

Chapitre 6: CARACTERISTIQUES DE QUELQUES ANTENNES USUELLES

1. Introduction

Des antennes de base ou développées utilisées pour les télécommunications sont présentées dans cette partie. Les principes de fonctionnement, les structures, les performances et les formules mathématiques pour le dimensionnement sont proposées.

Le rayonnement d'une onde électromagnétique est créé par la circulation d'un courant électrique.

A partir de la structure géométrique de ce dernier, nous pouvons classer les antennes en deux catégories :

1. Les antennes filaires.
2. Les antennes à surfaces rayonnantes.

Les antennes filaires et les boucles constituent les antennes classiques les plus courantes car les plus simples et les moins onéreuses, leurs performances sont parfois limitées et il est nécessaire de concevoir des éléments rayonnants plus performants pour obtenir de gains meilleurs, des bandes passantes plus larges.

Le développement des applications sans fils embarquées et mobiles augmentent l'exigence en termes de miniaturisation des antennes et efficacité.

2. Différents types d'antennes

A. Antennes élémentaires

A.1. Dipôle élémentaire ou dipôle d'Hertz

Un dipôle élémentaire ou dipôle de Hertz ou doublet électrique est un fil de longueur h très inférieure à la longueur d'onde ($h < \lambda/10$).

Cette antenne élémentaire est généralement considérée pour calculer le rayonnement d'une antenne de longueur quelconque considérée comme la succession de plusieurs éléments dont chacun constitue un doublet de Hertz.

Connecté à une source d'excitation (I), on considère que l'amplitude du courant est constante le long de l'antenne.

$$\vec{I}(z) = I_0 e^{j\omega t} \vec{u}_z$$

A.1.1. Champ électromagnétique crée

Considérons doublet de Hertz, dans le système d'axe $(\vec{u}_x, \vec{u}_y, \vec{u}_z)$. Un point M de l'espace peut toujours être repéré par rapport aux axes par un système de coordonnées sphériques.

A.1.2. Potentiel vecteur A

La circulation du courant $\vec{I}(z)$, le long d'une antenne filaire quelconque (portée par l'axe oz) crée au point M un potentiel vecteur \vec{A} donné par :

$$\vec{A}(r) = \frac{\mu e^{-jkr}}{4\pi r} \int_{dl} \vec{J}(z) dz$$

k : Nombre d'onde

μ : perméabilité du milieu de propagation ($\mu = \mu_0$).

r : distance qui sépare la source \vec{J} du point où l'on veut déterminer le potentiel (dépend des coordonnées cartésiennes x, y et z).

dl : longueur de l'antenne

$\vec{J}(z)$: courant traversant l'antenne.

Le doublet de Hertz est parcouru par un courant constant J_0 , nous pouvons écrire :

$$\vec{A}(r) = \frac{\mu dl J_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{u}_z$$

Le potentiel $\vec{A}(r)$, crée par l'antenne, garde toujours la même direction qui lui donnée la naissance.

On peut écrire $\vec{A}(r)$ en coordonnées sphériques :

$$\vec{A}(r, \theta, \varphi) = A(r, \theta, \varphi) \vec{u}_z = \begin{cases} A_r(r, \theta, \varphi) = A_z(r) \cos(\theta) \\ A_\theta(r, \theta, \varphi) = -A_z(r) \sin(\theta) \\ A_\varphi(r, \theta, \varphi) = 0 \end{cases}$$

La connaissance de vecteur $\vec{A}(r)$ permet de déterminer le champ électrique \vec{E} et le champ magnétique \vec{H} créés. En effet, ces deux champs s'obtiennent à partir des relations suivantes :

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} - j \frac{\text{grad}(\text{div} \vec{A})}{\omega \mu \epsilon}$$

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \text{Rot} \vec{A}$$

A.1.3. Champ magnétique $H(r, \theta, \varphi)$

$$A_\varphi(r, \theta, \varphi) = 0$$

$$\frac{\partial}{\partial \varphi} = 0$$

Le calcul du rotationnel de \vec{A} , en coordonnées sphériques, nous donne :

$$H(r, \theta, \varphi) = \begin{cases} H_r(r, \theta, \varphi) = 0 \\ H_\theta(r, \theta, \varphi) = 0 \\ H_\varphi(r, \theta, \varphi) = J_0 \frac{dl}{4\pi} \sin\theta \left[\frac{1}{r^2} + \frac{jk}{r} \right] e^{-jkr} \end{cases}$$

A.1.4. Champ électrique $E(r, \theta, \varphi)$

$$E(r, \theta, \varphi) = \begin{cases} E_r(r, \theta, \varphi) = -J_0 \frac{dl}{j\omega\epsilon 4\pi} \cos\theta \left[\frac{1}{r^3} + \frac{jk}{r^2} \right] e^{-jkr} \\ E_\theta(r, \theta, \varphi) = J_0 \frac{dl}{4\pi} \sin\theta \left[\frac{1}{r^3} + \frac{k^2}{r} - \frac{jk}{r^2} \right] e^{-jkr} \\ E_\varphi(r, \theta, \varphi) = 0 \end{cases}$$

