

## Chapitre 6 : Les antennes et les lignes de transmissions

---

par Pierre Cornélis, ON7PC rue J. Ballings, 88 1140 Bruxelles

*Après avoir produit une certaine puissance avec notre émetteur, il faudra amener cette puissance à l'antenne, d'où la nécessité d'une **ligne de transmission** afin de transporter le signal (la puissance) de l'émetteur. A l'autre bout du câble, il faudra transformer cette puissance en onde électromagnétique, c'est le rôle de l'**antenne**.*

*L'ensemble antenne, ligne de transmission et éventuellement tout dispositif de couplage ou d'adaptation d'impédance est appelé "**système d'antenne**".*

*Inversement à la réception l'antenne transforme l'onde électromagnétique en puissance électrique, véhiculée par une ligne de transmission afin d'attaquer le récepteur.*

*Dans la présentation du programme HAREC, on aborde directement les types d'antennes. Mais il manque précisément à cet endroit, et à notre avis, un élément important, c'est-à-dire montrer qu'une antenne transforme du courant en onde électromagnétique. Au chapitre 1 nous avons déjà vu le champ électrique, le champ magnétique et le champ électromagnétique, il reste donc à faire le lien avec l'antenne.*

*Dans la suite de ce cours nous analyserons d'abord les antennes telles qu'elles sont proposées dans le cours HAREC. Nous pensons aussi qu'il est utile d'avoir une autre vision sur les antennes et d'aborder le sujet de la manière dont un radio amateur met les antennes en pratiques. L'annexe 1 de ce chapitre répond très précisément à cette question.*

## 6.1. Introduction sur les antennes<sup>1</sup>

### 6.1.1. De la charge électrique à l'onde électromagnétique

Dans le cadre de l'étude de l'électricité et des techniques radio, nous avons déjà abordé les ondes électromagnétiques (revoir le § 1.5).

En imaginant un dipôle et deux charges  $+q$  et  $-q$ , on se souviendra que ces charges produisent des champs électriques  $E+$  et  $E-$  qui donnent un champ électrique résultant  $E_r$ . Cette résultante  $E_r$  est parallèle au dipôle (à son axe longitudinal).

Si les charges varient dans le temps, le champ résultant  $E_r$  variera de la même façon, donc si les charges sont produites par une tension alternative sinusoïdale, le champ  $E_r$  variera de façon sinusoïdale.

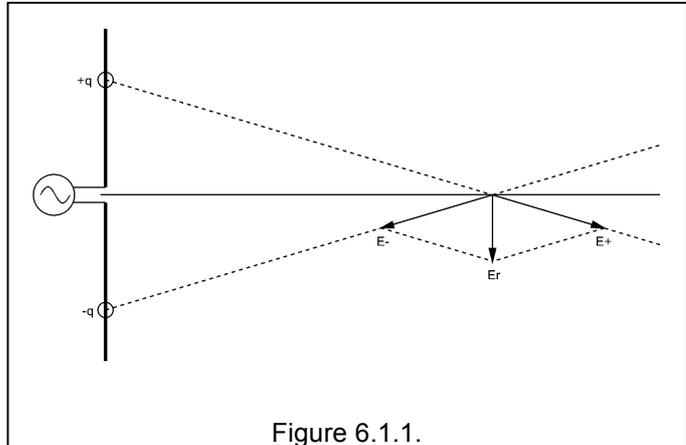


Figure 6.1.1.

Donc les charges électriques  $+q$  et  $-q$  sur les branches d'un doublet sont responsables d'un **champ électrique E**.

La **polarisation** d'une onde électromagnétique est la direction de son champ électrique, comme le champ électrique crée par un dipôle est parallèle au dipôle, il s'en suit que la polarisation est identique à la position du dipôle. Donc un dipôle placé horizontalement est en polarisation horizontale.

Le courant dans le dipôle, c'est-à-dire des charges en mouvement, induit un champ magnétique, dont les lignes de forces sont circulaires et perpendiculaires au conducteur.

Le champ magnétique  $H$  à une certaine distance sera donc perpendiculaire à la direction du fil, et si ce courant varie dans le temps, le champ  $H$  variera de la même façon.

Le courant dans le dipôle est responsable d'un **champ magnétique H**.

Si les charges varient dans le temps, le champ résultant  $H$  variera de la même façon, donc un courant alternatif sinusoïdal, produira un champ  $H$  qui variera de façon sinusoïdale.

Ces deux champs sont perpendiculaires et forment le **champ électromagnétique** (voir figure 6.1.3 ci-dessous).

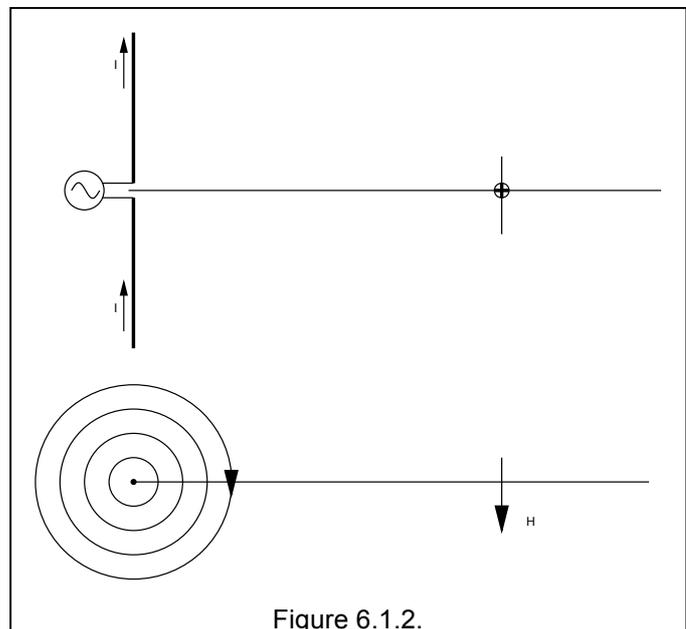
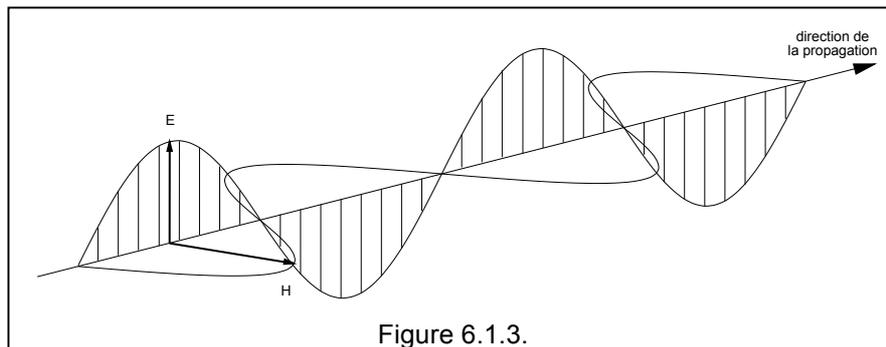


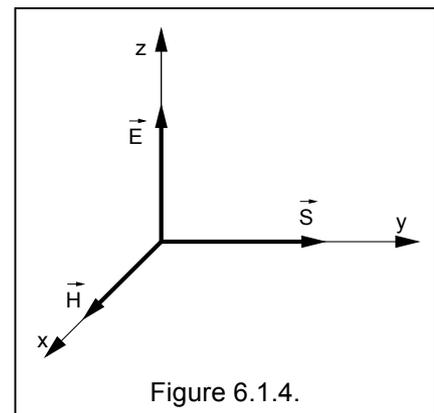
Figure 6.1.2.

<sup>1</sup> Cette question ne fait pas partie de l'examen HAREC et peut donc être passée.



Nous avons ainsi deux vecteurs : le vecteur champ électrique  $E$  dont la grandeur est exprimée en  $V/m$  et le vecteur champ magnétique  $H$  dont la grandeur est exprimée en  $A/m$  sont perpendiculaire. Il en résulte un troisième vecteur  $S$  que l'on appelle vecteur de Poynting et ce vecteur représente une densité d'énergie exprimée en  $W/m^2$ .

Note<sup>2</sup>.



<sup>2</sup> Ceci est fort semblable à la force (encore appelée force de Laplace) qui naît d'un vecteur courant perpendiculaire à un vecteur champ magnétique  $B$ . Nous avons dit "semblable" mais pas "identique" !

*Un petit rappel historique*

Bien avant d'avoir "fait de la radio", **James Clerk Maxwell** avait synthétisé les travaux de ses prédécesseurs (Gauss, Faraday, Ampère, ...) en établissant quatre équations qui sont la base de tous les phénomènes électriques et magnétiques et des ondes électromagnétiques. C'était en 1865. Ces quatre merveilleuses équations nécessitent des connaissances de mathématiques qui sortent du cadre du cours HAREC.

Tout cela n'était que de la théorie et il a fallu attendre 1888, pour que **Heinrich Rudolf Hertz** démontre que ces ondes avaient une réelle existence.

Et un peu plus tard, en 1895, **Guglielmo Marconi** a montré que l'on pouvait utiliser ces ondes pour transmettre des messages ...

**6.1.2. La théorie du doublet élémentaire**

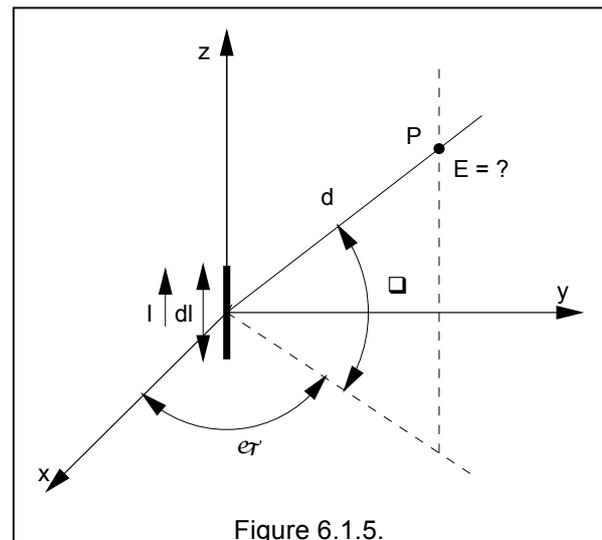
Le doublet dont il était question ci-dessus s'appelle une **antenne**. De nombreuses antennes sont basées sur le principe d'un courant qui traverse un fil (un fil de cuivre par exemple) ou un conducteur (un tube en aluminium par exemple), ces antennes sont dites du type "fil rayonnant". Mais nous verrons par la suite qu'il existe aussi des antennes utilisant des surfaces rayonnantes et même des antennes à fente rayonnante.

Pour l'étude du rayonnement, on peut considérer un fil de longueur très courte  $dl$  et parcouru par un courant  $i = I \sin \omega t$ .

Le problème consiste à calculer le champ électrique  $E$  produit en un point  $P$  situé à une distance  $d$  de cet élément  $I dl$

La démonstration sort du cadre du cours, mais il est très intéressant de noter les résultats ... on trouve en effet

$$E = \frac{60 \pi}{d \lambda} * dl * I * \cos \omega(t - (d/c)) * \cos \theta \quad [1]$$

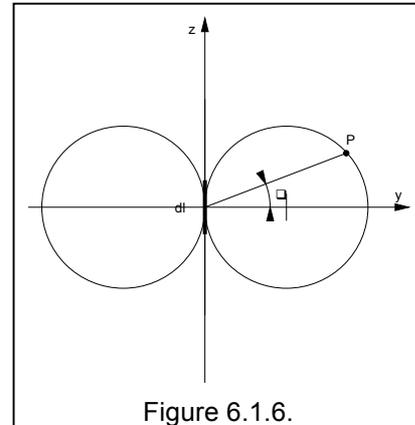


- où  $d$  est la distance du fil au point P
- $\lambda$  est la longueur d'onde
- $dl$  est une longueur suffisamment courte pour que le courant puisse être considéré comme constant
- $I * \cos \omega(t - (d/c))$  est le courant avec sa phase vue du point P, on trouve donc le  $\omega t$ , mais aussi une partie qui marque le retard pour la propagation jusqu'au point P
- $\theta$  est l'angle entre la direction du point P et la perpendiculaire au fil
- $c$  la vitesse de la lumière

Une des variables fort intéressante dans cette relation est l'angle  $\theta$ , qui va nous amener à considérer le diagramme de rayonnement du dipôle.

Tout d'abord dans le plan qui contient le fil (si on reprend les conventions de la figure précédente dans le plan  $z,y$ ), le diagramme de rayonnement est une circonférence puisque  $\cos \theta = OP$  est l'équation d'une circonférence en coordonnées polaires.

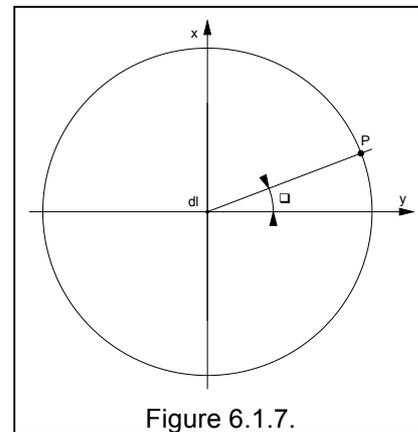
Le diagramme de rayonnement représente l'ensemble des points où le champ a une valeur déterminée.



Et dans un plan perpendiculaire au fil (si on reprend les conventions de la figure précédente dans le plan  $x,y$ ), le diagramme de rayonnement est une circonférence.

Remarquez que dans cette figure on voit le fil "debout", c'est à dire qu'on voit sa section.

On qualifiera ce diagramme d'**omnidirectionnel**, puisque le champ est le même dans toutes les directions.



La figure ci-contre donne enfin la représentation en 3 dimensions (3D). Le diagramme en 3D ressemble donc à l'enveloppe d'un tore<sup>3</sup>. Il s'agit donc bien d'une surface dont les coupes dans le plan horizontal et dans le plan vertical vont donner les courbes que nous venons de voir plus haut.

Notons également au passage qu'il s'agit d'un tore dont le diamètre intérieur est nul.

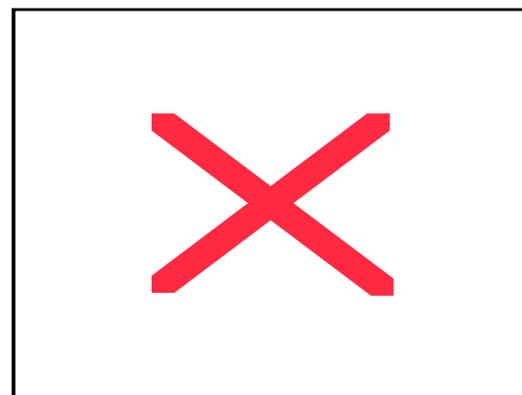
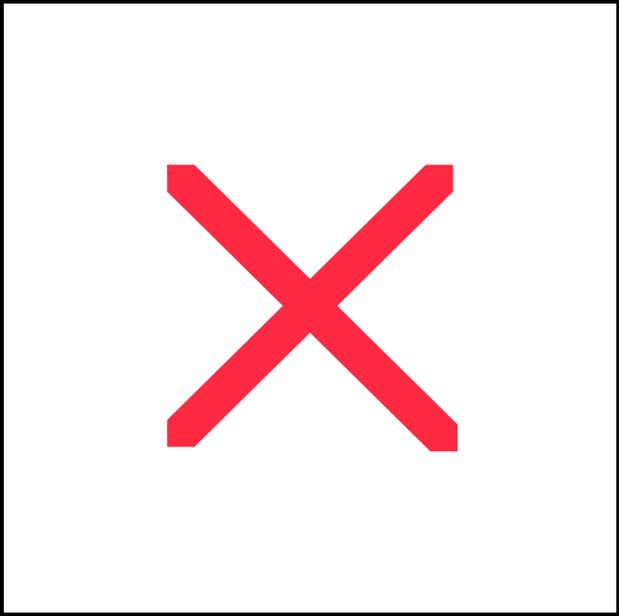
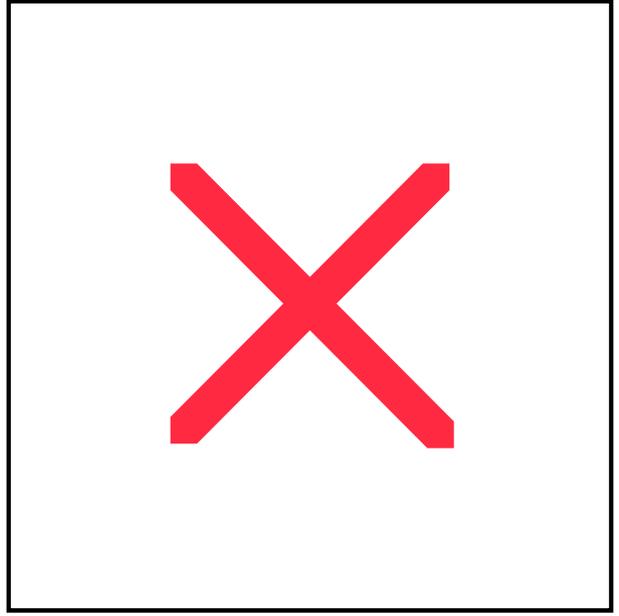


Figure 6.1.8.

<sup>3</sup> On peut aussi imaginer une sorte de donut (le beignet américain ...) donc le diamètre central serait nul.

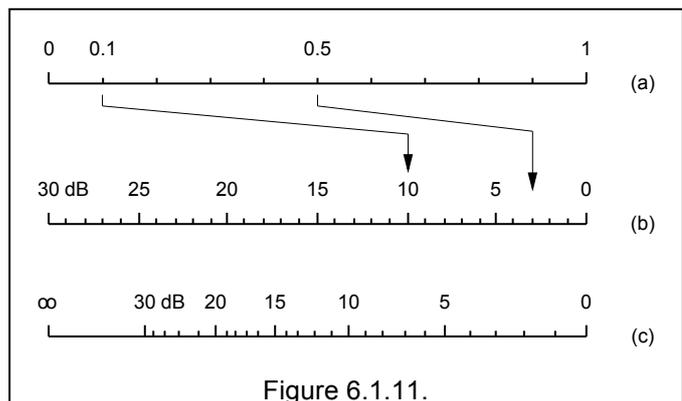
Reprenons le diagramme dans le plan qui contient le conducteur pour nous intéresser aux "échelles" :

<p>Nous avons vu que le diagramme dans le plan qui contient le conducteur se présente comme deux cercles. Au fait il s'agit de la fonction <math>F(\theta) = \cos \theta</math>. Ce ne sont deux "beaux" cercles géométriques que si les échelles sont linéaires.</p>	<p>Toutefois, dans la pratique, on utilise souvent un diagramme polaire, gradué en décibels. Le diagramme bien qu'il reste réponde à la loi précitée, n'est plus un cercle, il s'aplatit maintenant.</p>
 <p style="text-align: center;">Figure 6.1.9.</p>	 <p style="text-align: center;">Figure 6.1.10.</p>

Les deux diagrammes sont parfaitement équivalents. La seule différence est le choix des échelles !

En réalité, on utilise 3 types d'échelles pour ces diagrammes de rayonnement :

- une **échelle linéaire** (figure a), qui a l'inconvénient de ne pas donner des détails pour les fortes atténuations (disons > 10 dB).
- une **échelle logarithmique**, où chaque décibel est représenté par la même longueur (figure b). Si on compare les deux échelles a et b : 1 correspond à 0 dB, 0.5 correspond à -3 dB et 0.1 correspond à -10 dB. Cette échelle permet de mieux visualiser les atténuations importantes et notamment ce qui se passe dans le lobe arrière des antennes.



- mais cette échelle logarithmique peut encore être modifiée pour donner plus de détails pour les faibles atténuations (figure c).

La théorie ci-dessus est valable pour un dipôle excessivement court, que l'on appelle parfois **antenne élémentaire** ou **antenne de Hertz**. Nous verrons plus loin que des antennes de longueur particulière (entre autres de longueur  $\lambda/4$  ou  $\lambda/2$ ) présentent des caractéristiques particulières intéressantes à utiliser. On est

donc confronté à utiliser d'autres longueurs de conducteur que l'élément "dl" comme ci-dessus. Pour trouver la solution des cas pratiques, il faudra faire la somme<sup>4</sup> des champs de tous les éléments dl.

### 6.1.3. Rappel sur les ondes électromagnétiques

La vitesse de propagation des ondes électromagnétiques vaut 299.792,458 km/s mais on arrondi souvent cette valeur à 300.000 km/s.

Les champs en s'éloignant dans toutes les directions arrivent à couvrir des surfaces de plus en plus grandes et leur amplitude décroît en s'éloignant du conducteur.

Le front de l'onde est une surface où en chaque point la phase est la même. La longueur d'onde est la distance séparant deux fronts de l'onde ayant une phase identique à un instant donné. Elle a pour expression

$$\lambda = v / f$$

Une version simplifiée, et beaucoup plus pratique, de cette formule est

$$\lambda_{(m)} = 300 / f_{(MHz)}$$

Exemples :

1	si f = 7 MHz , que vaut $\lambda$ ?	$\lambda = 300 / 7 = 42,8$ m
2	si f = 14 MHz , que vaut $\lambda$ ?	$\lambda = 300 / 14 = 21,4$ m
3	si f = 145 MHz , que vaut $\lambda$ ?	$\lambda = 300 / 145 = 2,06$ m
4	si $\lambda = 70$ cm, que vaut f ?	$f = 300 / 0,7 = 428$ MHz

Les longueurs d'ondes ci-dessus sont les longueurs d'ondes "exactes", ce sont ces longueurs qui vont déterminer les dimensions mécaniques (c'est-à-dire réelle) des antennes. Mais dans la pratique, pour désigner la bande de fréquences on arrondi, et on dit que

1	si f = 7 MHz, on est dans la bande 40 m
2	si f = 14 MHz, on est dans la bande 20 m
3	si f = 145 MHz, on est dans la bande 2 m
4	si $\lambda = 70$ cm, la fréquence serait entre 430 et 440 MHz

Les longueurs d'ondes ci-dessus sont donc des "raccourcis" du langage qu'il ne faut pas confondre avec une longueur d'onde exacte.

La **polarisation** d'une onde électromagnétique est la direction de son champ électrique, comme le champ électrique crée par un dipôle est parallèle au dipôle, il s'en suit que la polarisation est identique à la position du dipôle. Donc un dipôle placé horizontalement est en polarisation horizontale.

<sup>4</sup> En fait l'intégrale de l'équation (1) de tous les éléments dl pour  $i = 0$  jusqu'à  $i = n$  en tenant compte d'une part de variation de courant dans chaque élément et d'autre part de l'angle de phase du courant. Heureusement, il existe des programmes qui permettent de modéliser ces antennes, par exemple EZNEC, et ces programmes mettent en application ce qui a été dit plus haut.

On va maintenant voir les grandes familles d'antennes à l'origine de l'ensemble des structures rayonnantes :

- les antennes filaires (dipôle, monopôle, Yagi)
- les antennes à fentes (demi ou quart d'onde)
- les antennes patchs (planaires)
- les antennes à ouverture (cornet)
- les antennes à réflecteurs (paraboles)

Les types d'antennes élémentaires à connaître pour l'examen HAREC sont :

- l'antenne doublet demi onde alimenté au centre (§ 6.2.)
- l'antenne doublet demi onde alimenté par l'extrémité (§ 6.6.)
- l'antenne doublet replié (§ 6.7.)
- l'antenne verticale quart d'onde (GPA) (§6.8.)
- l'antenne avec réflecteurs et/ou directeurs (yagi) (§ 6.10.)
- l'antenne parabolique (§ 6.14.)
- l'antenne doublet avec trappe(s) accordée(s) (§ 6.11.)

## 6.2. L'antenne doublet demi onde ou dipôle demi onde

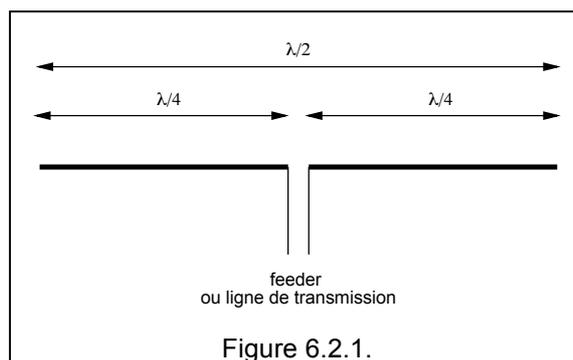
Voir note<sup>5</sup>

Le dipôle demi-onde est constituée de deux brins de longueur égale à  $\lambda/4$ , sa longueur totale étant égale à  $\lambda/2$ .

Voir note<sup>6</sup>

Cette antenne est alimentée en son milieu par une ligne de transmission (ou feeder).

Pour une longueur mécanique d'une demi longueur d'onde ( $\lambda/2$ ), cette antenne présente des caractéristiques particulières: son impédance est de l'ordre de  $73 \Omega$ <sup>7</sup>.



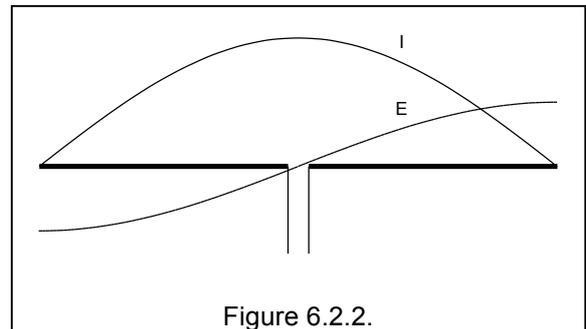
<sup>5</sup> Cette question fait pas partie de l'examen HAREC et doit être bien connue !

<sup>6</sup> Même si ce n'est pas sorcier de calculer ou de recalculer les valeurs de  $\lambda/2$ , le tableau ci contre donne les longueurs des dipôles en tenant compte du facteur de raccourcissement.

bande (m)	F centrale (MHz)	L (m)
160	1,850	77,10
160	1,950	73,15
80	3,600	39,62
80	3,800	37,54
40	7,150	19,98
30	10,120	14,10
20	14,150	10,10
17	18,120	7,87
15	21,200	6,73
12	24,930	5,72
10	28,600	4,98
6	50,200	2,80

<sup>7</sup> Théoriquement  $Z = 73,2 + j 42,5$  pour  $\lambda/2$ , mais ce terme est rapidement annulé si on raccourci très légèrement le doublet. Mais cette impédance varie un peu avec le diamètre du conducteur.

