

TP diagramme de rayonnement d'antenne

J.-M Friedt

6 mars 2025

1 Pourquoi un gain d'antenne?

Un émetteur radiofréquence génère un signal, généralement une porteuse (multiplexage du spectre radiofréquence) modulée pour transmettre une information. Une fois le signal généré, il doit être converti d'un signal électrique vers un signal électromagnétique se propageant dans le vide (Fig. 1). Cette conversion se fait au moyen d'un élément rayonnant dans lequel l'oscillation des charges électriques induit la création d'un champ électrique couplé à un champ magnétique (équations de Maxwell). Ces deux composantes peuvent être utilisées pour transmettre l'information entre un émetteur et un récepteur.

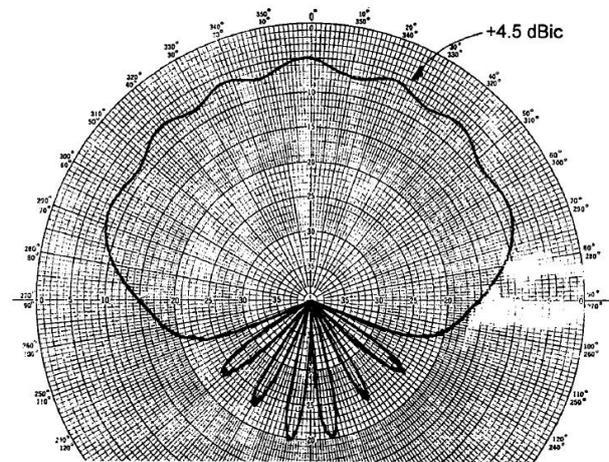
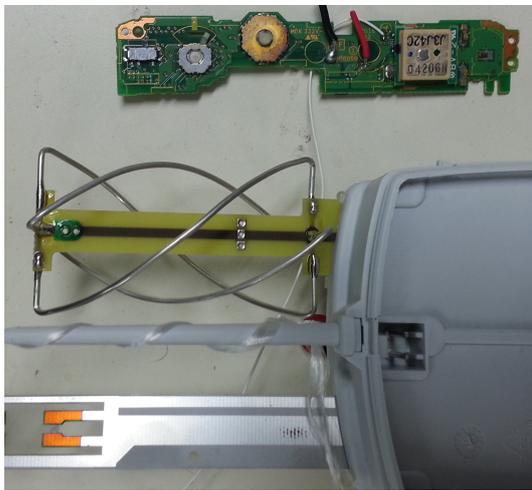


Fig. 5 Commercial L_1 Antenna Gain Patterns (courtesy of Sensor Systems, Inc.).

FIGURE 1 – Deux antennes réceptrices de signaux GPS (1,5742 GHz), en haut dans un appareil photographique numérique Panasonic TZ10, en bas dans une sonde météorologique Vaisala RG92. Noter la polarisation circulaire pour recevoir un signal indépendamment de l'orientation relative de l'émetteur (satellite) et récepteur. Droite : diagramme de rayonnement d'une antenne pour réception de signaux GPS [1].

La puissance électrique incidente est convertie en onde électromagnétique qui se propage dans une direction donnée selon deux contraintes :

1. la fraction d'énergie électrique incidente effectivement rayonnée, selon un principe de couplage entre lignes de transmission. Si l'impédance de l'élément rayonnant (antenne) n'est pas adaptée à l'impédance de la source, alors une fraction de l'énergie incidente est renvoyée vers la source, au risque de l'endommager (et au détriment de la puissance rayonnée par conservation de l'énergie),
2. une émission dans une direction préférentielle au lieu d'une distribution de la puissance sur la sphère de surface 4π stéradians.

Nous allons évaluer le gain de portée d'une liaison unidirectionnelle radiofréquence (opposée à liaison bidirectionnelle RADAR) par le gain d'antennes. Ce calcul s'applique par exemple trivialement à une liaison wifi en remplaçant l'antenne "omnidirectionnelle" qui équipe un ordinateur portable par une antenne directive.

Le bilan de liaison radiofréquence traduit la distribution de la puissance reçue P_R en fonction de la puissance émise P_E sur le cône issu de l'élément rayonnant :

$$P_R = P_E \cdot \frac{G_1 G_2 \lambda^2}{4^2 \pi^2 d^2}$$

Cette équation est nommée l'équation de Friis, dont on déduit $d = \sqrt{\frac{P_E}{P_R} \cdot \frac{G_1 G_2 \lambda^2}{4^2 \pi^2}}$ avec G_i les gains d'antennes en émission et réception, λ la longueur d'onde du signal électromagnétique dans le vide et d la distance entre émetteur et récepteur. Pour une condition de fonctionnement donnée et en particulier un rapport signal à bruit fixe P_R/P_E , le ratio des distances

atteintes $\frac{d}{d'} = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{G'_1 G'_2}}$, i.e. la distance double chaque fois que $\frac{G_1 G_2}{G'_1 G'_2}$ quadruple ou, en terme de dB, le produit $G_1 \cdot G_2$ augmente de $10 \log_{10}(4) = 6$ dB.

2 Échelle linéaire ou logarithmique

Deux raisons encouragent le traitement de signaux radiofréquences par des expressions logarithmiques au lieu d'expressions linéaires :

- les expressions multiplicatives en unités linéaires deviennent additives en expressions logarithmiques. Ainsi, dans le bilan de liaison vu auparavant d'une onde se propageant en espace libre, il est plus simple d'exprimer le doublement de la distance comme un gain (addition) de 6 dB sur $G_1 + G_2$ (en dB) qu'une multiplication par 4 de $G_1 \times G_2$ (en linéaire),
- la grande gamme des unités mises en jeu : un émetteur radiofréquence peut émettre plusieurs watts et le récepteur peut se contenter de quelques nanowatts. Au lieu de travailler sur des unités allant de 10^3 à 10^{-9} W, on préfère manipuler des grandeurs entre +60 et -60.

La puissance est normalisée par rapport à une unité : un dB est sans unité, et si cette grandeur représente une valeur physique avec une unité, le terme dB est postfixé de la nature de cette unité. Un dBW est la puissance normalisée à 1 W, mais il est plus courant de travailler avec des dBm normalisés à 1 mW.

Vérifier que la gamme 1 kW..1 nW correspond à +60..-60 dBm.



Est-ce que l'indication fournie par le watt-mètre est cohérente selon que nous affichions des unités linéaires ou logarithmiques?

3 Champ proche et champ lointain

Un dernier point avant de commencer à expérimenter tient à la question de la distance entre émetteur et récepteur lors de la caractérisation du diagramme de rayonnement d'une antenne.

Trop proche de l'antenne, la mesure du champ électrique est polluée par des effets de champ proche, à savoir les termes non-propagatifs du champ associés aux champs évanescents. Ces termes ne sont pas représentatifs du champ électrique propagé à longue distance et ne sont donc pas pertinents dans le contexte d'une communication radiofréquence (même s'ils amènent des informations utiles sur les distributions de courant dans les éléments rayonnants).

Afin de s'affranchir de ces effets, nous devons nous assurer de faire des mesures en champ lointain. La frontière (perméable) entre champ proche et champ lointain est donnée par une distance caractéristique entre émetteur et récepteur de l'ordre de $d = 2D^2/\lambda$ avec D la plus grande dimension de l'antenne (par exemple le diamètre du réflecteur dans le cas d'une parabole).

Quelle est la distance caractéristique séparant le comportement en champ proche et champ lointain pour une antenne de dimension caractéristique 1 m opérant à 434 MHz? Idem pour une antenne fonctionnant à 10 GHz de taille caractéristique de 3 cm.

4 Caractérisation d'un monopôle

Un monopôle exploite le concept des charges miroirs pour réaliser un dipôle "virtuel". Un dipôle présente deux brins d'un quart de longueur d'onde chacun, pour former une structure rayonnante de dimension globale d'une demi-longueur d'onde.

La longueur d'onde d'un signal radiofréquence se propageant dans le vide se calcule trivialement par

$$\lambda = 300/f$$

avec f la fréquence en MHz (c_0 la célérité de l'onde électromagnétique dans le vide vaut dans ces unités 300 m/μs).

Observer l'évolution du coefficient de réflexion d'un brin de fil conducteur se comportant comme un monopôle, et ce en fonction de sa longueur. Poursuivre les observations en fonction de l'environnement (placer la main sur le monopôle).