Remarque : le champ électrique possède une composante suivant la direction de propagation \vec{u}_r , il est toujours perpendiculaire au champ magnétique. Dans le cas général, on ne peut pas considérer cette onde comme étant plane.

$$\text{Si } r \gg \lambda \Rightarrow r \gg \frac{\lambda}{2\pi} \Rightarrow \frac{1}{r} \ll k \Rightarrow \frac{k}{r} \gg \frac{1}{r^2} \Rightarrow \frac{k}{r^2} \gg \frac{1}{r^3}$$

Dans ces conditions, les termes en $\frac{1}{r}$ seront prédominants et le champ dans la zone de rayonnement lointain s'écrit :

$$H(r, \theta, \varphi) = \begin{cases} H_r(r, \theta, \varphi) = 0 \\ H_\theta(r, \theta, \varphi) = 0 \\ H_\varphi(r, \theta, \varphi) = J_0 \frac{dl}{4\pi} \sin\theta \left[\frac{jk}{r} \right] e^{-jkr} \end{cases}$$

$$E(r, \theta, \varphi) = \begin{cases} E_r(r, \theta, \varphi) = 0 \\ E_\theta(r, \theta, \varphi) = J_0 \frac{dl}{4\pi} \sin\theta \left[\frac{k^2}{r} \right] e^{-jkr} \\ E_\varphi(r, \theta, \varphi) = 0 \end{cases}$$

Nous pouvons dire que, dans la zone de rayonnement lointain, le champ électrique \vec{E} et le champ magnétique \vec{H} vibrent en phase, sont perpendiculaires entre eux et à la direction de propagation \vec{u}_r . Dans ce cas, les ondes qui se propagent peuvent être considérées comme étant planes.

$$E_\theta(r, \theta, \varphi) = J_0 \frac{dl}{4\pi} \sin\theta \left[\frac{k^2}{r} \right] e^{-jkr} = jZ_0 \frac{J_0 dl}{4\lambda r} \sin\theta e^{-jkr}$$

$$H_\varphi(r, \theta, \varphi) = \frac{E_\theta(r, \theta, \varphi)}{Z_0}$$

$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi$ et $k = w\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ sont respectivement l'impédance du vide et le nombre d'onde.

A.1.5. Densité de puissance

$$\vec{p}(r, \theta, \varphi) = \vec{E}(r, \theta, \varphi) \wedge \vec{H}^*(r, \theta, \varphi)$$

$\vec{H}^*(r, \theta, \varphi)$ est le conjugué du champ magnétique $\vec{H}(r, \theta, \varphi)$.

$$\vec{p}(r, \theta, \varphi) = \begin{bmatrix} \vec{u}_r & \vec{u}_\theta & \vec{u}_\varphi \\ E_r(r, \theta, \varphi) & E_\theta(r, \theta, \varphi) & E_\varphi(r, \theta, \varphi) \\ H_r^*(r, \theta, \varphi) & H_\theta^*(r, \theta, \varphi) & H_\varphi^*(r, \theta, \varphi) \end{bmatrix}$$

Dans la zone lointaine, les seules composantes non nulles sont $E_\theta(r, \theta, \varphi)$ et $H_\varphi(r, \theta, \varphi)$. Dans ces conditions, la densité de puissance n'a de composante que suivant la direction de propagation \vec{u}_r .

$$\vec{p}(r, \theta, \varphi) = E(r, \theta, \varphi) \cdot H^*(r, \theta, \varphi) \vec{u}_r$$

$$\vec{p}(r, \theta, \varphi) = \frac{|E_\theta(r, \theta, \varphi)|^2}{Z_0} \cdot \vec{u}_r = p(r, \theta, \varphi) \vec{u}_r$$

En remplaçant $E_\theta(r, \theta, \varphi)$ par sa valeur nous aurons :

$$\vec{p}(r, \theta, \varphi) = \frac{|E_\theta(r, \theta, \varphi)|^2}{Z_0} \cdot \vec{u}_r = \left[\frac{J_0 dl}{4\lambda r} \sin\theta \right]^2 \vec{u}_r = P_{Max} \sin^2 \theta \vec{u}_r$$

A.1.6. Caractéristique principales du doublet de Hertz

1. Surface caractéristique de rayonnement

La surface caractéristique de rayonnement se détermine à partir de la fonction caractéristique :

$$r(r, \theta, \varphi) = \sin^2 \theta$$

2. Diagramme de rayonnement dans le plan perpendiculaire au doublet de Hertz ($\theta = cte, \varphi$ variable)

On remarque que, quelque soit le plan horizontal considéré (fixé par θ), la fonction $r(\theta, \varphi)$ est indépendante de l'azimut. Dans ces conditions, le diagramme de rayonnement est un cercle sur le dipôle (l'antenne est omnidirectionnelle dans ce plan).

3. Diagramme de rayonnement dans le plan perpendiculaire au doublet de Hertz ($\theta = variable, \varphi = cte$)

Le diagramme de rayonnement s'obtient en traçant la fonction en fonction de l'élevation θ .