La répartition des courants et des tensions est donnée à la figure ci-contre. Le courant est maximum au centre du dipôle et s'annule aux extrémités. La tension est maximale aux extrémités.



On peut tracer le diagramme qui donne l'impédance en fonction de la longueur du dipôle.

- lorsque le dipôle est court ( $< 0,5 \lambda$ ) la composante résistive est faible et la partie réactive est capacitive
- lorsque le dipôle a une longueur de  $0,5 \lambda$  la composante résistive est de  $73 \Omega$  et la partie réactive est nulle, on dit que le dipôle est **accordé**, ou encore qu'il **résonne sur la fréquence**
- lorsque le dipôle s'allonge la composante résistive augmente et la partie réactive est tantôt inductive, tantôt capacitive, la courbe s'enroule autour d'elle même.

En théorie, on pourrait faire rayonner un dipôle de n'importe quelle longueur, il suffirait d'adapter le générateur (c'est-à-dire l'émetteur) à l'antenne à l'aide d'un circuit d'adaptation. Ceci est vrai pour des valeurs situées entre  $20$  et  $2000 \Omega$  environ. En effet,

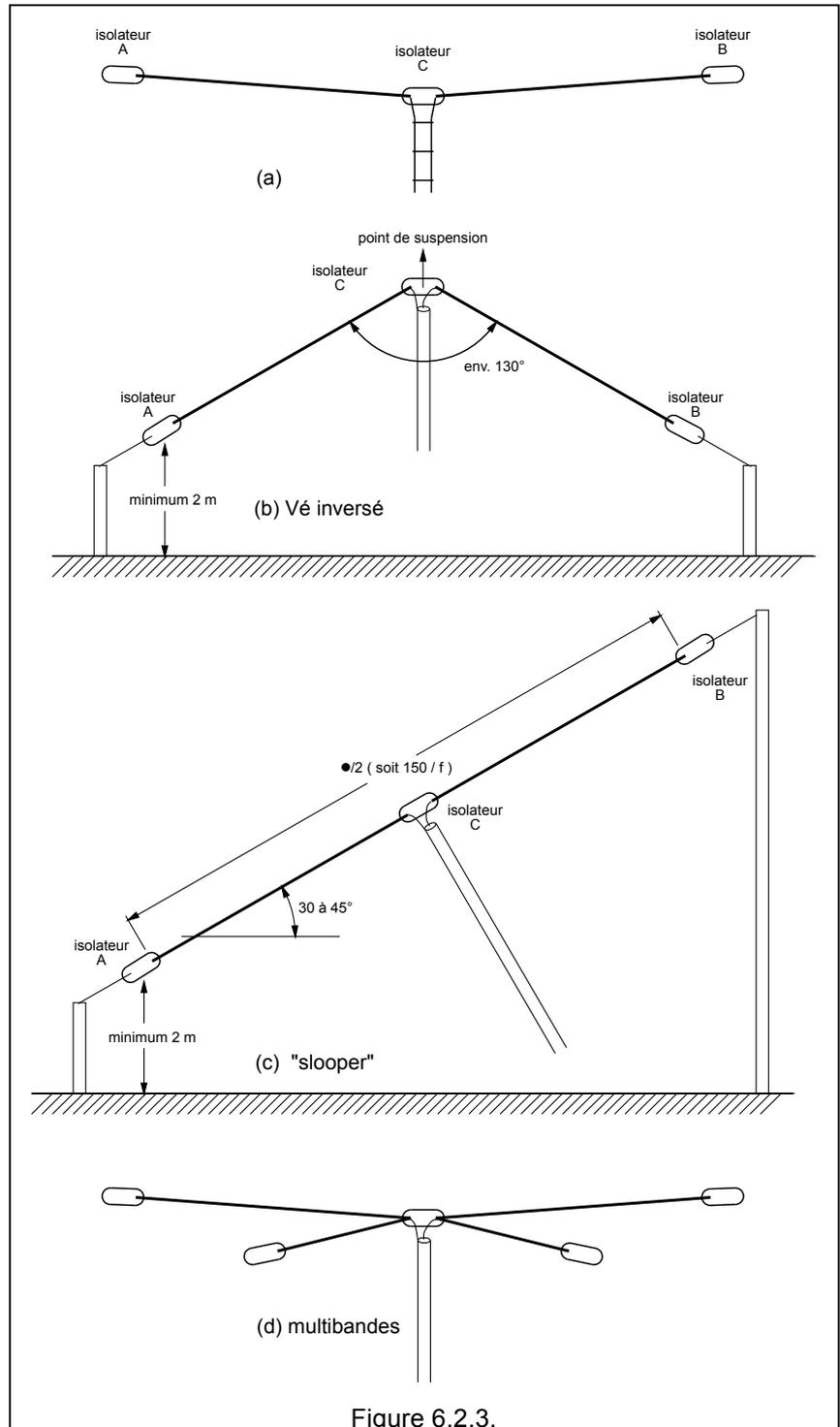
- pour de très faibles valeurs résistives ( $< 10 \Omega$ ) les courants deviennent très importants et toute résistance parasite (résistance d'une self, résistance de contact, ...) devient rapidement une source de perte d'énergie ( $R I^2$ ) importante
- pour de fortes valeurs résistives ( $> 3000 \Omega$ ) les tensions deviennent très importantes, entraînant des problèmes de claquage du diélectrique.
- pire encore, des combinaisons où la valeur résistive est faible, mais où la réactance est très élevée, vont conduire à utiliser des condensateurs et/ou des selfs de très fortes valeurs avec des courants et des tensions importants

Les réalisations connues sous le nom d'antenne Lévy ou d'antenne double Zepp fonctionnent comme un dipôle demi onde pour une bande décamétrique (une fréquence) bien déterminée et pour les autres bandes c'est un dipôle qui n'est pas demi onde mais que l'on accorde à l'aide d'un coupleur d'antenne.

Par conséquent, le dipôle demi onde possède cet avantage d'être accordé (pas de réactance à compenser) et qu'il possède une impédance (une résistance) de  $73 \Omega$ .

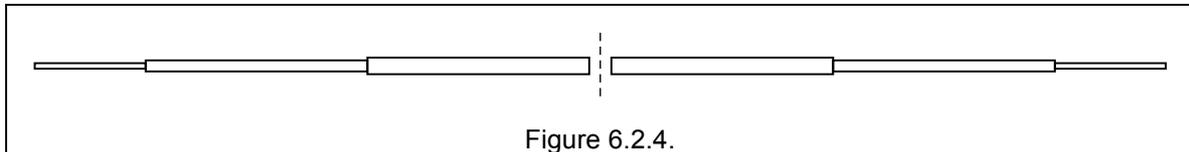
Du point de vue réalisation pratique, cette antenne est très facile à réaliser

- pour des fréquences de 1,6 MHz à 30 MHz, on peut réaliser un dipôle à l'aide de fil conducteur (fil de cuivre mono ou multibrins, fil de bronze phosphoreux, ...).
- le dipôle peut alors être suspendu par ses deux extrémités (les isolateurs A et B de la figure a)
- si on ne dispose que d'un point haut, le dipôle peut être suspendu par son point central c'est-à-dire par l'isolateur C, et les deux brins retombent vers le sol. On appelle cette configuration une antenne en "Vé inversé" (figure b). Typiquement, l'angle au centre est d'environ 130°, mais cela fonctionne aussi avec des angles jusqu'à 90°. Il est à noter que les extrémités (isolateurs A et B) doivent se trouver à au moins 2 m du sol<sup>8</sup>.
- le dipôle peut aussi être installé en oblique avec un angle de 30 à 45° par rapport au sol (figure c). On parle alors de "slooper" ou de "sloping dipole". Ici aussi, la distance minimum au sol est de 2 m. De plus on essaiera d'avoir un câble plus ou moins perpendiculaire au fil du dipôle.
- enfin, le dipôle peut aussi être composé de plusieurs éléments afin de couvrir plusieurs bandes (figure d).
- remarquons que nous allons aussi devoir examiner la connexion avec le feeder (symétrique ou coaxial) et l'emploi du balun (voir § 6.16.).

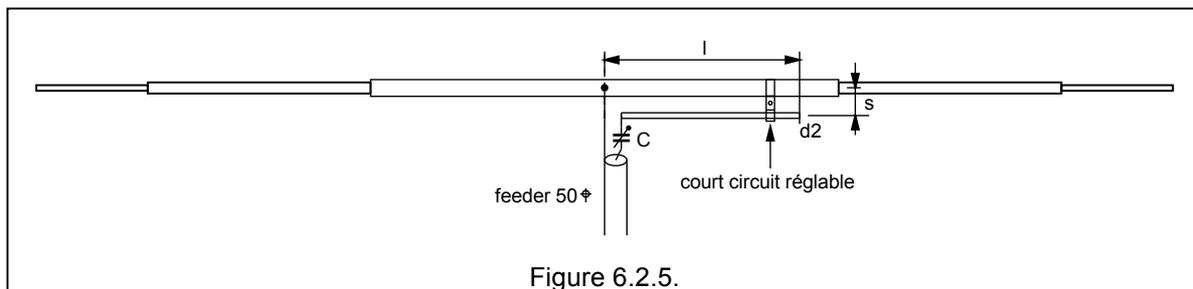


<sup>8</sup> Pour des fréquences inférieures à 10 MHz, par exemple, une faible distance (< 2 m) introduit une capacité (formée avec le sol) qui tend à faire descendre la fréquence de résonance du dipôle

- à partir de 7 MHz, on peut réaliser un dipôle à l'aide de tube d'aluminium. Pour des raisons de rigidité mécanique<sup>9</sup>, les tubes sont constitués de plusieurs sections qui s'emboîtent. Ces sections seront donc de dimensions décroissantes du centre vers les extrémités du dipôle. Il vient alors encore un autre problème mécanique à résoudre, celui consiste à séparer les deux parties au centre du dipôle et à les isoler afin d'alimenter le dipôle.



- Toutefois, on peut alimenter ce dipôle en utilisant des montages particuliers, dont celui appelé "gamma match" (voir § ?). Dans ce cas le milieu du dipôle peut être fixé au support et donc être connecté à la masse.



- à partir de 30 MHz environ ( $\lambda/2$  est alors inférieur à 5 m), il n'est plus nécessaire de recourir à des tubes de dimensions décroissantes.
- pour des fréquences supérieures à 300 MHz environ ( $\lambda/2$  est alors inférieur à 0,5 m), il est possible de réaliser des dipôles sur du circuit imprimé.
- au delà de 3 GHz, les dimensions mécaniques des connecteurs, du boom, et des ensembles de fixation va influencer fortement le rayonnement du dipôle car  $\lambda/2$  devient alors inférieur à 5 cm, tant et si bien que pour des raisons purement mécaniques on a recours à d'autres types d'antennes.

<sup>9</sup> Il convient ici d'introduire certaines considérations relatives à la réalisation mécanique des antennes.

Le diagramme de rayonnement d'un dipôle demi onde diffère légèrement de celui du dipôle de Hertz (dipôle élémentaire vu au paragraphe précédent).

Tout d'abord dans le plan qui contient le dipôle, et puisque nous avons considéré un dipôle horizontal, il s'agira donc du **plan horizontal** encore appelé **plan azimutal**. Dans ce plan azimutal, le diagramme de rayonnement s'aplatit par rapport à celui du dipôle élémentaire

Représentation dans un système de coordonnées linéaires :

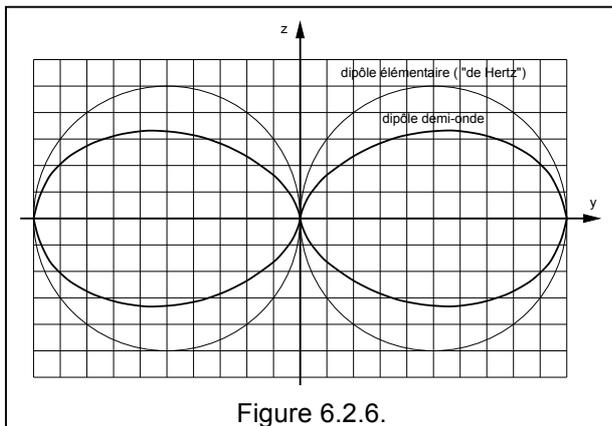


Figure 6.2.6.

Dans un système de coordonnées polaires et sous forme logarithmique (dB) :

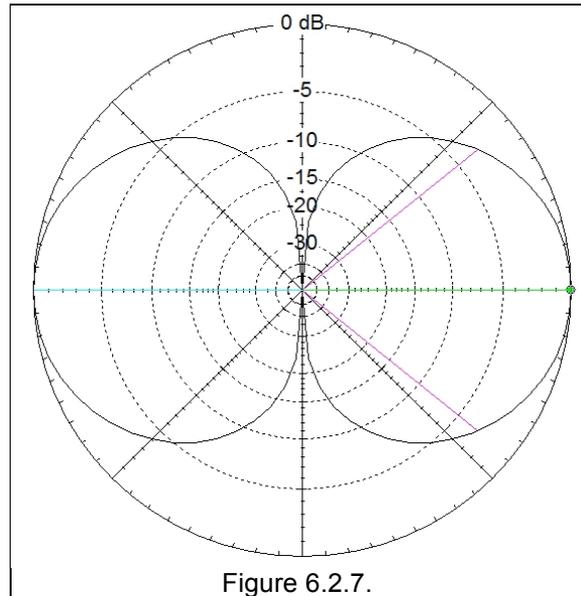
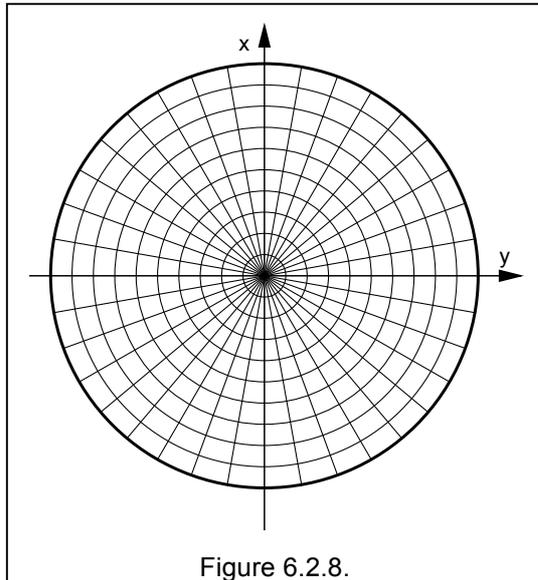


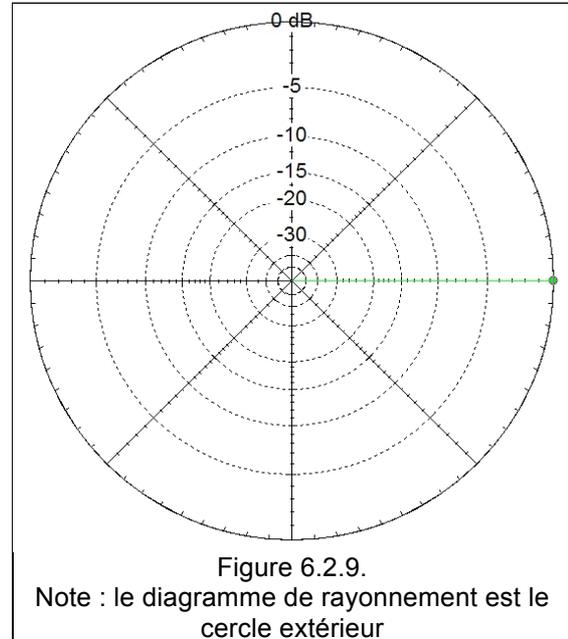
Figure 6.2.7.

Et dans un plan perpendiculaire au dipôle, et puisque nous avons considéré un dipôle horizontal, il s'agira donc du **plan vertical** encore appelé **plan en élévation**.

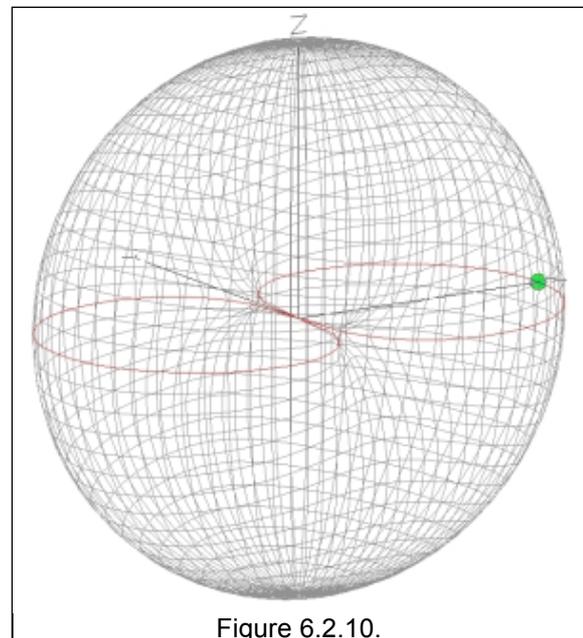
Dans un système de coordonnées linéaires :



Dans un système de coordonnées polaires et sous forme logarithmique (dB)<sup>10</sup> :



En fait, il faut voir le diagramme de rayonnement en 3 D. Le diagramme prend alors la forme d'un tore. Les figures ci-dessus ne sont alors que des coupes dans ce tore.



<sup>10</sup> A partir de maintenant nous donnerons la préférence à ce type de diagramme.

Si nous reprenons le plan azimutal, on peut définir un angle dans lequel le champ électrique est réduit à  $1/\sqrt{2} = 0,707$ . Puisque le champ électrique est réduit de  $1/\sqrt{2}$ , la puissance sera réduite de moitié c'est à dire de 3 dB.

On appelle cet angle l'**angle d'ouverture** de l'antenne ou Beamwidth ou encore HPA Half Power Angle. Cet angle est représenté par les deux lignes mauves sur la figure ci-contre. Pour un dipôle demi onde, cet angle est de  $78,2^\circ$ .

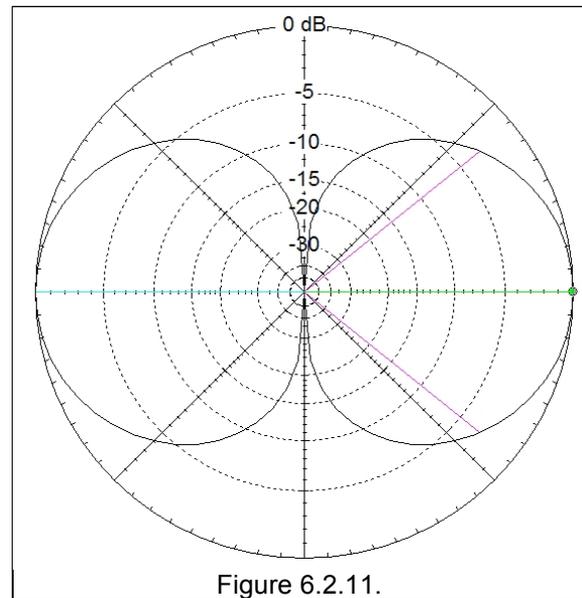


Figure 6.2.11.

Nous devons maintenant apporter quelques compléments à ce qui a été dit ci-dessus

- a) Nous n'avons pas tenu compte du diamètre du fil ou du conducteur ou plus précisément la théorie ci-dessus était valable pour un dipôle infiniment mince. Dans la pratique plus le diamètre du dipôle est important plus il faudra raccourcir le dipôle pour obtenir la résonance. On parle donc d'un **facteur de raccourcissement**, qui pour un dipôle filaire se situe aux environs de 0,94 à 0,98. Ainsi, un dipôle pour 3,6 MHz n'aura pas une longueur de  $150/3,6 = 41,66$  m, mais plutôt une longueur qui se situerait entre  $41,66 \text{ m} \times 0,98 = 40,83$  m et  $41,66 \text{ m} \times 0,94 = 39,16$ . En pratique, on "taille" un dipôle, c'est-à-dire qu'on l'installe provisoirement, puis on mesure son ROS, puis on coupe de petits morceaux jusqu'à obtenir un ROS aussi bas que possible.

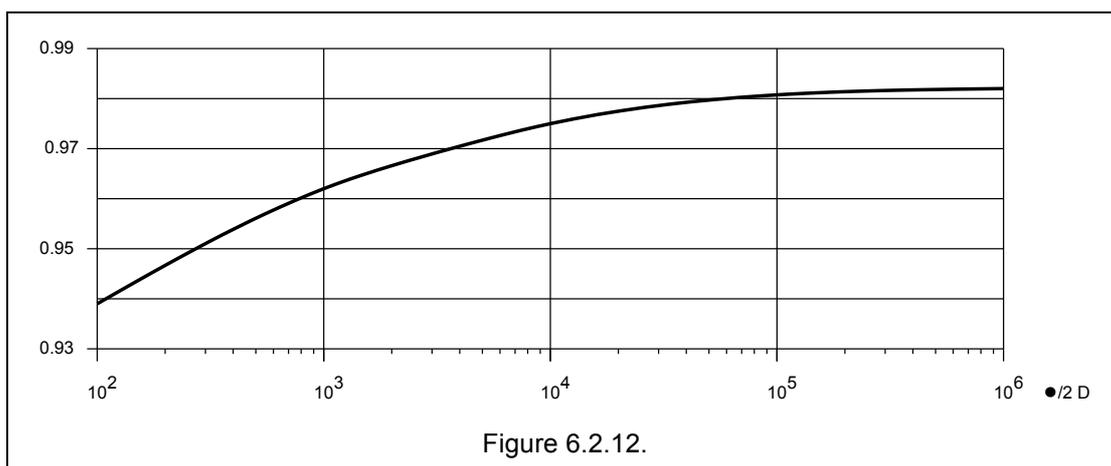
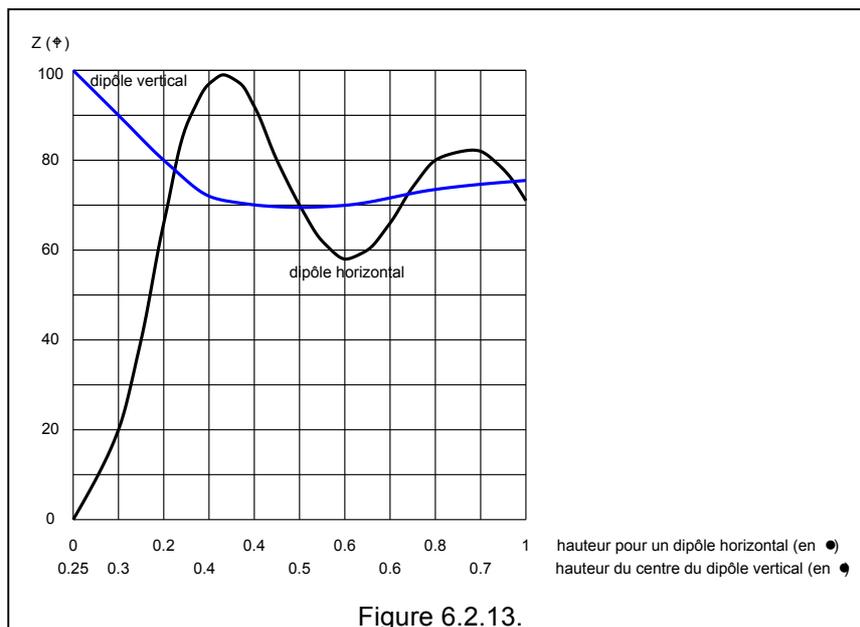


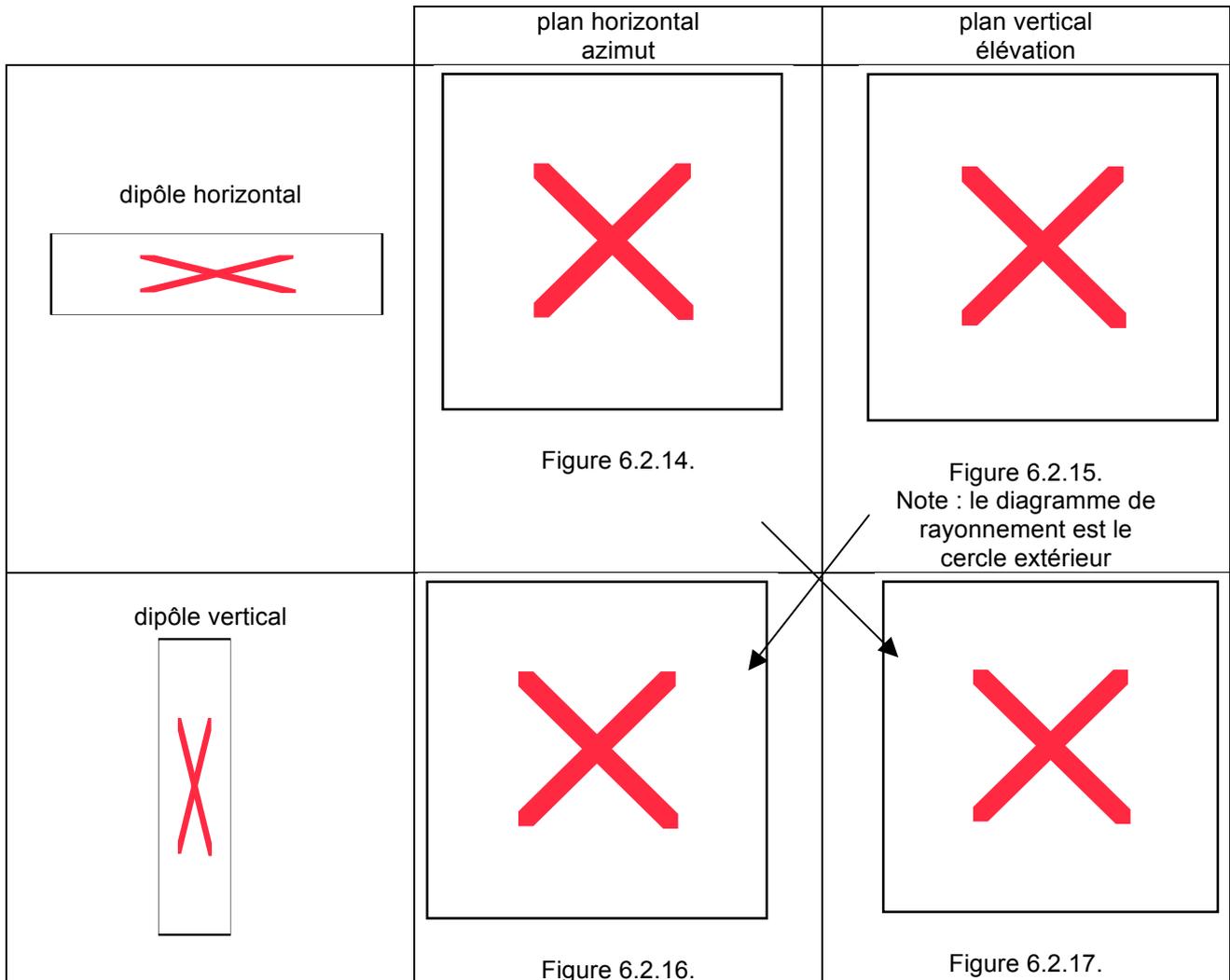
Figure 6.2.12.

