

## V. ANTENNES À LARGE BANDE

Dans plusieurs applications, l'antenne doit opérer dans une bande de fréquence relativement élevée (débit binaire important, nombre d'utilisateurs de télécommunications croissant). Le terme largeur de bande (« broadband » en anglais) est une mesure relative de la bande de fréquence qui fait référence à la fréquence centrale ( $f_c$ ). Soient  $f_u$  et  $f_l$ , les fréquences maximales et minimales d'opération qui satisfont aux critères de performance. La largeur de bande peut être définie de deux façons :

- En pourcentage autour de la fréquence centrale pour les antennes à bande étroite

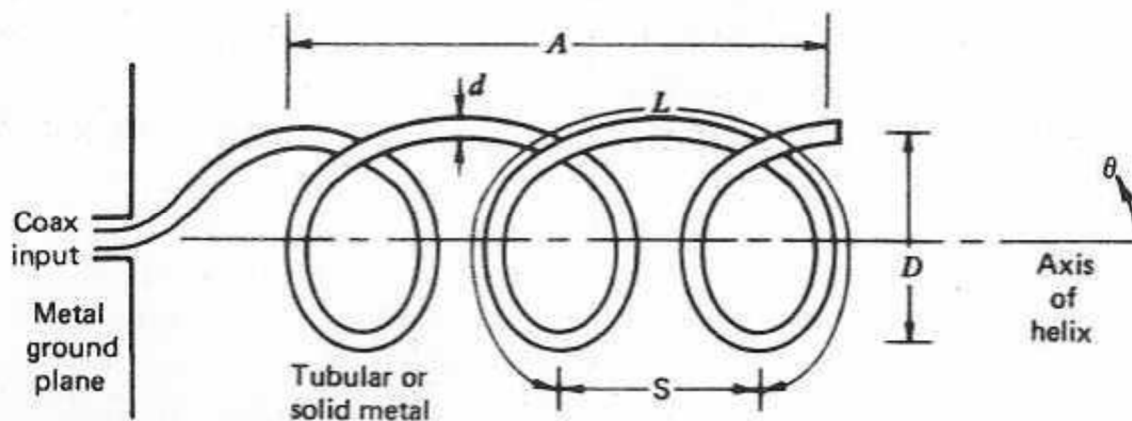
$$\frac{f_u - f_l}{f_c} \times 100\%$$

- En rapport pour les antennes à large bande

$$\frac{f_u}{f_l}$$

En général, on peut dire qu'une antenne est classifiée large bande lorsque son impédance et son diagramme de rayonnement ne changent pas de manière significative sur plus d'un octave ( $\frac{f_u}{f_l} \geq 2$ ).

### 1. Antenne hélice



**Figure 25:** Géométrie et dimensions d'une antenne hélice

Une antenne hélice comme son nom l'indique est constituée d'un conducteur ayant une forme d'hélice. La géométrie typique de ce type d'antenne est montrée à la **Figure 25**. Les symboles utilisés pour décrire l'hélice sont définis comme suit :

$D$  = Diamètre de l'hélice (entre les centres du conducteur)

$C$  = Circonférence de l'hélice =  $\pi D$

$S$  = Espace entre les tours =  $C \tan \alpha$

$\alpha$  = Angle de lancement =  $\tan^{-1} (S/C)$

$L$  = Longueur d'un tour =  $\sqrt{C^2 + S^2}$

$N$  = Nombre de tours

$A$  = Longueur axiale =  $NS$

$d$  = diamètre du conducteur

Il faut noter que lorsque  $S = 0$ , l'hélice est réduite à une antenne boucle et lorsque  $D = 0$ , elle est réduite à une antenne filiforme.

L'antenne hélice peut opérer dans deux modes : le mode normal et le mode axial.

### 1.1 Mode normal

Dans le mode normal d'opération, le champ rayonné est maximum dans la direction normale à l'axe de l'hélice. La polarisation est circulaire. Ici, les dimensions de l'hélice doivent être petites comparées à la longueur d'onde. Son efficacité est donc faible.

Puisque l'hélice est petite électriquement, le courant est assumé constant sur toute sa longueur. Le champ lointain est indépendant du nombre de tours et peut être analysé en examinant un tour. Un tour peut être approximé comme une petite antenne boucle et un dipôle idéal. Le rayonnement est donc fonction de  $\sin \theta$  dans les deux plans.