Direction des maximums de rayonnement : $\theta = \pi/2$ et $\varphi = 3\pi/2$

Direction des minimums de rayonnement : $\theta = 0$ et $\varphi = \pi$

4. Directivité

A. Directivité maximum

Le calcul de l'intégrale de relation nous donne :

$$D_{Max} = 1.5$$

B. Directivité

Le calcul de l'intégrale de relation nous donne :

$$D(\theta, \varphi) = 1.5 \sin^2 \theta$$

C. Angle d'ouverture à -3dB

L'angle d'ouverture à -3dB se définit comme étant l'angle pour lequel la puissance chute de moitié de part et d'autre du lobe principale.

Dans le cas du doublet de Hertz nous pouvons écrire que :

$$\sin^2 \theta = \frac{1 - 2\cos(\theta)}{2} = \frac{1}{2} \Rightarrow \begin{cases} \theta_1 = \pi/4 \\ \theta_2 = 3\pi/4 \end{cases}$$

Ce qui conduit à un angle d'ouverture :

$$\theta_{-3dB} = \theta_2 - \theta_1 = \pi/2$$

5. Puissance totale émise

L'intégrale de surface du vecteur de conduit au calcul de la puissance totale émise.

$$P_E = \iint_{\Sigma} \vec{p}(r, \theta, \varphi) d\vec{\Sigma}$$

Ou : Σ :Surface d'une sphère centrée sur le doublet.

$d\vec{\Sigma}$:Element de surface, définie par un vecteur unitaire dirigé vers l'extérieur.
Dans la zone lointaine, on a :

$$\vec{p}(r, \theta, \varphi) = p(r, \theta, \varphi)\vec{u}_r$$

$$d\vec{\Sigma} = d\Sigma\vec{u}_r$$

$$P_E = \iint_{\Sigma} \frac{|E_{\theta}(r, \theta, \varphi)|^2}{Z_0} d\Sigma$$

En coordonnées sphériques, l'élément de surface de surface $d\Sigma$ s'écrit :

$$d\Sigma = r d\theta r d\varphi \sin\theta$$

Ou φ varie entre 0 et 2π et θ entre 0 et π .

$$P_E = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{|E_{\theta}(r, \theta, \varphi)|^2}{Z_0} r^2 \sin^2 \theta d\theta d\varphi = 80 \left[\frac{J_0 \pi dl}{\lambda} \right]^2$$

6. Resistance de rayonnement

La résistance de rayonnement de l'antenne est la valeur de la résistance qui, parcourue par le même courant J_0 , dissiperait la même puissance que celle rayonnée par l'antenne.

$$P_E = R_r J_0^2 \Rightarrow R_r = 80 \left[\frac{\pi dl}{\lambda} \right]^2$$

A.2. Antenne Monopôle

Le monopôle est un cylindre conducteur perpendiculaire à un plan réflecteur (figure 11). Il est équivalent au dipôle de longueur double sans plan réflecteur. Ses principales caractéristiques sont les suivantes.

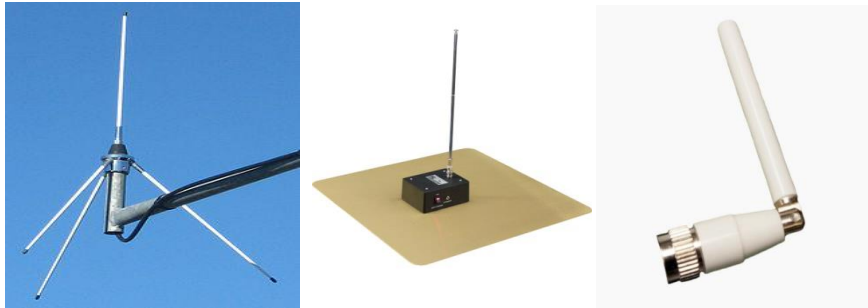


Figure 4.2. Antenne Monopôle.

1. **Diagramme de rayonnement** : il est identique à celui du dipôle $l/2$ (figure 2, courbe $f_2(q)$), soit :

$$f(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta}$$

pour le rayonnement dans le demi-plan supérieur (et 0 pour le demi-plan inférieur)

2. **Directivité** : elle est égale au double de celle d'un dipôle $l/2$ (en raison du rayonnement dans un seul demi-espace), soit 3,28 (4,64 dB).
3. **Impédance** : elle est la moitié de celle du dipôle $l/2$, soit d'après la relation (2) :

$$Z = (36.5 + j.21)\Omega$$

A.3. Antenne Yagi

L'antenne Yagi ou antenne Yagi-Uda est une antenne à éléments parasites utilisable des VHF aux UHF. Utilisée pour la réception des émissions de télévision en modulation de fréquence.

C'est une antenne à rayonnement longitudinal. Elle est constituée de :

1. Un dipôle d'excitation de longueur $\frac{\lambda}{2}$.
2. Un réflecteur placé à $\frac{\lambda}{4}$ du dipôle et possédant une longueur légèrement supérieure.
3. Un ou de plusieurs directeurs de longueur(s) légèrement inférieure(s) à celle du dipôle.