La célérité d'une onde électromagnétique se propageant dans un diélectrique de permittivité ϵ_r est $c = c_0/\sqrt{\epsilon_r}$ (qui est l'expression de la loi de propagation en optique puisque $n = \sqrt{\epsilon_r}$ dans un diélectrique).

NEC2¹ est un outil libre, issu des développements logiciels de simulations électromagnétiques à des fins militaires² [2], disponible pour diverses plateformes et en particulier comme paquet binaire sous Debian/GNU Linux sous la nomenclature *nec*. Un paquet fort utile pour interpréter les sorties de ce logiciel est *xnecview* qui permet de visualiser les géométries d'antennes et les diagrammes de rayonnement calculés par *nec2*. On notera que QUCS³ fournit un environnement de développement libre aux apparences très similaires au logiciel propriétaire ADS de Agilent. Ses performances n'ont cependant pas été évaluées dans le contexte qui nous intéresse ici.

Une subtilité de l'utilisation d'une antenne aussi simple que le monopôle ou le dipôle en milieu "réel" tient aux interférences entre le signal incident atteignant directement l'antenne, et les signaux arrivant à l'antenne après réflexions sur l'environnement, et notamment le sol [8, p.189] (Fig. 2). Ce problème a été illustré dans le cas de la réception d'images issues de satellites en orbite basse (donc en mouvement) dans [3].

$$\text{number of lobes} \simeq \frac{2h}{\lambda} + 1 \quad (4-100)$$

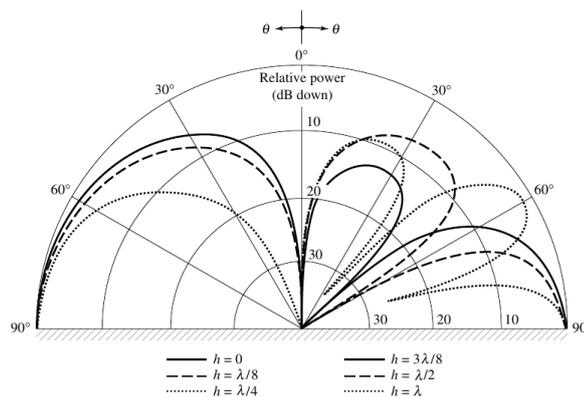


Figure 4.15 Elevation plane amplitude patterns of a vertical infinitesimal electric dipole for different heights above an infinite perfect electric conductor.

FIGURE 2 – Extrait de l'ouvrage de C.A. Balanis [8] illustrant le nombre de nulls dans un diagramme de rayonnement pour un dipôle placé à diverses altitudes au dessus d'un sol conducteur.

NEC2 se configure au travers d'un fichier (par exemple fichier *.nec*) contenant des cartes décrivant l'antenne. Toutes les commandes de NEC2 sont décrites à http://www.nec2.org/part_3/toc.html. Ce fichier de description de l'antenne peut être visualisé au moyen de *xnecview* afin de valider la géométrie de l'antenne, avant de simuler le diagramme de rayonnement et, si plusieurs fréquences de simulation sont requises, l'impédance et le taux d'ondes stationnaires sont fournis. Ces résultats, issus de la commande `nec2 fichier.nec fichier.out`, se visualisent à nouveau au moyen de *xnecview*.

Un exemple de programme simple est

```
CM dipole
CE
GW 3 51 -1.75000E-01 0.00000E-01 0.35000E-00 1.75000E-01 0.00000E-01 0.35000E-00 1.00000E-03
GE 1
GN 1
EX 0 3 26 0 1.00000E+00 0.00000E+00
FR 0 40 0 0 4.24000E+02 1.00000E-00
RP 0 72 72 0 0.00000E+00 0.00000E+00 5.00000E+00 5.00000E+00
EN
```

La configuration commence⁴ par un commentaire (CM) qui se finit par la balise de fin de commentaire (CE). Un dipôle est formé d'un fil (GW) d'identifiant 3, formé de 51 sous-éléments, dont les coordonnées (X, Y, Z) sont fournies en arguments. Le dernier argument est le rayon du fil (ici, 1 mm). La géométrie de l'antenne s'achève (GE) avec la définition d'un plan de masse, ici choisi comme parfaitement conducteur (GN 1). Finalement, les conditions de simulation sont définies par l'élément excité – le 26ème élément du fil d'identifiant 3 (EX) – et la gamme des fréquences analysées est fournie dans FR (commencer à 424 MHz et effectuer 40 simulations par pas de 1 MHz). Le diagramme de rayonnement comportera 72 segments séparés de 5°(RP). Le résultat est proposé dans la Fig. 3.

1. www.nec2.org

2. http://www.nec2.org/nec_hist.txt

3. <http://sourceforge.net/projects/qucs/>

4. la signification des commandes est CM pour *CoMment*, CE pour *Comment End*, GW pour *Geometry Wire*, GE pour *Geometry End*, GN pour *GrouNd parameters*, EX pour définit l'*EXcitation* et FR le *Frequency Range* ...

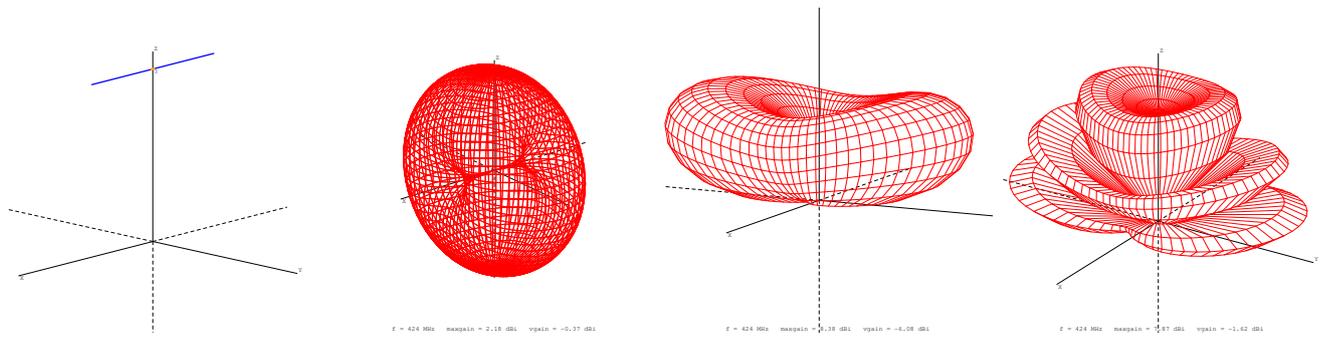


FIGURE 3 – Simulations NEC2. De gauche à droite : géométrie de l’antenne; diagramme de rayonnement dans le vide (GE 0 et pas de carte GN); pour une antenne située 35 cm au dessus d’un sol conducteur; pour une antenne située 1 m au dessus d’un sol conducteur.

Modéliser sous NEC2 le comportement d’un dipôle, et placer ce dipôle à diverses altitudes (quelques longueurs d’onde tout au plus) au dessus d’un sol parfaitement conducteur (GN 1). Observer l’évolution du diagramme de rayonnement.

5 Caractérisation d’une antenne Yagi-Uda (434 MHz)

Un dipôle (ou le monopôle qui est son équivalent en présence d’un plan de masse) présente un diagramme de rayonnement à symétrie cylindrique. Une telle propriété n’est pas nécessairement souhaitable si l’orientation entre l’émetteur et le récepteur est fixe (e.g. liaison entre un émetteur de télévision et un récepteur à son domicile), et dans ce cas il est favorable de recevoir de façon prédominante la puissance dans une direction donnée (l’émetteur de l’information voulue) et de rejeter les sources d’interférences environnantes. Une stratégie consiste à placer un réseau d’éléments guidants (similaires au miroir de Bragg) devant le dipôle rayonnant pour encourager la propagation de l’onde dans cette direction, et de compléter cette géométrie par un réflecteur en “face arrière” qui, par une interférence destructive, vise à envoyer le maximum de puissance dans la direction des éléments guidants et non dans la direction opposée. Cette philosophie a donné naissance à l’antenne Yagi-Uda [7].

