patch');
CSX = AddMetal(CSX, 'Line');
CSX = AddMaterial(CSX, 'Substrate');
CSX = SetMaterialProperty(CSX, 'Substrate', 'Epsilon', substrate.Er, 'Kappa', substrate.K);

CSX = AddBox(CSX, 'Substrate', 1, ...
    [-substrate.W/2, -substrate.L/2, -substrate.h], ...
    [substrate.W/2, substrate.L/2, 0]);
CSX = AddBox(CSX, 'Ground', 2, ...
    [-ground.W/2, -ground.L/2, -substrate.h], ...
    [ground.W/2, ground.L/2, -substrate.h-copper.h]);
CSX = AddBox(CSX, 'Line', 2, ...
    [-line.W/2, -patch.L/2, 0], ...
    [line.W/2, -patch.L/2-line.L, copper.h]);
CSX = AddBox(CSX, 'Patch', 2, ...
    [-patch.W/2, -patch.L/2, 0], ...
    [patch.W/2, patch.L/2, copper.h]);

%%%% PORT
start = [-feed.W/2, -patch.L/2-line.L+0.1, 0];
stop = [feed.W/2, -patch.L/2-line.L-0.1, -substrate.h];
[CSX port] = AddLumpedPort(CSX, 5, 1, feed.R, start, stop, [0 0 1], true);
```

Remarque : Une note sur le calcul de champs lointain à partir des champs proches (NF2FF) dit qu'il est judicieux de placer le centre de l'élément rayonnant de l'antenne au point [0;0;0] du repère.

A.4 Définition du maillage

Contrairement à beaucoup de logiciels, avec OpenEMS le maillage est manuel. Et c'est ici qu'est tout le challenge d'une simulation : c'est avant tout le maillage qui va déterminer la fiabilité d'une simulation.

La documentation du logiciel explique que pour épargner du temps de calcul, il est judicieux de définir un maillage inhomogène, c'est à dire avec une résolution plus précise *mres* pour les zones métalliques (le patch, la ligne d'alimentation, etc.) et une résolution plus grossière *sres* pour couvrir le substrat, où moins de champs ne circulent. On utilise généralement des divisions de la longueur d'onde comme résolution. Dans cet exemple :

- $sres = \lambda / 30$
- $mres = \lambda / 60$

Il est également précisé que pour une meilleure précision, il vaut mieux respecter la règle suivante : Sur un bord de piste, il faut définir une ligne de maillage à $1/3mres$ à l'intérieur, coté piste et une à $2/3mres$ à l'extérieur, coté substrat.

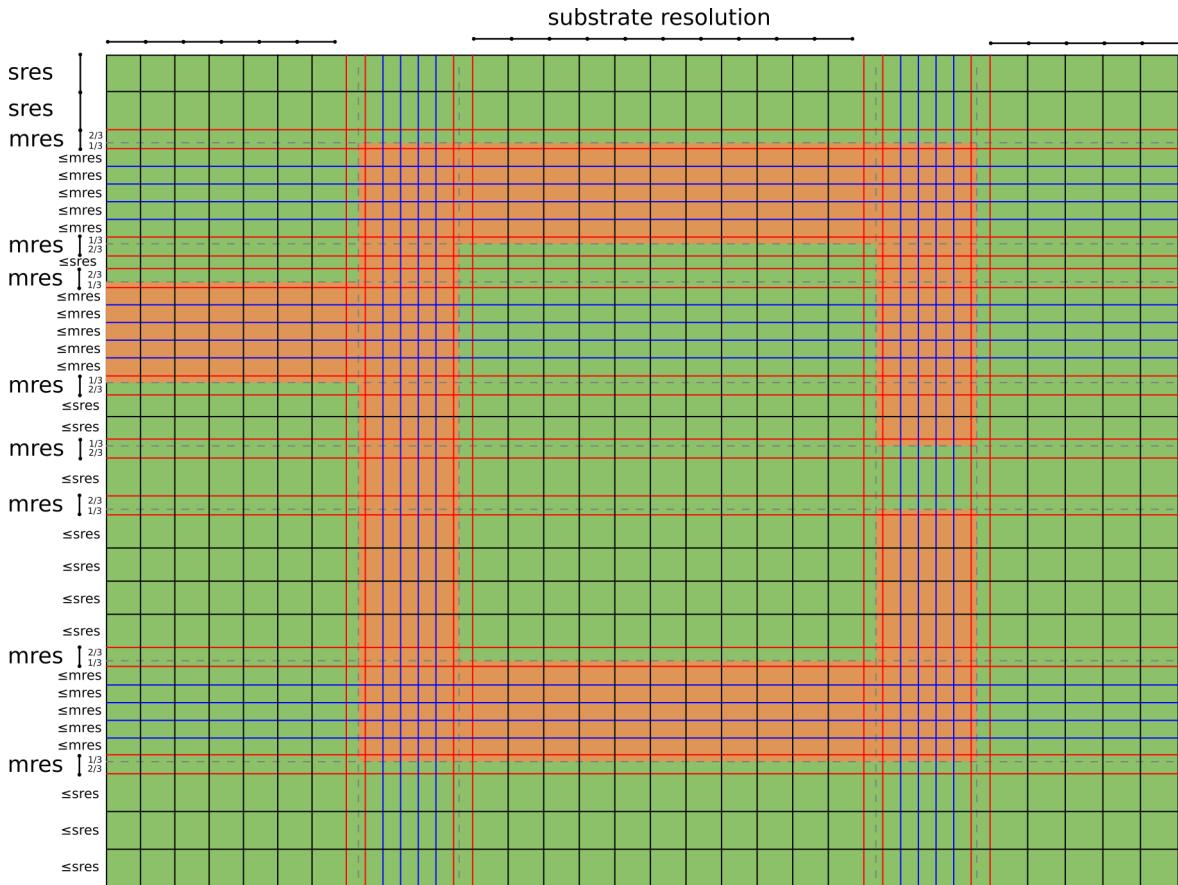


FIGURE A.1 – Représentation du maillage dans le plan du substrat avec en rouge les lignes $1/3$; $2/3$, en bleu les lignes à la résolution $mres$, en noir les lignes à la résolution $sres$

Remarque : Il semble être nécessaire que des lignes de maillage passent à travers la source d'excitation de l'antenne.

OpenEMS dispose de quelques fonctions permettant de générer un maillage adouci, sans variation brusque de la résolution.

Avec la fonction `SmoothMesh()`, la technique consiste à placer manuellement les lignes particulières aux environs des interfaces, aux bord du substrat ou à travers le port d'alimentation, puis à utiliser la fonction qui va générer un maillage adouci à la résolution spécifiée dans l'intervalle formé par les lignes manuelles les plus éloignées.

On répète l'opération une fois pour chaque résolution utilisée.

Déterminer les résolutions de maillage $sres$ et $mres$ qui conviennent peut s'avérer hasardeux et peut nécessiter plusieurs essais suivis de contrôles à l'aide de appCSXCAD. Il

arrive que les fonctions de maillage adoucis produisent des résultats étranges, comme un très grand nombre de lignes dans un espace restreint ou des divisions par zéro lors de leurs calculs. Lorsque cela se produit, mieux vaut tenter une autre résolution.

Il faut également définir la zone prise en compte par le calcul des champs lointains (NF2FF), généralement plus petite que la zone de simulation.