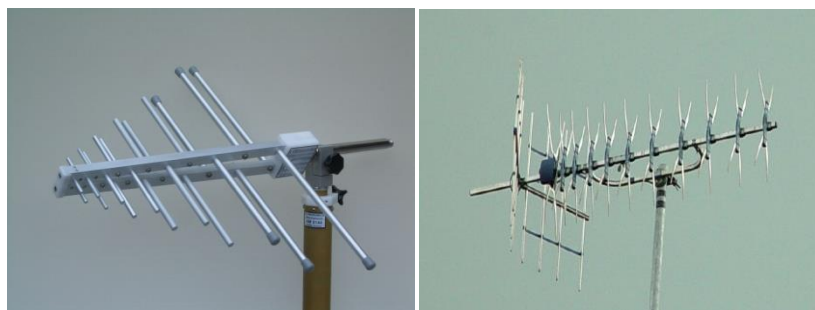


Figure 4.3. Antenne YAGI.

A.3.1 Caractéristiques

A. Diagramme de rayonnement : il est unidirectionnel, le maximum de rayonnement (sensiblement) est dirigé vers les directeurs.

B. Gain : il est fonction du nombre de direction.

C. Bande passante : elle est rectiligne et dépend de l'orientation du dipôle (par exemple, la polarisation horizontale est obtenue lorsque le dipôle est placé horizontalement).

A.4. Antenne Hélice

Il est formé :

- D'un réflecteur servant également de plan de mass.
- D'un brin conducteur sous forme d'une hélice cylindrique

A. Caractéristiques : il dépend du nombre de spires et du pas de l'hélice.

B. Polarisation : il existe deux types de polarisations dont l'existence dépend du rapport entre de diamètre de l'hélice de la longueur d'onde.

Polarisation rectiligne - Le mode « normal »- lorsque de diamètre de l'hélice ou très petit devant la longueur d'onde et de longueur d'onde sont du même ordre de grandeur ($D \ll \lambda$).

Polarisation circulaire - Le mode axial- dans le cas au le diamètre de l'hélice et de longueur d'onde sont du même ordre de grandeur. Dans ce cas, le type de polarisation (droit ou gauche) est imposé de l'enrôlement de l'hélice.

Bande passante : assez grande.

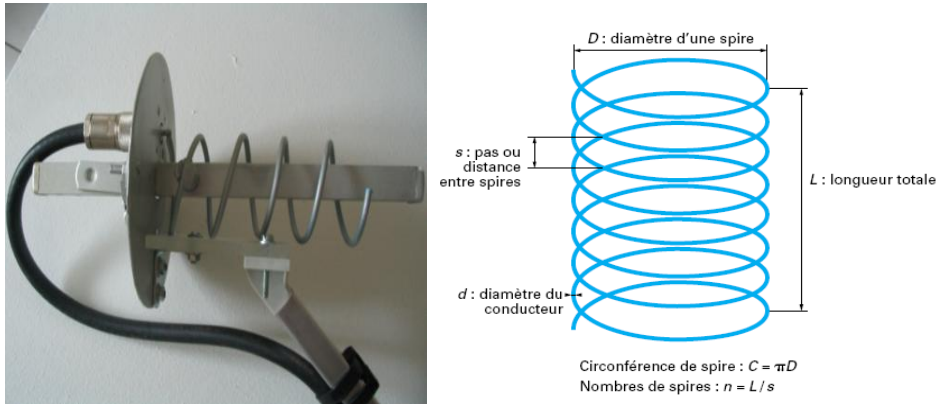


Figure 4.4. Géométrie d'une hélice à spires constantes.

A.4.1. Caractéristiques d'une hélice en mode axial

Il a été établi des relations simples donnant les caractéristiques d'une hélice en mode axial :

- A. **Impédance** : $R_r = 140 \frac{L}{\lambda}$
- B. **Directivité** : $D = 12 \left(\frac{C}{\lambda}\right)^2 \frac{L}{\lambda}$
- C. **Largeur à 3 dB** : $\theta_{3dB} = \frac{52}{\frac{C}{\lambda} \sqrt{L}}$

Avec

R_r résistance de rayonnement de l'hélice,
 θ_{3dB} (°) largeur à 3 dB.

Ces relations sont valables sous les **conditions** suivantes :

- ✓ nombre de spires : $n > 3$
- ✓ circonférence C : $\frac{3}{4}\lambda < c < \frac{4}{3}\lambda$
- ✓ pas s : voisin de $\frac{1}{4}c$

A.5. Cornet

L'antenne cornet (*horn*) tient son nom de son aspect caractéristique en forme de cornet. La partie évasée peut être à angle droit, rectangulaire, cylindrique ou conique. La direction du rayonnement maximum correspond à l'axe du cornet. Elle est facilement

alimentée avec un guide d'ondes, mais peut être alimentée avec un câble coaxial et une transition appropriée.



Figure 4.5. Géométrie d'une hélice à spires constantes.

Les antennes cornet sont généralement utilisées comme élément actif dans une antenne parabolique. Le cornet est pointée vers le centre du réflecteur. L'utilisation d'une antenne cornet, plutôt qu'une antenne dipolaire ou n'importe quel autre type d'antenne au point focal du réflecteur, réduit au minimum la perte d'énergie autour des bords du réflecteur. À 2,4 gigahertz, une antenne cornet faite avec une boîte de conserve a un gain de l'ordre de 10 à 15 dBi.