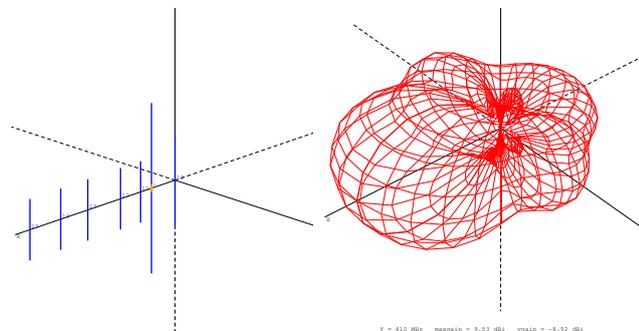


FIGURE 4 – Simulations NEC2. De gauche à droite : géométrie de l’antenne; diagramme de rayonnement dans le vide (GE 0 et pas de carte GN).

Nous choisissons d’étudier une antenne Yagi-Uda commercialement disponible, annoncée comme fonctionnant autour de 434 MHz (380-490 MHz), référence 2096215 chez Farnell. Les 5 éléments guidants sont supposés fournir un gain de 9 dBi (dBi : relativement au beignet du diagramme de rayonnement du dipôle).

Caractériser le diagramme de rayonnement en fonction du nombre d’éléments et en fonction de la fréquence (source = lecteur SENSEOR, détecteur = DVB-T).

Simuler une antenne Yagi-Uda sous NEC2 en faisant varier le nombre d’éléments guidants. On pourra s’inspirer de <http://273k.net/gsm/designing-and-building-a-gsm-antenna/yagi/> et en modifier la géométrie pour correspondre à nos conditions expérimentales. Noter en particulier la géométrie du dipôle replié, un peu plus complexe à modéliser que le dipôle droit : on commencera par modéliser le dipôle seul avant de lui ajouter les éléments guidants.

Le dipôle replié nécessite des éléments courbes, qui par définition sont définis à l’origine et avec l’axe Y comme axe autour duquel l’élément s’enroule (GA). L’élément courbe doit ensuite être translaté et tourné pour se placer dans la bonne position le long du dipôle replié : la carte GM est un peu subtile car elle s’applique à tous les segments d’identifiant supérieur au dernier argument (ou à tous les segments si ce dernier argument est nul). Un exemple de dipôle replié est :

CM rayon de courbure = 31.5 mm, longueur dipole = 2x13 cm

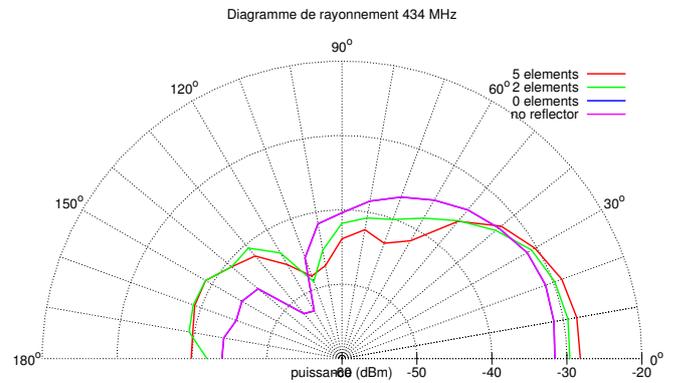
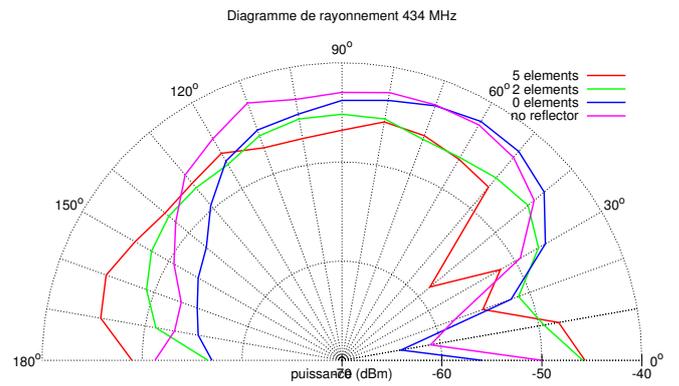
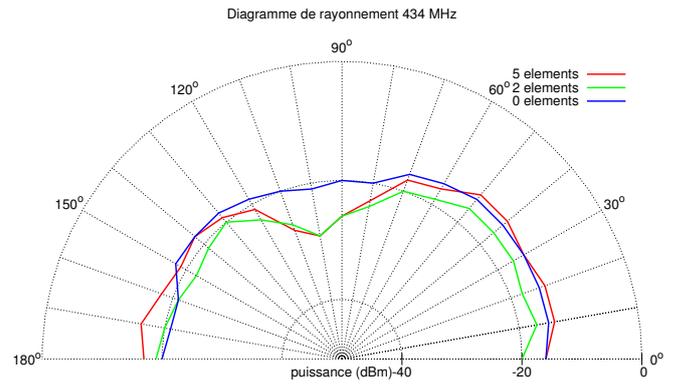
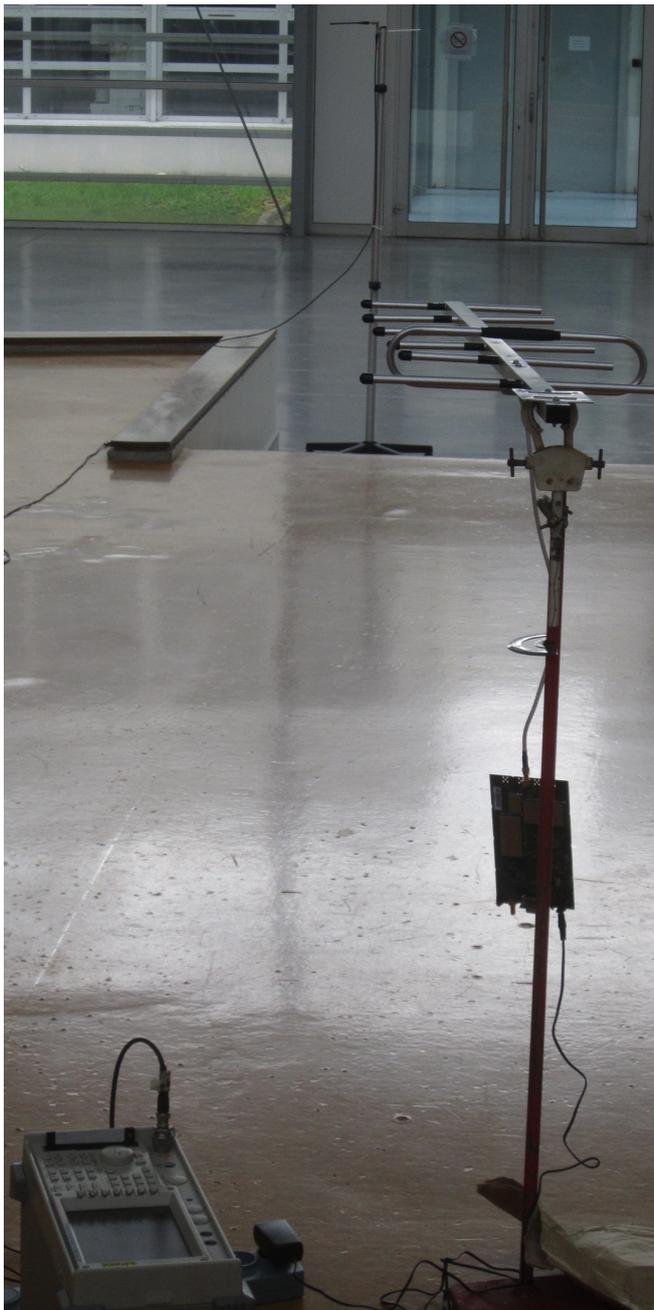


FIGURE 5 – Gauche : montage expérimental. Droite : diagrammes de rayonnement, de haut en bas obtenu avec un récepteur de DVB-T et GNURadio (polarisation verticale), avec un analyseur de spectre IFR (polarisation verticale) et avec un analyseur de spectre IFR (polarisation horizontale).

```

CE
GW 1 21 1.30000E-01 0.00000E-01 0.00000E-01 0.00000E-01 0.00000E-00 0.00000E-01 5.00000E-03
GW 2 21 -0.00000E-01 0.00000E-01 0.00000E-01 -1.30000E-01 0.00000E-00 0.00000E-01 5.00000E-03
GA 3 15 3.15000E-02 9.00000E+01 2.70000E+02 1.58750E-03 0.00000E+00 0.00000E+00 5.00000E-03
GW 4 51 -1.30000E-01 0.00000E-01 6.30000E-02 1.30000E-01 0.00000E-00 6.30000E-02 5.00000E-03
GA 5 15 3.15000E-02 9.00000E+01 2.70000E+02 1.58750E-03 0.00000E+00 0.00000E+00 5.00000E-03
GM 0 0 0.00000E+00 0.00000E+00 0.00000E+00 -1.30000E-01 0.00000E-01 3.15000E-02 3.00000E+00
GM 0 0 0.00000E+00 0.00000E+00 0.00000E+00 1.30000E-01 0.00000E-01 -3.15000E-02 4.00000E+00
GM 0 0 0.00000E+00 0.00000E+00 1.80000E+02 1.30000E-01 0.00000E-01 3.15000E-02 5.00000E+00
GM 0 0 0.00000E+00 0.00000E+00 0.00000E+02 0.00000E-01 0.00000E-01 -6.30000E-02 0.00000E+00

```

```

GE 0
EX 0 4 26 0 1.00000E+00 0.00000E+00
FR 0 500 0 0 4.00000E+02 1.00000E-01
RP 0 35 35 0 0.00000E+00 0.00000E+00 1.00000E+01 1.00000E+01
EN

```

dont le résultat est illustré en Fig. 6.