- b) Nous n'avons pas tenu compte du matériau constitutif de l'antenne : l'antenne filaire est généralement en cuivre ou en bronze phosphoreux, l'antenne réalisée en tube est généralement construite en aluminium. Le matériau a une légère influence sur l'impédance de l'antenne. Dans des conditions identiques (même hauteur, même diamètre, même environnement) un dipôle filaire en cuivre, en acier ou en aluminium aura des impédances (légèrement) différentes.
- c) Dans cette analyse, nous avons le dipôle a été considéré sans tenir compte de la présence du sol. En fait pour un dipôle demi onde, l'impédance varie en fonction de la hauteur au dessus du sol. La courbe

ci-dessous montre cette variation pour un dipôle horizontal et aussi pour un dipôle vertical (voir point suivant).



Dans ce qui a été dit ci-dessus nous avons toujours représenté le dipôle demi onde de façon horizontale, mais il est bien évident que le dipôle demi onde fonctionnera également en position verticale. Toutefois les diagrammes de rayonnement vont être "basculés" de 90° !



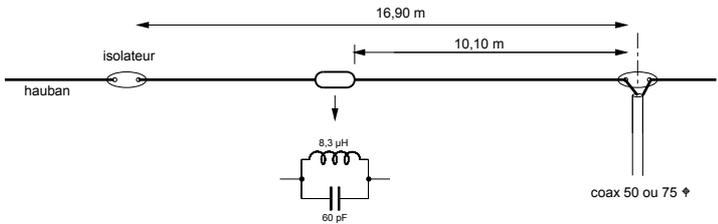
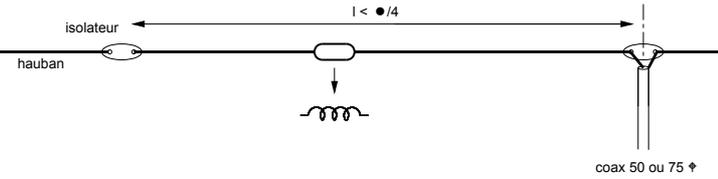
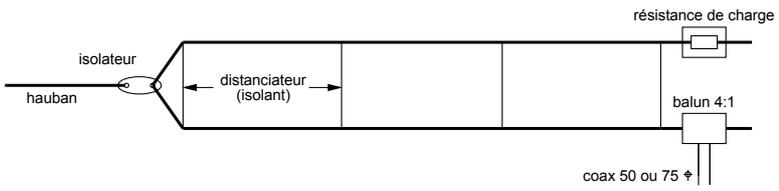
Retour aux problèmes de mécanique : Il faut maintenant tenir compte de l'infrastructure que l'on trouve en pratique : on a généralement assez de place pour mettre un dipôle fonctionnant sur 3,6 MHz et qui mesure (environ) 40 m en longueur dans le sens horizontal, mais on ne dispose probablement pas d'une infrastructure pour le mettre vertical. En d'autres termes, et dans le domaine radioamateur,

- pour des fréquences basses c'est-à-dire inférieure à 10 MHz (les bandes de 160, 80 et 40 m) on trouve presque uniquement des dipôles horizontaux,
- pour fréquences très élevées c'est-à-dire de 30 MHz à 3000 MHz (les bandes VHF-UHF), on trouve aussi bien des dipôles verticaux que des dipôles horizontaux
- pour les fréquences entre 10 MHz et 30 MHz on trouve essentiellement des dipôles horizontaux, mais la construction de dipôles verticaux est également possible,

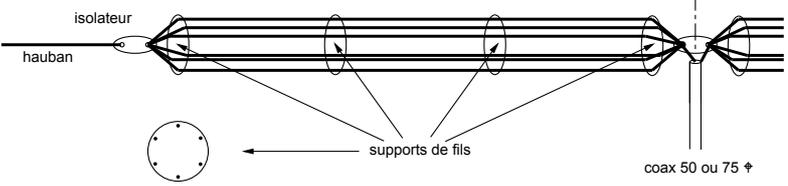
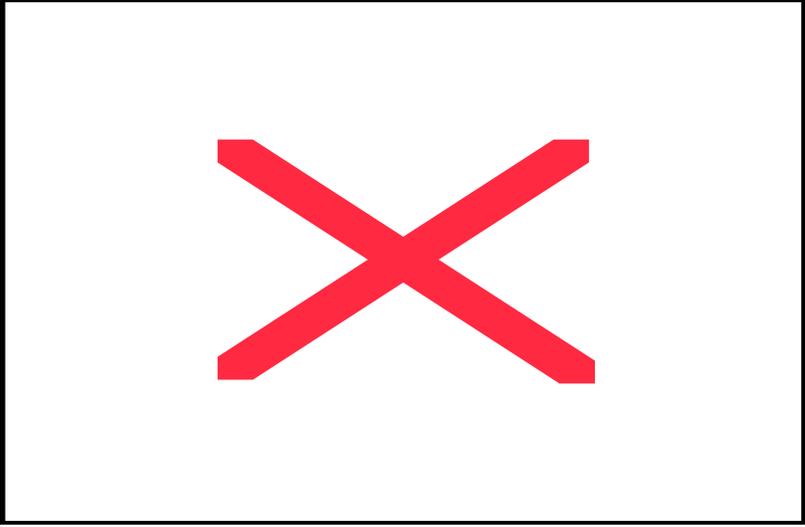
Nous verrons par la suite que d'autres facteurs doivent être pris en considération pour le choix de la polarisation.

### 6.3. Variantes de l'antenne dipôle<sup>11</sup>

Il est difficile de passer sous silence quelques variations de l'antenne dipôle "même si le programme HAREC" n'exige pas leur connaissance. Mis à part le dipôle "académique" décrit ci-dessus nous avons déjà vu quelques variantes, nous allons maintenant essayer de parcourir les variantes les plus courantes.

illustration	
<p>les <b>antennes à "trappes"</b>, telle que la <b>W3DZZ</b>, dont l'exemple le plus courant couvre les bandes des 80 m et des 40 m. Souvent tendu horizontalement, la W3DZZ se monte aussi en V<sup>e</sup> inversé ou en oblique ("slopper").</p>	 <p>Figure 6.3.1.</p> <p>Notez que nous n'avons dessiné qu'une demi antenne, l'autre brin est absolument symétrique !</p>
<p>le <b>dipôle raccourci</b>, où le fait de placer une self dans le dipôle le fait résonner sur une fréquence inférieure à celle de sa taille ou en d'autres termes par laquelle <math>l &lt; \lambda/4</math></p>	 <p>Figure 6.3.2.</p>
<p>le <b>dipôle replié</b> avec une charge encore appelé <b>T2FD</b> ou <b>W3HH</b>. L'avantage de cette antenne est sa très large bande passante. Avec une longueur de dipôle de 7,4 m on couvre les bandes de 14 MHz à 50 MHz. Mais il faut un coupleur d'antenne (voir plus loin) pour ramener son TOS de 2,5:1 à quelque chose de plus "raisonnable".</p> <p>La résistance de charge est de 300 à 600 Ω.</p> <p>Parfois montée horizontalement (comme ci-contre), la T2FD ou la W3HH est plus souvent montée en oblique (en "slooper").</p>	 <p>Figure 6.3.3.</p>

<sup>11</sup> Cette question ne fait pas partie de l'examen HAREC et peut donc être passée.

<p>le fait de mettre deux fils en parallèle élargit la bande passante du dipôle, d'où le <b>dipôle à cage</b> où plusieurs fils sont disposés en parallèle et forment une cage. On élargit ainsi la bande passante. toutefois il s'agit encore toujours d'une antenne mono bande (elle ne couvre pas plusieurs bandes !). La forme de cage est maintenue par un ou plusieurs supports.</p>	 <p>Figure 6.3.4.</p>
<p>une autre façon d'élargir la bande consiste à utiliser plusieurs fils de longueurs différentes (fig. a), ce qui pour les bandes VHF ou UHF conduit à une antenne avec 2 tôles en forme de noeud papillon ("bow tie") (fig. b) ou simplement deux triangles (fig. c).</p>	 <p>Figure 6.3.5.</p>

Quoiqu'il en soit, toutes ces antennes fonctionnent comme des dipôles !

## 6.4. Le dipôle non demi onde<sup>12</sup>

Une des caractéristiques essentielles du dipôle demi onde est sa longueur mécanique ("un demi onde") ce qui conduit au fait que la partie imaginaire de son impédance est nulle, il ne reste plus qu'une composante résistive. On dit aussi que le dipôle est en résonance.

Cela ne signifie pas qu'un dipôle non demi onde ne peut pas fonctionner correctement.

Il n'est pas intéressant d'utiliser une antenne dipôle non demi onde dans les bandes VHF et UHF car à ces fréquences on a physiquement toujours assez de place que pour construire et mettre en place des antennes demi onde ou des antennes plus complexes telles que l'antenne yagi. Par ailleurs, comme nous le verrons plus loin il faudrait prévoir un coupleur, donc on évite l'utilisation d'antennes non demi onde en VHF et en UHF. L'antenne **non demi onde** est essentiellement intéressante et utilisée dans les **bandes décamétriques**.

Cette antenne peut théoriquement être de dimension quelconque, toutefois, pour des raisons d'efficacité, cette longueur ne doit jamais être inférieure à  $\lambda/4$  ni être supérieure à  $4\lambda$ .

Un dipôle non demi onde aura donc une impédance  $R \pm jX$  qui sera différente des  $73 \Omega$  caractéristique du dipôle demi onde. Cette impédance va être transformée par la ligne de transmission.

Cette antenne est appelée double Zepp (ou Zeppelin) dans la littérature anglo-saxonne.

Pour certaines valeurs particulières de longueurs du dipôle combinées avec des valeurs particulières de longueurs bien particulières de la ligne de transmission conduisent à des valeurs "intéressantes" d'impédances, ces impédances sont plus faciles à coupler. C'est pourquoi certains ouvrages décrivent cette antenne comme l'**antenne Levy**. Les valeurs souvent données sont une partie horizontale de  $2 \times 20,5$  m et une ligne de transmission bifilaire en "échelle à grenouille" de 21 m. Cette antenne résonne alors comme un "vrai" dipôle demi onde pour 3,6 MHz (la bande 80 m), mais convient également pour les autres bandes.

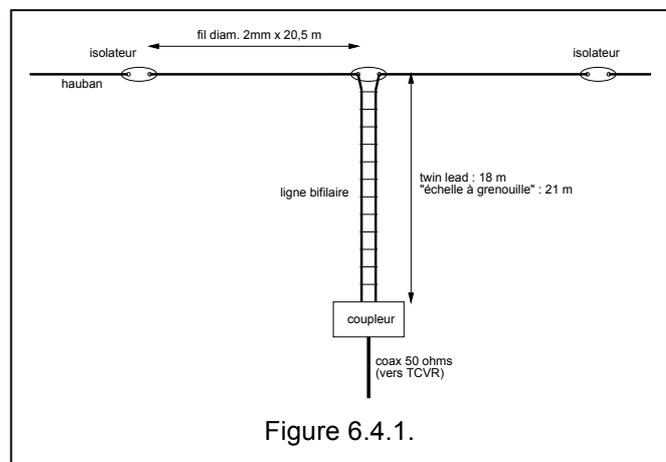


Figure 6.4.1.

Si on prend des longueurs quelconques, il se pourrait que pour une bande de fréquences particulières on n'arrive pas à coupler l'antenne. Dans ce cas il faudra soit se résigner à ne pas utiliser cette bande, soit rallonger le dipôle ou la ligne de 50 cm (par exemple). Théoriquement on dit que si on dispose d'un coupleur adéquat on pourra coupler des antennes de longueur quelconque.

L'antenne Levy<sup>13</sup> ou l'antenne double Zepp, n'est pas une antenne qui résonne sur toutes les bandes, elle n'a pas un ROS de 1:1 sur les toutes bandes comme on entend parfois dire à tort, mais c'est une antenne qui utilisée avec un coupleur d'antenne (voir plus loin) peut fonctionner sur plusieurs bandes. Dans l'antenne Lévy ou double Zepp c'est le coupleur (ou "la boîte d'accord") qui est très important, c'est lui qui permet de ramener le ROS à une valeur acceptable pour l'émetteur ( $50 \Omega$ ).

En fait, le rôle du coupleur est triple :

- annuler la partie réactive présente au bas de la ligne, de façon à ne présenter qu'une valeur purement résistive à la sortie du coupleur,
- transformer cette résistance en  $50 \Omega$  pour une adaptation correcte avec l'émetteur,
- transformer sa symétrie par rapport à la terre en asymétrie puisque la sortie de l'émetteur est presque toujours asymétrique.

<sup>12</sup> Cette question ne fait pas partie de l'examen HAREC et peut donc être passée.

<sup>13</sup> Appellation surtout utilisée en France

Bien qu'un paragraphe entier sera consacré aux coupleurs d'antennes nous donnons ci-contre deux schémas de coupleurs pour une antenne Lévy ou double Zepp. Notez la structure symétrique de la partie connectée à la ligne de transmission bifilaire qui mène au dipôle.

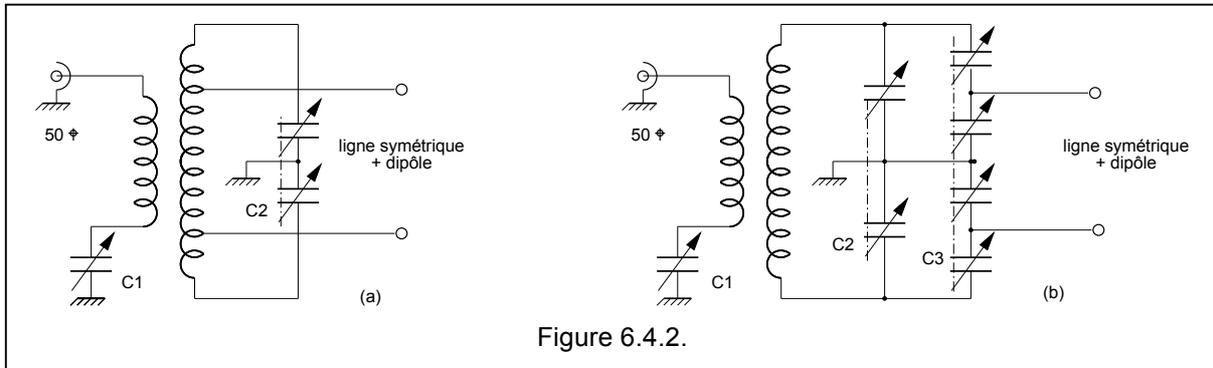


Figure 6.4.2.

Un autre dipôle non demi onde est l' **antenne G5RV**, qui, comme la Lévy, n'est pas une antenne "toutes bandes" ... mais c'est une antenne qui par ses dimensions particulières peut fonctionner sur plusieurs bandes.

Les longueurs ont été choisies ici pour obtenir une impédance "généralement" basse sur 3,5 , 7 et 14 MHz. Toutefois elle ne présente pas toujours une réactance nulle. Cela n'était pas un problème avec les émetteurs à tubes où le circuit d'accord réglable permettait de compenser cette réactance non nulle.

Notez que la ligne bifilaire participe à l'accord de l'antenne et donc sa la longueur doit être respectée.

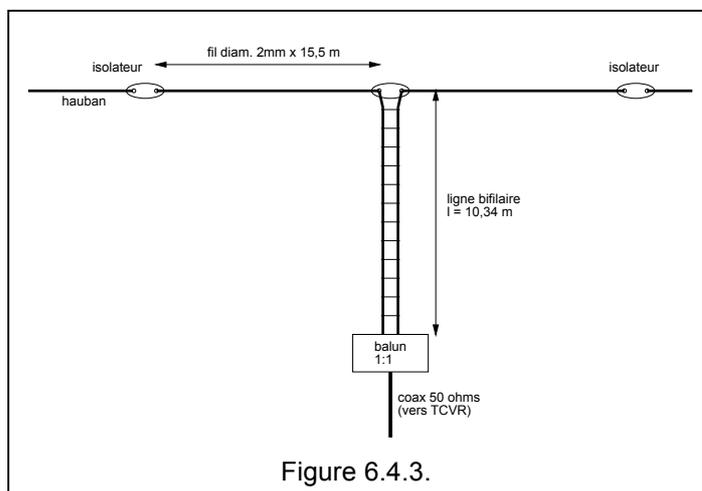


Figure 6.4.3.

Ces deux antennes ont été analysées sous l'aspect "impédance", il faudrait aussi les analyser sous leur aspect diagramme de rayonnement et plus particulièrement en présence d'un sol réflecteur.

## **6.5. Rayonnement de 2 antennes dipôles<sup>14</sup>**

On peut se poser la question de savoir ce qui se passe lorsqu'on superpose deux dipôles parallèlement l'un à l'autre ou lorsqu'on met deux dipôles dans le prolongement l'un de l'autre.

### **6.5.1. Deux dipôles superposés**

### **6.5.2. Deux dipôles côte à côte**

### **6.5.3. Deux dipôles dans le prolongement l'un de l'autre**

---

<sup>14</sup> Cette question ne fait pas partie de l'examen HAREC et peut donc être passée.

## 6.6. L'antenne demi onde alimentée par son extrémité<sup>15</sup>

Il s'agit d'un conducteur filiforme de longueur égale à  $\lambda/2$  et alimenté en une extrémité. L'impédance est relativement grande (1000 à 5000  $\Omega$ ) et nécessite un coupleur tel que représenté ci-dessous

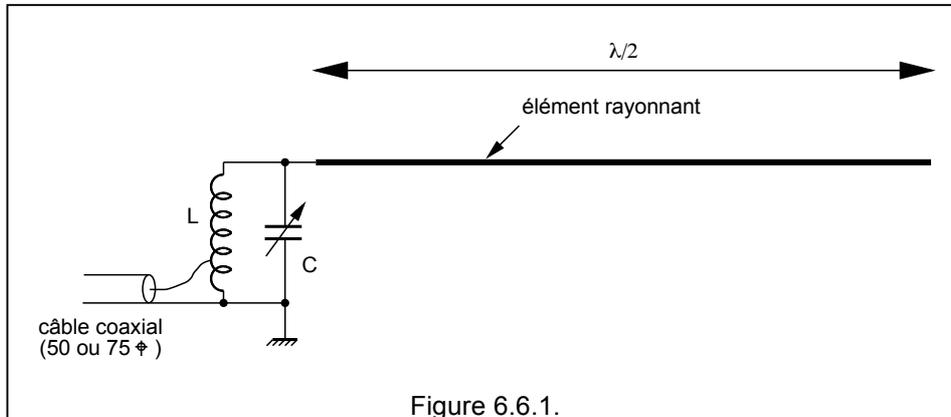


Figure 6.6.1.

Pour une plage de 7 à 21 MHz, par exemple,  $L = 4,5 \mu\text{H}$ , avec une prise au 1/6ème et  $C = 10$  à 140 pF

Pour 7 MHz, on pourrait aussi utiliser un tore T80-2 avec 16 spires du côté antenne et 2 spires du côté émetteur (50  $\Omega$ ), avec toujours un condensateur d'une centaine de pF (voir ci-contre).

Notez que cette antenne est raccordée à la terre, ou à un contrepois, c'est à dire à un fil d'une longueur minimale de  $0,05 \lambda$ .

Tout comme pour le dipôle demi-onde, pour des fréquences de 1,6 à 30 MHz on utilise généralement des dipôles filaires, et pour des fréquences à partir de 7 MHz on peut utiliser des dipôles en tubes.

Remarquons que cette antenne fonctionne aussi pour les fréquences multiples de la fréquence pour laquelle elle a été dimensionnée. Ainsi une antenne demi onde prévue pour la bande 80 m, c'est-à-dire pour 3,6 MHz, avec une longueur d'environ 42,2 m, peut également fonctionner pour les fréquences de 7,1 MHz, 14,2 MHz, 21,2 MHz et 28,4 MHz. La figure ci-dessous représente la répartition de la tension et du courant pour 3,6 MHz ainsi que la répartition du courant pour les autres fréquences.

Toutefois le circuit de couplage devra être modifié pour chacune des bandes, il faudra déplacé la prise d'attaque, il faudra modifier L et il faudra modifier C. Un ampèremètre thermique ou une petite ampoule pourra servir à accorder correctement l'antenne.

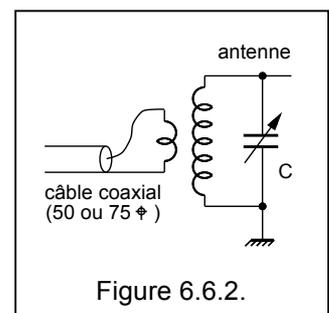
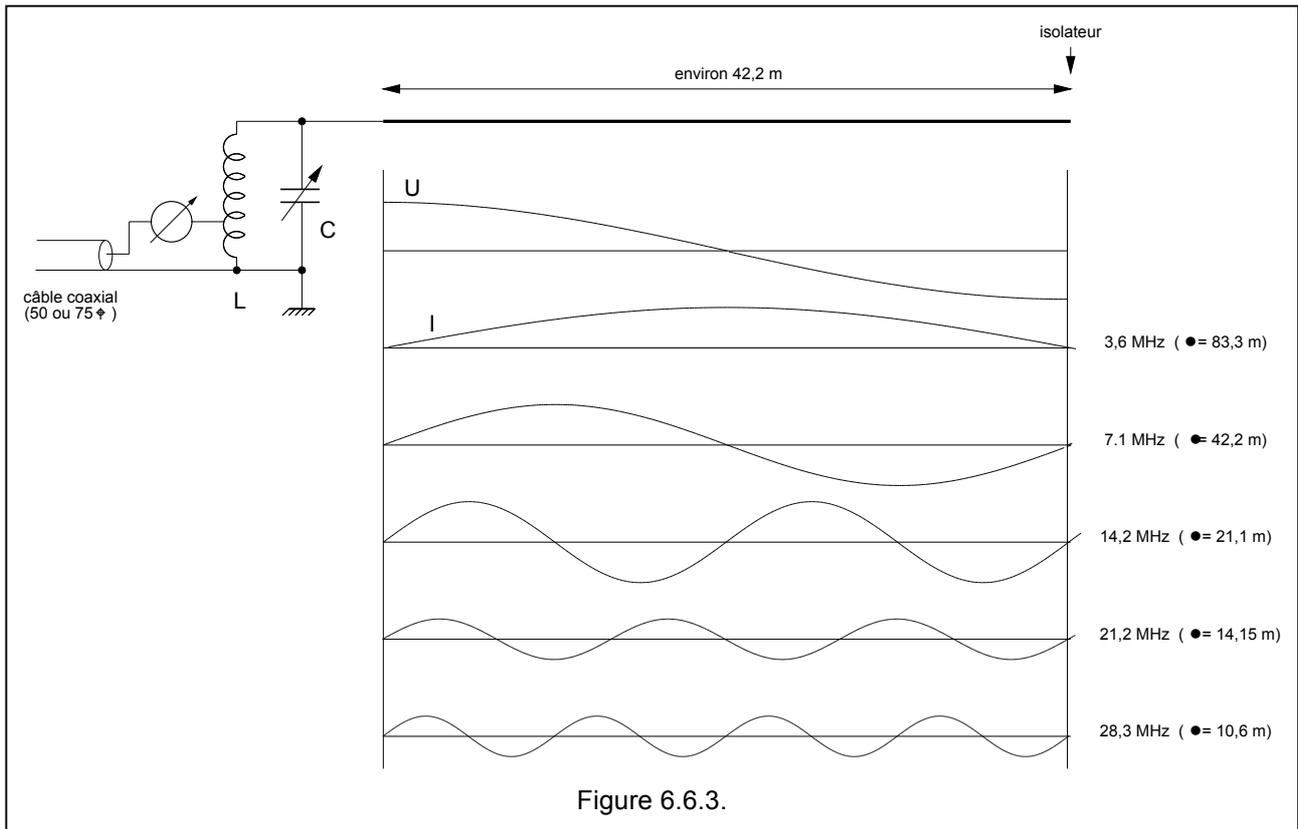
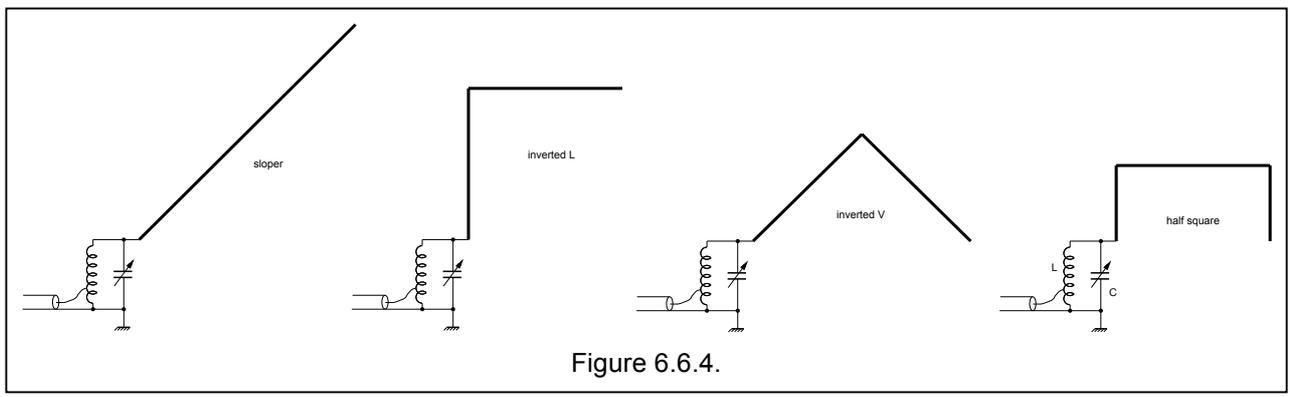


Figure 6.6.2.