B. Antennes microrubans

Antennes patch (**microrubans**) sont intégrés au plus près des circuits électroniques en occupant un volume réduit et se conformant à différents types de surface. Les **antennes imprimées** à une ou plusieurs couches de plans conducteurs gravés, collés sur des plaques de diélectrique sont en pleine expansion. En effet, par un procédé d'usinage très simple, très précis et très répétitif, la photogravure, on réalise à la fois les lignes d'alimentation et les antennes élémentaires dans une technologie légère. Avantage de patch, réside dans leur faible coût de fabrication. Les antennes patch sont utilisées dans de nombreuses applications à partir des bandes VHF.

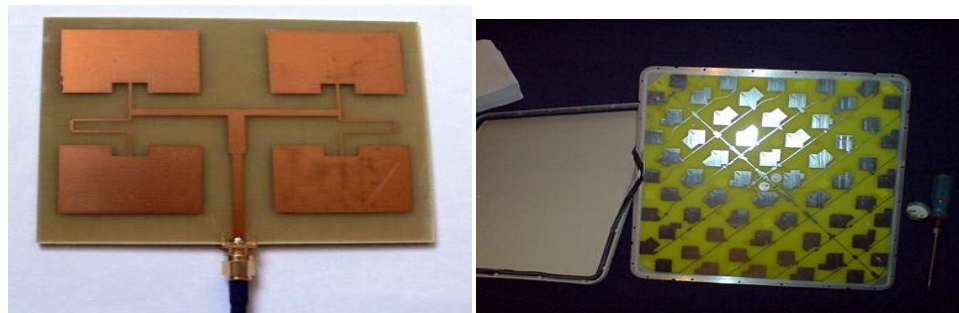


Figure 4.6. Géométrie d'une Patch.

B.1. Structure

L'antenne micro-ruban est constituée d'une mince couche métallique d'épaisseur e très petite par rapport à la longueur d'onde dans l'espace libre $\lambda_0 (e \ll \lambda_0)$ imprimée sur un diélectrique de hauteur h très faible devant $\lambda_0 (h \ll \lambda_0)$ au dessus d'un plan de masse (Figure 4.7).

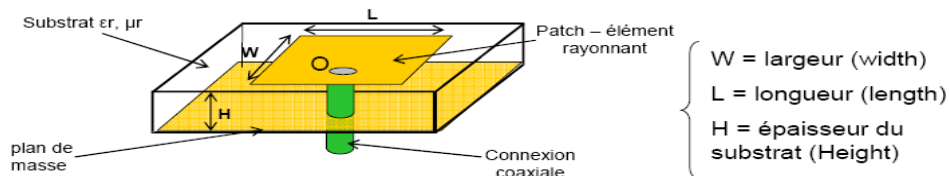


Figure 4.7. Structure d'une antenne patch rectangulaire.

A sa résonance, l'excitation du résonateur donne naissance à des champs électriques diffractés en phase sur les bords de l'antenne. Très souvent, cet élément rayonnant (patch) prend une forme géométrique simple comme un carré, un rectangle, un cercle ou encore un triangle, etc.

Les performances électriques de ce résonateur sont intrinsèquement liées à la géométrie et les dimensions du patch, de la hauteur et de la nature du substrat support.

Il existe des antennes à polarisation linéaire, circulaire ou elliptique. Par exemple, si le vecteur du champ électrique en un point d'espace est toujours dirigé suivant un seul axe, on parle alors d'une polarisation linéaire. Par contre, s'il change de direction en fonction du temps alors on parle d'une polarisation circulaire ou elliptique.

B.2. Facteur de qualité

Le facteur de qualité est défini par le rapport entre l'énergie stockée et l'énergie perdue par le circuit.

De façon générale, le facteur de qualité représente l'ensemble des pertes de l'antenne, entre autre, les pertes dues au rayonnement que l'on cherche à maximiser, à la conductance ohmique, aux pertes diélectriques et aux ondes de surface qu'il convient de minimiser. Ainsi, le facteur de qualité total est influencé par toutes ces pertes et s'écrit, généralement, comme suit :

Il faut noter que les pertes dues aux ondes de surface sont liées à la hauteur du substrat h . En effet, plus le substrat est mince plus ces pertes sont faibles mais elles augmentent au fur et à mesure qu'on augmente l'épaisseur du substrat.

Elles doivent alors être prise en considération. Cela est d'autant plus important que lorsqu'elles existent, ces ondes peuvent être rayonnantes et donc de modifier de manière significative le diagramme de rayonnement global de l'antenne.