```
%%%% VAR
SimBox = [120, 120, 80];
mdiv = 60;
sdiv = 30;
mres = c0 / (f0 + fc) / unit / mdiv;
sres = c0 / (f0 + fc) / unit / sdiv;

%%%% MESH
mesh.x = [ ...
    (-substrate.W/2) ...
    (substrate.W/2) ...
    (-feed.W/2)-(2*mres/3) ...
    (-feed.W/2)+(mres/3) ...
    (feed.W/2)+(2*mres/3) ...
    (feed.W/2)-(mres/3) ...
    (-patch.W/2)-(2*mres/3) ...
    (-patch.W/2)+(mres/3) ...
    (patch.W/2)+(2*mres/3) ...
    (patch.W/2)-(mres/3) ...
    (0) ...
];
mesh.y = [ ...
    (-substrate.L/2) ...
    (substrate.L/2) ...
    (-patch.L/2)-(2*mres/3) ...
    (-patch.L/2)+(mres/3) ...
    (patch.L/2)+(2*mres/3) ...
    (patch.L/2)-(mres/3) ...
    (-patch.L/2-line.L) ...
    (0) ...
];
mesh.z = linspace(-substrate.h-copper.h, copper.h, substrate.cells);
mesh = SmoothMesh(mesh, mres);

mesh.x = [mesh.x, -SimBox(1)/2, SimBox(1)/2];
mesh.y = [mesh.y, -SimBox(2)/2, SimBox(2)/2];
mesh.z = [mesh.z, -SimBox(3)/2, SimBox(3)/2];
mesh = SmoothMesh(mesh, sres);

CSX = DefineRectGrid( CSX, unit, mesh );

%%%% NF2FF
start = [mesh.x(10), mesh.y(10), mesh.z(10)];
stop = [mesh.x(end-9), mesh.y(end-9), mesh.z(end-9)];
[CSX nf2ff] = CreateNF2FFBox(CSX, 'nf2ff', start, stop);
```

A.5 Définition des dumps

Cette étape est intéressante. Il s'agit de définir une zone dans laquelle les champs calculés seront sauvegardés dans des fichiers .vtk.

Douze dumps différents sont disponibles :

- $\overrightarrow{E_{(t)}}$: Champs électrique en fonction du temps.
- $\overrightarrow{H_{(t)}}$: Champs magnétiques en fonction du temps.
- $\overrightarrow{J_{(t)}}$: Courants électriques en fonction du temps.

- $\vec{rot}(\overrightarrow{H_{(t)}})$: Densité de courant en fonction du temps.
- $\overrightarrow{E_{(f)}}$: Champs électriques en fonction de la fréquence.
- $\overrightarrow{H_{(f)}}$: Champs magnétiques en fonction de la fréquence.
- $\overrightarrow{J_{(f)}}$: Courants électriques en fonction de la fréquence.
- $\vec{rot}(\overrightarrow{H_{(f)}})$: Densité de courant en fonction de la fréquence.
- SAR local en fonction de la fréquence.
- Moyenne SAR 1g en fonction de la fréquence.
- Moyenne SAR 10g en fonction de la fréquence.
- Données brutes permettant de calculer le SAR (champs électriques, volume de cellule, conductivité et densité).

On choisit ici de conserver les quatre champs temporels sur le plan de la surface du patch, sur une zone de la taille du substrat.

```

start = [-substrate.W/2, -substrate.L/2, copper.h];
stop = [ substrate.W/2, substrate.L/2, copper.h];

%%%% DUMP ET
CSX = AddDump(CSX, 'Et');
CSX = AddBox(CSX, 'Et', 0,start,stop);

%%%% DUMP HT
CSX = AddDump(CSX, 'Ht', 'DumpType', 1);
CSX = AddBox(CSX, 'Ht', 0,start,stop);

%%%% DUMP CURRENT
CSX = AddDump(CSX, 'Jt', 'DumpType', 2, 'DumpMode', 0);
CSX = AddBox(CSX, 'Jt', 0,start,stop);

%%%% DUMP CURRENT DENSITY
CSX = AddDump(CSX, 'Cdt', 'DumpType', 3);
CSX = AddBox(CSX, 'Cdt', 0,start,stop);

```

A.6 Aperçu de la géométrie et lancement de la simulation

Il s'agit d'appeler le logiciel appCSXCAD pour visualiser l'ensemble des objets créés.
Aucune modification n'est possible via ce logiciel.

Puis de lancer le calculateur FDTD OpenEMS.