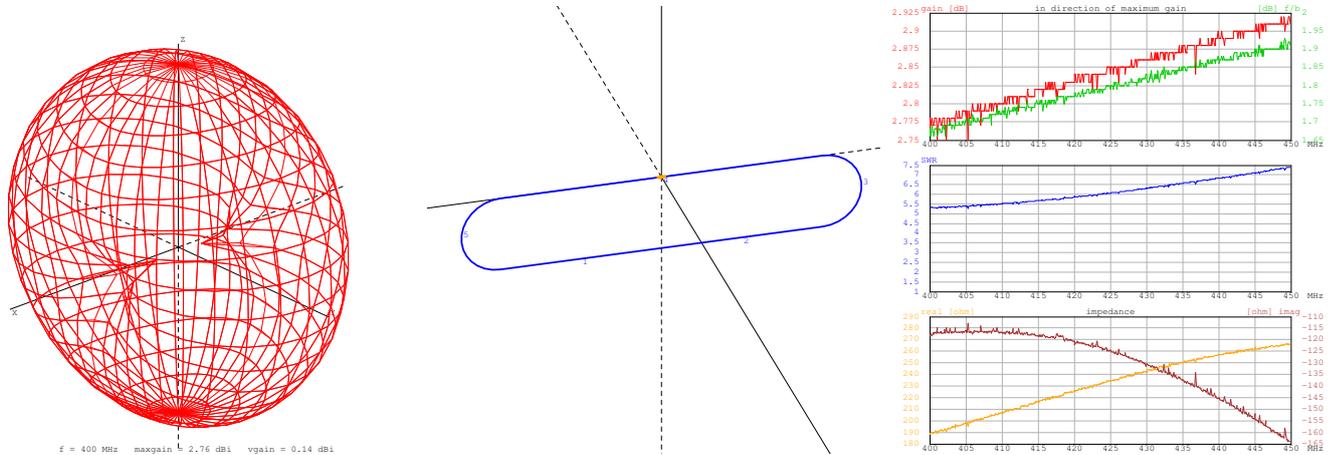


FIGURE 6 – Dipôle replié.

Afin de représenter les éléments conducteurs guidants, on utilisera des identifiants différents pour chaque nouveau brin qui n'est pas connecté au dipôle émetteur. Un exemple de programme pouvant servir d'inspiration est

CM Based on GSM-850 6 Element Yagi, 824 MHz to 894 MHz (2007 Robert Fitzsimons)

CE End Comments

GW	10	31	0.00000E+00	0.00000E+00	1.90000E-01	0.00000E+00	0.00000E+00	-1.90000E-01	5.50000E-03
GW	1	31	1.30000E-01	0.00000E+00	3.50000E-01	1.30000E-01	0.00000E+00	-3.50000E-01	5.50000E-03
GW	11	31	1.90000E-01	0.00000E+00	1.25000E-01	1.90000E-01	0.00000E+00	-1.25000E-01	5.50000E-03
GW	12	31	3.01000E-01	0.00000E+00	1.25000E-01	3.01000E-01	0.00000E+00	-1.25000E-01	5.50000E-03
GW	13	31	4.81500E-01	0.00000E+00	1.25000E-01	4.81500E-01	0.00000E+00	-1.25000E-01	5.50000E-03
GW	14	31	6.31000E-01	0.00000E+00	1.25000E-01	6.31000E-01	0.00000E+00	-1.25000E-01	5.50000E-03
GW	15	31	8.01000E-01	0.00000E+00	1.25000E-01	8.01000E-01	0.00000E+00	-1.25000E-01	5.50000E-03
GE	0	0	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00
EX	0	1	16	0	1.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00
FR	0	36	0	0	4.10000E+02	3.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00
NH	0	0	0	0	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00
NE	0	10	1	10	-1.35000E+00	0.00000E+00	-1.35000E+00	3.00000E-01	0.00000E+00
RP	0	19	37	0	0.00000E+00	0.00000E+00	1.00000E+01	1.00000E+01	0.00000E+00
EN	0	0	0	0	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00

Un exemple de diagramme obtenu avec une antenne Yagi-Uda équipée d'un dipôle replié est proposé sur la Fig. 7.

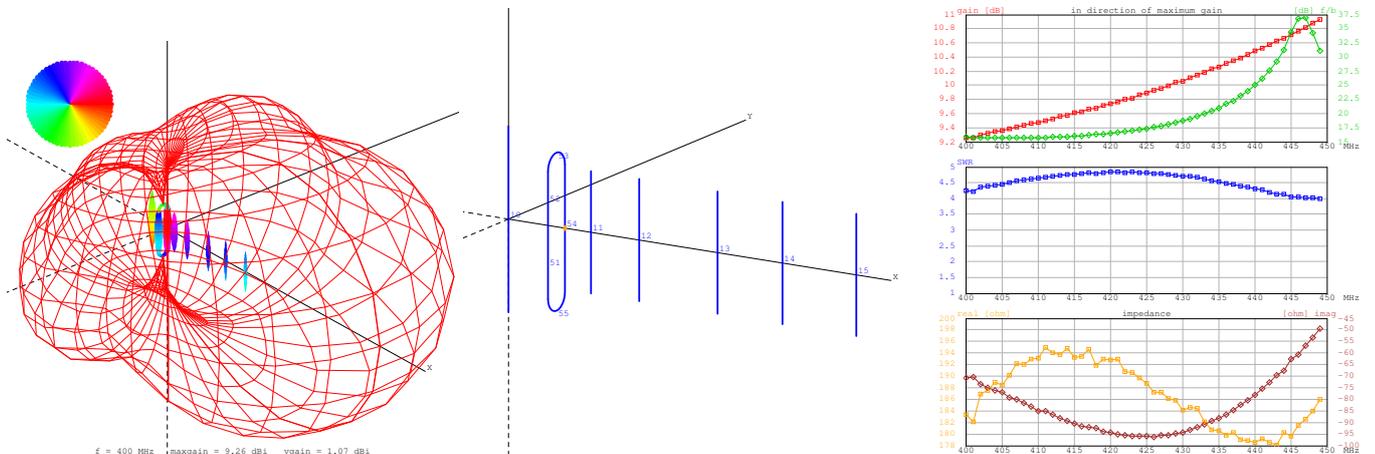


FIGURE 7 – Antenne Yagi-Uda munie d'un dipôle replié.

6 Caractérisation d'une antenne *coffee-can* à 2,45 GHz

Un monopôle rayonne selon un diagramme à symétrie cylindrique autour de son axe, avec deux nulls selon les axes de l'élément rayonnant. La **longueur** du monopôle détermine sa fréquence de couplage optimal : un monopôle fonctionne sur un plan métallique, et les charges miroirs virtuelles induites par le plan de masse déterminent la longueur d'onde de l'onde stationnaire dans le conducteur comme on le ferait pour un dipôle. Ainsi, un monopôle de longueur d présente une fréquence de fonctionnement pour une onde de longueur d'onde $\lambda = 4 \cdot d$. La bande passante de l'antenne est quant à elle déterminée par le **rayon** du conducteur formant le monopôle.

Afin de focaliser le faisceau dans une direction donnée, l'approche la plus simple consiste à placer un miroir qui réfléchit la moitié de la puissance émise dans la "mauvaise" direction pour la renvoyer vers l'interlocuteur.