B.3. Principe de fonctionnement

L'élément rayonnant le plus classique est un rectangle et nous ne nous concentrerons que sur ce type d'antennes. Deux modèles sont utilisés pour comprendre le fonctionnement d'une antenne patch et déterminer des formules analytiques de leur rayonnement et de leur impédance d'entrée. Une antenne patch peut être vue comme une ligne de transmission (ligne microruban) ouverte à chacune de ses extrémités. Ces deux discontinuités se comportent comme deux extrémités rayonnantes. La deuxième manière de traiter une antenne patch est de la considérer comme une cavité résonante, formée par le patch, le plan de masse et les quatre bords. En basse fréquence, la cavité peut être considérée comme une capacité qui stocke des charges et dans laquelle un champ électrique uniforme est créé entre le patch et le plan de masse. Tant que l'épaisseur du substrat est faible, le champ électrique est orienté selon l'axe z et indépendant de z . En pratique, l'épaisseur doit rester telle que :

$$h \leq \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_r - 1}}$$

Au fur et à mesure que la fréquence augmente, la distribution des charges sur le patch n'est plus uniforme, et celle du courant et du champ électrique dans le plan xy aussi. Un champ magnétique apparaît aussi. La distribution du champ électrique dans la cavité rectangulaire est donnée par l'équation suivante :

$$E_x = E_y = 0$$

$$E_z = E_0 \cos\left[\frac{m\pi}{L}x\right] \cos\left[\frac{n\pi}{W}y\right]$$

Pour des fréquences particulières (fréquences de résonance de cavité, équation 68) liées aux dimensions de la cavité rectangulaire, la distribution du champ électrique est telle que le rayonnement est optimisé.

$$F_{m,n} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2}$$

Où m et n sont des entiers supérieurs ou égaux à 0, qui représentent les modes de cavités. Ces modes caractérisent la distribution du champ électrique le long d'un axe de la cavité. Le mode fondamental est le mode $((m,n) = (1,0))$ si $W > L$, indiquant que le champ électrique présente un minimum le long de l'axe parallèle à la largeur, et $(m,n) = (1,0)$

si $L > W$, indiquant que le champ électrique présente un minimum le long de l'axe parallèle à la longueur. Cette formule est valable uniquement si la hauteur de la cavité est négligeable. Si ce n'est pas le cas, il faudra prendre en compte une troisième composante dans le mode de résonance.

Prenons le cas où $L < W$ et étudions la distribution du champ électrique dans la cavité (Fig.4.8). Lorsque la longueur L de la cavité est environ égale à $\lambda/2$, l'antenne entre en résonance, à la manière d'un dipôle demi onde. Le champ électrique est maximal et en opposition de phase aux deux extrémités séparées par L . Le long de l'axe Y (parallèle à W), le champ électrique est quasiment uniforme. Par contre, le champ électrique n'est pas uniforme le long de l'axe W (parallèle à L). Il présente un minimum et un maximum et passe par un zéro le long des extrémités séparées par W .

Cette distribution de champ électrique est liée à une accumulation de charges de signes opposées sur les bords séparés par L et un courant orienté le long de l'axe X .

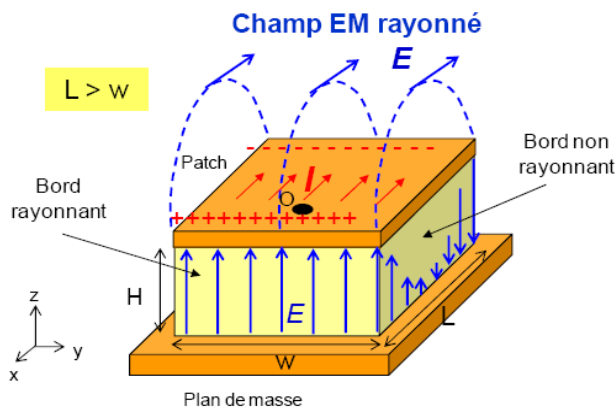


Figure 4.8. Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.

Le champ présent entre les bords du patch et le plan de masse va déborder et contribuer à générer le champ électromagnétique rayonné : ceux générés par les bords séparés par L étant maximum et en opposition de phase vont avoir tendance à s'additionner de manière constructive et optimale, et générer un rayonnement inscrit dans le plan YZ . Ces deux bords sont donc appelés bords rayonnants.

Ceux générés par les bords séparés par w présentant un zéro, ils ne vont pas contribuer au rayonnement.

Cependant, en raison de ce débordement du champ électrique, la résonance ne se fait pas parfaitement lorsque la fréquence est telle que la longueur du patch est égale à la demi longueur d'onde, mais lorsque $L \approx 0.49\lambda$.

Le calcul des performances de l'antenne n'est pas trivial et repose sur soit sur un calcul analytique et plusieurs hypothèses simplificatrices, soit sur l'utilisation de méthodes

numériques exactes. Pour des géométries simples, les méthodes analytiques sont facilement utilisables. Pour des géométries plus complexes, il est nécessaire d'employer des méthodes numériques.

B.5. Bande passante

La bande passante peut être définie par un ou plusieurs critères physiques. Par conséquent, elle n'a pas de définition unique et il est important à chaque fois de spécifier le critère utilisé (l'impédance, la polarisation ou encore le rayonnement).

La bande passante est la plage de fréquence (entre f_{min} et f_{max}) dans laquelle le critère spécifié est respecté. De façon générale, la bande passante relative est donnée par l'expression suivante :

$$BP = \frac{2(f_{max} - f_{min})}{f_{max} + f_{min}} \times 100\%$$

Les définitions les plus répandues sont données en termes de rayonnement, de polarisation et le plus généralement en terme d'impédance.

- Bande passante définie en terme du rayonnement

L'angle d'ouverture, le niveau des lobes secondaires et le gain d'une antenne varient tous avec la variation de la fréquence. Si on spécifie l'une de ces grandeurs comme minimum ou maximum, la bande passante relative à cette grandeur peut être alors déterminée.