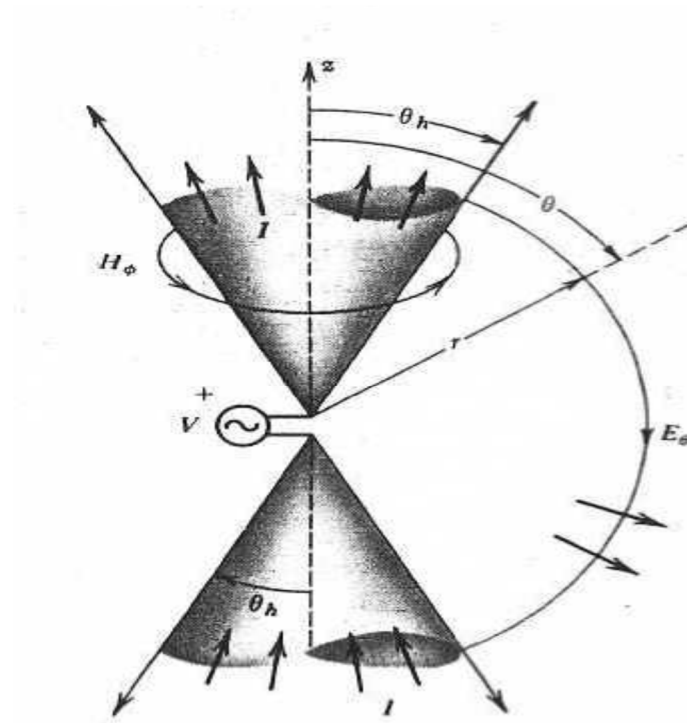
### 1.2 Mode axial

Dans ce mode, l'hélice rayonne dans la même direction que l'axe de l'hélice. La largeur du faisceau peut être diminuée en augmentant le nombre de tours. L'antenne opère dans ce mode lorsque la

circonférence de l'hélice est dans l'ordre d'une longueur d'onde. Le rapport de largeur de bande ici est de 1.78.

Le diagramme de rayonnement pour ce mode peut être trouvé en considérant l'hélice comme un réseau de  $N$  antennes identiques (tours). Le facteur d'élément pour un tour peut être approximé à  $\cos\theta$ . Les éléments du réseau sont supposés être équidistants et de même amplitude.

## 2. Antenne biconique



**Figure 26:** Géométrie d'une antenne biconique

La figure ci-dessus montre une antenne biconique. Chacune des moitiés de l'antenne est un cône conducteur dont le sommet forme un point d'alimentation.

En supposant dans un premier temps que l'antenne est infinie, lorsqu'une tension variable est appliquée, un courant circule radialement en s'éloignant. Ce courant génère un champ magnétique dans le plan  $\phi$  et de là, un champ électrique perpendiculaire dans le plan  $\theta$ . Dans la région entre les cônes :

$$\frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} (\sin \theta \bar{H}_\phi) = j\omega\epsilon \bar{E}_r = 0$$

$$-\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \bar{H}_\phi) = j\omega\epsilon \bar{E}_\theta$$

La solution pour la première équation est :

$$\bar{H}_\phi = H_0 \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \frac{1}{\sin \theta}$$

Qui substituée à la deuxième équation donne :

$$\bar{E}_\theta = \eta_0 H_0 \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \frac{1}{\sin \theta}$$

La fonction caractéristique de rayonnement normalisée s'écrit :

$$F(\theta, \phi) = \begin{cases} \frac{\sin \theta_h}{\sin \theta} & \theta_h < \theta < \pi - \theta_h \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

L'expression de l'impédance d'entrée est :

$$Z = \frac{\eta_0}{\pi} \ln \left( \cot \frac{\theta_h}{2} \right)$$

Cette impédance est indépendante de la fréquence, ce qui confirme que l'antenne biconique infinie posséderait une largeur de bande aussi infinie. Évidemment, l'antenne biconique infinie est irréalisable donc les cônes ont une hauteur  $l$  de sorte que la longueur totale de l'antenne soit  $h=2l$ . Dans ce cas, l'analyse devient très compliquée. Il faut noter que la version monopole de cette antenne est possible.