<sup>15</sup> Ou en anglais "end fed half wave antenna".



Le conducteur peut être mis horizontalement (voir ci-dessus) ou verticalement ou obliquement ("sloper"), en L inversé, en V inversé ou sous forme de demi carré ("half square").



La répartition des courants et des tensions est donnée à la figure 6.7.3. Le courant est faible au début de l'antenne, la tension est maximale aux extrémités, ce qui explique d'ailleurs sa très grande impédance caractéristique.

## 6.7. Le dipôle replié

Le dipôle replié<sup>16</sup> présente les caractéristiques suivantes :

- sa directivité est la même que celle d'un dipôle simple
- son impédance est 4 x celle d'un dipôle simple et est donc de l'ordre de 300  $\Omega$ . Elle est donc alimentée par du câble twin-lead (voir plus loin, ligne de transmission) ou nécessite un balun pour l'adaptation 300/75  $\Omega$  et le passage symétrique/asymétrique
- l'impédance peut être variable en modifiant le rapport entre les diamètres des éléments
- la réactance ne varie que très légèrement lorsqu'on s'écarte de la résonance, autrement dit la **bande passante est plus grande**
- cette antenne est essentiellement utilisée en VHF-UHF et pour ces fréquences il est intéressant de pouvoir mettre le point M à la masse, ceci va permettre une réalisation mécanique très solide.

On peut adapter cette impédance de 300  $\Omega$  à une ligne de transmission coaxiale

- soit par un transfo, cette solution souvent utilisée pour les antennes destinées à la réception
- soit à l'aide d'une ligne  $\lambda/2$ .

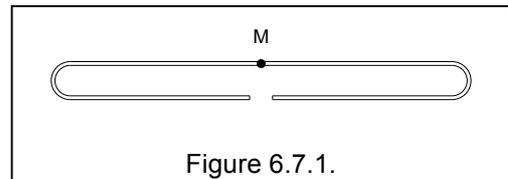


Figure 6.7.1.

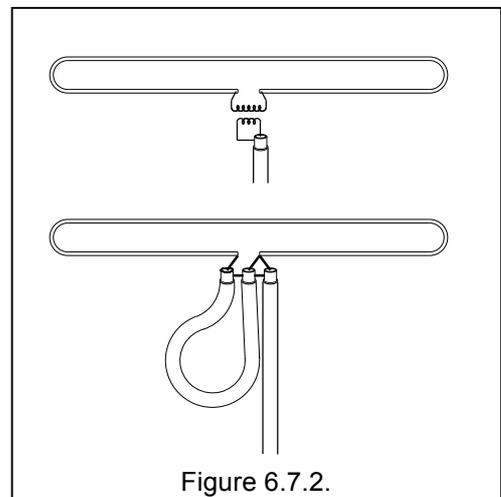


Figure 6.7.2.

<sup>16</sup> Ou en anglais "folded dipole" mais aussi appelée "trombone" à cause de sa forme !

## 6.8. L'antenne verticale

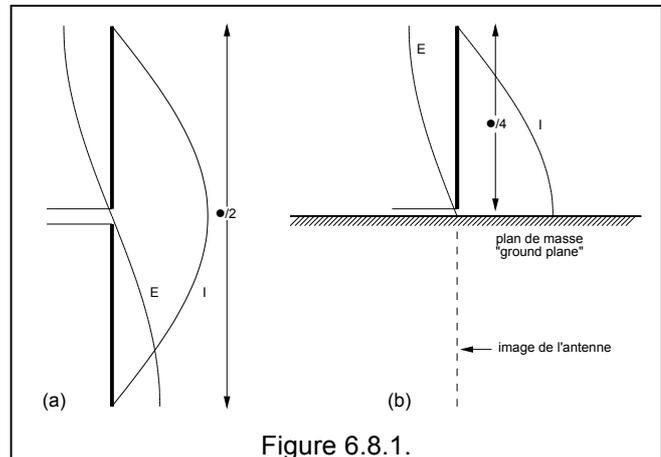
Voir note<sup>17</sup>

Puisque nous avons parlé de l'antenne doublet ou dipôle, il fallait s'attendre à avoir également le monopôle.

Une antenne monopole est constituée d'un conducteur vertical et d'un plan de sol ou ground plane en anglais d'où l'appellation **ground plane antenna** (GPA en abrégé). Le plan de sol agit comme une sorte de miroir qui reconstitue l'image de l'autre quart d'onde dans le sol.

L'évolution de la tension le long d'une antenne verticale quart d'onde et l'évolution du courant peuvent être déduits de l'antenne demi-onde.

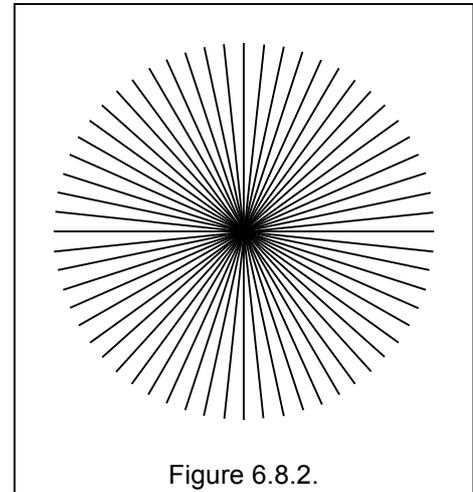
La longueur du conducteur vertical peut être quelconque, mais ici aussi des caractéristiques particulières apparaissent lorsque ce conducteur mesure un quart d'onde ( $\lambda/4$ ), alors son impédance est voisine de  $36 \Omega$ .



Voir note<sup>18</sup>

Le **plan de masse** va jouer un rôle très important, il peut être réalisé de différentes manières :

- a) soit d'un grand nombre de conducteurs enfouis dans le sol, c'est ce qu'on fait généralement pour les pylônes de radiodiffusion en OM où on considère parfois jusqu'à 120 conducteurs, que l'on appelle **radiales** ... Toutes ces radiales sont connectées ensemble (au centre du dessin !) près du pied de l'antenne. La figure ci-contre est une vue de plan et le brin rayonnant vertical ( $\lambda/4$ ) n'y est pas représenté !



<sup>17</sup> Cette question fait partie de l'examen HAREC et doit donc être bien connue.

<sup>18</sup> Même si ce n'est pas sorcier de calculer ou de recalculer les valeurs de  $\lambda/4$ , le tableau ci contre donne les longueurs des quarts d'ondes en tenant compte du facteur de raccourcissement.

bande (m)	L (m)
80	19,3
40	10,0
30	7,0
20	5,1
17	3,9
15	3,3
12	2,8
10	2,0
6	1,4

b) mais un tel nombre de fils n'est pas nécessaire, les radioamateurs se contentent généralement de 4 à 16 conducteurs (radiales) pour faire le plan de masse. Notons que moins on met de radiales, plus il faudra veiller à donner une longueur de  $\lambda/4$ . Le cas extrême est de n'avoir qu'une seule radiale, mais dans ce cas l'antenne présente un peu de directivité dans le sens de la radiale.

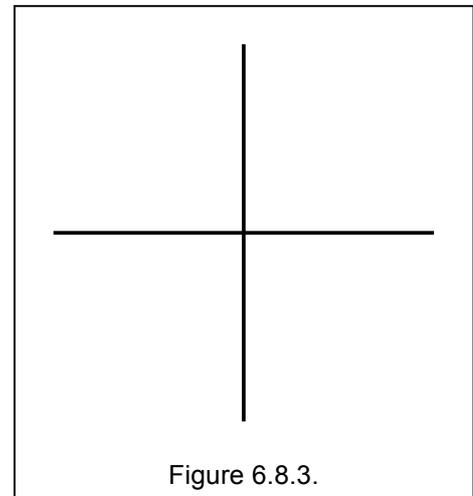


Figure 6.8.3.

c) nous verrons dans un prochain paragraphe que des antennes peuvent être pourvues de trappes afin de pouvoir être utilisées sur plusieurs bandes. Dans ce cas on veillera à avoir, pour chaque bande, au moins une radiale qui soit un  $\lambda/4$  pour cette bande. Ci-contre un plan de masse pour une antenne 3 bandes : 10 m, 15 m et 20 m et pour chaque bande il y a 4 radiales  $\lambda/4$ . En fait même si la radiale n'est pas "taillée" pour la bonne bande de fréquence, elle contribue néanmoins au plan de masse.

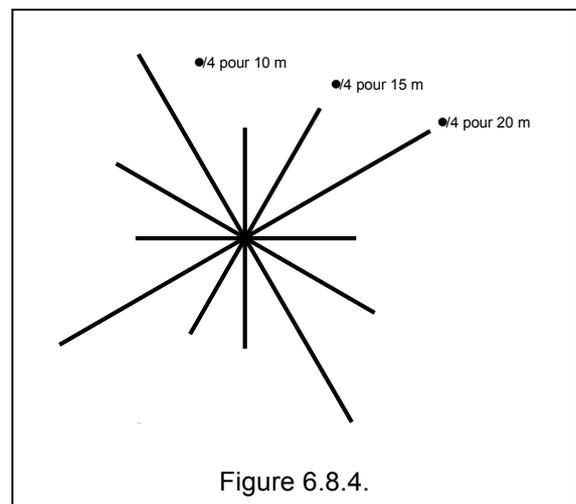


Figure 6.8.4.

d) si la conductibilité du sol est bonne, on peut aussi se servir de cette conductibilité et dans ce cas un "simple piquet de terre" peut convenir. L'élément rayonnant est posé sur un isolateur auquel est relié l'âme du câble coaxial. La tresse de ce câble est connectée au piquet de terre. Cette structure convient pour les fréquences jusqu'à 30 MHz environ.

Notons au passage qu'un plan d'eau de mer constitue un très bon sol<sup>19</sup> et une antenne verticale à quelques mètres dans un plan d'eau donne d'excellents résultats. On laissera "traîner" un conducteur dans l'eau, ce conducteur sera alors relié à la tresse du câble coaxial. Le pied de l'élément rayonnant peut alors être installé sur un petit rocher saillant ou sur un bloc en béton.

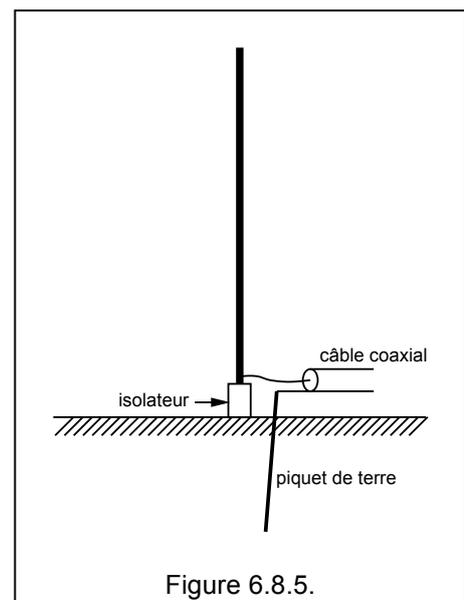


Figure 6.8.5.

<sup>19</sup> Il peut sembler étonnant d'affirmer qu'un bon plan de sol est constitué par de l'eau ... mais c'est la conductibilité qui doit être prise en considération, donc meilleure sera la conductibilité, meilleur sera le plan de sol.

e) pour les antennes VHF/UHF montées sur un véhicule, ce sera le toit (métallique) de ce véhicule qui jouera le rôle de plan de masse<sup>20</sup>.

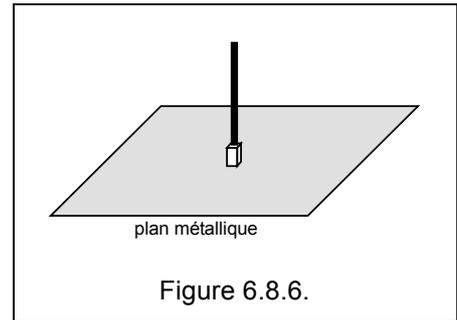


Figure 6.8.6.

f) toujours en VHF/UHF, une antenne verticale quart d'onde comporte 3 ou 4 radians, et cette antenne peut alors être montées sur un mât ou un pylône.

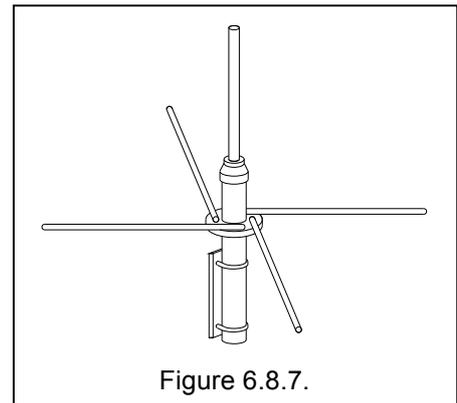


Figure 6.8.7.

g) en inclinant les radians l'impédance va augmenter. Pour une inclinaison de 45° environ, l'impédance passe de 36 Ω (valeur théorique de l'antenne quart d'onde) à une impédance de l'ordre de 50 Ω

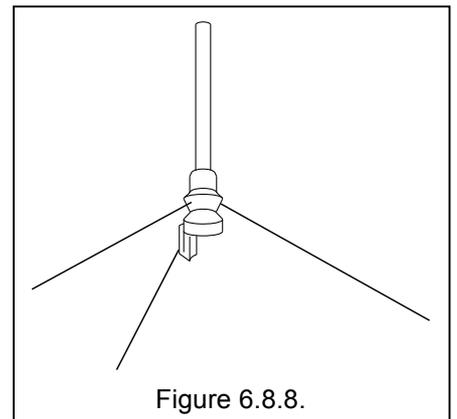


Figure 6.8.8.

h) on peut poursuivre cette idée et incliner plus encore plus les radiales. On obtient alors une antenne verticale à jupe ou "sleeve antenna" en anglais. Le tube métallique formant la jupe a un diamètre de 25 à 50 mm. Cette antenne n'est plus à proprement parler une antenne du type "ground plane", elle s'apparenterait plutôt à une variante du dipôle ...

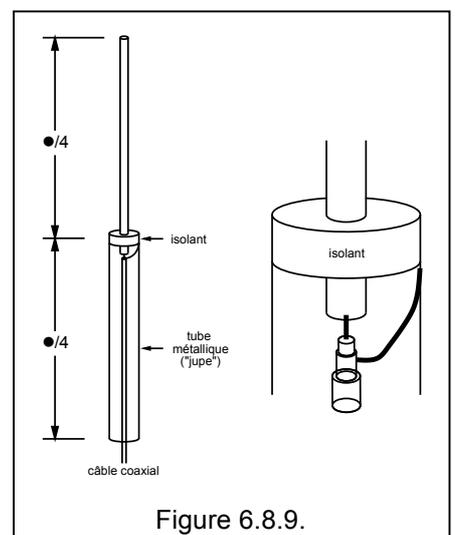


Figure 6.8.9.

<sup>20</sup> Ce n'est pas le fait que ces antennes sont "VHF-UHF", mais plutôt que les dimensions des objets (véhicules, ...) deviennent sensiblement du même ordre de grandeur (ou un peu plus grand) que le quart d'onde ...

Nous venons d'analyser le plan de masse, il reste à donner quelques informations sur l'**élément rayonnant**:

- a) pour les bandes basses c'est-à-dire pour les bandes 160 m, 80 m et 40 m, l'élément rayonnant est généralement constitué par un pylône métallique. Ces pylônes sont haubanés par des haubans métalliques "coupés" par des isolateurs. Le but est d'éviter que les haubans participent au rayonnement et modifient le diagramme de rayonnement ou l'impédance. Bien évidemment, les haubans en matières synthétiques ne doivent pas être coupés.
- b) pour les bandes décadiques de 40 m à 10 m, l'élément rayonnant est généralement constitué d'un tube en aluminium dont les diamètres sont de l'ordre de 30 à 60 mm environ. ON peut évidemment utiliser des sections croissantes, notamment pour les verticales sur 40 à 20 m.
- c) pour les bandes 6 m et 2 m, le tube métallique devient plus mince, typiquement 6 à 15 mm environ. A partir de ces fréquences l'élément rayonnant ne doit plus être haubané.
- d) pour les bandes 2 m et pour les bandes UHF on peut utiliser du tube aluminium mince (diamètre 4 à 8 mm) ou des fils en acier inoxydable de 1 à 3 mm.

L'impédance d'une antenne ground plane est typiquement de l'ordre de  $36 \Omega$ .

Examinons maintenant le diagramme de rayonnement dans le plan vertical (élévation).

D'abord ce qui se passe avec un plan de masse parfait, donc une surface conductrice très fine et très grande, qui crée par réflexion l'image de l'autre quart d'onde.

Nous constatons d'abord que nous n'avons plus qu'un demi diagramme, puisque ce qui est en dessous du plan de masse ne nous intéresse pas !

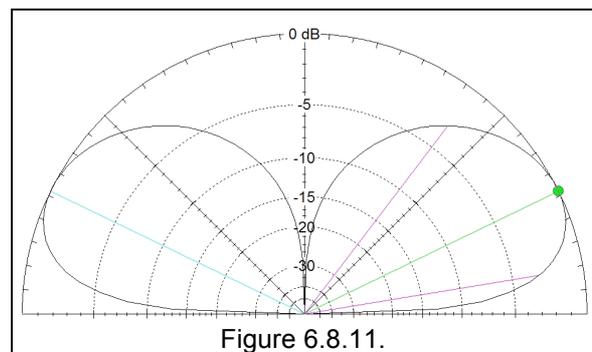
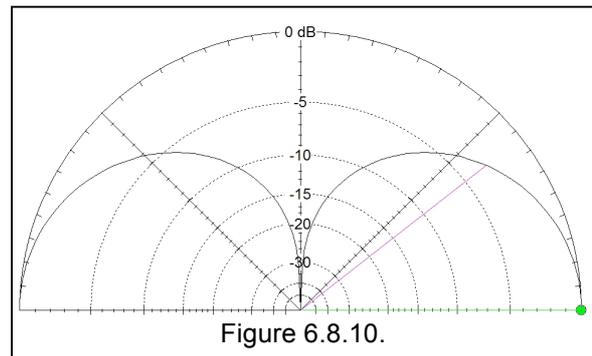
Le gain est ici de 5,17 dBi. On peut concevoir que ce gain est la somme du gain du dipôle (2,15 dB) auquel on a ajouté 3 dB, puisque tout le rayonnement a lieu au dessus du plan de masse.

Mais un sol parfait n'existe pas ! De même qu'une surface infinie n'existe pas ! Avec un sol réel, on constate que le diagramme de rayonnement d'une antenne verticale quart d'onde "décolle" du sol. Le rayonnement maximal ne se fait plus à l'horizontale, mais dans selon un angle que l'on appelle **angle de départ** et qui vaut  $27^\circ$ .

Cet angle varie selon la nature du sol. Cet angle peut être de départ va "envoyer" la majeure partie de l'énergie vers l'ionosphère et s'il y a réflexion sur l'ionosphère cela sera favorable aux liaisons à grandes distances ("DX").

On retrouve évidemment un autre angle caractéristique (cf l'antenne demi onde), il s'agit de l'**angle d'ouverture** qui vaut ici  $43,5^\circ$ .

Et dans le **plan vertical** encore appelé **plan en élévation**, le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel.

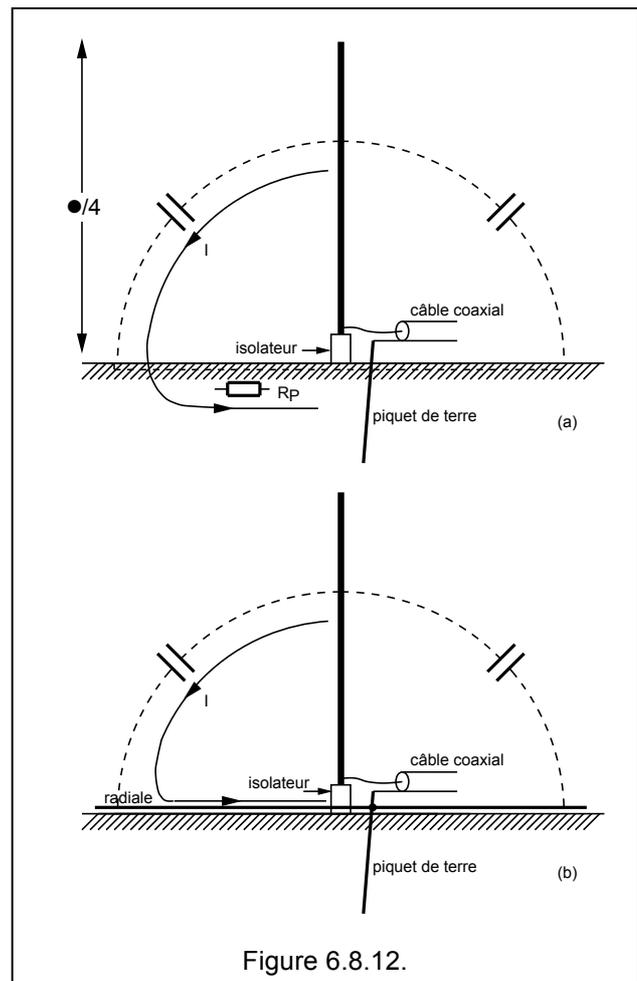


Dans le cas d'une antenne verticale, et donc particulièrement pour une quart d'onde, puisqu'il circule un courant dans le brin vertical, il faut également qu'il circule un courant dans le plan de masse. Or si ce retour ne se fait par un plan de masse parfait, il va y avoir des pertes.

Si  $R_S$  est la résistance de rayonnement et  $R_P$  la résistance de pertes le rendement vaut

$$\eta = R_S / (R_S + R_P).$$

Lorsque qu'on utilise un simple piquet de terre, la résistance de pertes  $R_P$  est essentiellement localisée dans la terre. C'est précisément pour diminuer cette résistance  $R_P$  que l'on utilise des radiales, avec par exemple un grand nombre de radiales dans les émetteurs de radiodiffusion.



## 6.9. L'antenne verticale plus courte ou plus longue que le quart d'onde

Voir note<sup>21</sup>

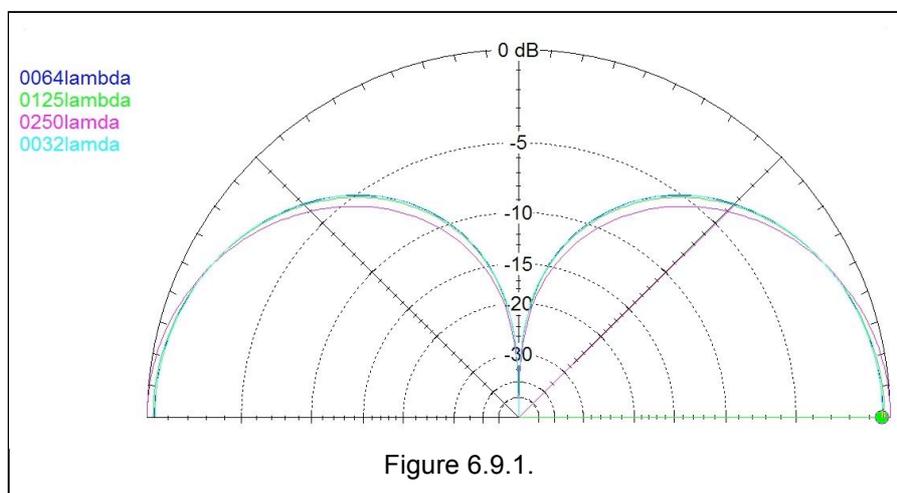
### 6.9.1. Considérations générales sur les antennes verticales courtes

Le programme HAREC aborde l'antenne verticale quart d'onde (type GPA), mais ce cas idéal d'un quart d'onde ne peut pas toujours être réalisé, notamment pour les bandes basses, notamment pour des questions d'espace disponible. Lorsque l'antenne a une hauteur de moins d'un quart d'onde, on parle d'antennes verticales "courtes".

Avec un programme de modélisation, on peut étudier le comportement d'une antenne plus courte et étudier par exemple ce qui se passe pour  $1/8 \lambda$ ,  $1/16 \lambda$  ou même  $1/32 \lambda$ . On obtient les résultats suivants :

		une telle antenne présente une impédance de	le gain (dBi)
$1/4 \lambda$	$0,25 \lambda$	$36,2 - j 0,2$	5,15
$1/8 \lambda$	$0,125 \lambda$	$6,9 - j 497$	4,86
$1/16 \lambda$	$0,063 \lambda$	$1,6 - j 1212$	4,79
$1/32 \lambda$	$0,032 \lambda$	$0,4 - j 2500$	4,77

On peut aussi analyser le diagramme de rayonnement dans le plan vertical. Globalement le diagramme de rayonnement ne varie pas fort d'allure. Le gain ne varie pas fortement non plus, il passe de 5,15 dBi pour  $1/4 \lambda$  à 4,77 dBi pour  $1/32 \lambda$ , soit un écart de 0,38 dB, ce qui est évidemment pas vraiment significatif.



Par contre l'impédance varie fortement. Dans tous les cas de raccourcissements, la partie résistive est faible, et la partie réactive toujours négative, c'est-à-dire capacitive, et de plus elle est relativement importante.