- Bande passante en terme de polarisation

Les propriétés de la polarisation (linéaire ou circulaire) d'une antenne sont souvent liées à une fréquence fixe. La spécification d'un maximum de polarisation croisée ou d'un niveau de rapport axial peut être utilisée pour définir la bande passante.

- Bande passante définie par l'impédance

L'impédance d'entrée d'une antenne varie en fonction de la fréquence. La plage de fréquences dans laquelle cette impédance reste adaptée au générateur est définie comme bande passante en terme d'impédance. Celle-ci est généralement exprimée à partir du coefficient de réflexion S_{11} ou du rapport d'onde stationnaire (ROS). L'adaptation d'impédance peut être traduite par un coefficient de réflexion inférieur à un niveau spécifique (en général, -10 dB ou -15 dB) ou un ROS typiquement inférieur à 2 ou 1.5. En outre, la bande passante est inversement proportionnelle au facteur de qualité de l'antenne, donnée par la relation suivante :

$$BP = \frac{ROS - 1}{Q\sqrt{ROS}}$$

Pour la suite de l'étude, le critère du coefficient de réflexion inférieur à -10 dB est retenu pour définir la bande passante de l'antenne. Nous veillerons cependant à vérifier le comportement des autres paramètres sur la bande ainsi définie. Comme nous le montrerons un peu plus loin dans ce manuscrit, la maîtrise de la bande passante est l'un des facteurs limitant des antennes résonantes. Il est alors souvent nécessaire de faire appel à des techniques permettant l'élargissement de cette bande passante.

B.6. Facteur de qualité

Le facteur de qualité est définie par le rapport entre l'énergie stockée et l'énergie perdue par le circuit.

$$Q = \frac{E_{stockée}}{2\pi E_{perdue}}$$

Le facteur de qualité représente l'ensemble des pertes de l'antenne, entre autre, les pertes dues au rayonnement que l'on cherche à maximiser, à la conductance ohmique, aux pertes diélectriques et aux ondes de surface qu'il convient de minimiser. Ainsi, le facteur de qualité total est influencé par toutes ces pertes et s'écrit, généralement, comme suit :

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{ray}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{os}}$$

Q_t Facteur de qualité total.

Q_{ray} Facteur de qualité dû au rayonnement.

Q_c Facteur de qualité dû à la conductance (ohmique).

Q_d Facteur de qualité dû au diélectrique.

Q_{os} Facteur de qualité dû aux ondes de surface.

Il faut noter que les pertes dues aux ondes de surface sont liées à la hauteur du substrat h . En effet, plus le substrat est mince plus ces pertes sont faibles mais elles augmentent au fur et à mesure qu'on augmente l'épaisseur du substrat. Elles doivent alors être prise en considération. Cela est d'autant plus important que lorsqu'elles existent, ces ondes peuvent être rayonnantes et donc de modifier de manière significative le diagramme de rayonnement global de l'antenne.

B.7. Diagramme de rayonnement et polarisation

La figure 4.9 montre la direction du champ électrique rayonné. Le rayonnement d'une antenne patch rectangulaire est similaire à celui d'un dipôle orienté dans l'axe x . La

polarisation du champ rayonnée est rectiligne. Le rayonnement est dépendant de θ et φ . Il est concentré dans un lobe principal orienté vers la verticale du patch ($\theta = 0^\circ$). En raison du plan de masse, le rayonnement ne se fait que dans le demi-plan au dessus du plan de masse. La figure 32 illustre le diagramme de rayonnement de cette antenne. La directivité d'une antenne patch est approximée par les relations suivantes :

$$D = \frac{1}{50G_f} \left[\frac{W}{\lambda_0} \right]^2$$

$$\text{Si } \frac{w}{\lambda_0} \gg 1 : G_f \approx \frac{W}{100\lambda_0} \Rightarrow D \approx \frac{8W}{\lambda_0}$$

$$\text{Si } \frac{w}{\lambda_0} \gg 1 : G_f \approx \frac{W^2}{90\lambda_0^2} \Rightarrow D \approx 6$$

$$\text{Si } \frac{1}{3} < \frac{w}{\lambda_0} < 3 : G_f \approx \frac{W}{120\lambda_0} - \frac{1}{60\pi^2}$$

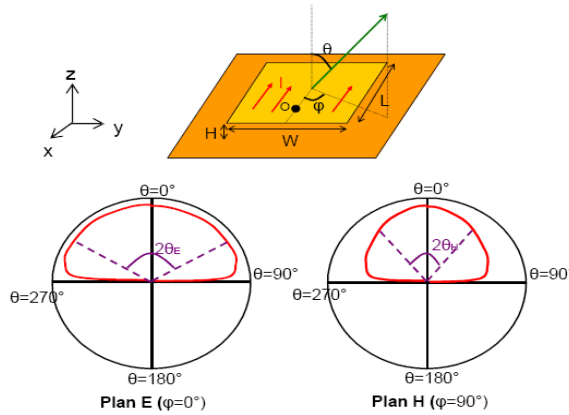


Figure 4.9. Diagramme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.