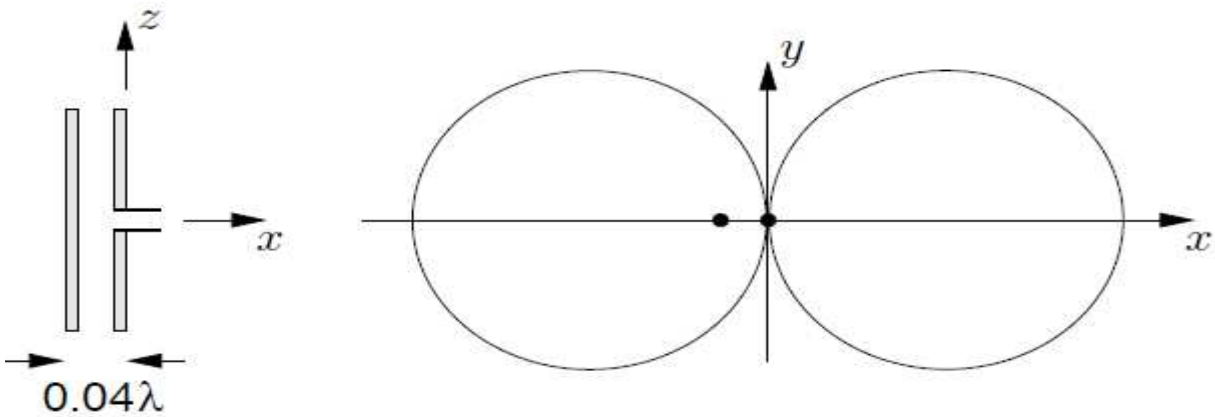
### 3. Yagi-Uda

Lorsqu'on mesure le diagramme de rayonnement d'une antenne, il faut s'assurer que rien ne vient gêner les champs aux environs de l'antenne. En particulier, toute structure métallique devrait se situer dans les directions moins privilégiées. Dans l'antenne *Yagi-Uda*, on se sert justement

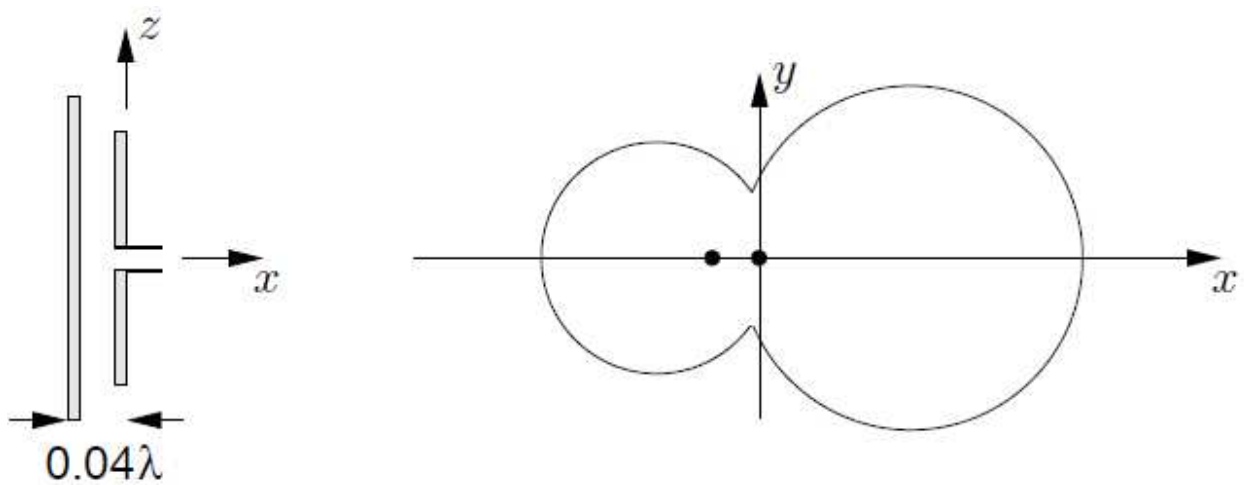
d'éléments parasites pour modifier le diagramme de rayonnement. Ces antennes sont très populaires à cause de leur simplicité et de la directivité assez élevées qu'elles peuvent atteindre.

Le principe de ce type d'antennes repose sur 3 éléments :

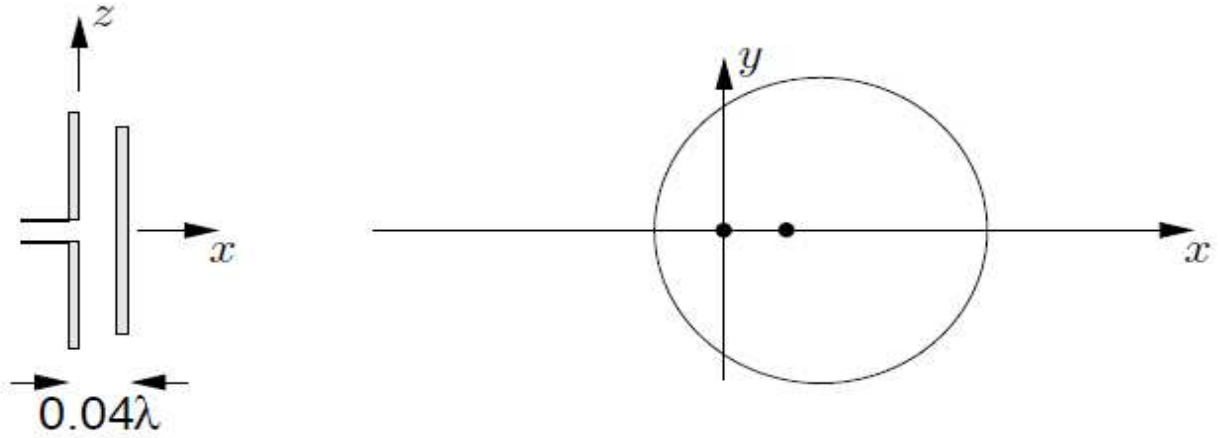
- Un élément actif ou « driver » qui est généralement un dipôle demi-longueur d'onde
- Un élément parasite légèrement plus long qui est le réflecteur
- Un ou plusieurs éléments parasites légèrement plus courts appelés directeurs