Le problème essentiel sera celui de la transformation d'une telle impédance en une impédance de  $50 \Omega$ . Le problème est précisément difficile par cette particularité d'une partie résistive faible et d'une partie réactive élevée. C'est dans la transformation d'impédance (c'est-à-dire le coupleur d'antenne) que l'on va perdre une grande partie de la puissance.

<sup>21</sup> Cette question ne fait pas partie de l'examen HAREC et peut donc être passée.

**Un exemple :** Considérons par exemple le cas de l'antenne de  $1/16 \lambda$ . On devra donc compenser la partie réactive de  $-j 1212$ . Si l'antenne doit fonctionner dans la bande 80 m, alors il faudra une self de  $+j 1212$  soit  $L = 1212 / 6,28 \times 3,6 \cdot 10^6 \approx 53 \mu\text{H}$ , ce qui en soit n'est pas une "grosse self". Mais cette self présentera une partie résistive qui peut facilement s'élever à  $0,5$  à  $1 \Omega$ . Nous parlons ici de résistance en HF, tenant compte de l'effet pelliculaire, etc .... A cette résistance HF de la bobine, on devrait ajouter les autres pertes dans les radiales, dans les connexions, etc ... Donc, même si on ne tient compte que de la résistance HF de la bobine, alors on aurait un rendement qui ne dépassera jamais  $1,6 / (1,6 + 1)$  soit  $61 \%$ .

Puisque la partie résistive est faible ( $1,6 \Omega$  dans le cas qui nous préoccupe), soit l'émetteur devra fournir un très grand courant et dans ce cas les pertes en  $RI^2$  seront très grandes, soit on devra encore transformer la résistance de  $1,2 \Omega$  en quelque chose de proche de  $50 \Omega$ . Donc, après avoir annulé la partie réactive, il faudra encore un circuit LC en L par exemple, mais à cet endroit le courant reste important et les pertes en  $RI^2$  (en pure chaleur) restent aussi importantes.

A vrai dire, même si **théoriquement** on peut coupler une antenne d'une longueur de  $1/32$  ème de  $\lambda$ , il ne faudra pas descendre en dessous de  $1/8$  ème  $\lambda$  pour limiter les pertes. Donc il faut éviter les antennes très courtes !

Certaines antennes, notamment destinées à être montées sur véhicules, présentent une impédance voisine de  $50 \Omega$ , mais ces  $50 \Omega$  sont constituées d'une part importante de pertes, et très peu de résistance de rayonnement. Leur rendement, c-à-d le rapport entre la puissance réellement rayonnée et celle fournie à l'antenne, est donc relativement faible, leurs performances également.

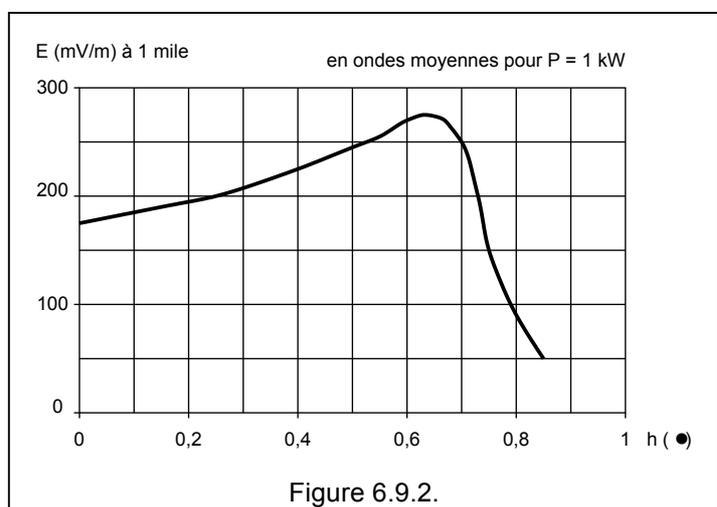
Toutefois il existe un certain nombre de solutions pour des antennes qui ne sont pas très courtes, disons celles dont la hauteur est comprise entre  $1/4 \lambda$  et  $1/8 \lambda$ . Ces solutions consistent à utiliser une bobine à la base ou au milieu de l'antenne ou à mettre un chapeau capacitif.

### 6.9.2. Considérations générales sur les antennes verticales longues

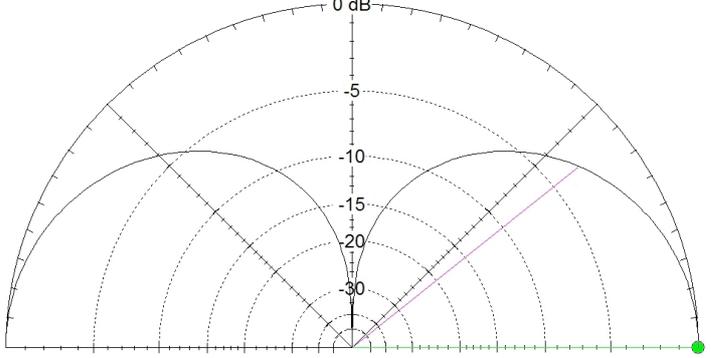
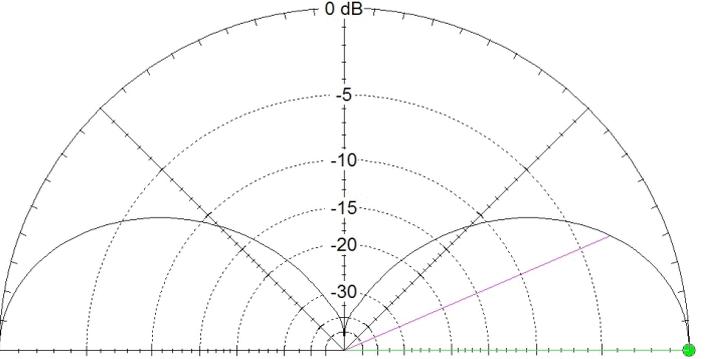
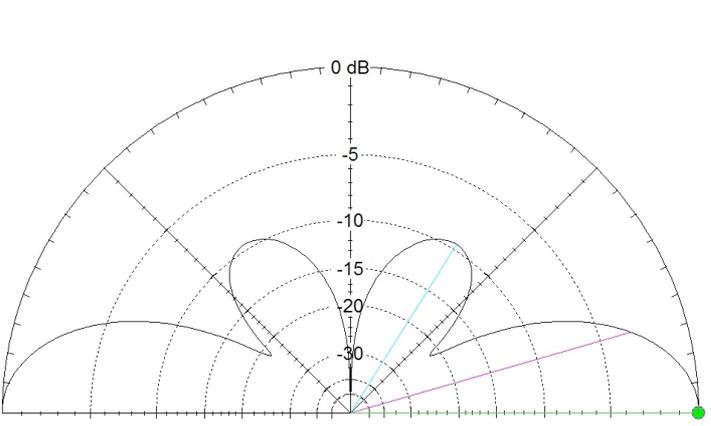
A l'inverse du cas précédent, on peut se demander ce qui se passe avec une antenne plus longue que le quart d'onde.

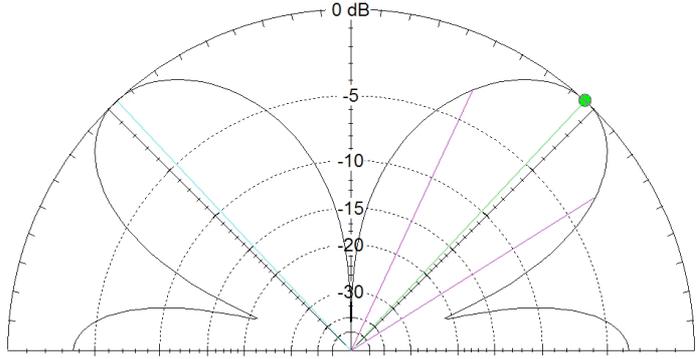
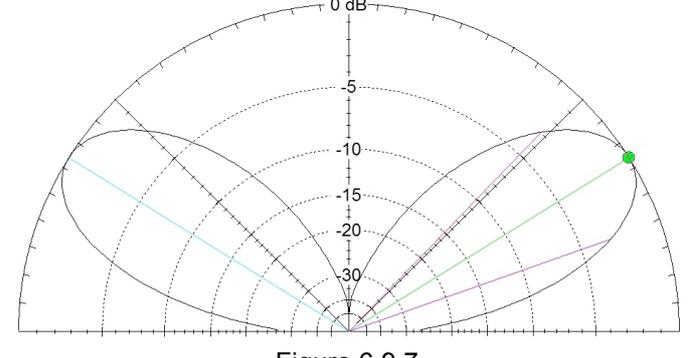
Une étude très ancienne du champ produit par une antenne verticale, en Ondes Moyennes et pour une puissance de  $1 \text{ kW}$ , a montré que le maximum de champ était produit pour environ  $0,65 \lambda$ . Voir figure ci-contre.

Assez paradoxalement le champ produit s'annulerait pour une hauteur voisine de la longueur d'onde (?).



Mais il est plus intéressant d'utiliser un programme de modélisation (EZNEC) pour obtenir des résultats plus précis :

<p>pour <math>0,25 \lambda</math>, notre référence :</p> <p>Le gain est de 5,15 dBi.</p> <p>L'impédance est de <math>36,2 - j 0,2 \Omega</math>.</p>	 <p>Figure 6.9.3.</p>
<p>pour <math>0,5 \lambda</math> :</p> <p>Le gain est de 6,9 dBi, un lobe plus plat que le quart d'onde qui concentre la puissance dans un angle de départ plus faible. C'est donc un gain de 1,8 dB par rapport au quart d'onde.</p> <p>L'impédance de <math>2078 + j 1427 \Omega</math>, donc une impédance élevée !</p>	 <p>Figure 6.9.4.</p>
<p>pour <math>0,625 \lambda</math>, soit <math>5/8 \lambda</math> :</p> <p>Le gain est de 8,12 dBi, soit 3 dB de plus qu'un quart d'onde, mais c'est aussi ce que l'on pouvait aussi déduire du diagramme de la figure ? (<math>20 \log (275 / 200) = 2,7 \text{ dB}</math>)</p> <p>L'impédance est de <math>144 - j 612 \Omega</math>.</p> <p>Notons la naissance de deux lobes vers le ciel qui pourraient être intéressants pour le mode NVIS (voir plus loin, les modes de propagations) mais qui représentent de la puissance perdue pour le DX. Cette puissance "vers le ciel" n'est toutefois que le 1/10ème de la puissance totale (-10 dB).</p>	 <p>Figure 6.9.5.</p>

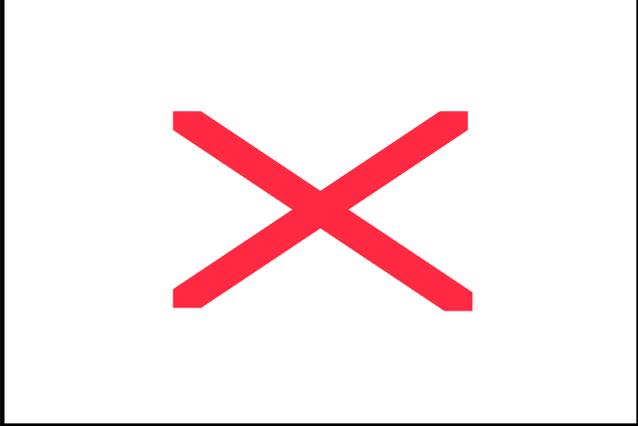
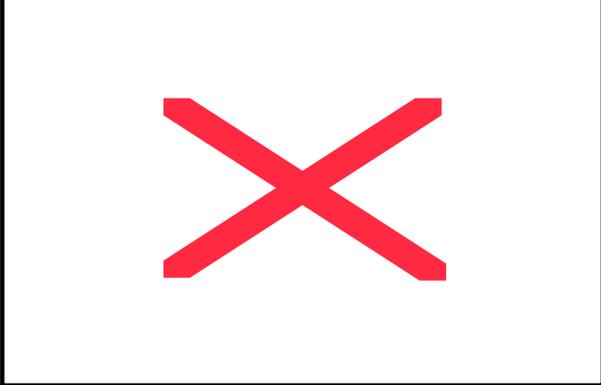
<p>pour <math>0,75 \lambda</math> :</p> <p>Le gain est de 6,54 dBi</p> <p>L'impédance est de <math>57,5 + j 2,5 \Omega</math>.</p> <p>les deux lobes vers le ciel deviennent beaucoup plus important, presque toute la puissance est rayonnée vers le ciel !</p>	 <p>Figure 6.9.6.</p>
<p>pour <math>1 \lambda</math> :</p> <p>Le gain est de 6,97 dBi</p> <p>L'impédance est de <math>968 + j 1254 \Omega</math>.</p> <p>Et ici tout est rayonné vers le ciel ! Plus de puissance au sol (à l'horizon) c'est ce qui explique que dans la figure 2 on mesurait un champ de plus en plus faible (cqfd).</p>	 <p>Figure 6.9.7.</p>

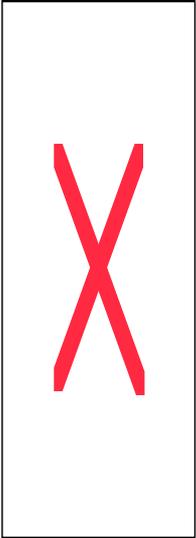
En conclusion, il n'y a pas vraiment d'avantage à utiliser des antennes plus longues que le quart d'onde, mais il y a des exceptions :

- une antenne pour deux bandes, par exemple une antenne de 20,5m de haut qui serait quart d'ondes en 80 m et demi onde sur 40 m ou d'applications similaires
- l'antenne  $5/8 \lambda$  utilisée en VHF-UHF et souvent installée sur un véhicule, dans ce cas on profite du gain de 3 dB.
- et notons que les antennes verticales colinéaires n'entrent pas dans les considérations ci-dessus.

## 6.10. Variantes de l'antenne verticale

*Tout comme pour l'antenne dipôle, il est difficile de passer sous silence quelques variations de l'antenne verticale "même si le programme HAREC" n'exige pas leur connaissance. Nous allons maintenant essayer de parcourir les variantes les plus courantes.*

<p>l'antenne <b>verticale demi onde</b> : Nous avons déjà vu ses propriétés au § 6.2.3, c'est une antenne à impédance élevée qui nécessite une self à la base ou mieux encore un circuit LC parallèle.</p>	 <p>Figure 6.10.1.</p>
<p>l'antenne <b>verticale raccourcie</b> : il est possible de faire résonner une antenne dont la longueur est inférieure à <math>\lambda/4</math>. Pour la mettre en résonance on utilise soit un chapeau capacitif (figure a), soit une self à la base (figure b) ou mieux encore pour diminuer les pertes une self en hauteur (figure c). Le problème est alors que l'impédance de rayonnement devient plus faible, et plus elle sera faible, plus il sera difficile de la corriger à l'aide d'un coupleur d'antenne.</p>	 <p>Figure 6.10.2.</p>
<p>l'antenne <b><math>5/8 \lambda</math></b> , n'est pas une antenne résonnante comme le quart d'onde, toutefois il existe un certain nombre de solutions pour ramener son impédance à <math>50 \Omega</math>. On peut utiliser une self à la base (figure a), un gamma match (figure b) ou un couplage sur un circuit LC accordé (figure c). Le gain de cette antenne est théoriquement de 3 dB. Un avantage supplémentaire est celui de posséder un angle de départ intéressant permettant de réaliser des liaisons à plus grande distance.</p>	 <p>Figure 6.10.3.</p>

<p>l' <b>antenne colinéaire</b> : afin d'augmenter encore le gain on peut monter plusieurs antennes demi-onde ou <math>5/8 \lambda</math> les unes au dessus des autres. Typiquement, pour la bande 2 m on trouve des antennes colinéaires <math>2 \times 5/8\lambda</math>, alors que l'on trouve des <math>3 \times 5/8 \lambda</math> pour la bande 70 cm. La ligne de couplage peut être enroulée sur elle même. Notez l'attaque par une section <math>\lambda/4</math>.</p>	 <p>Figure 6.10.4.</p>
--	---

Toutes ces antennes fonctionnent comme des quarts d'ondes.

## 6.11. L'antenne à éléments parasites

Dans le but d'accroître le rayonnement dans une direction privilégiée, on peut utiliser une combinaison de plusieurs antennes alimentées par une même source. Chaque élément est constitué par une antenne élémentaire par exemple un dipôle. On conçoit que suivant les phases relatives des courants dans les différents éléments, les champs produits s'additionneront ou se soustrairont. Ceci donne lieu à une modification du diagramme de rayonnement. Les éléments peuvent être placés parallèlement les uns aux autres (c'est le cas de l'antenne yagi que nous verrons maintenant) soit dans le prolongement l'un de l'autre (c'est le cas de l'antenne colinéaire vue précédemment).

Mais on peut aussi n'alimenter qu'un seul élément, les autres éléments prenant leur énergie sur l'élément principal. Les Dr Shintaro UDA et Hidetsugu YAGI en étudiant le diagramme de rayonnement des antennes ont constaté qu'un élément accordé au voisinage de la résonance (donc de  $\lambda/2$ ) et placé près du dipôle pouvait augmenter le champ. Ainsi était née, en 1926, l'antenne qui porte le nom d'antenne Yagi<sup>22</sup>.

### 6.11.1. Principe du réflecteur et du directeur

Imaginons un dipôle, et à une distance  $\lambda/4$  un autre conducteur d'une longueur de  $\lambda/2$ . Appelons ce conducteur un **réflecteur**. Le dipôle va rayonner une onde, qui arrivera sur le réflecteur avec un retard  $\lambda/4$  soit un déphasage de  $\pi/2$ .

Cette onde va produire une f.é.m induite dans le réflecteur qui sera en opposition de phase (soit un déphasage de  $\pi$ ) avec le courant qui l'a engendré. Etant donné qu'il est traversé par un courant (en phase avec la f.é.m) ce réflecteur va rayonner à son tour.

L'onde ainsi rayonnée par le réflecteur arrivera encore avec un retard de  $\lambda/4$  soit un déphasage de  $\pi/2$  au niveau du dipôle.

Ceci donne un déphasage total, au niveau du dipôle, de  $\pi/2 + \pi + \pi/2$  soit  $2\pi$ . L'onde réfléchi par le réflecteur arrive donc en phase au niveau du dipôle. Il en va de même pour un point A quelconque vers l'avant de l'antenne.

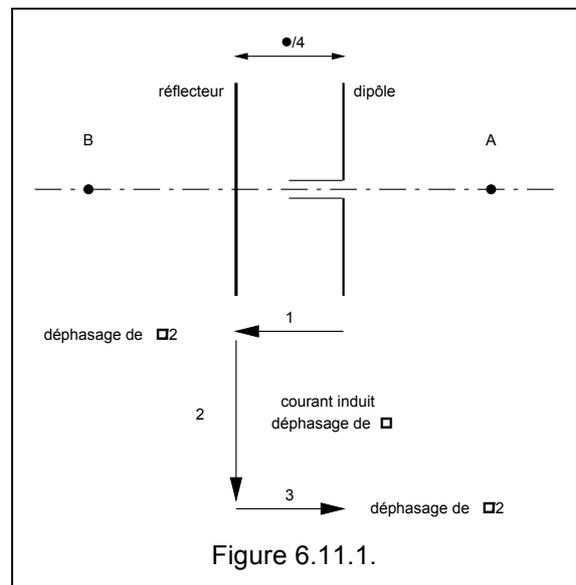


Figure 6.11.1.

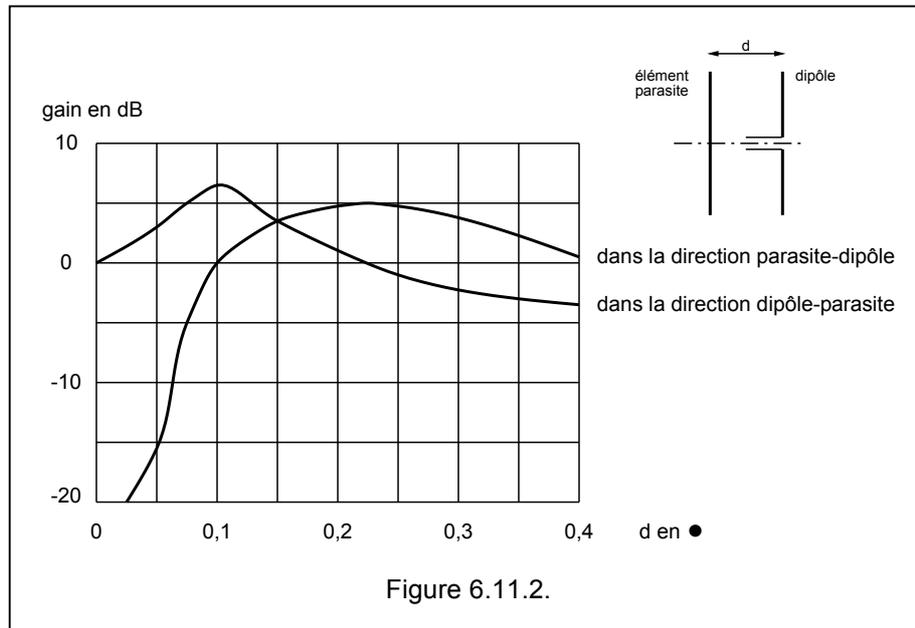
Par contre pour un point B, les deux ondes seront en opposition de phase. On a ainsi obtenu une antenne directive.

Dans la direction de A on a une onde (ou encore un champ ou une puissance) deux fois plus importante celle fournie par le dipôle simple, on a donc un **gain** de 6 dB. En pratique on se situe plutôt aux environs de 4 à 5 dB.

Dans la direction B on a plus d'onde, on parle alors dans cette direction d'un **rapport avant/arrière** qui représente le rapport de l'onde (ou champ ou puissance) transmise vers l'avant de l'antenne par rapport à l'onde (ou champ ou puissance) transmise par l'arrière de l'antenne. Théoriquement ce rapport devrait être très grand, en pratique il est de l'ordre de 10 à 23 dB au meilleur des cas !

<sup>22</sup> On devrait parler d'**antennes Yagi-Uda** mais on simplifie souvent en parlant de **Yagi**. Cette antenne a été utilisée par les radioamateurs dès 1934, mais c'est surtout la réception de la FM et de la TV qui ont vu ce type d'antenne sur tous les toits où l'expression populaire est devenue "antenne râteau", expression qu'il faudrait éviter dans la mesure du possible.

Il est intéressant de faire une étude un peu plus approfondie des valeurs relatives de gain en fonction de la distance entre l'élément parasite et le dipôle et de considérer 2 directions particulières, d'abord dans le sens dipôle - élément parasite, ce qui donne le gain que nous appellerons **gain avant** et dans la direction opposée que nous appellerons **gain arrière**.



On remarque que

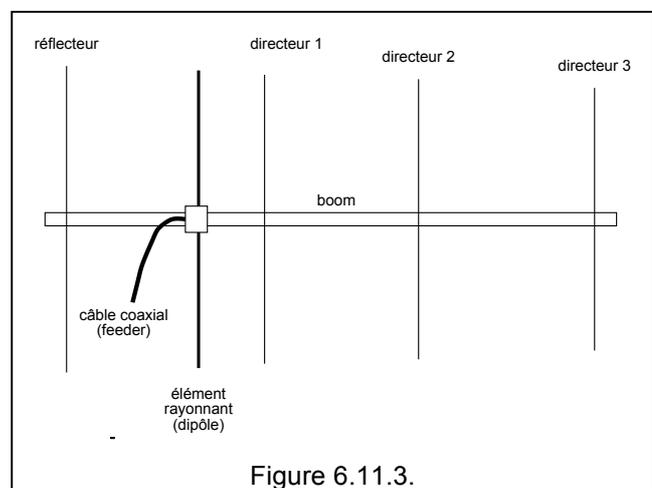
- pour  $d = 0,1 \lambda$  le gain arrière est nul mais le gain avant est de 5 dB environ. L'élément agira comme un **directeur**.
- pour  $d = 0,15 \lambda$  le gain arrière est égal au gain avant
- pour  $d = 0,22 \lambda$  le gain avant est nul et le gain arrière est d'environ 5 dB environ. L'élément agira comme un **réflecteur**.

Jusqu'à présent nous avons considéré que l'élément parasite avait une longueur de  $\lambda/2$ . En pratique, un élément parasite qui sert de réflecteur aura une longueur légèrement (environ 5%) plus grande que  $\lambda/2$ , lui conférant ainsi une prédominance selfique et une avance de phase qui peut aller jusqu'à  $90^\circ$ . De même, un élément parasite qui sert de directeur aura une longueur légèrement (environ 5%) plus petite que  $\lambda/2$ , lui conférant ainsi une prédominance capacitive et un retard de phase qui peut aller jusqu'à  $90^\circ$ . Ces avances ou retard de phase devront aussi être pris en considération.

Finalement aussi, le fait de mettre des éléments parasites aussi proche du dipôle produit une modification de l'impédance de celui-ci. L'impédance du dipôle d'origine à  $73 \Omega$  tombe généralement aux environs de 18 à  $25 \Omega$ .

Le gain d'une antenne Yagi peut encore être augmenté en ajoutant plus de directeurs et donc en augmentant la longueur de l'antenne. Une autre méthode (voir § 6.2.7.4.) consiste à superposer deux (ou plusieurs) antennes.

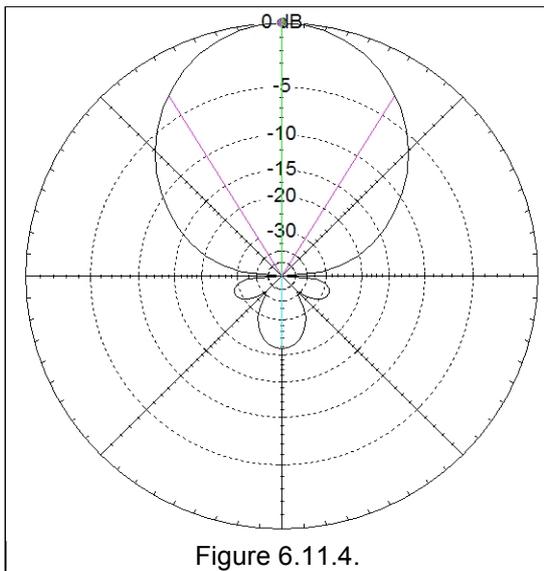
En conclusion, l'antenne Yagi est une antenne directive qui comprend généralement un réflecteur et un ou plusieurs directeurs.