Les angles d'ouverture sont donnés par les relations suivantes. Le gain d'une antenne patch est généralement compris entre 6 et 8 *dBi*, les angles d'ouverture à 3 *dB* entre 70° et 70° .

$$2\theta_{E2db} = 2\arccos \left[\frac{1}{7} [3\beta_0^2 L^2 + \beta_0^2 h^2] \right]^{-0.5}$$

$$2\theta_{H2db} = 2\arccos \left[2 \left[1 + \frac{\pi W}{\lambda_0} \right] \right]^{-0.5}$$

B.8. Impédance d'entrée et bande passante

L'impédance d'entrée d'une antenne patch est assez difficile à calculer et de nombreuses formules approchées existent pour l'évaluer. L'impédance d'entrée dépend de plusieurs paramètres, tels que la constante diélectrique, l'épaisseur et la largeur du substrat, ainsi que de la position du point d'alimentation.

Les équations ci-dessous permettent de déterminer approximativement la résistance d'entrée d'une antenne patch rectangulaire :

$$R_{in} = \frac{1}{2G_1}$$

$$G_1 = \frac{w^2}{90\lambda_0^2} \text{ si } \frac{w}{\lambda_0} \ll 1$$

$$G_1 = \frac{w^2}{120\lambda_0^2} \text{ si } \frac{w}{\lambda_0} \gg 1$$

L'effet de la position du point d'alimentation peut être pris en compte et déterminé à partir de l'équation. Comme le montre la figure 4.10, placer le point de polarisation au milieu du patch conduit à une impédance d'entrée nulle et à une dégradation du rayonnement.

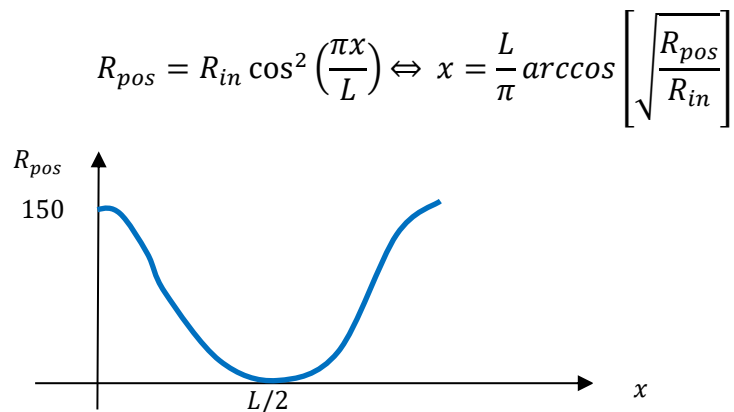


Figure 4.10. Variation de la résistance d'entrée d'une antenne patch rectangulaire en fonction de la position du point d'alimentation.

La bande passante d'une antenne patch est relativement faible, seulement quelques % de la fréquence centrale.

B.9. Dimensionnement d'une antenne patch rectangulaire

Les données d'entrée sont : le substrat (permittivité électrique, tangente de pertes, épaisseur), la fréquence de fonctionnement. On considère un plan de masse parfait et infini.

a. Calcul de la largeur du patch :

$$w = \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\frac{2}{1 + \epsilon_r}}, \lambda_0 = \frac{c}{F_{res}}$$

b. Calcul de la longueur d'onde effective λ_e et de la constante diélectrique effective ϵ_e :

$$\lambda_e = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_e}}$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-0.5}, \frac{w}{h} \geq 1$$

c. Calcul de l'extension de longueur du patch ΔL :

$$\Delta L = 0.412h \left(\frac{\epsilon_e + 0.5}{\epsilon_e - 0.258} \right) + \frac{h}{\frac{w}{h} + 0.8}$$

En pratique, on trouve :

$$0.005 \frac{\lambda_e}{2} < \Delta L < 0.01 \frac{\lambda_e}{2}$$

d. Calcul de la longueur du patch L :

$$L = L_e - 2\Delta L = \frac{\lambda_e}{2} - 2\Delta L$$

e. Calcul de la position du point d'alimentation : à partir de l'équation 75.

C.1. Antenne parabolique

Les antennes basées sur des réflecteurs paraboliques sont le type le plus commun d'antennes directives quand un gain élevé est exigé. Leur avantage principal réside dans le fait qu'elles peuvent être construites afin de disposer d'un gain et d'une directivité

aussi grands que souhaités. L'inconvénient principal est que ce type d'antenne est difficile à installer et se retrouve souvent à la merci du vent.

Les paraboles, jusqu'à un mètre, sont habituellement faits de matériel solide. L'aluminium est fréquemment employé pour l'avantage qu'il confère par rapport à son poids, sa longévité et ses bonnes caractéristiques électriques.



Figure 4.11. Un réflecteur d'antenne parabolique solide.

L'effet du vent s'accroît rapidement avec la taille de la parabole et peut rapidement devenir un grave problème. Des paraboles d'une surface réfléchissante employant un maillage ouvert sont fréquemment employées. Ceux-ci ont un moins bon rapport avant-arrière mais sont plus sûrs et plus facile à construire. Le cuivre, l'aluminium, le laiton, l'acier galvanisé et le fer peuvent être utilisés lors de la construction d'une parabole maillée.