```

%%%% RUN SIMU
WriteOpenEMS([Sim_Path '/ Sim_CSX], FDTD, CSX);
CSXGeomPlot([Sim_Path '/ Sim_CSX]);
RunOpenEMS( Sim_Path, Sim_CSX);

```

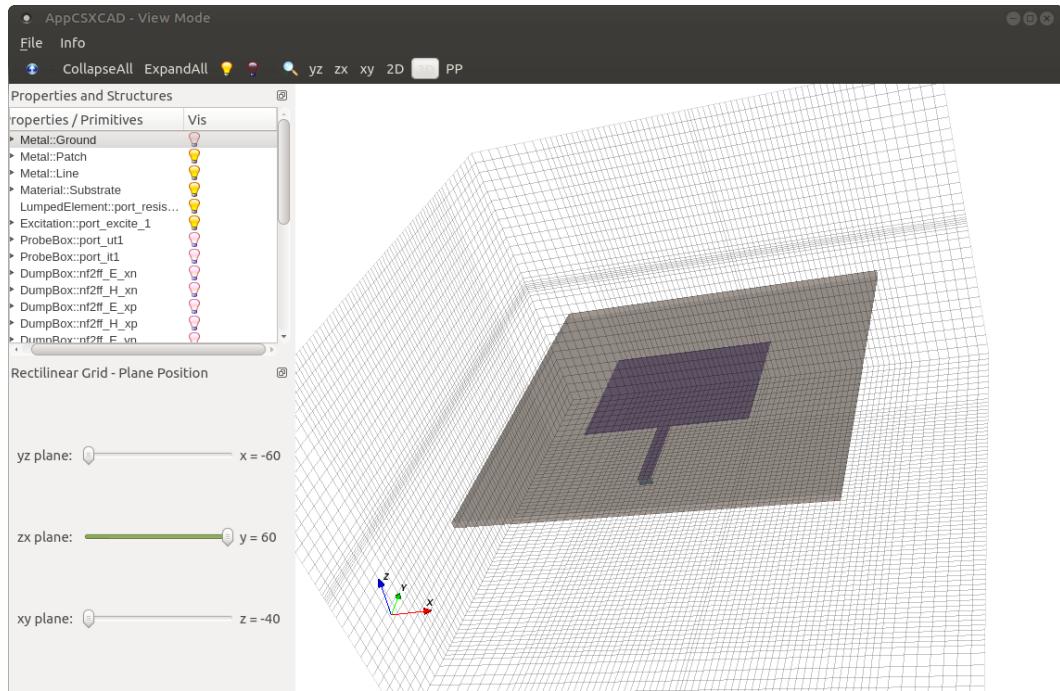


FIGURE A.2 – appCSXCAD : Visualisation de la géométrie décrite

Le logiciel dispose d'un menu permettant de sélectionner les objets que l'on affiche (en cliquant sur l'ampoule jaune/rose) et de changer leur couleur d'affichage (par un clic droit sur le nom de l'objet). On peut ainsi faire apparaître un plan de dump par exemple.

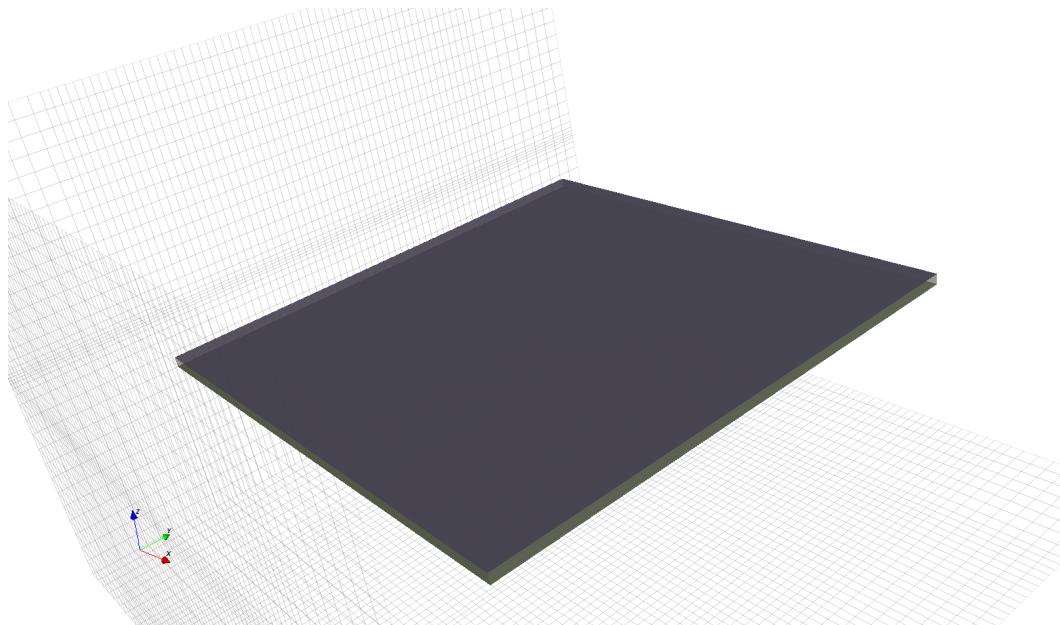


FIGURE A.3 – appCSXCAD : Visualisation du plan de dump, masquant le patch et sa ligne d'alimentation

Le logiciel dispose également d'un menu concernant le mode d'affichage, c'est à dire le nombre de dimensions ou le plan d'affichage. Afin d'observer le maillage, il est utile de passer en 2D pour supprimer la perspective.

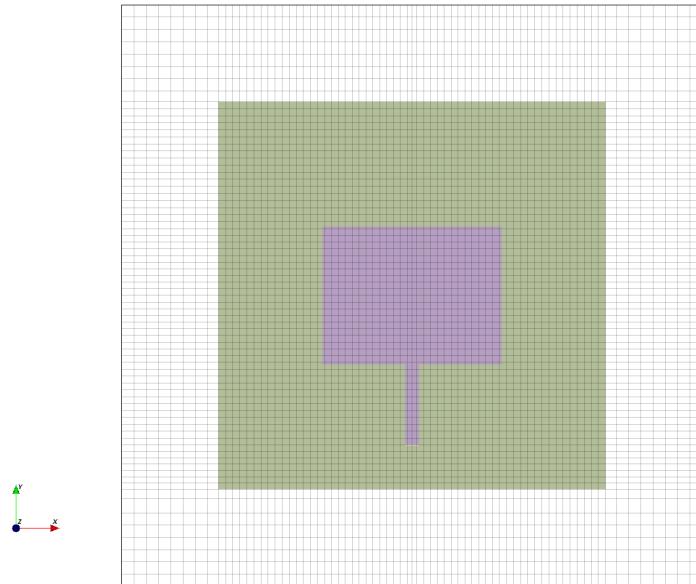


FIGURE A.4 – appCSXCAD : Visualisation en 2D du maillage inhomogène

On observe clairement deux résolutions différentes, une pour l'ensemble des objets, l'autre pour les espaces vides. Cela diffère légèrement de la règle préconisée mais permet tout de même de réduire les temps de simulation.

On observe également un resserrement du maillage au niveau de la ligne d'alimentation et parfois au niveau des interfaces.

En zoomant davantage on peut observer le respect de la règle 1/3 ; 2/3 sur le contour de l'antenne.

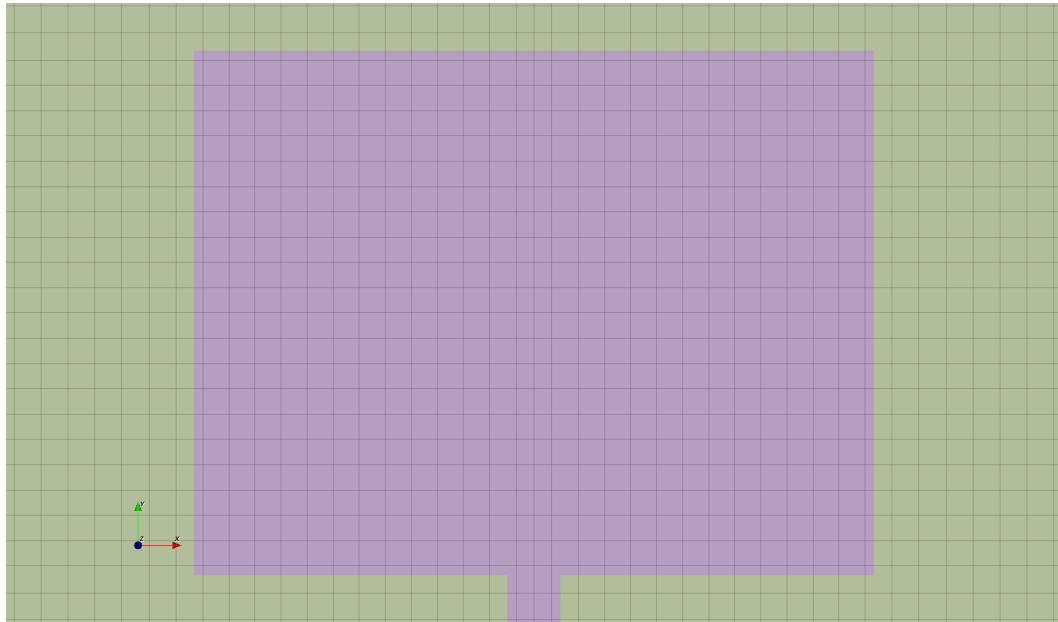


FIGURE A.5 – appCSXCAD : Visualisation en 2D du maillage selon la règle 1/3; 2/3

A.7 Traitement post-simulation

Il s'agit là de traiter les données calculées. Pour cela l'interface Matlab / GNU Octave entre en jeu et demeure appréciable pour sa puissance.

A.7.1 Déclarations de variables