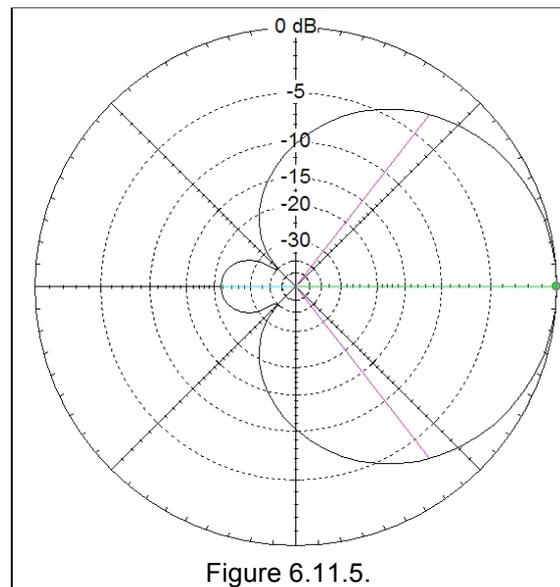
### 6.11.2. Diagramme de rayonnement

Examinons à présent le diagramme de rayonnement d'une antenne yagi à 3 éléments placée horizontalement c'est-à-dire en polarisation horizontale, et considérons cette antenne en espace libre (c-à-d sans plan de sol).

Tout d'abord dans le plan qui contient l'antenne, c-à-d dans le **plan azimutal** l'antenne yagi présente un directivité assez importante, avec un gain de 7,9 dBi, un angle d'ouverture de 64° et un rapport AV/AR de 21 dB:



et dans un plan perpendiculaire à l'antenne c-à-d dans le **plan en élévation**, nous avons un angle d'ouverture de 104°.



Remarquons aussi que les diagramme de rayonnement sont influencé par tous les éléments, donc si pour l'antenne si dessus, on modifie sensiblement soit l'écart entre élément, soit la longueur du réflecteur ou du directeur on aura un diagramme sensiblement différent.

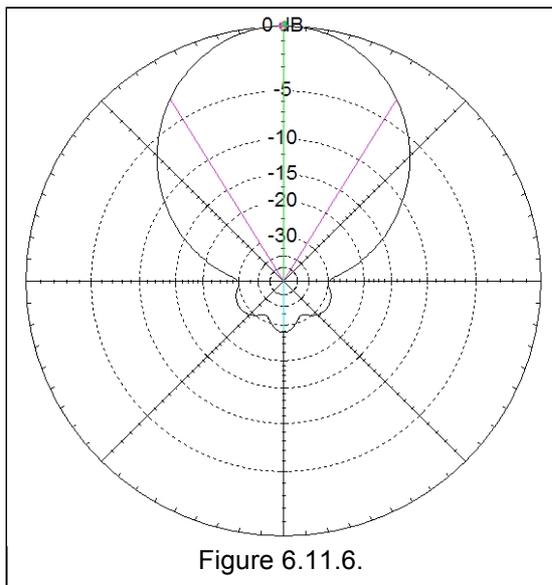
Notez que dans le plan des éléments (ici en azimut), le diagramme passe par le centre (c-à-d qu'il n'y a aucun rayonnement) pour un angle de +90° et de -90° par rapport à la direction du rayonnement maximal, ce qui n'est pas la cas lorsqu'on considère le rayonnement dans le plan perpendiculaire (ici en élévation).

Tout comme pour le dipôle, si nous considérons la même antenne yagi polarisée verticalement, les deux diagrammes ci-dessus vont être permutés.

Les constructeurs se sont dès lors efforcé à optimiser soit les angles d'ouvertures, soit le rapport avant/arrière, soit le gain, soit la bande passante.

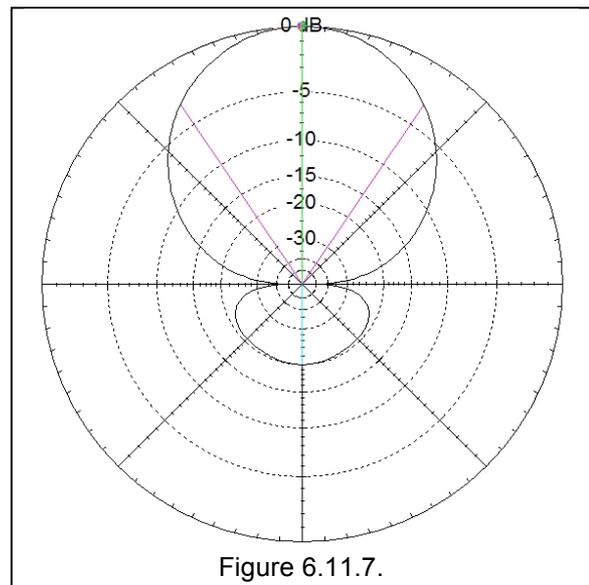
Dans le cas d'une antenne yagi 6 éléments, voici les diagrammes pour une antenne avec le plus grand gain et avec la plus grande bande passante

antenne optimisée pour le plus grand gain



gain : 8,1 dBi (voir note<sup>23</sup>)  
angle d'ouverture : 63,2 °  
rapport av/ar : 27,7 dB  
BP pour TOS de 1,5 : 50,7 à 51,7 soit 1 MHz

antenne optimisée pour la plus large bande passante



gain : 6,93 dBi  
angle d'ouverture : 67,6°  
rapport av/ar : 19,9 dB  
BP pour TOS de 1,5 : 50,2 à 53,4 soit 3,2 MHz

En conclusion on ne peut pas tout avoir ! Il faut choisir le paramètre à optimiser au détriment des autres.

<sup>23</sup> Les gains qui donnés ici font référence à l'antenne isotrope (voir § 6.6). Mais habituellement on fait aussi référence au dipôle, dans ce cas il faut retrancher 2,15 dB aux dBi "isotrope" pour obtenir des dBd "dipôle" .

On pourrait maintenant passer en revue les diagrammes pour des antennes avec un plus grand nombre d'éléments :

4 éléments FX205 <sup>24</sup>	7 éléments FX213	9 éléments Tonna	10 éléments FX224
			
gain (dBi) : 8,93	11,59	12,74	14,13
av/ar (dB) : 14,64	19,24	27,52	17,29
angle (°) : 59,8	45,8	39,4	34,8

10 éléments FX7015	19 éléments FX7044	26 éléments FX2309	48 éléments FX2317
			
gain (dBi) : 12,62	16,52	16,36	18,71
av/ar (dB) : 33,37	22,7	14,67	18,19
angle (°) : 42,2	27,6	21,8	16,2

Au fait le gain en puissance que nous obtenons est lié à la diminution de l'angle d'ouverture, tout se passe comme si la puissance est concentrée dans un angle plus faible.

<sup>24</sup> Il s'agit des références des antennes de la marque Flexa-Yagi que nous présentons ici.

### 6.11.3. Limite du gain

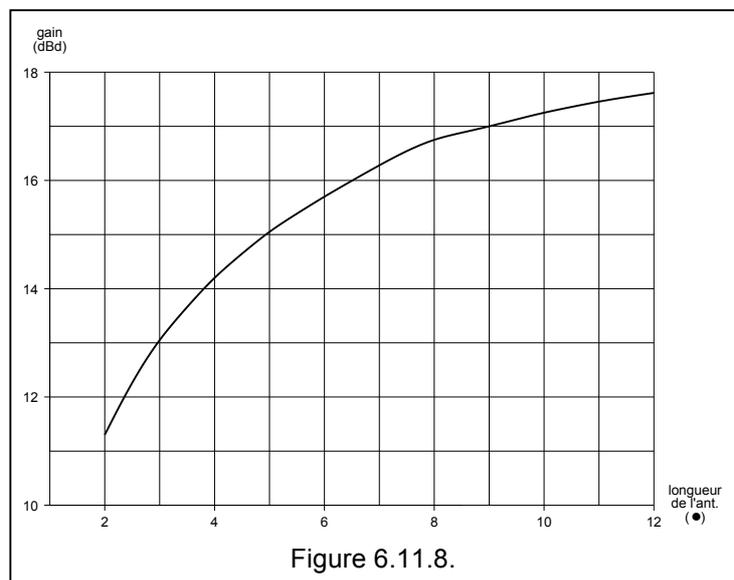
Peut-on augmenter le nombre d'éléments à l'infini ? En théorie, oui, en pratique non.

On pourrait mettre un très grand nombre d'éléments, mais c'est encore la mécanique qui va limiter les possibilités. Le tableau ci-contre donne pour chaque bande de fréquences les valeurs typiques du nombre d'éléments et des longueurs du boom, exprimées en longueurs d'ondes, que l'on trouve en pratique.

bande de fréquences	nombre d'éléments	longueur en $\lambda$
3,5 et 7 MHz	2 à 3	
14, 21, 28 MHz	2 à 5	0,15 à 0,7
50 MHz	3 à 6	0,15 à 0,8
145 MHz	4 à 11	0,5 à 2,4
435 MHz	9 à 23	1,5 à 7,3
1296 MHz	16 à 48	4,4 à 17,2

Mais en admettant qu'il n'y ait pas de problème mécanique, et si on augmente le nombre d'éléments, et donc la longueur de l'antenne on s'aperçoit qu'il y a une limite.

La courbe ci-contre provient d'une moyenne entre plusieurs constructeurs. Il existe des dispersions de l'ordre de 0,5 dB autour de cette moyenne. Notez que l'on considère ici la longueur totale de l'antenne (du "boom") plutôt que le nombre d'éléments.



**6.11.4. Superposition et couplage de plusieurs antennes yagi**

On peut augmenter le gain d'une antenne en augmentant le nombre d'éléments, mais on peut aussi coupler plusieurs antennes yagi ensemble. En couplant deux antennes, on peut obtenir un gain supplémentaire de 3 dB, et d'une façon générale pour n antennes on aura un gain égal à  $10 \cdot \log(n)$ .

Mais il s'agit ici d'un gain maximum auquel il faut encore soustraire les pertes dues au couplage. Le tableau ci-contre donne le gain théorique et le gain en pratique.

n	gain maximum théorique $10 \cdot \log(n)$	gain en pratique (dB)
2	3	2,5 à 2,8
3	4,8	4 à 4,4
4	6	5 à 5,6
6	7,8	6,5 à 7,2
8	9	7,5 à 8,3
12	10,7	9 à 9,9
16	12	10 à 11

Lorsqu'on considère 2 antennes, on peut soit,

- les superposer verticalement, dans ce cas l'angle de rayonnement dans le plan vertical (élévation) va se réduire.
- ou en les disposant l'une à côté de l'autre, dans ce cas l'angle de rayonnement dans le plan horizontal (azimut) va se réduire.

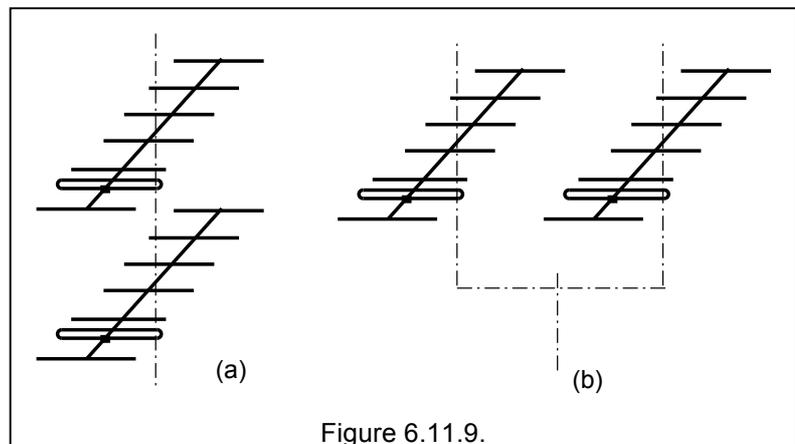


Figure 6.11.9.

L'angle est donc réduit dans le même plan où on fait la superposition !

Lorsqu'on considère 4 antennes, on les disposera en carré, c'est-à-dire deux antennes l'une au dessus de l'autre et 2 antennes côte à côte. A noter aussi qu'on simplifie la représentation des yagis en ne dessinant plus que les 4 dipôles.

Les plus grandes réalisations vont parfois jusqu'à 32 antennes en UHF. Notons que ces couplages d'antennes sont essentiellement utilisés dans les bandes VHF et UHF (145, 435 et 1296 MHz) afin de réaliser des contacts à longue distance (DX) ou des contacts avec réflexion sur la lune (EME).

Les constructeurs donnent généralement une distance optimale de couplage, mais cette distance peut également être déterminée par la relation  $D_{opt} = \lambda / (\sin(\Phi/2))$  où  $\Phi$  est l'angle d'ouverture dans le plan considéré.

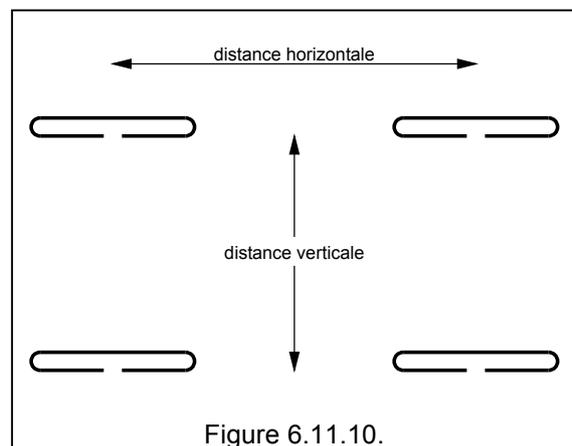


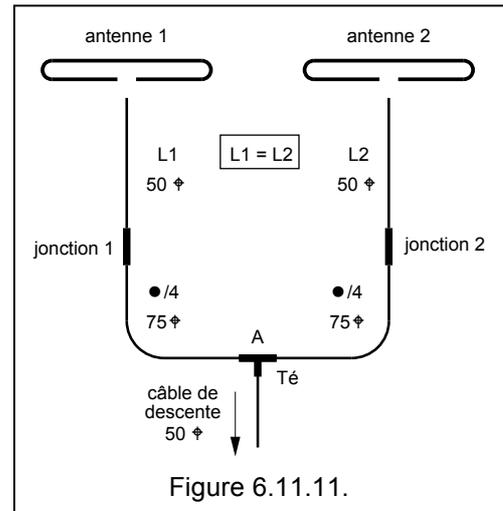
Figure 6.11.10.

Pour 2 antennes utilisant des dipôles repliés ("trombones"), on peut mettre une ligne symétrique entre les dipôles repliés et prévoir une adaptation d'impédance exactement au milieu de cette ligne.

Considérant toujours le cas de 2 antennes, celles-ci peuvent déjà être munies de leur dispositif d'adaptation à  $50 \Omega$ , le couplage peut se faire à l'aide de sections de câbles d'une longueur égale à un quart d'onde (voir ci-contre). Au point A on aura 2 impédances de  $100 \Omega$  en parallèle ce qui donnera une impédance de  $50 \Omega$  correspondant à l'impédance du câble de descente d'antenne. Les quart d'ondes auront donc des impédances de  $\sqrt{50 \times 100} = 70 \Omega$ , en pratique du câble de  $75 \Omega$  conviendra parfaitement.

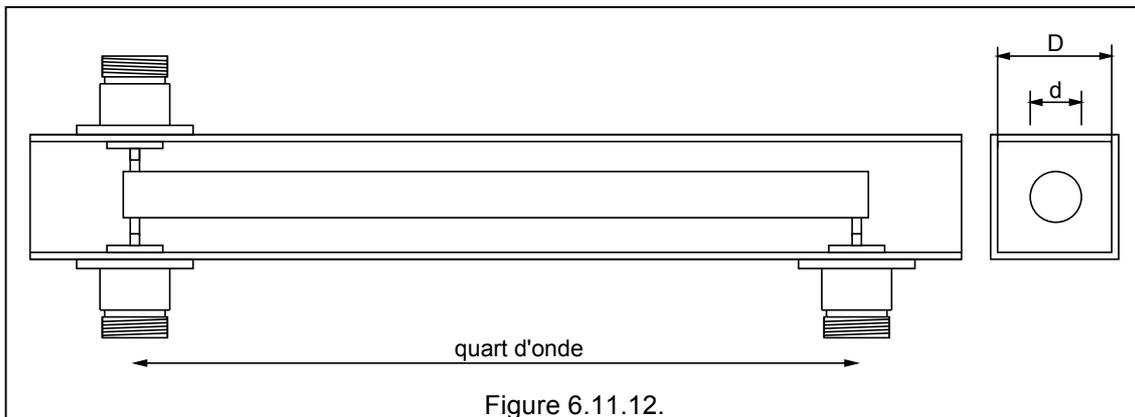
Les longueurs L1 et L2 entre chacune des jonctions et les antennes 1 et 2 devront avoir rigoureusement la même longueur.

Comme il s'agit d'une réalisation en câble, on appelle ce dispositif un "harnais".



Il faut bien sûr que les signaux reçus viennent se renforcer et donc la phase mérite notre attention. Dans le cas typique de 4 antennes, il faut veiller que tous les "+" soient connecter ensemble

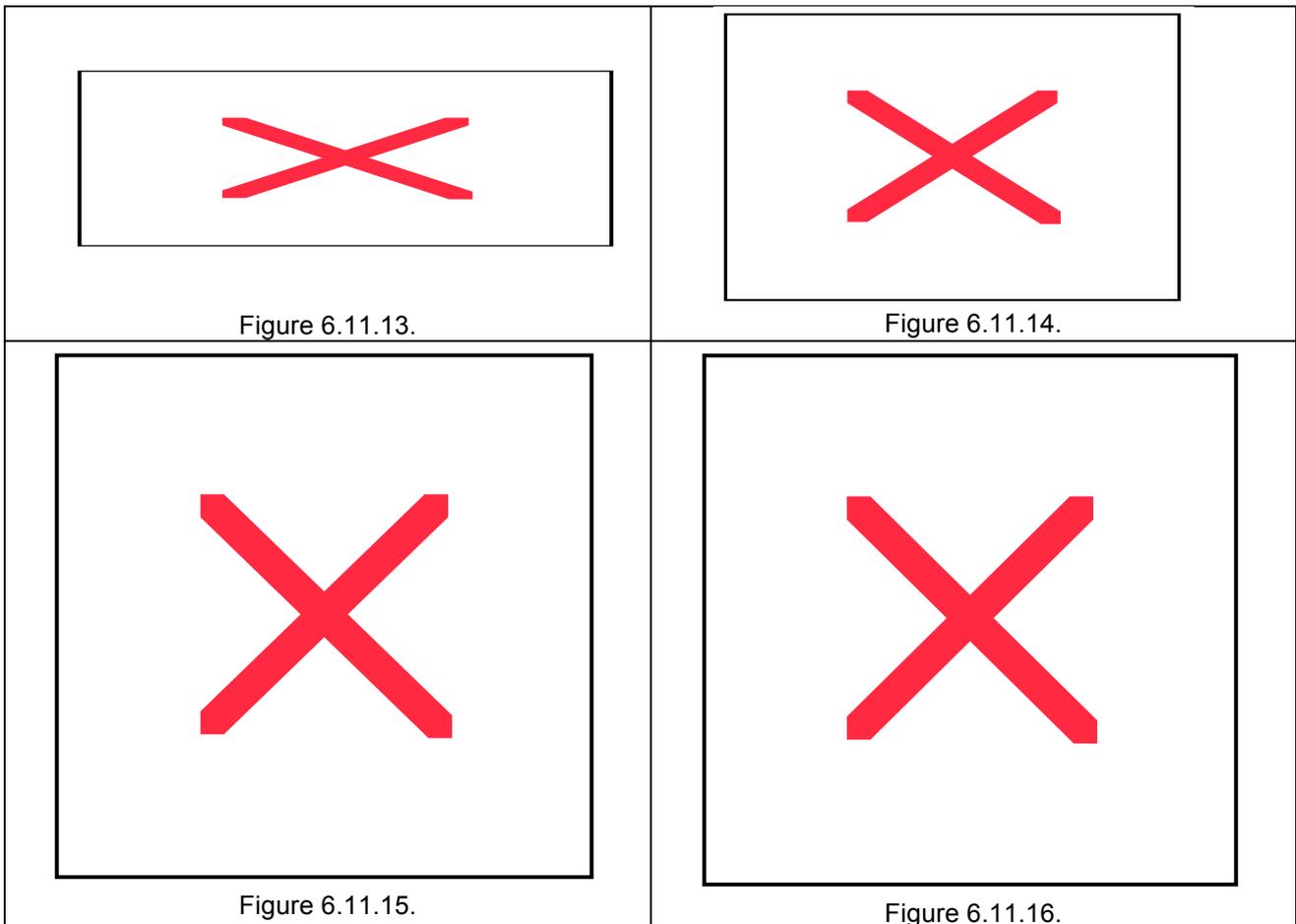
Mais on peut aussi utiliser réaliser un coupleur à l'aide d'une ligne rigide en tube. Ce type de coupleur peut convenir pour 2, 4 ou plus d'antennes. L'impédance de la ligne quart d'onde sera déterminée par le rapport  $D/d$ .



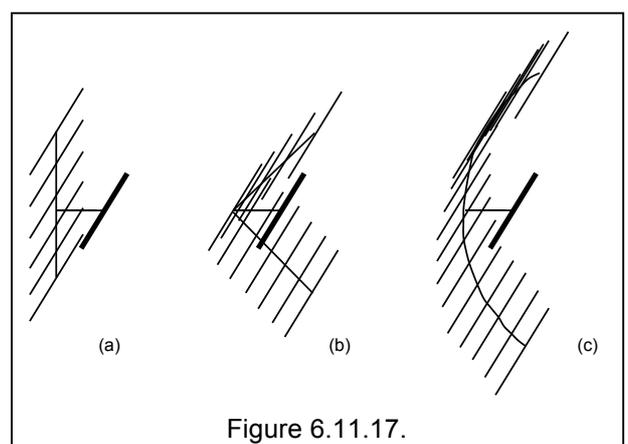
**6.11.5. Réflecteur simple et réflecteurs multiples**

Les antennes yagi pour les bandes décamétriques possèdent généralement un seul réflecteur et un ou plusieurs directeurs. Mais pour les bandes VHF/UHF, on peut améliorer le rapport AV/AR en utilisant un réflecteur composé de plusieurs éléments. L'exemple ci-dessous montre une antenne UHF avec 6 directeurs et dans un premier cas avec un seul réflecteur, puis dans un second cas avec 4 réflecteurs. Le rapport AV/AR est d'environ 20 dB dans le premier cas et de 30 dB dans le second.

Un réflecteur avec plus d'éléments améliore donc le rapport AV/AR.



Une amélioration importante du rapport AV/AR nécessite de nombreux réflecteur. Il existe plusieurs possibilités de réaliser des réflecteurs à éléments multiples, soit un réflecteur plan (figure a), soit un réflecteur dièdre (figure b) soit un réflecteur parabolique (figure c). L'élément en gras représente l'élément rayonnant, les directeurs n'ont pas été représentés.



### 6.11.6. Diagramme de rayonnement normalisé

Une étude théorique consiste à étudier le champ produit par "n" sources isotropes d'amplitude égale. Le champ total est de la forme  $E = (1/n) * (\sin n\theta/2) / \sin (\theta/2)$ .

Cette étude est intéressante car on peut, en première approximation, considérer que ce diagramme est proche de celui d'une antenne yagi à "n" éléments. Bien évidemment, en pratique les éléments sont disposés d'une autre façon, les éléments parasites ne sont pas alimentés directement etc ...

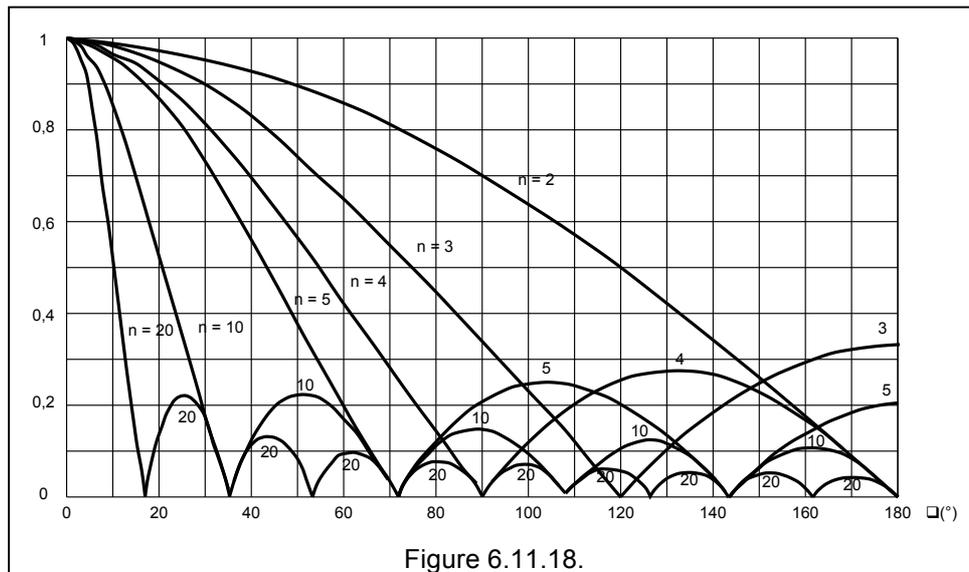


Figure 6.11.18.

### 6.11.7. Relation entre le gain et les angles d'ouverture

Le gain et l'angle d'ouverture sont au fait liés. On obtient du gain en concentrant l'énergie dans un angle donné. Il existe une relation qui lie le gain et les angles d'ouvertures verticaux et horizontaux :

$$G = 41253 / (BW_v * BW_h)$$

Application: Un constructeur d'une antenne donne un gain de 10,2 dBd et un angle d'ouverture horizontal de 44 °et un angle vertical de 51°. Est-ce bien correct ?