Dans l'hypothèse d'un plan infini et l'absence de cavité métallique entourant l'élément rayonnant, à quelle distance d'un dipôle faut-il placer le miroir afin que l'onde réfléchie interfère de façon constructive avec l'onde directe? On se rappellera en particulier que la réflexion d'une onde électromagnétique sur un plan conducteur en incidence normale induit un déphasage de la composante parallèle au plan : quel est ce déphasage?

En pratique, le fait d'entourer le monopôle du guide d'onde formé par la boîte de conserve tend à *éloigner* quelque peu l'élément rayonnant du fond de la boîte. La distance "optimale" est dépendante du diamètre de la boîte de conserve. Le calcul permettant de connaître la position optimale du monopôle dépend de la solution de l'onde confinée dans la circonférence de la boîte $2\pi \cdot R$ – liée à la première racine de la fonction de Bessel $1,706 \cdot 2R$ avec λ_0 la longueur d'onde électromagnétique dans le vide – et de vérifier la condition sur la sommation des composantes axiales et radiales des vecteurs d'onde $k_0^2 = k_{\perp}^2 + k_{\parallel}^2$ qui se résout en position du monopôle L_g par rapport au fond de la boîte par $\frac{1}{\lambda_0^2} = \frac{1}{(1,706 \cdot 2R)^2} + \frac{1}{L_g^2}$.

Afin d'améliorer la capacité de focalisation, un guide d'onde est positionné autour du monopôle pour "forcer" l'onde à se propager selon l'axe du guide d'onde circulaire (Figs. 9, 10). L'onde ne sera progressive que si les conditions limites sont vérifiées.

Quelle est la polarisation de champ électrique émis par un monopôle?

Afin de s'appropriier les effets des divers paramètres géométriques, une modélisation est de rigueur. La surface de la boîte de conserve est modélisée sous forme de surfaces conductrices – *patches*.

⚠ Attention : ces surfaces ne doivent jamais être alimentées par un courant (servir de source) dans la modélisation par NEC2, elles ne peuvent modéliser que des réflexions du champ électromagnétique.

En nous inspirant de members.cruzio.com/~jeff1/crud/coffee-can05.xls, nous générons un fichier de description pour NEC2 qui représente la géométrie de la boîte de café de 120 mm de hauteur et 80 mm de diamètre.

Caractériser le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la distance entre le monopôle et le plan métallique faisant office de fond de la boîte de conserve. Plus la magnitude du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ est faible, moins la puissance injectée par l'analyseur de réseau est réfléchi et, par conservation de l'énergie, plus la puissance rayonnée est importante.

Le format S1P généré par les analyseurs de réseau est standard, mais contient un entête qui n'est pas directement compris par la fonction `load` de Matlab (ou, ici, GNU/Octave). Après avoir commenté les 5 premières lignes de chaque fichier S1P – procédure qui s'automatise dans le bash de GNU/Linux par

```
for i in *.s1p; do cp $i $i.ancien ; cat $i | sed '1,5 s/~/"/g' > t ; cp t $i; done
```

nous chargeons tous les fichiers et les affichons selon le script

```
1 set (0, "defaultaxesfontname", "Helvetica")
2 d=dir('./*.s1p');
3 l=[];
4 for k=1:length(d)
5     x=load(d(k).name);
6     y=x(:,2)+i*x(:,3);
7     a=[''', num2str(mod(k,6)), '-'];
8     eval(['plot(x(:,1)/1e9, 10*log10(abs(y)), ', a, ')']);
9     hold on
10    l=[l, '', d(k).name, ''];
11    if (k<length(d)) l=[l, ',']; endif
12 end
13 eval(['legend(l, 1, ', 'location', 'southwest');'])
14 xlabel('freq (GHz)'); ylabel('|S11| (dB)'); axis tight
```

<http://www.rfcafe.com/references/electrical/waveguide.htm> nous informe des diverses fréquences de coupure de diverses géométries de guides d'onde. En effet, si les conditions de confinement d'une longueur d'onde du champ électromagnétique ne peuvent pas être vérifiées par les conditions limites du guide d'onde, le champ n'est plus progressif mais évanescent et l'antenne sera de qualité médiocre.

Quel mode électrique présente la fréquence de coupure la plus basse?

Est-ce que la boîte de café fournit un guide d'onde approprié pour travailler entre 2,40 et 2,48 GHz

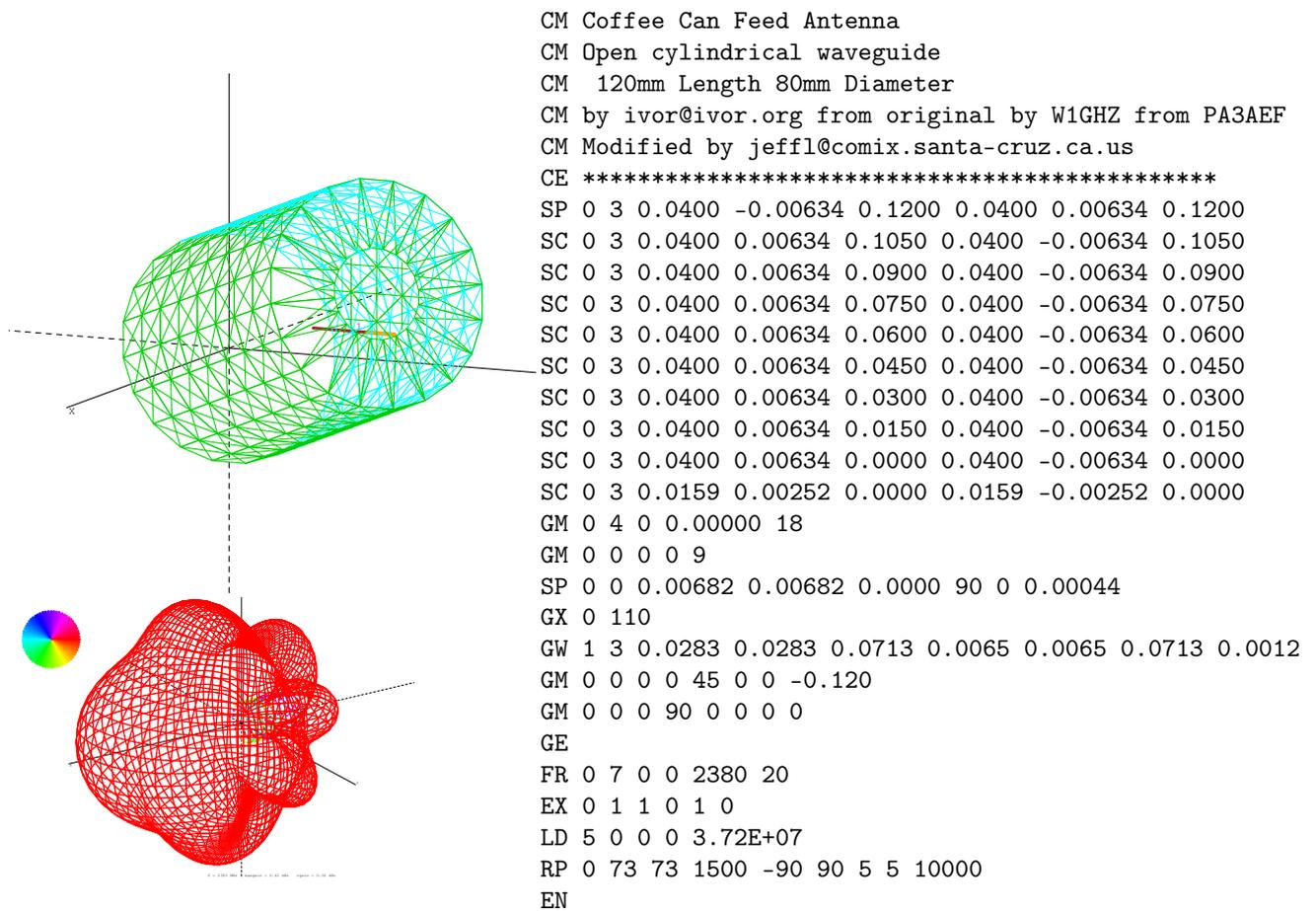


FIGURE 8 – Gauche : résultats de la modélisation par NEC2 de la *cantenna* décrite dans le code de droite – le champ global est ici représenté – **afficher les deux composantes individuelles du champ pour observer la polarisation du signal émis.**