```
%%%% VAR
freq = linspace( max([1e9,f0-fc]), f0+fc, 501 );
port = calcPort(port, Sim_Path, freq);
Zin = port.uf.tot ./ port.if.tot;
s11 = port.uf.ref ./ port.uf.inc;
P_in = 0.5 * port.uf.inc .* conj( port.if.inc );
Pin_f0 = interp1(freq, port.P_acc, f0);

f_res_ind = find(s11==min(s11));
f_res = freq(f_res_ind);
```

A.7.2 Tracé de l'impédance d'entrée

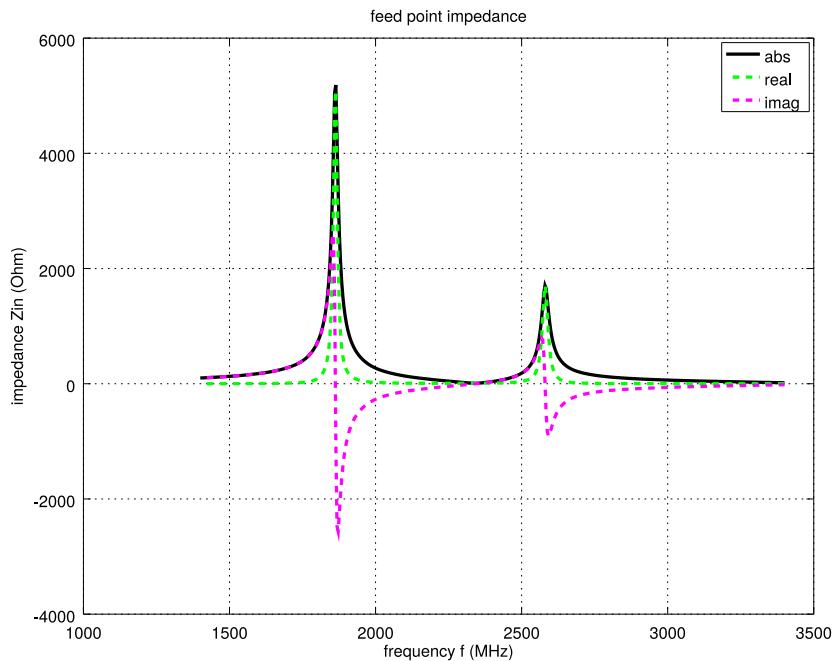
On peut tracer trois courbes de l'impédance d'entrée :

- Son module.
- Sa partie réelle, c'est à dire sa résistance.
- Sa partie imaginaire, c'est à dire sa réactance.

On peut également afficher dans le terminal la valeur de l'impédance pour la fréquence centrale de l'antenne.

```
%%%% ZIN
figure
plot( freq/1e6, abs(Zin), 'k-', 'Linewidth', 2 );
hold on
grid on
plot( freq/1e6, real(Zin), 'g--', 'Linewidth', 2 );
hold on
plot( freq/1e6, imag(Zin), 'm--', 'Linewidth', 2 );
title( 'feed point impedance' );
xlabel( 'frequency f (MHz)' );
ylabel( 'impedance Zin (Ohm)' );
legend( 'abs', 'real', 'imag', );

disp( [']-> Zin @ ', num2str(f_res/1e9), 'GHz = ', num2str(Zin(f_res_ind)), []]);
disp( [']-> |Zin| @ ', num2str(f_res/1e9), 'GHz = ', num2str(abs(Zin(f_res_ind))), ' Ohm' ]);
```



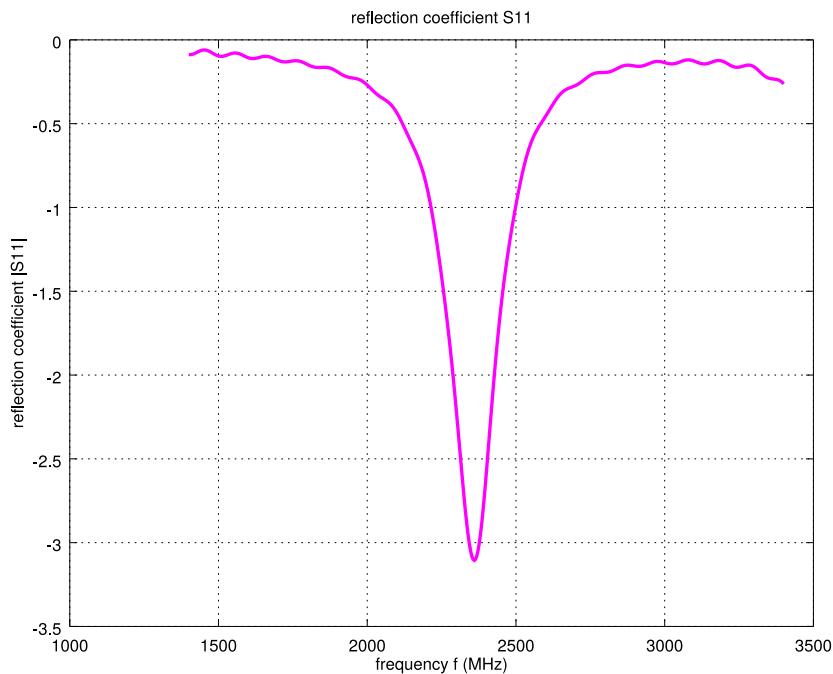
```
-> Zin @ 2.36GHz = 9.2486+10.491i
-> |Zin| @ 2.36GHz = 13.986 Ohm
```

FIGURE A.6 – Impédance d'entrée de l'antenne

A.7.3 Tracé du coefficient de réflexion en entrée S11

```
%%%% S11
figure
plot( freq/1e6, 20*log10(abs(s11)), 'm-', 'Linewidth', 2 );
grid on
title( 'reflection coefficient S11' );
xlabel( 'frequency f (MHz)' );
ylabel( 'reflection coefficient |S11|' );
drawnow

disp( [’-> S11 @ ’, num2str(f_res/1e9), ’GHz = ’, num2str(20*log10(abs(min(s11)))), ’ dB’]);
```



```
-> S11 @ 2.36GHz = -3.1061 dB
```

FIGURE A.7 – Coefficient de réflexion en entrée S11

A.7.4 Tracé du rapport d'ondes stationnaires ROS

Le ROS est une grandeur que l'on peut calculer de plusieurs façons : à partir d'une tension, d'un courant, d'une puissance, etc. La notation VSWR, VROS en français, indique que le ROS est calculé à partir d'une tension.

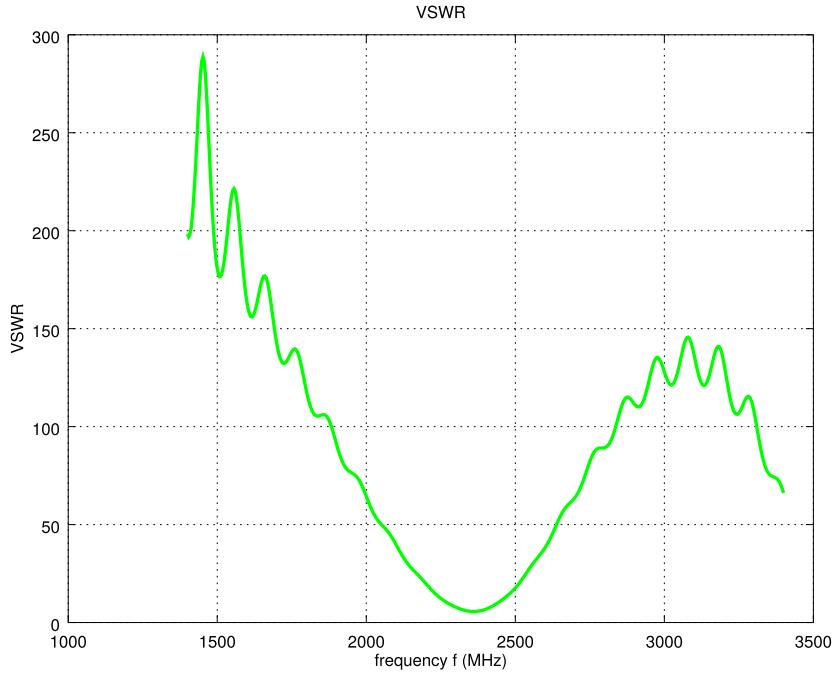
```
%%%% ROS
sigmaf = abs(s11);
sigmap = 1+(sigmaf);
sigmam = 1-(sigmaf);

figure
plot( freq/1e6, sigmap./sigmam, 'g-', 'Linewidth', 2 );
grid on
title( 'VSWR' );
xlabel( 'frequency f (MHz)' );
ylabel( 'VSWR' );
drawnow
```