$G = 41253 / (44 \times 51) = 18,38$  , c'est un nombre sans dimension qui correspond à 12,68 dBi soit 10,49 dBd. Ces éléments semblent donc bien en concordance.

## 6.12. Antennes avec trappes accordées

Il est possible de réaliser des antennes qui fonctionnent sur plusieurs bandes. On utilise pour cela des "trappes", c'est-à-dire des circuits accordés. Mécaniquement une trappe se présente sous la forme d'une self (L) et d'une capacité (C) protégés dans un cylindre en matière isolante.

Le premier exemple est celui d'un dipôle prévu pour les bandes de 80 m et 40 m<sup>25</sup>. Les longueurs L1 (10,1 m) correspondent à celle d'un dipôle pour 7,1 MHz (milieu de la bande 40 m). Les deux trappes sont accordées sur 7,1 MHz et sont typiquement constituées d'une self de 8,3 µH et d'un condensateur de 60 pF protégés par une enveloppe protectrice, très souvent un tube en matière plastique muni de deux bouchons également en plastique. Pour la bande 40 m, les deux trappes agissent donc comme des isolateurs et les fils L2 n'ont pas d'influence. Pour la bande 80 m, les deux trappes se comportent essentiellement comme des circuits selfiques et les longueurs L2 (6,71 m) produisent l'accord du dipôle sur 3,65 MHz (milieu de la bande 80 m).

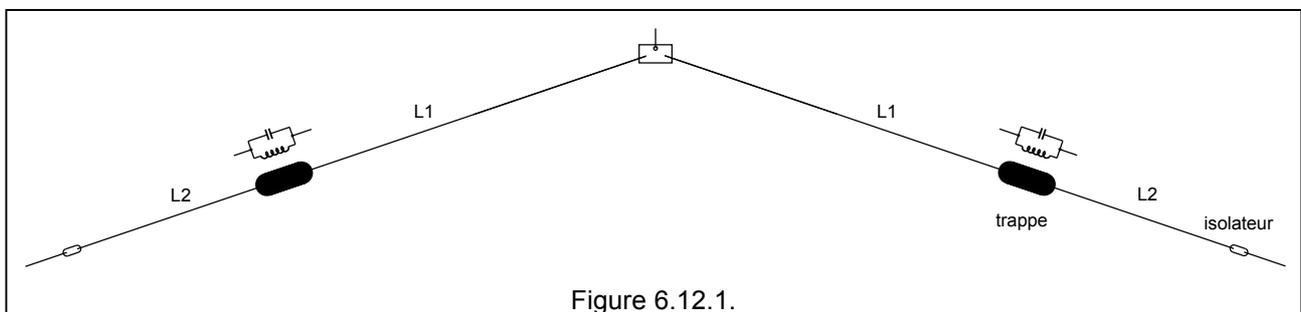


Figure 6.12.1.

Ce type de réalisation peut également être étendu à d'autres bandes. Avec deux trappes on pourrait aussi réaliser un dipôle pour 10, 15 et 20 m par exemple.

Ce principe de circuit bouchon qui "isole" l'antenne ou non, suivant la fréquence peut également être appliqué à des antennes yagi. Dans ce cas la trappe est réalisée à partir d'un cylindre en aluminium (voir figure ci-contre), muni de deux bouts de tubes. Les bouts de tubes vont s'emboîter dans les autres tubes de l'antenne. Deux capuchons isolants viennent fermer cette trappe pour la protéger des intempéries.

A l'intérieur du tube on trouve un circuit LC monté sur un support en matière plastique. Ce circuit LC est raccordé aux points A et B.

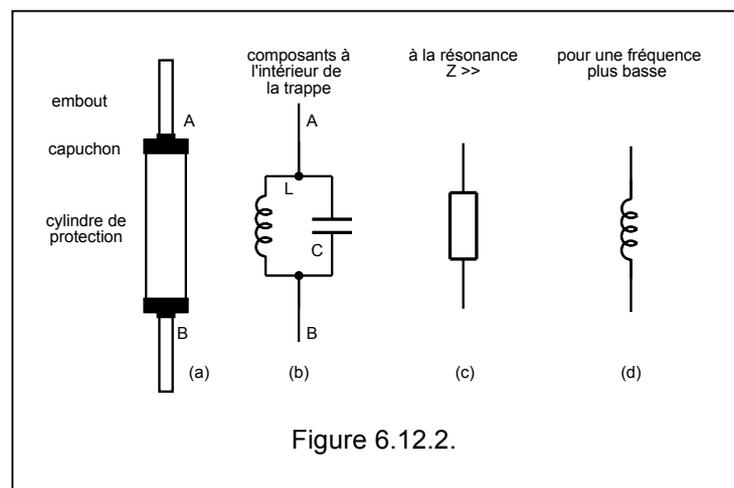


Figure 6.12.2.

A la fréquence de résonance de la trappe, son impédance est très grande, on pourrait considérer que les points A et B sont isolés. Pour une fréquence plus basse, ce circuit aura une tendance selfique.

Une trappe est également prévue de trous d'aération afin d'éviter la condensation. La figure ci-dessous représente 1/2 antenne yagi à 3 éléments on peut imaginer la représentation complète de cette antenne. Soit donc une antenne yagi à 3 éléments et pour 3 bandes c-à-d pour 10 m, 15 m et 20 m.

<sup>25</sup> Cette antenne est appelée a été décrite en 1955 par Buchanan W3DZZ et elle est souvent désignée par cet indicatif, c-à-d par "antenne W3DZZ" dans la littérature.

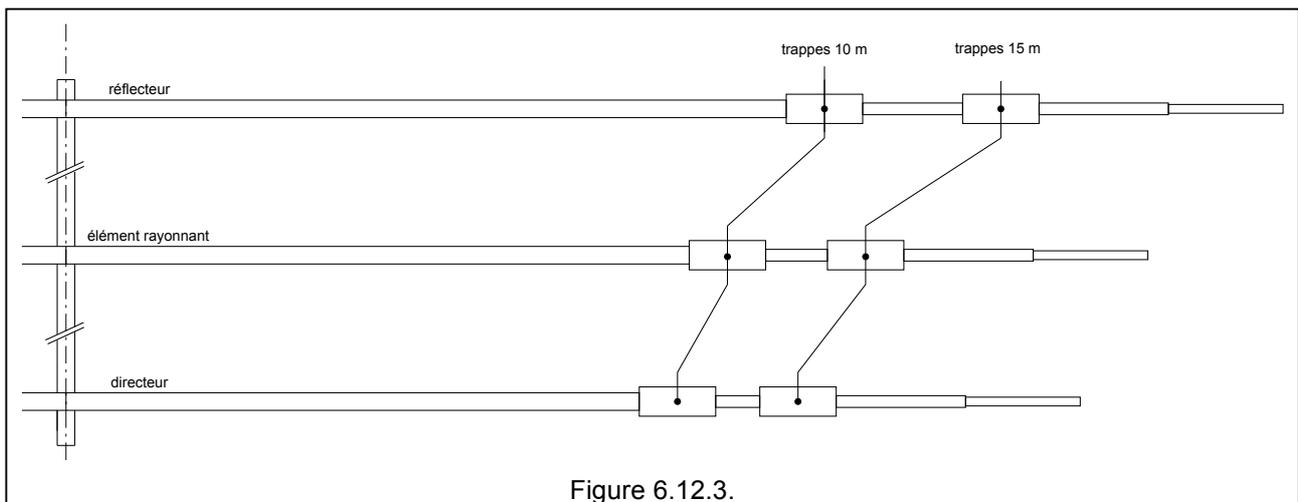


Figure 6.12.3.

On trouve outre la trappe classique constituée d'un circuit LC protégée par un tube en aluminium (figure a). Le condensateur est en fait constitué par un condensateur coaxial formé du tube de l'antenne et du tube de la trappe.  $D$ ,  $d$  et  $L$  déterminent la valeur de ce condensateur. Une variante consiste à placer les 2 trappes (pour 15 m et pour 20 m) dans un même tube et d'utiliser ce tube lui-même comme élément qui prolonge le dipôle (figure b).

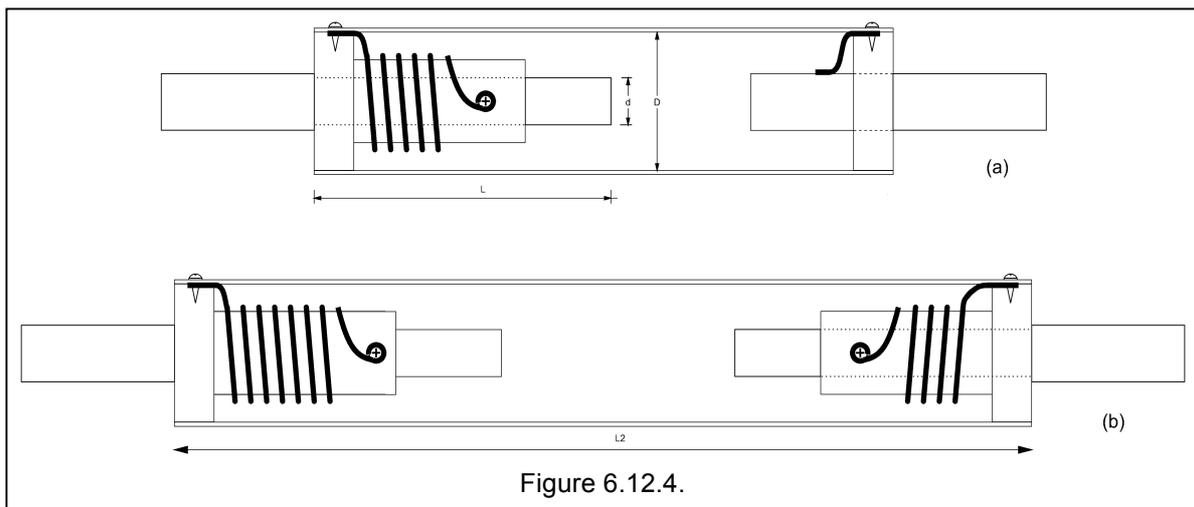
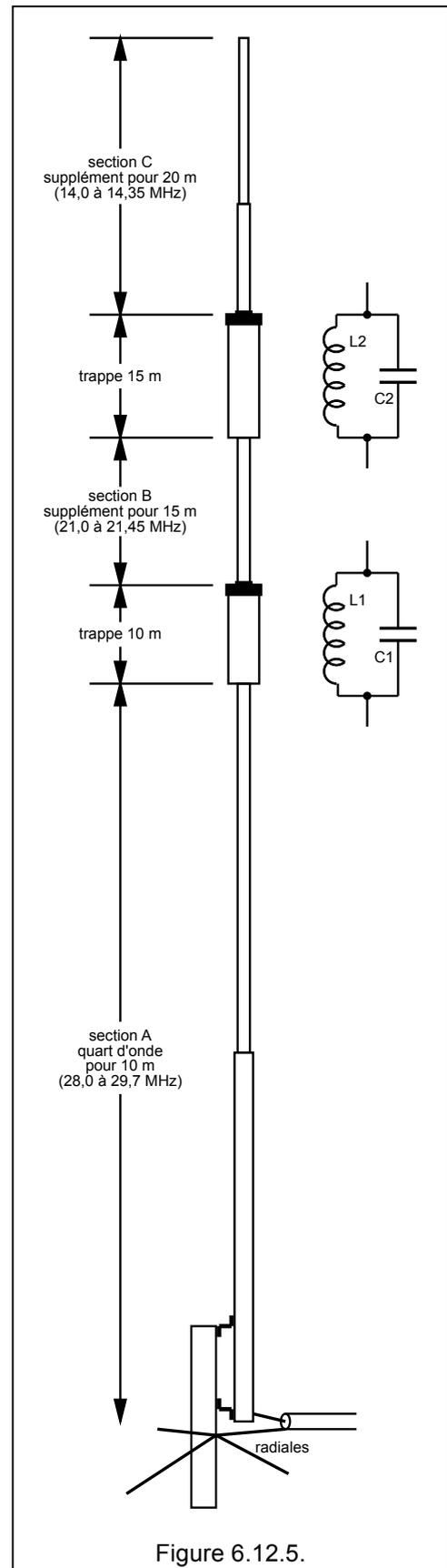


Figure 6.12.4.

Les trappes peuvent également être utilisées avec des antennes verticales. La section inférieure constitue un quart d'onde pour la bande des 10 m. La première trappe ayant une très grande impédance pour cette bande, on peut considérer que la trappe "isole" ce quart d'onde du reste de l'antenne.

Pour 15 m, la trappe 10 m se comporte comme un self. Cette self et la section B produisent la résonance sur 15 m, la deuxième trappe a une très grande impédance pour 15 m et elle isole la partie inférieure qui résonne maintenant sur 15 m du reste de l'antenne.

Pour 20 m, les trappes 10 et 15 m se comportent comme des selfs, qui avec la section C produisent la résonance sur 20 m.



## 6.13. Groupement d'antennes<sup>26</sup>

Au paragraphe 6.8. nous avons vu les antennes à éléments parasites, c-à-d un dipôle avec un ou plusieurs éléments *non alimentés*. Sachant qu'un élément parasite ne restitue pas la totalité de l'énergie on a eu l'idée de réaliser des antennes comportant deux éléments alimentés<sup>27</sup> et on parle alors parfois d'antennes à éléments pilotés. Bien que ces antennes ne figurent pas au programme HAREC, deux types sont particulièrement intéressants, l'antenne connue sous le nom de ZL special et l'antenne connue sous le nom de HB9CV.

### 6.13.1. L'antenne en H

On peut alimenter 2 dipôles par une même source par exemple à l'aide d'une ligne  $\lambda/2$ , ceci renforce le rayonnement dans le sens  $xx'$ , mais ceci reste un rayonnement bidirectionnel. Cette antenne est parfois appelée "Lazy H".

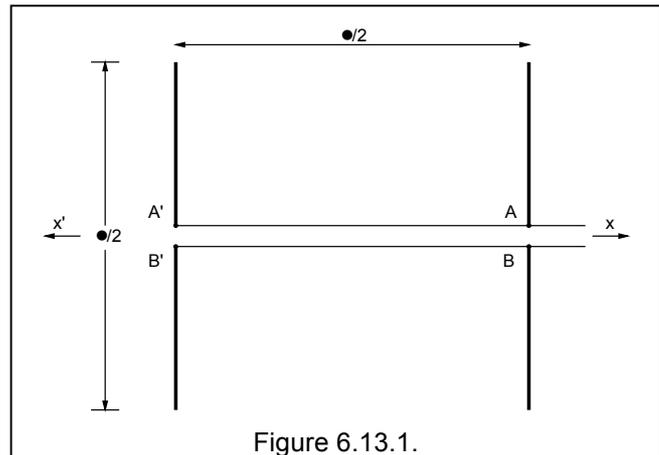


Figure 6.13.1.

### 6.13.2. L'antenne ZL spéciale

Cette antenne<sup>28</sup> comporte deux éléments, dont l'un est égal à  $\lambda/2$  et l'autre est environ 5% plus long que  $\lambda/2$ . Les deux éléments sont séparés de  $\lambda/8$ , ce qui représente un décalage de  $45^\circ$ . De plus la ligne introduit un déphasage de  $180^\circ$ . Il en résulte un déphasage total de  $180 - 45 = 135^\circ$ . Un tel déphasage permet d'obtenir un diagramme unidirectionnel cardioïde.

L'antenne ZL spéciale a un gain de 4 dBd (environ) et un rapport AV/AR de 20 dB (environ). L'impédance entre les points d'attaque A-B est de  $90 \Omega$ .

Le tableau ci-dessous donne quelques dimensions types (en mm).

f (MHz)	S	R	A <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>
7,05	19000	19290	4400	430
10,12	13240	13440	3060	300
14,10	9500	9650	2200	210
18,10	7400	7520	1700	170
21,15	6340	6430	1470	140
24,93	5380	5460	1240	120
28,50	4700	4770	1090	100

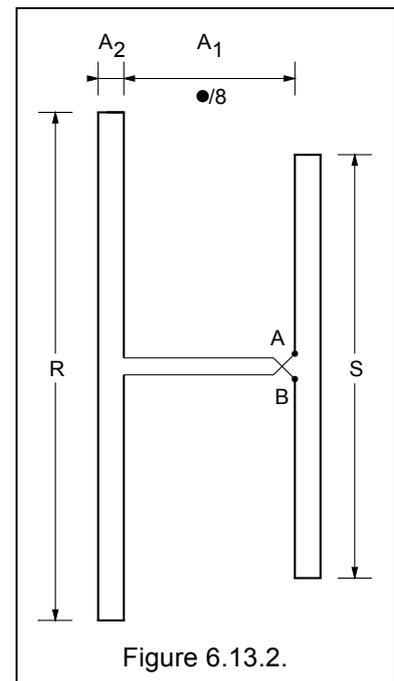


Figure 6.13.2.

Dans sa version la plus "classique" cette antenne est réalisée en fil de cuivre et elle est tendue entre 2 bambous. L'inconvénient majeur de sa construction réside dans le fait qu'on ne peut pas utiliser un boom métallique.

<sup>26</sup> Ce paragraphe ne fait pas partie de l'examen HAREC, il peut donc être passé.

<sup>27</sup> En anglais on parle d' "antenna arrays".

<sup>28</sup> Décrite par ZL3MH en 1949 d'où le nom "ZL" !

### 6.13.3. L'antenne HB9CV

Cette antenne<sup>29</sup> est basée sur le même principe. La première étape est de remplacer les dipôles repliés par de simples dipôles et d'utiliser un système T-match pour une attaque en "symétrique" entre les points A et B (voir figure ci-contre).

La deuxième étape consiste à passer à une attaque asymétrique qui consiste à attaquer cette antenne de façon asymétrique en utilisant un gamma match, c-à-d "la moitié" d'un T-match. De ce fait, les deux éléments (dipôles) peuvent être montés (connectés) directement sur un boom métallique. Le boom fait aussi partie de la ligne de déphasage. La ligne d'alimentation est simple (monofilaire) et croise le boom sans s'y connecter.

L'alimentation se fait directement via un condensateur entre le point A et la masse B (le boom).

Cette antenne est essentiellement utilisée pour les bandes de 10 m à 70 cm. Pour les bandes VHF et UHF, on fixe un connecteur au point B, directement sur le boom. Pour les bandes HF, on peut prévoir une boîte de connexion en matière isolante à cet endroit.

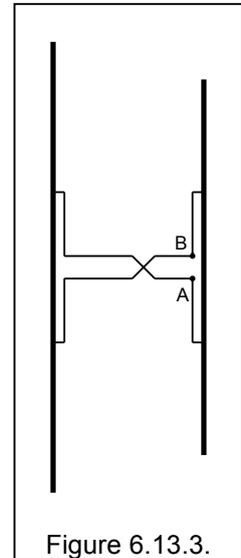


Figure 6.13.3.

Dimensions normalisées :

R	156/f
S	145/f
TR	22,7 /f
TS	21,6/f
A1	35,5/f
A3	$\lambda/400$ à $\lambda/700$

Dimensions pour quelques fréquences particulières :

f (MHz)	R	S	TR	TS	A1	A2	A3
14,15	10600	9740	2860	2650			120
21,20	7080	6520	1910	1770			90
28,50	5260	4840	1420	1320			60
52	3000	2780	450	430	750		
145	1030	950	197	197	257	144	3
435	335	370	57	55	83		3

Tout comme la ZL spéciale, cette antenne possède également un gain de 4 dBd (environ) et un rapport AV/AR de 20 dB (environ).

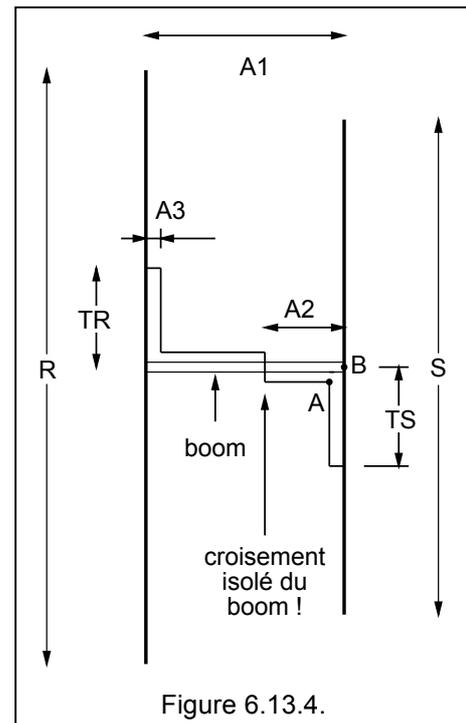


Figure 6.13.4.

Un inconvénient de l'antenne HB9CV (et d'ailleurs aussi de la ZL spéciale) est qu'il n'est pas possible de réaliser des antennes multi bandes.

<sup>29</sup> Décrite par Rudolf Baumgartner HB9CV dans les années 1951.

## 6.14. Autres formes d'antennes

Ces antennes ne font pas partie de cours HAREC, nous allons donc nous limiter à quelques notions de bases !

### 6.14.1. Les antennes loop

Ce paragraphe est consacré aux antennes dont le conducteur ("le fil") est disposé en forme de boucle et on parle donc d'**antennes loop**. On peut distinguer 3 types d'antennes loop dont les fonctionnements sont assez différents :

- la loop magnétique, dont la longueur est inférieure à  $0,1 \lambda$
- la loop accordée dont la longueur est égale à  $1 \lambda$
- la loop dont la longueur est variable et plus grande que  $1 \lambda$ , disons entre  $1 \lambda$  et  $16 \lambda$

Une antenne **loop magnétique** a une longueur inférieure (ou égale) à  $0,1 \lambda$ . On l'appelle "magnétique", car elle utilise essentiellement la composante magnétique du champ électromagnétique. Elle est donc (un peu) moins sensible aux interférences d'origine purement électrique. En fait elle se comporte comme une self et elle nécessite un condensateur d'accord C relativement important.

Par exemple : Une antenne couvrant 160 m à 20 m peut être réalisée avec un cadre en tube de cuivre de 22 mm et de 2 x 2 m de côté et un condensateur de 1000 pF.

Un avantage incontestable est sa dimension relativement faible.

La figure ci-contre représente une telle antenne.

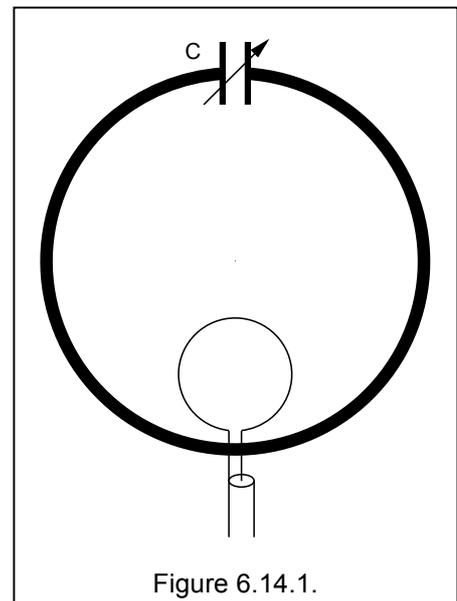


Figure 6.14.1.

### 6.14.2. Les antennes quad

Dans la deuxième catégorie, on trouve des loop dont la longueur est égale à une longueur d'onde. Selon leur forme on parle de

- **quad**, lorsque ce conducteur forme un carré
- de **cubical quad**, lorsqu'il y a un réflecteur
- **delta loop**, lorsque la forme est triangulaire
- **loop**, lorsque la forme est circulaire

Une façon d'arriver au concept de la loop est d'imaginer un dipôle replié ("trombone") que l'on écarte pour obtenir un losange! Si on continue notre exercice d'écartement, on arrive à une ligne de longueur  $\lambda/2$  terminée par un court circuit.

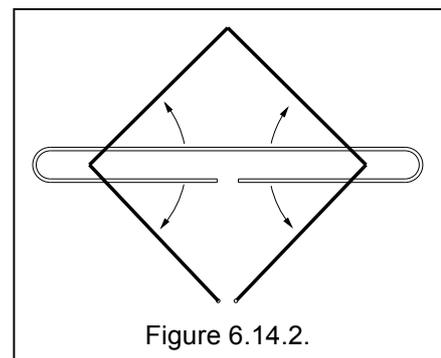


Figure 6.14.2.

L'impédance du dipôle replié étant comprise entre 240 et 300  $\Omega$ , celle de la ligne  $\lambda/2$  court-circuitée à 0  $\Omega$ , on peut imaginer que l'impédance de la quad sera "entre les deux" soit aux environs de 150  $\Omega$ .

Le fait de donner la forme de boucle à une antenne, procure généralement un gain non négligeable par rapport au dipôle ou à l'antenne yagi.

Selon la position de la boucle (dans le plan vertical ou dans le plan horizontal), selon sa forme (triangulaire ou carrée), selon son point d'alimentation, on obtient des caractéristiques différentes. La figure ci-contre montre quelques cas typiques.

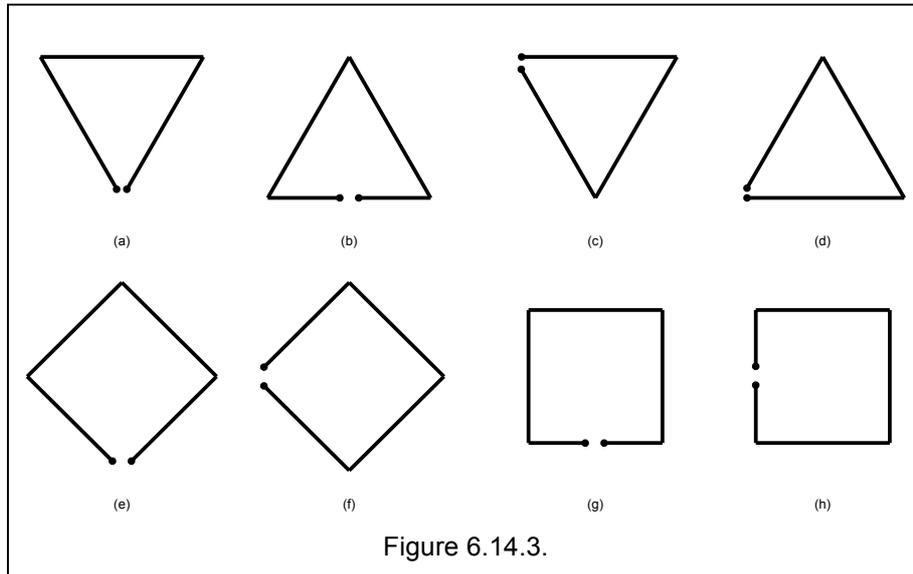


Figure 6.14.3.