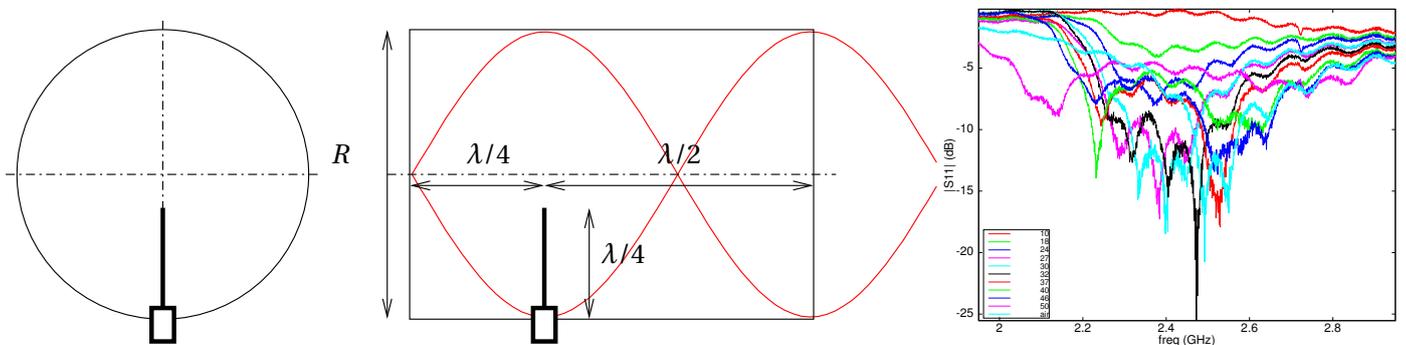


FIGURE 9 – Gauche et milieu : géométrie de la *cantenna*. En rouge, représentation de l'amplitude du champ électrique : la géométrie du guide d'onde vise à respecter les conditions limites de l'onde stationnaire dans le guide, et propagative en dehors du guide. Droite : $|S_{11}|$ en fonction de la position d'un monopôle de 3 cm de longueur placé à diverses distances du fond de la boîte de conserve.

Que dire de la boîte de Pringles utilisée dans [4, Hack85] ?

Des antennes commercialement disponibles – Huber-Suhner SPA 2400/75/9/0 – proposent un gain de l'ordre de 8,5 dBi en polarisation circulaire.

Quel est l'intérêt de la polarisation circulaire ?

7 Caractérisation d'une antenne patch 9,9 GHz

Les RADARs à onde continue sont utilisés notamment pour la détection d'intrusion : incapables d'informer de la position de la cible, ils sont excessivement sensibles aux mouvements. Leur simplicité les rend peu coûteux puisque l'unique élément



FIGURE 10 – Gauche : monopôle sur son plan métallique. Milieu et droite : monopôle dans une boîte de conserve utilisée comme guide d’onde.

actif (Fig. 11) est un transistor pour entretenir l’oscillateur basé sur un résonateur diélectrique. Un élément non-linéaire (diode) complète l’étage de réception chargé de mélanger le signal émis et le signal reçu.

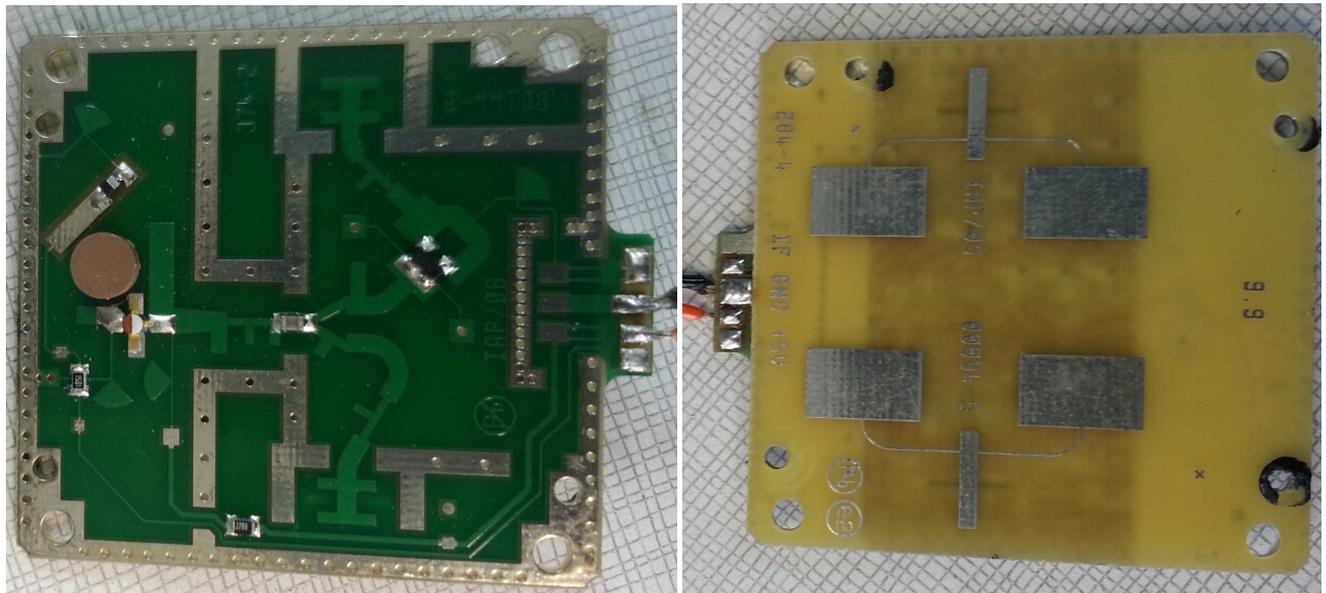


FIGURE 11 – RADAR à onde continue. La varicap, visible au dessus du résonateur diélectrique, permet d’ajuster la fréquence de fonctionnement du dispositif en deça de 9,9 GHz.

Les spécifications principales du module MDU1130 sont décrites dans le tableau suivant qui résume le contenu de la documentation technique⁵

Fréquence nominale	9,9 GHz (France)
Puissance	13 dBm EIRP
Consommation 40mA	typique
Gain des antennes	8 dBi
Ouverture Plan E	72°
Ouverture Plan H	36°
Tension d’alimentation	5V

Caractériser le diagramme de rayonnement du RADAR CW 9,9 GHz en fonction de la polarisation (utiliser pour ce faire le watt-mètre micro-onde).

Fournir une incertitude sur la mesure : indiquer une barre d’erreur sur le résultat (résolution angulaire et de la mesure de puissance).

La modélisation du patch par NEC2 va montrer les limites de ce logiciel. D’une part, la notion de surface (SP) ne peut exister dans NEC2 que pour illustrer un réflecteur, et non un élément rayonnant. D’autre part, NEC2 ne sait pas modéliser un élément diélectrique de dimensions finies.

Le premier problème sera résolu par la modélisation de la surface par une matrice dense de fils fins connectés entre eux [5]. Le second problème sera appréhendé en considérant la permittivité effective, représentative du facteur d’homothétie

5. <http://docs.microwave-solutions.com/createPdf.php?id=MDU1100>

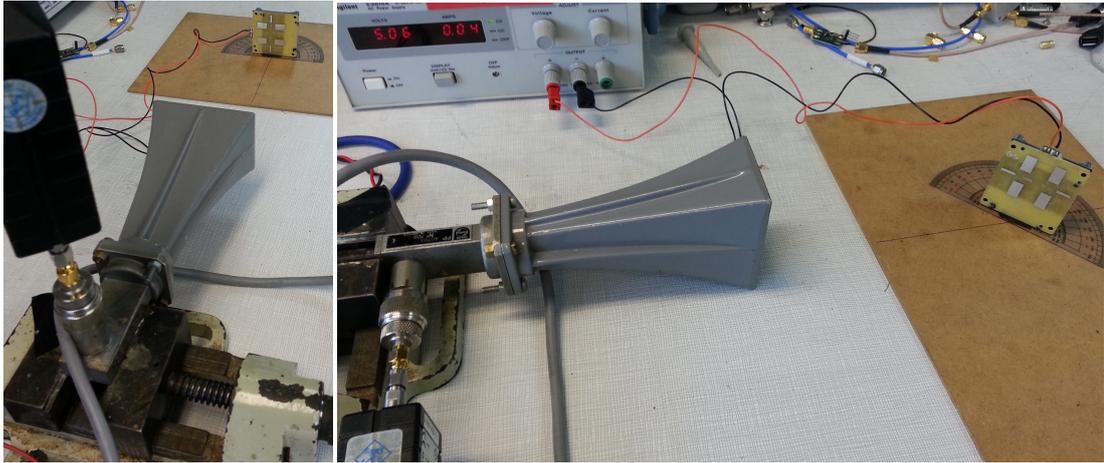


FIGURE 12 – Montage expérimental pour la caractérisation du diagramme de rayonnement du RADAR à onde continue fonctionnant autour de 9,9 GHz. Le récepteur en antenne cornet permet de s'affranchir du bruit environnant et de limiter la bande de fréquence sondée par le détecteur de puissance (filtre passe-bande).