```

sigmaf = abs(s11(f_res_ind));
sigmap = 1+(sigmaf);
sigmam = 1-(sigmaf);

disp( [’-> VSWR @ ’, num2str(f_res/1e9), ’GHz = ’, num2str(sigmap./sigmam) ]);
```



-> VSWR @ 2.36GHz = 5.6523

FIGURE A.8 – Rapport d'ondes stationnaires

A.7.5 Tracé des diagrammes de rayonnement

Le calcul de la directivité et le tracé des diagrammes de rayonnement implique un calcul de conversion champs proches / champ lointain.

Ci-dessous le repère utilisé pour décrire le rayonnement en champ lointain. L'antenne étant inscrite dans le plan $o; \vec{x}; \vec{y}$, l'angle φ évolue dans ce plan tandis que θ évolue dans un plan orthogonal à celui ci.

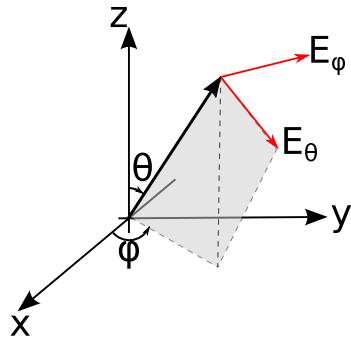


FIGURE A.9 – Repère spatial utilisé pour décrire le rayonnement

On peut afficher des diagrammes de rayonnement de plusieurs façons :

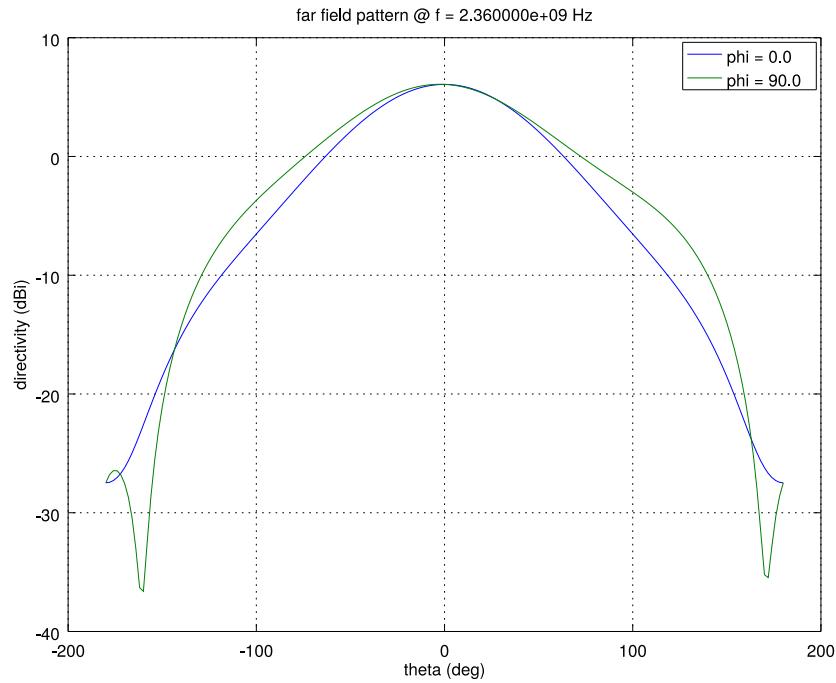
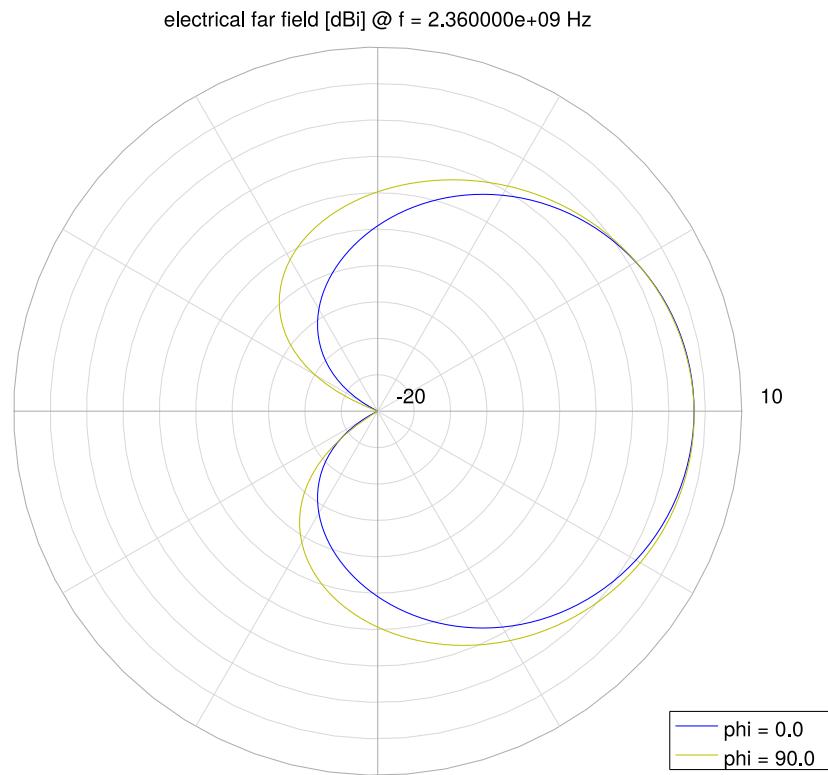
- En linéaire, en dB ou normalisé.
- Sur diagramme orthogonal ou circulaire.

En plus des diagrammes de rayonnement, on peut calculer, la puissance rayonnée, la directivité maximale et l'efficacité de l'antenne.