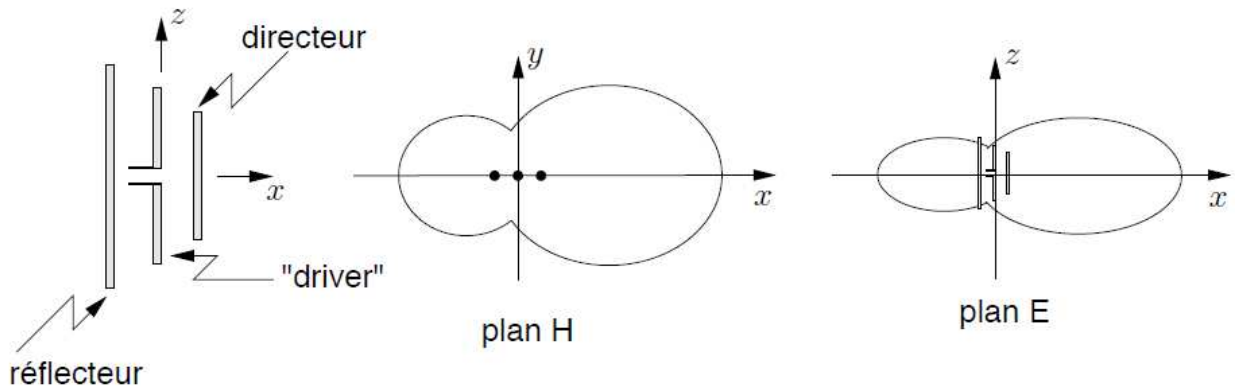
(a)



(b)



(c)



(d)

**Figure 27:** (a) Diagramme de rayonnement d'un driver et d'un parasite (b) Effet du réflecteur dans une Yagi-Uda à 2 éléments (c) Effet du directeur dans une Yagi-Uda (d) Effet combiné réflecteur et directeur dans une Yagi-Uda à trois éléments

Si un élément passif est placé très proche d'un élément actif, le champ incident sur le parasite a une amplitude presque identique mais de phase opposée :

$$\vec{E}_{\text{parasite}} = -\vec{E}_{\text{incident}} \approx \vec{E}_{\text{driver}}$$

Le courant excité sur le parasite doit produire un champ électrique qui annule celui incident à sa surface résultant de l'application de la condition frontière d'un champ électrique tangentiel sur un conducteur.

Comme on l'a vu dans le chapitre précédent, un réseau de 2 antennes alimentés par des courants de même amplitude mais de phase opposés produit un diagramme de rayonnement « end-fire » c'est-à-dire dont le lobe principal est aligné avec l'axe du réseau comme on peut le voir à la **Figure 27 (a)**. Si le parasite est allongé, la symétrie est brisée et un seul lobe apparaît du côté opposé d'où le nom de réflecteur (**Figure 27 (b)**). Dans le cas d'un parasite raccourci, l'effet est similaire dans le sens qu'il tend à concentrer la puissance dans une des deux directions mais du côté du parasite cette fois (**Figure 27 (c)**). En combinant les 2 effets, réflecteur et directeur, on améliore davantage la directivité (**Figure 27 (d)**). Le diagramme dans le plan E est essentiellement le même que celui du plan H multiplié point par point par le diagramme du dipôle demi-longueur d'onde (multiplication de faisceau).

La directivité de ce type d'antenne est augmentée lorsqu'on a plus d'un directeur. Mais à partir d'un certain nombre, la valeur de la directivité ne change plus (environs 12 éléments).

Exemple : On désire concevoir une antenne Yagi-Uda avec une directivité de 9.2dB à une fréquence de 50.1MHz. Le diamètre des éléments parasites est de 2.54cm et celui du support est de 5.1cm Trouver les paramètres de l'antenne (espace entre éléments et longueurs).