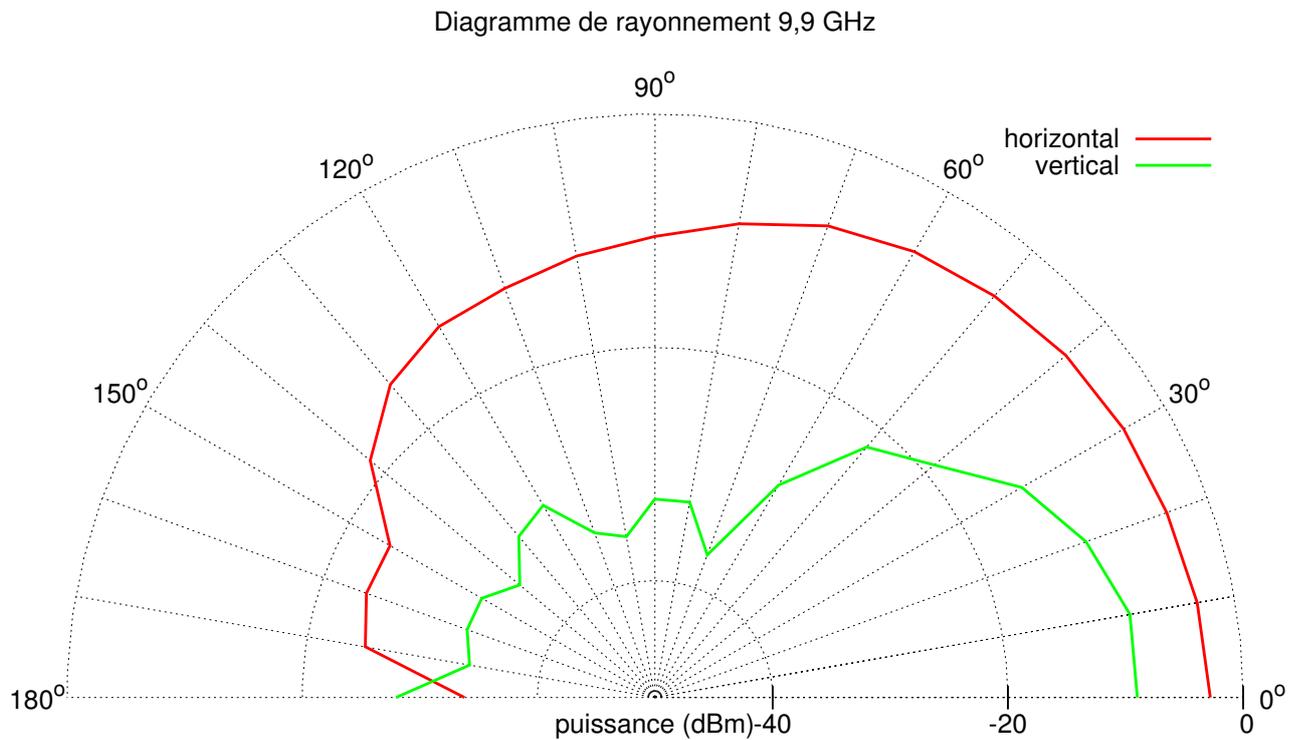


FIGURE 13 – Diagramme de rayonnement en TE et en TM d'un RADAR à onde continue fonctionnant autour de 9,9 GHz.

(en fait de son carré, puisque comme en optique l'indice est la racine de la permittivité) entre une antenne dans l'air et une antenne sur un substrat d'épaisseur finie. La relation est donnée [8] par

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{h}{W}\right)^{-1/2}$$

avec h l'épaisseur du substrat et W la largeur du patch imprimé sur le substrat.

[6, p.27] donne un certain nombre d'indications quant aux conditions de conception d'une matrice de fils (*wire mesh*)

pour modéliser un patch, dont on retiendra en particulier :

1. les segments doivent présenter des dimensions comprises entre 0,001 et 0,1 longueurs d'onde,
2. la longueur de chaque segment doit être au moins 4 fois le diamètre du conducteur,
3. un fil doit présenter au moins 9 segments par demi-longueur d'onde,
4. les fils électriquement connectés doivent présenter des coordonnées de leur extrémité égales (*i.e.* il ne suffit pas que des fils se croisent pour être connectés),
5. les fils parallèles doivent être séparés de plusieurs diamètres du conducteur.

[5] ajoute la condition que le rayon du fil doit être ajusté afin que la surface du segment occupe la même surface que l'élément de surface du patch adjacent.

Fort de ces considérations, nous modélisons une antenne patch conçue pour fonctionner autour de 9,9 GHz, puis vérifions que les dimensions de l'antenne du RADAR sont cohérentes une fois l'homothétie par $\sqrt{\epsilon_{eff}}$ effectuée. On considérera un patch carré de dimensions $\lambda_0/2$, avec λ_0 la longueur d'onde dans l'air (Fig. 14).

Proposer un modèle de grille qui simule ce patch sous NEC, en la plaçant à une épaisseur de substrat de circuit imprimé – 1,6 mm – au dessus d'un plan de masse supposé idéalement conducteur.

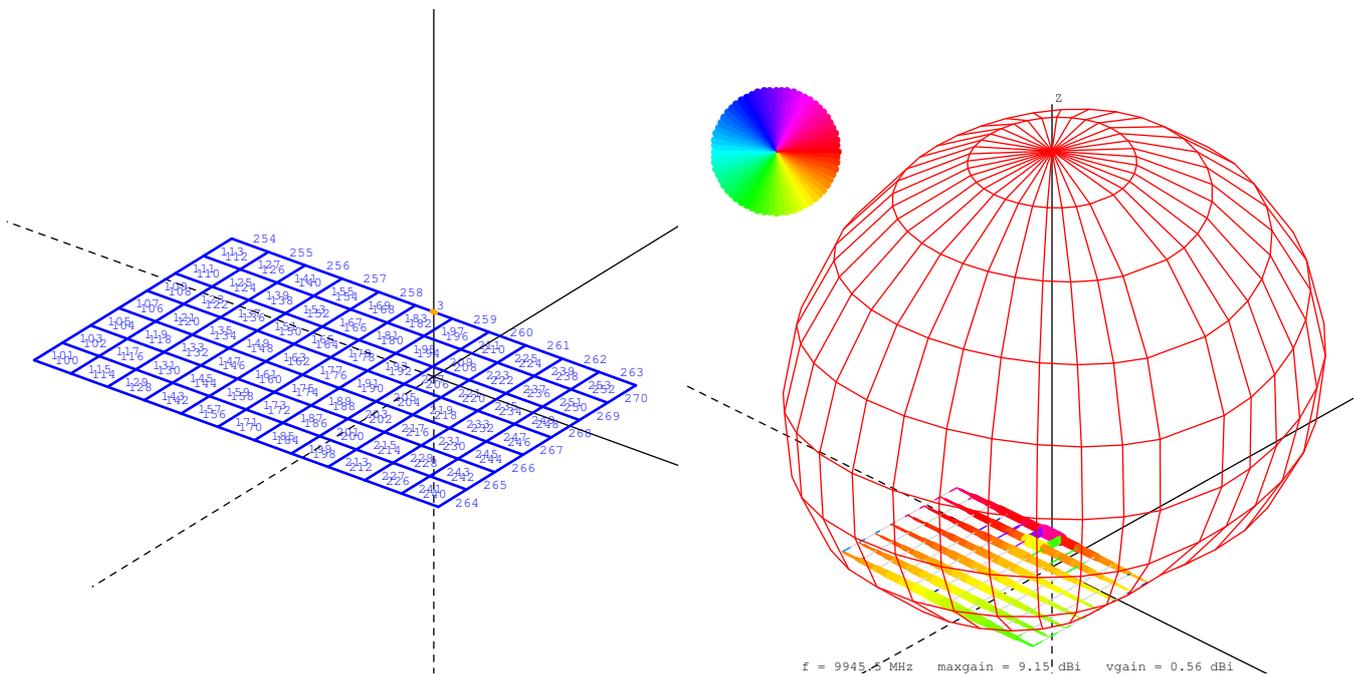


FIGURE 14 – Diagramme de rayonnement d'une antenne patch séparée d'un plan conducteur idéal par de l'air.