```
%%%% NF2FF
% calculate the far field at phi=0 degrees and at phi=90 degrees
disp( 'calculating far field at phi=[0 90] deg...' );
nf2ff = CalcNF2FF(nf2ff, Sim_Path, f_res, [-180:2:180]*pi/180, [0 90]*pi/180);

%%%% DIRECTIVITY
disp( ['    radiated power: Prad = ', num2str(nf2ff.Prad), ' Watt']);
disp( ['    directivity: Dmax = ', num2str(nf2ff.Dmax), '( ', num2str(10*log10(nf2ff.Dmax)), ' dBi')]);
disp( ['    efficiency: nu_rad = ', num2str(100*nf2ff.Prad./real(P_in(f_res_ind))), '%' ]);

%%%% POLAR dB NORMALISE
figure
polarFF(nf2ff,'xaxis','theta','param',[1 2],'normalize',1,'xtics',10)
drawnow
%%%% POLAR dBi
figure
polarFF(nf2ff,'xaxis','theta','param',[1 2],'logscale',[-20 10], 'xtics', 10);
drawnow
%%%% RECT dBi
figure
plotFFdB(nf2ff,'xaxis','theta','param',[1 2])
drawnow
```

FIGURE A.10 – Directivité en dB_i sur diagramme orthogonalFIGURE A.11 – Directivité en dB_i sur diagramme polaire

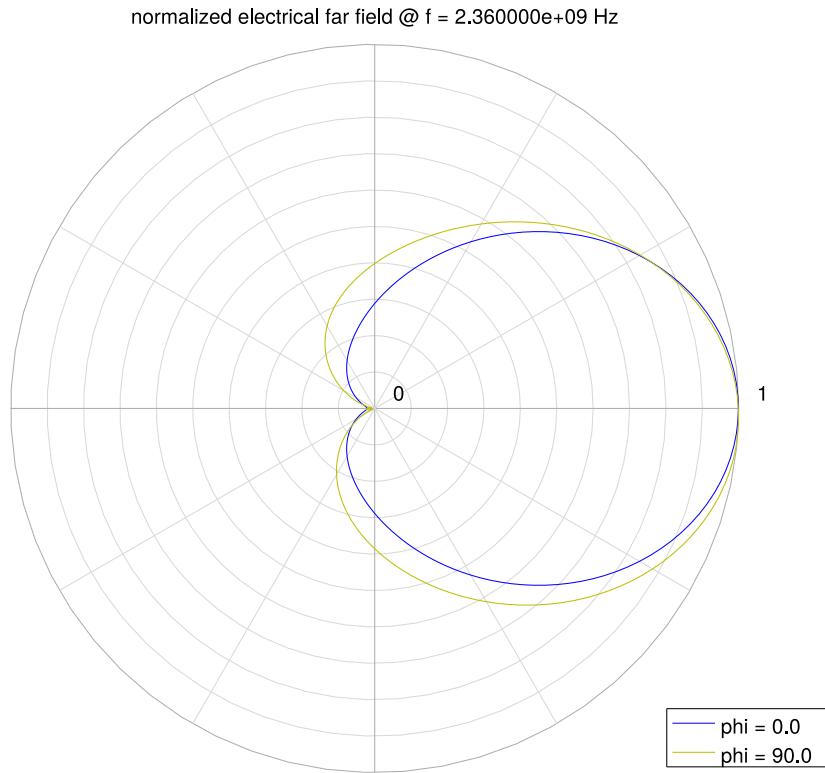


FIGURE A.12 – Directivité normalisée sur diagramme polaire

```
-> radiated power: Prad = 5.1081e-26 Watt
-> directivity: Dmax = 4.0541 (6.079 dBi)
-> efficiency: nu_rad = 46.724 %
```

FIGURE A.13 – Affichage dans le terminal de la puissance rayonnée, de la directivité maximale et de l'efficacité de l'antenne

A.7.6 Tracé en 3D des diagrammes de rayonnement

Il est également possible d'afficher des diagrammes de rayonnement en 3D. Cela nécessite un calcul de champ lointain plus complet que le précédent.

```
%%%% 3D dB
disp( 'calculating 3D far field pattern and dumping to vtk (use Paraview to visualize)...' );
thetaRange = (0:2:180);
phiRange = (0:2:360) - 180;
nf2ff = CalcNF2FF(nf2ff, Sim_Path, f_res, thetaRange*pi/180, phiRange*pi/180, 'Verbose',1,'Outfile','3D_Pattern.h5');
figure
plotFF3D(nf2ff,'logscale',-20);
E_far_normalized = nf2ff.E_norm{1} / max(nf2ff.E_norm{1}(:)) * nf2ff.Dmax;
DumpFF2VTK([Sim_Path '/3D_Pattern.vtk'],E_far_normalized,thetaRange,phiRange,'scale',1e-3);
drawnow

%%%% 3D V/m
phiRange = sort( unique( [-180:5:-100 -100:2.5:-50 -50:1:50 50:2.5:100 100:5:180] ) );
thetaRange = sort( unique([ 0:1:50 50:2.:100 100:5:180 ]) );
disp( 'calculating 3D far field...' );
nf2ff = CalcNF2FF(nf2ff, Sim_Path, f_res, thetaRange*pi/180, phiRange*pi/180, 'Verbose',2,'Outfile','nf2ff_3D.h5');
figure
plotFF3D(nf2ff);
```

```
drawnow
```

L'on obtient une fenêtre avec un diagramme en 3D que l'on peut manipuler dans l'espace.

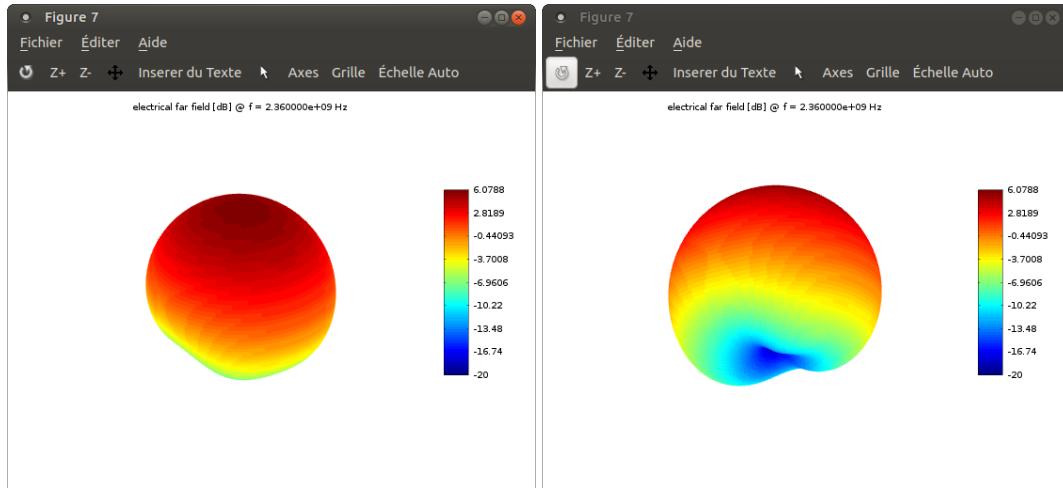


FIGURE A.14 – Directivité en dB dans l'espace

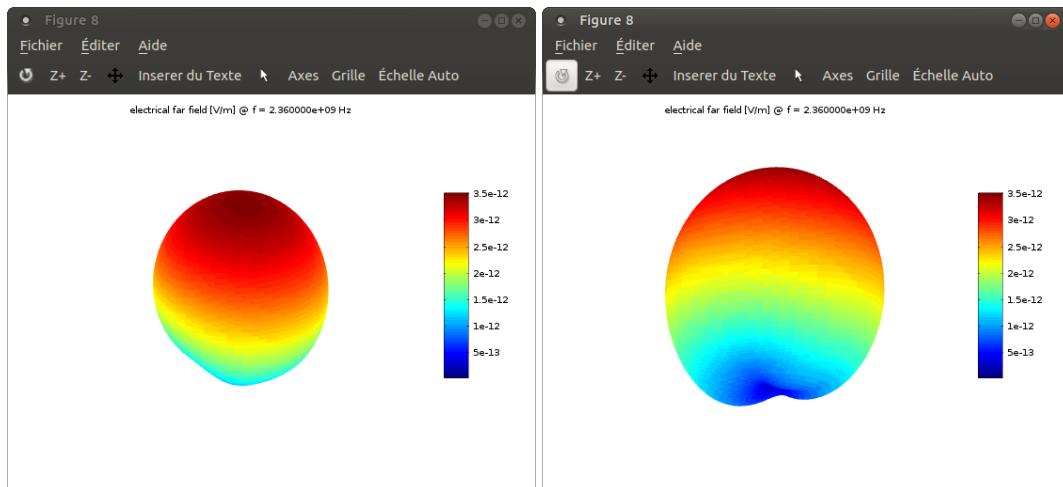


FIGURE A.15 – Directivité en V/m dans l'espace

A.7.7 Sauvegarde des diagrammes générés

La commande Octave `print()` permet d'exporter un graphique.