Bonus

Nous avons vu l'expression des pertes de propagation pour une liaison point à point de la forme $\frac{P_R}{P_E} = \frac{G_1 \cdot G_2 \lambda^2}{4^2 \pi^2 d^2}$.

Que devient cette expression dans le cas d'un RADAR monostatique (même antenne émettrice et réceptrice) qui illumine une cible ponctuelle?

A Tracer un diagramme en coordonnées polaires sous gnuplot

En supposant que le fichier mesures.txt contient deux colonnes contenant l'angle suivi de la mesure de puissance en dBm, le graphique en coordonnées polaires s'obtient par le script suivant.

```

1 set polar
2 unset label
3 unset border
4 set angles degrees
5 set size ratio -1
6 set rr[0:-50]
7 set tr[0:180]
8 set yr[0:]

```

```

9 set grid polar 10
10 unset xtics
11 unset ytics
12 set tmargin 3
13 set bmargin 3
14 set lmargin 6
15 set rmargin 6
16 unset raxis
17 r=50
18 set title 'Diagramme de rayonnement 9,9 GHz' offset 0,2
19 set xlabel 'puissance (dBm)'
20
21 #set rtics 6 format '' scale 0
22 set label '90°' center at first 0, first r*1.05
23 set label '0°' center at first r*1.05, first 0
24 set label '180°' center at first -r*1.05, first 0
25 set label '120°' center at first -r*1.05*sin(30), first r*1.05*cos(30)
26 set label '60°' center at first r*1.05*sin(30), first r*1.05*cos(30)
27 set label '150°' center at first -r*1.05*sin(60), first r*1.05*cos(60)
28 set label '30°' center at first r*1.05*sin(60), first r*1.05*cos(60)
29
30 pl 'mesures.txt' u ($1):($2) w l lw 3 t 'horizontal'
31 repl 'mesures.txt' u ($1):($3) w l lw 3 t 'vertical'
32
33 set term postscript eps enhanced solid color 'Helvetica' 14
34 set output "mesures.eps"
35 replot

```

B Générer une matrice de fils pour modéliser une antenne patch

Ce script s'exécute sous GNU/Octave pour générer la description d'une antenne patch sous forme de matrice de fils (*wire mesh*).

```

1 % octave -q go.m > patch.nec
2 % xneview patch.nec
3 % nec2 patch.nec patch.out
4 % xneview --current --arrl patch.out
5
6 fstart=6000; % MHz
7 fstep =50 ; % MHz
8 Nf =40 ; % fstop=fstart+fstep*Nf
9
10 fmean=fstart+fstep*Nf/2;
11 lambda=300/fmean;
12 xmin=0; % je SUPPOSE que xmax et ymax sont impairs
13 xmax=15e-3; % 11e-3; % on alimentera au milieu de ce segment : W
14 ymin=0;
15 ymax=15e-3; % 7e-3; % l'onde est dans cette direction: L
16 step=1.0e-3;
17 diam=step/2/pi; % 1e-5;
18 N=5;
19
20 l=100;
21 printf('CM patch\nCE\n');
22 for x=xmin:step:xmax-step
23   for y=ymin:step:ymax-step
24     printf('GW %d %d %f %f 0 %f %f 0 %f\n', l, N, x, y, x+step, y, diam)
25     l=l+1;
26     printf('GW %d %d %f %f 0 %f %f 0 %f\n', l, N, x, y, x, y+step, diam)
27     l=l+1;
28   end
29 end
30 for x=xmin:step:xmax/2-step
31   printf('GW %d %d %f %f 0 %f %f 0 %f\n', l, N, x, ymax, x+step, ymax, diam)
32   l=l+1;

```

```

33 end
34 for ux=xmax/2-step/2:step:xmax/2
35 uuprintf('GW 3 %d %f %f 0 %f %f 0 %f\n',N,x,ymax,x+step,ymax,diam)
36 end
37 for ux=xmax/2+step/2:step:xmax-step
38 uuprintf('GW %d %d %f %f 0 %f %f 0 %f\n',l,N,x,ymax,x+step,ymax,diam)
39 uu=l+1;
40 end
41 for uy=ymin:step:ymax-step
42 uuprintf('GW %d %d %f %f 0 %f %f 0 %f\n',l,N,xmax,y,xmax,y+step,diam)
43 uu=l+1;
44 end
45 printf('GM 0 0 0.0 0.0 0.0 0.0 %f %f 1.6e-3 0\n',-xmax/2,-ymax)
46 printf('GE 1\n');
47 printf('GN 1\n');
48 printf('EX 0 3 %d 0 1.00000E+00 0.00000E+00\n',ceil(N/2));
49 printf('FR 0 %d 0 0 %f %f\n',Nf,fstart,fstep);
50 printf('RP 0 35 35 0 0.00000E+00 0.00000E+00 1.00000E+01 1.00000E+01\n');
51 printf('EN\n');

```

C SWR

Quelques rappels sur les taux d'onde stationnaires (*Standing Wave Ratio*) [9] $SWR = Z_A/Z_G$ ou $SWR = Z_A/Z_G$ (il faut $SWR \geq 1$ donc $SWR = \max(Z_A, Z_G)/\min(Z_A, Z_G)$)

- Coefficient de réflexion $k = (SWR - 1)/(SWR + 1)$
- Ligne de transmission : multiple de demi-longueurs d'onde $Z_A = Z_G$
- Ligne de transmission : multiple impair de quart-longueurs d'onde $Z_L = \sqrt{Z_A \cdot Z_G}$
- Puissance réfléchie : k^2
- ERP (*Effective Radiated Power*) tient compte du gain d'antenne

Exemple : une antenne présente une impédance de 100 Ω . Elle est connectée à un générateur d'impédance 50 Ω .

Démontrer que pour une alimentation de 1 W, seuls 890 mW sont effectivement rayonnés.

Dans la vidéo – aussi stupide qu'instructive – <https://www.youtube.com/watch?v=g91xkISmp2g>, l'auteur croit se protéger des rayonnements microondes par une antenne de type *coffee can*.

En supposant que la directivité de l'antenne est de l'ordre de grandeur de celle observée pour une Yagi-Uda – soit environ 10 dB – quelle puissance est rayonnée en direction de l'auteur ? Application numérique pour une source de 800 W.

Références

- [1] A.J. Van Dierendonck, *GPS Receivers*, chapitre 8 de *Global Positioning System – Theory and Applications, Vol.1*, Progress in Astronautics and Aeronautics Vol 163, American Institute of Aeronautics and Astronautics (1996)
- [2] G.J. Burke, E.K. Miller & A.J. Poggio, *The Numerical Electromagnetics Code (NEC) – a brief history*, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium **3** pp.2871–2874 (2004)
- [3] J.-M Friedt, *Satellite image eavesdropping : a multidisciplinary science education project*, European Journal of Physics, vol 26 (August 2005) pp.969-984, disponible à <http://jmfriedt.free.fr/ejp196357p16.pdf>
- [4] R. Flickenger & R. Weeks, *Wireless Hacks, 2nd Ed.*, O'Reilly (2005)
- [5] A. Rubinstein, R. Farhad Rachidi & M. Rubinstein, *On wire-grid representation of solid metallic surfaces*, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility **47** (1), 192–195 (2005)
- [6] H.N.A.K. Kenfack, *Analysis of an air-spaced patch antenna near 1800 MHz*, Master thesis, Marquette Univ. (2011), disponible à http://epublications.marquette.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1111&context=theses_open
- [7] l'article original de Yagi et Uda de 1926 est disponible comme référence 3 de http://en.wikipedia.org/wiki/Yagi-Uda_antenna. Le papier original de Uda ne semble pas trivialement accessible sur le web.
- [8] C.A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design, 3rd Ed.*, Wiley Interscience (2005)
- [9] G. Faucher F6HKM, *Cours de préparation à l'examen radio-amateur pour licences classes A et C*, REF83 (1992)