```
%%%%% SAVE PLOTS
print(1, ["Zin_", suffix, ".pdf"]);
print(2, ["S11_", suffix, ".pdf"]);
print(3, ["VSWR_", suffix, ".pdf"]);
print(4, ["dir_polar_dB_norm_", suffix, ".pdf"]);
print(5, ["dir_polar_dB_", suffix, ".pdf"]);
print(6, ["dir_dB_", suffix, ".pdf"]);
print(7, ["farfield_3D_dB_", suffix, ".png"]);
```

```
print(8, ["farfield_3D_Vm_", suffix, ".png"]);
```

A.7.8 Export de données dans un fichier texte

Il est possible de sauvegarder dans un fichier texte les données que l'on affiche dans le terminal avec la commande Octave *fdisp()*.

```
%%%%% SAVE DATA
FID = fopen([suffix, '.txt'], 'w');
fdisp(FID, ['tres = ', num2str(tres)]);
fdisp(FID, ['mres = lambda/', num2str(mdiv), ' = ', num2str(mres), 'mm']);
fdisp(FID, ['sres = lambda/', num2str(sdiv), ' = ', num2str(sres), 'mm']);
fdisp(FID, ['']);
fdisp(FID, ['-> S11 @ ', num2str(f_res/1e9), 'GHz = ', num2str(20*log10(abs(min(s11)))), 'dB']);
fdisp(FID, ['-> Zin @ ', num2str(f_res/1e9), 'GHz = ', num2str(Zin(f_res_ind)), ']);
fdisp(FID, ['-> |Zin| @ ', num2str(f_res/1e9), 'GHz = ', num2str(abs(Zin(f_res_ind))), 'Ohm']);
fdisp(FID, ['-> VSWR @ ', num2str(f_res/1e9), 'GHz = ', num2str(sigmap./sigmam)]);
fdisp(FID, ['-> radiated power: Prad = ', num2str(nf2ff.Prad), 'Watt']);
fdisp(FID, ['-> directivity: Dmax = ', num2str(nf2ff.Dmax), '(' num2str(10*log10(nf2ff.Dmax)), 'dBi')]);
fdisp(FID, ['-> efficiency: nu_rad = ', num2str(100*nf2ff.Prad./real(P_in(f_res_ind))), '%']);
fdisp(FID, ['']);
```

A.7.9 Export d'un fichier Touchstone.s1p

Cette fonctionnalité est particulièrement intéressante car elle permet l'interface avec d'autres logiciels comme par exemple Qucs, ce qui facilite la confrontation des résultats de plusieurs simulations / mesures ainsi que l'optimisation de l'antenne.

Cette fonctionnalité nécessite d'avoir installé une boîte à outils Octave :

```
~$ git clone https://github.com/thliebig/CTB
```

```
addpath('~/CTB');

%%%%% SAVE TOUCHSTONE
spara = [];
spara(1,1,:) = s11;
write_touchstone('s', freq, spara, [Sim_Path '/ suffix '_simulation.s1p']);
```

A.7.10 Tracé d'un abaque de Smith via Qucs

L'abaque de Smith est un diagramme dont la grille est compliquée à tracer correctement avec Octave, tandis que Qucs permet d'en afficher simplement. La procédure consiste à ouvrir avec Qucs le fichier Touchstone précédemment généré.

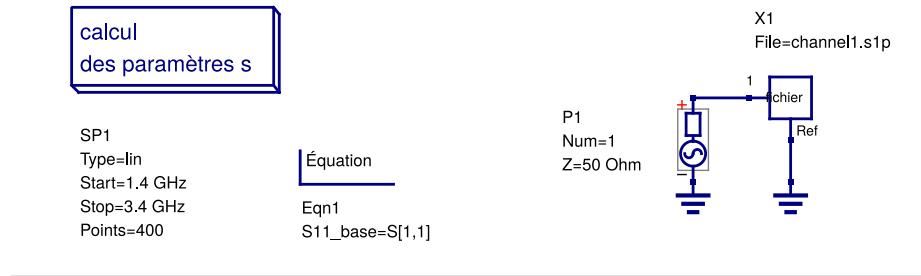
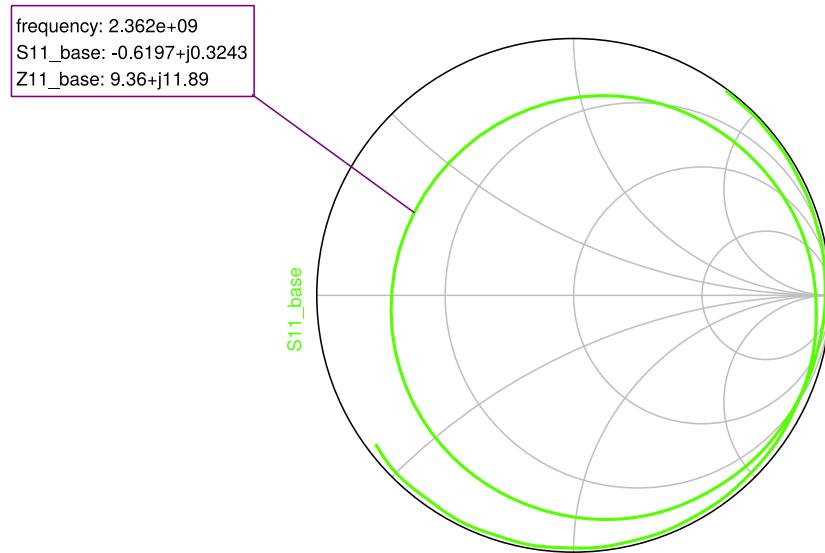


FIGURE A.16 – Qucs : Schéma de traitement du fichier .s1p

FIGURE A.17 – Qucs : Abaque de Smith du paramètre S_{11} de l'antenne

A.8 Visualisation de l'évolution des champs avec Paraview

Le logiciel Paraview permet de lire les fichiers créés avec les dumps pour visualiser les champs suivants dans le domaine du temps ou de la fréquence :

- \vec{E} C'est-à-dire le champ électrique.
- \vec{H} C'est-à-dire le champ magnétique.
- \vec{J} C'est-à-dire le courant.
- $\vec{\text{rot}}(\vec{H})$ C'est-à-dire la densité de courant.

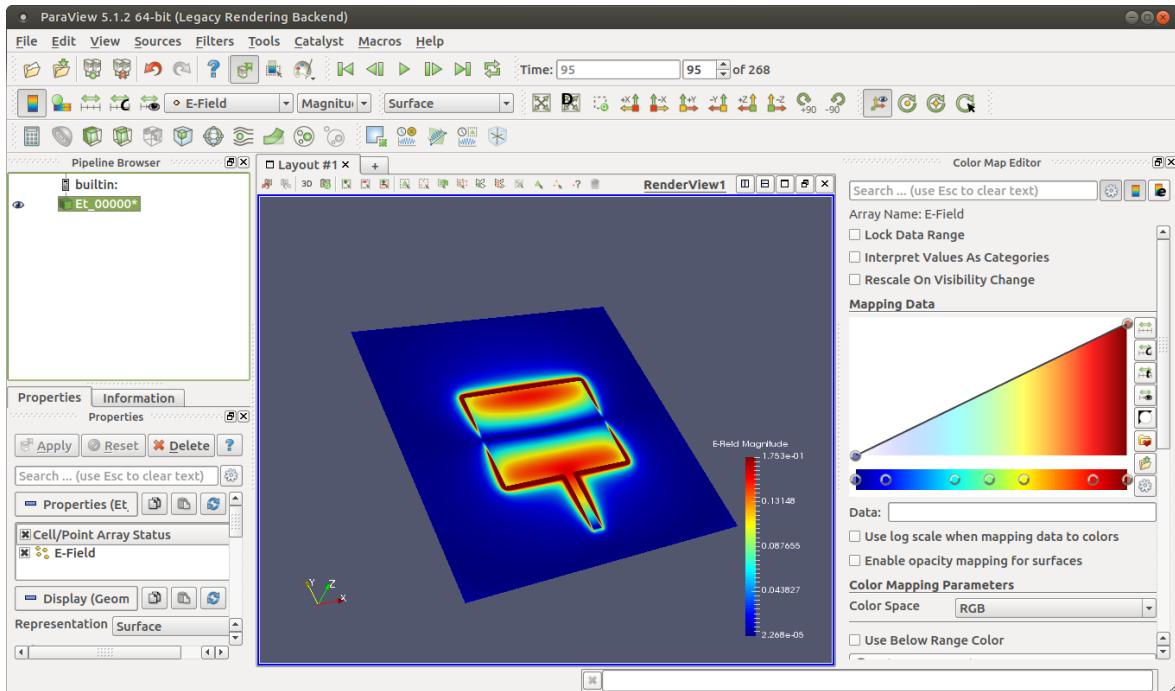


FIGURE A.18 – Paraview : Affichage du champ électrique au cours du temps

- Il faut tout d'abord ouvrir les fichiers dumps .vtk générés par le script.
- On peut choisir d'observer du champ sélectionné
 - Sa magnitude.
 - Sa composante sur les \vec{x} .
 - Sa composante sur les \vec{y} .
 - Sa composante sur les \vec{z} .
- Le bouton *Choose preset* de l'onglet *Mapping data* permet de choisir le jeu de couleur utilisé.
- Les trois boutons *Rescale to data range* permettent d'ajuster les bornes de l'échelle de couleur.
- Les boutons *Play*, *Pause*, etc. permettent de faire évoluer le temps de façon continue ou bien de se déplacer dans le temps image par image.
- La rubrique *Save animation...* du menu *File* permet de sauvegarder l'évolution temporelle du champ sous forme de vidéo.
- Le bouton *Glyph* permet de représenter les champs par des vecteurs :

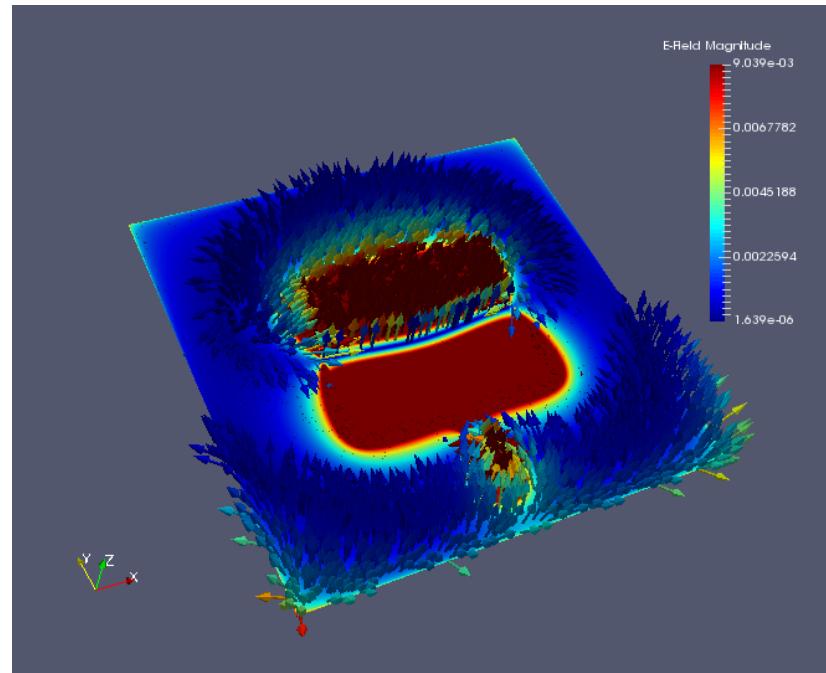


FIGURE A.19 – Représentation vectorielle du champ électrique \vec{E}

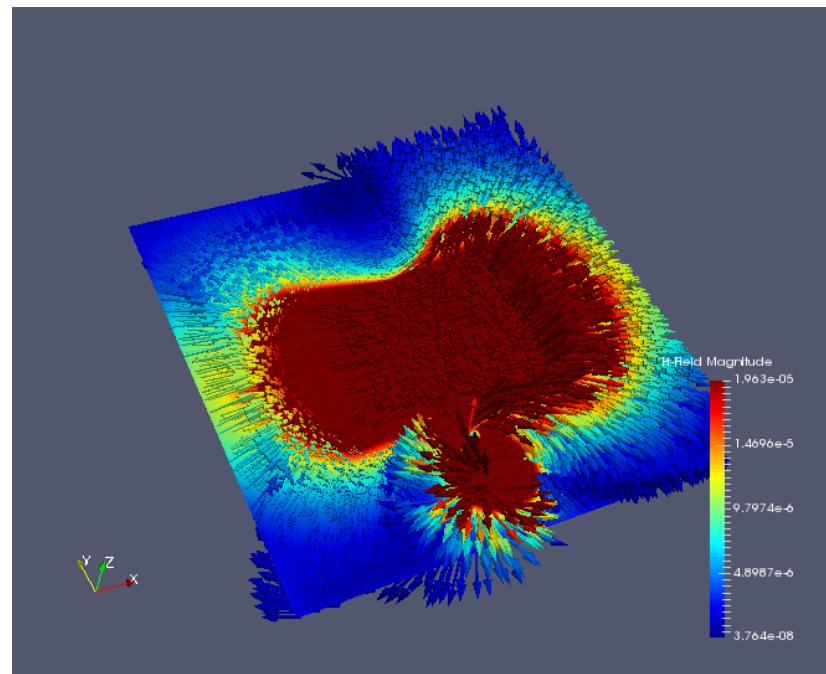


FIGURE A.20 – Représentation vectorielle du champ magnétique \vec{H}