En espace libre, une quad donne un gain de 1,4 dB par rapport au dipôle. Le gain est donc égal à 3,45 dBi.

Tout comme la directivité d'une antenne dipôle peut être influencée par des éléments parasites (réflecteur et directeurs), le rayonnement d'une antenne quad va être influencé par un élément parasite en forme de carré. On obtiendra donc un certain gain (par rapport à la quad sans réflecteur) et une directivité.

Voir note<sup>30</sup>

En présence de la terre et en fonction de la hauteur, on voit également apparaître un angle de départ (rayonnement maximal).

Il est évidemment aussi possible de réaliser une antenne quad à 2 ou plusieurs éléments pour plusieurs bandes.

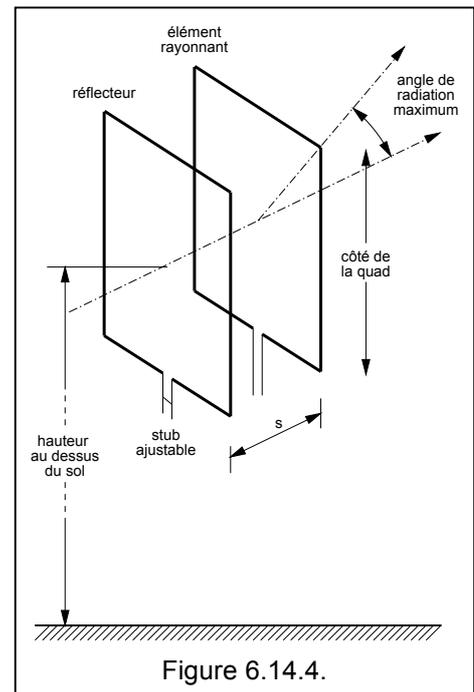
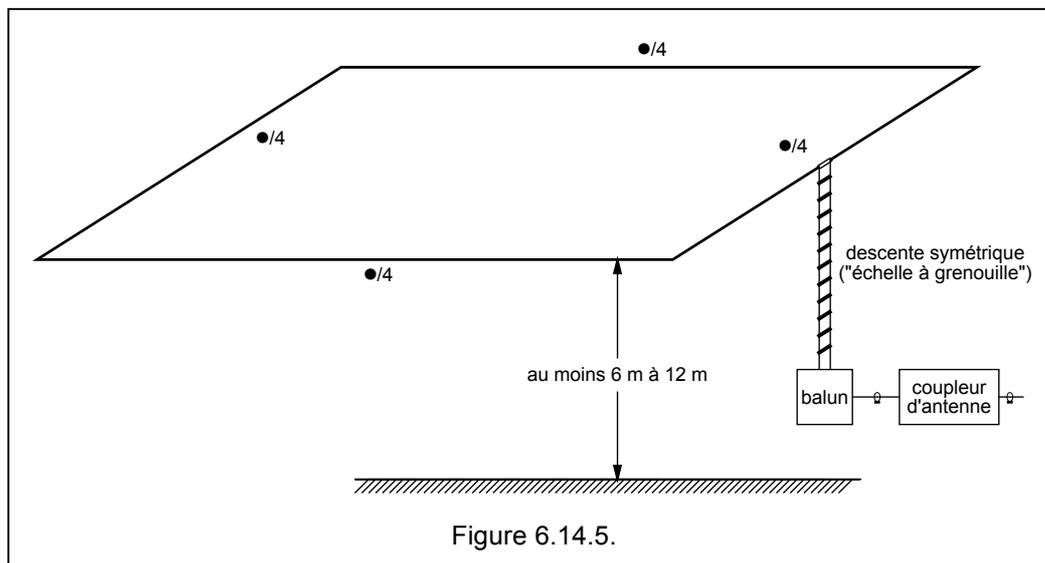


Figure 6.14.4.

<sup>30</sup> Dimensions recommandées

bande (m)	radiateur (m)	espacement (m)	réflecteur (m)
40	10,70	4,15	11,00
30	7,56	2,85	7,77
20	5,40	2,09	5,55
17	4,22	1,64	4,34
15	3,61	1,40	3,71
12	3,07	1,19	3,15
10	2,58	1,04	2,75
6	1,63	0,59	1,57

Enfin dans une troisième catégorie on trouve une loop qui a une longueur égale à  $\lambda$  sur une des bandes amateurs, mais qui est également utilisée sur d'autres bandes pour lesquelles elles ont de longueurs égales à  $n \lambda$ .



Si la bande de fréquence la plus basse est le 80 m, on recommande une longueur de 83 m, mais on peut également se contenter d'une longueur inférieure. La hauteur minimum est de l'ordre de 6 m, mais plus haute elle est, mieux cela vaudra. Idéalement la forme devrait être circulaire, mais pratiquement cette antenne sera plutôt de forme carrée ou rectangulaire ou triangulaire. En fait la forme dépendra des éléments disponibles pour la suspendre (arbres, murs, ...). Il faut essayer d'avoir le plus de surface possible, donc un rectangle très étroit (disons avec un rapport largeur/longueur de  $1/4$ ) n'est pas spécialement efficace, il vaudra mieux alors utiliser un dipôle ... On appelle cela parfois la "loop skywire".

#### Remarques

- l'attaque par une ligne symétrique
- l'utilisation d'un balun permettant de passer d'un système symétrique vers un système asymétrique,
- et un coupleur d'antenne qui permet de ramener l'impédance de cette antenne qui varie fort d'une bande à l'autre vers  $50 \Omega$ .

## 6.15. Les antennes à surface rayonnante

Les antennes que nous avons vues jusqu'ici pouvaient être classées dans la famille des antennes à fils rayonnant, en effet il s'agissait d'un courant (haute fréquence) qui circulait dans un conducteur (fil). Mais il existe aussi des antennes à **surface rayonnante** que l'on utilise principalement dans le domaine des hyperfréquences (c'est-à-dire  $300 \text{ MHz} < f < 300 \text{ GHz}$ ). En effet pour des fréquences supérieures à 1 ou 2 GHz, la construction d'antennes Yagi telles que nous l'avons vu au paragraphe précédent devient de plus en plus critique: les éléments deviennent de plus en plus courts et l'influence du boom, du connecteur et des éléments de fixation deviennent de plus en plus difficile à maîtriser.

L'ouverture rayonnante la plus simple est le **cornet**: il s'agit d'un guide d'ondes à section régulièrement croissante. Le gain d'un cornet est donné par la relation

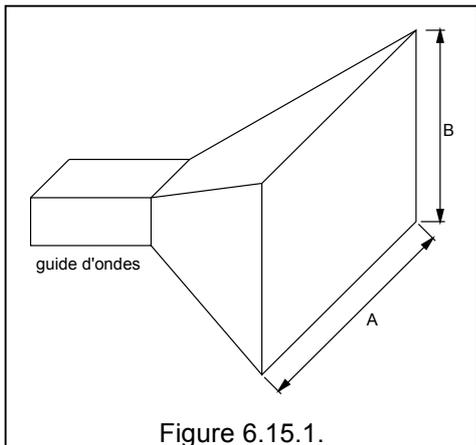


Figure 6.15.1.

$$G_{(dB)} = 20 \log (8 f \sqrt{S})$$

dans laquelle  $S$  est la surface de l'ouverture en  $\text{m}^2$  et  $f$  la fréquence en GHz.

Si on veut obtenir un gain important, on doit donc avoir une grande surface d'ouverture, en d'autres termes il faut des cornets relativement longs, ce qui pose des problèmes de réalisation mécanique. Les cornets peuvent toutefois être utiles pour des tests, comme source primaire pour mesurer le diagramme de rayonnement d'une antenne par exemple. Mais les cornets sont plus généralement utilisés comme source primaire des antennes paraboliques que nous verrons ci-après.

L'antenne à réflecteur, la plus classique est l'**antenne à réflecteur parabolique** où la source se trouve au foyer de la parabole. En effet le foyer d'une parabole est ce point particulier qui permet d'obtenir des rayons parallèles et qui ont tous la même phase. Donc ici  $O-P1-Q1$  est égal à  $O-P2-Q2$ .

L'équation de la parabole est  $x^2 = 4 f y$  ou  $f$  est la distance focale (revoir le cours de géométrie).

Le gain d'une telle antenne est donné par la relation

$$G_{(dB)} = 10 \log (\eta 4 \pi S) / \lambda^2$$

dans laquelle  $S$  est la surface de l'ouverture de la parabole et  $\eta$  est le rendement de l'éclairement.

La source primaire, encore appelée **illuminateur**, doit être placée au foyer et éclairer toute la surface du réflecteur sinon une partie de cette surface ne pourra pas réfléchir la puissance. D'autre part l'illuminateur ne peut pas éclairer "en dehors" de la surface du réflecteur sinon cette énergie ne pourra pas être réfléchi, de plus, il y aura dans ce cas, une diffraction sur le pourtour de la parabole, ce qui risque d'entraîner des perturbations avec d'autres stations. Le facteur qui tient compte de ce rendement de l'éclairement est précisément  $\eta$ , il vaut environ 0,55.

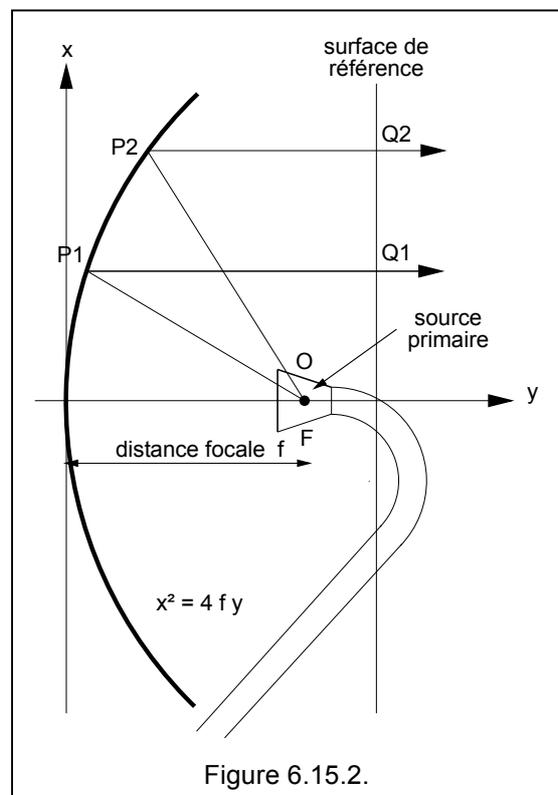


Figure 6.15.2.

Pour avoir une idée, on peut calculer le gain (en dB) pour quelques diamètres différents et pour quelques fréquences:

diamètre	30 m	6 m	3 m	0,6 m
430 MHz	35	26	20	6
1286 MHz	44,5	35,5	29,5	15,5
4 GHz	54,4	45,4	39,4	25,4
6 GHz	57,9	49	43	29
22 GHz	69	60	54	40
38 GHz	73,9	64,9	58,9	24,9

Ce tableau montre clairement que pour des fréquences inférieures à 1,5 GHz (environ), des antennes telles que les Yagi peuvent donner des gains aussi importants avec des infrastructures moins encombrantes.

La surface réfléchissante d'une parabole peut être en aluminium, ce matériau se prête particulièrement bien à une opération mécanique qui s'appelle le repoussage : la tôle en aluminium tourne dans un tour et à l'aide d'un gabarit en bois dur on la repousse et on lui donne une forme de paraboloïde. Mais on peut aussi réaliser des paraboles en fibres de verre, on forme d'abord la structure parabolique en fibres de verre, on projette ensuite une couche de métallisation, avant de terminer par une ultime couche de fibres de verre de protection. Si la surface n'est pas parfaitement parabolique, les ondes réfléchies ne seront pas en phase, et le gain théorique ne sera pas obtenu.

On fixe donc la tolérance sur la surface réfléchissante à  $\pm 3$  mm à 4 GHz,  $\pm 2$  mm à 6 GHz et  $\pm 1$  mm à 10 GHz. Pour des fréquences inférieures à 1,5 GHz, on peut aussi utiliser un réflecteur perforé, un réflecteur en treillis ou un réflecteur constitué d'un réseau de petits tubes. Ceci diminue sensiblement la prise au vent.

Les paraboles peuvent être protégées des intempéries par un **radôme** qui est une toile en matière synthétique tendue sur la parabole.

Les angles d'ouvertures sont très faibles et sont liés au gain. Plus le gain est élevé, plus l'angle d'ouverture est faible. Les caractéristiques de faible angle d'ouverture et de grand gain sont précisément recherchées pour les faisceaux hertziens. Toutefois le diagramme de rayonnement d'une parabole présente des lobes secondaires qui peuvent être gênants dans les régions comme les nôtres où tous les services souhaitent utiliser des faisceaux hertziens. On peut diminuer fortement les lobes secondaires en plaçant un anneau devant la parabole, cet anneau étant tapissé par un matériau absorbant (fibre synthétique chargée de carbone). On appelle ces antennes des antennes "à jupe".

Dans les contrées froides, au sommet des montagnes, la neige et la glace peuvent se déposer à l'intérieur de la parabole et sur l'illuminateur. Cette neige ou cette glace va modifier le comportement de l'illuminateur et du réflecteur. On équipe alors ces antennes de radômes rigides en fibre de verre et s'il le faut on peut chauffer l'intérieur de la parabole pour y maintenir une température supérieure à  $+ 5^{\circ}\text{C}$  par exemple.

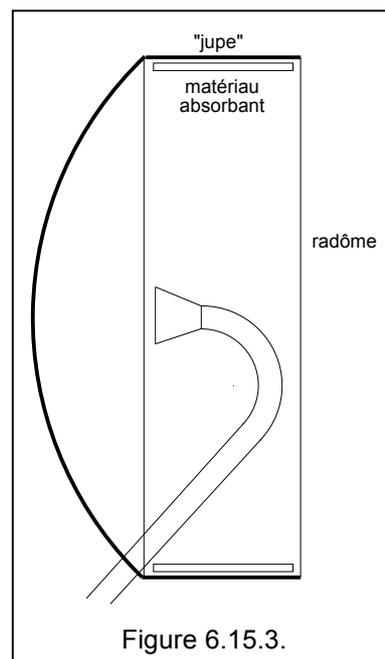


Figure 6.15.3.

Une variante de l'antenne parabolique est l'antenne "**Horn**" que l'on peut considérer comme une antenne cornet prolongée par un réflecteur parabolique. Cette antenne possède un diagramme de rayonnement avec une forte atténuation des lobes secondaires.

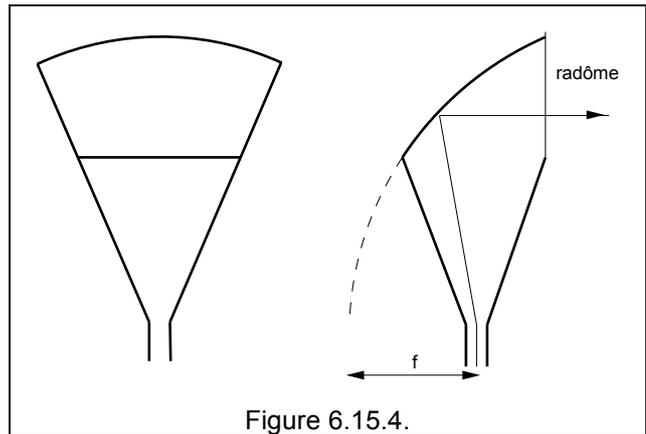


Figure 6.15.4.

Une réalisation un peu différente est l'antenne "**Muschel**".

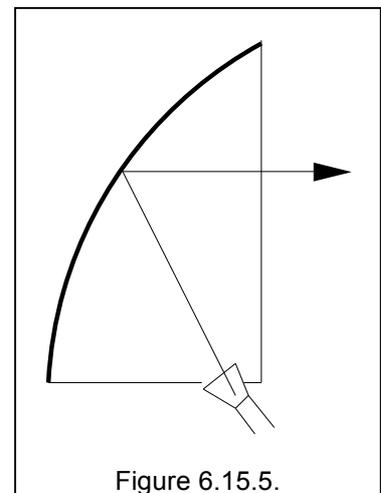


Figure 6.15.5.

On peut aussi réaliser des antennes à plusieurs réflecteurs. L'illuminateur éclaire le réflecteur principal par l'intermédiaire d'un ou plusieurs réflecteurs auxiliaires. Le modèle le plus courant est l'antenne **Cassegrain**. Ce type d'antenne est aussi très utilisé pour les stations de télécommunications par satellites car le récepteur peut être situé juste au sommet du paraboloïde, donc très près de la source, ce qui évite les pertes dans les guides d'ondes. Une variante de l'antenne Cassegrain est l'antenne **Gregory**.

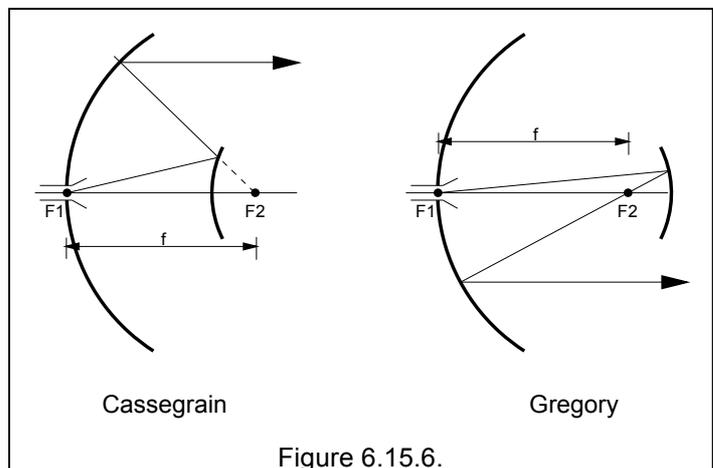
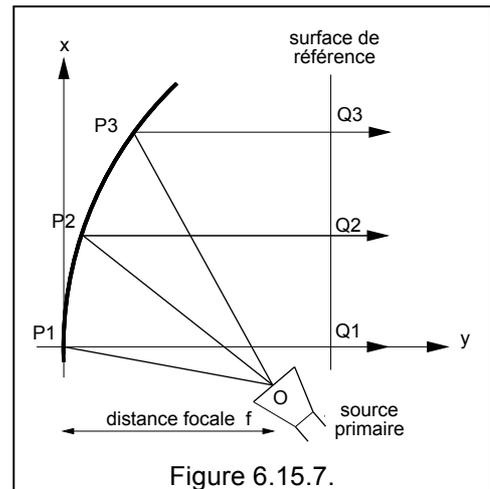


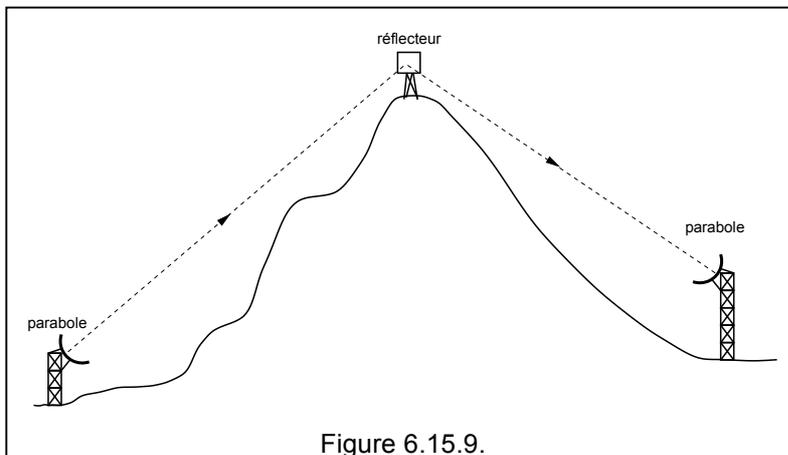
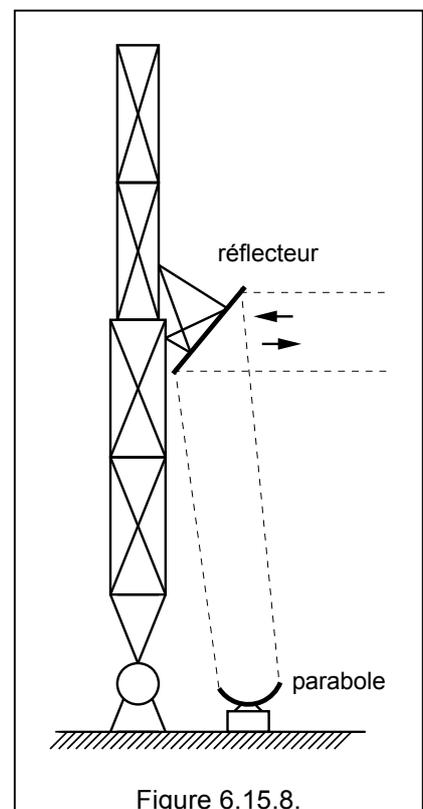
Figure 6.15.6.

Dans une antenne parabolique classique, l'illuminateur peut provoquer un effet d'ombre gênant d'où l'idée d'utiliser une structure dans laquelle l'illuminateur est décalé par rapport au faisceau réfléchi, encore appelée **parabole offset**. Les trajets O-P1-Q1, O-P2-Q2 et O-P3-Q3 sont identiques. On trouve aussi ce type de paraboloïde pour la réception de la radiodiffusion par satellite.



Lorsqu'une liaison, hertzienne entre deux points se révèle impossible par suite de la configuration on peut utiliser des **réflecteurs passifs**. Par exemple, sur un pylône de radiodiffusion OM (onde moyenne), il est difficile de placer une parabole car le pylône est alimenté par une puissance importante à sa base et que les problèmes d'isolation sont difficile à maîtriser. On place alors plutôt un réflecteur passif par exemple en haut ou au milieu du pylône et la parabole est installée au sol.

L'autre cas typique est celui des pays montagneux où les réflecteurs passifs sont disposés de façon à contourner les obstacles naturels (figure ci-dessous).



## 6.16. Les antennes à fentes rayonnantes

Les **antennes à fentes rayonnantes** ou en anglais **slot(ted) antenna** sont utilisées comme antennes omnidirectionnelles dans le domaine des fréquences à partir de 100 MHz, mais surtout au delà de 1GHz.

Si nous considérons un plan métallique dans lequel on a pratiqué une fente, et que cette fente est excitée par un générateur, elle produira une onde électromagnétique. En fait, la fente est équivalente<sup>31</sup> à son image (figure b) qui serait un dipôle. Mais les sens des champs électriques et magnétiques sont permutés, ainsi la figure a produira un champ EM à polarisation verticale, alors que son image à la figure b produit un champ EM à polarisation horizontale.

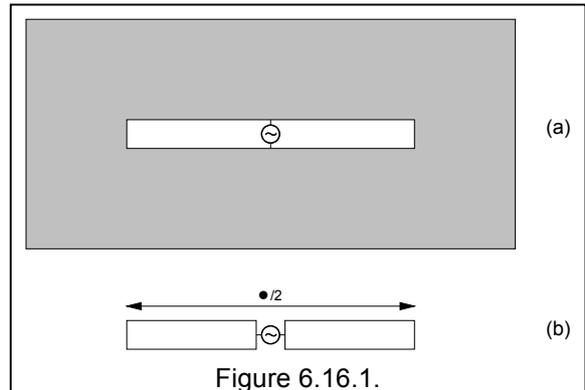


Figure 6.16.1.

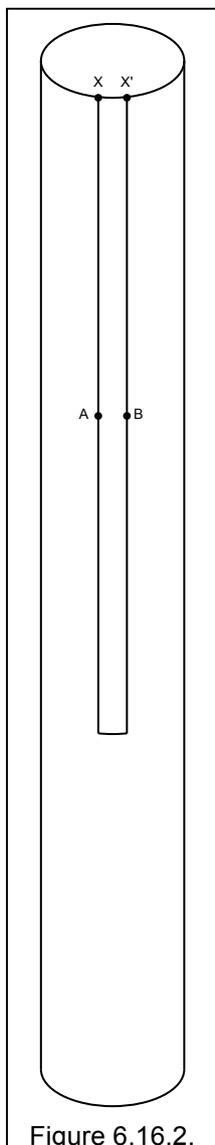


Figure 6.16.2.

C'est sur ce principe que repose une antenne connue sous le nom d'antenne Alford<sup>32</sup> ou **slotted cylinder antenna** (figure de gauche), dans laquelle la surface est "repliée" et forme un cylindre dont le diamètre est de l'ordre de  $\lambda/8$ , ce qui revient à dire que le périmètre de ce cylindre est de  $0,4 \lambda$ .

On pratique dans ce tube une fente de largeur  $0,02 \lambda$  et de longueur  $\lambda/2$ . Notez que les points X et X' doivent être connectés ensemble. Les points A et B situés au milieu de la fente sont attaqués par un câble coaxial.

Une autre application appelée **slotted wave guide** (figure de droite) utilise un guide d'onde pourvu de fentes. Ainsi on peut réaliser une antenne à fentes pour une fréquence de 1255 MHz<sup>33</sup>. La section du guide est fermée aux deux bouts. L'alimentation se fait par un couplage coaxial/guide d'ondes. Les fentes ont une longueur de 117 mm (voisine de  $\lambda/2$ ) et leur écartement est de  $\lambda_g/2$  avec  $\lambda_g$  égale à la longueur d'onde dans le guide d'onde (voir ce chapitre). Les fentes ont une largeur de 10 mm. Les deux faces du guide (face A et face B) sont pourvus de fentes.

Puisque les fentes sont verticales, la polarisation sera horizontale. Le gain est voisin de 10 dB et le diagramme est sensiblement omnidirectionnel.

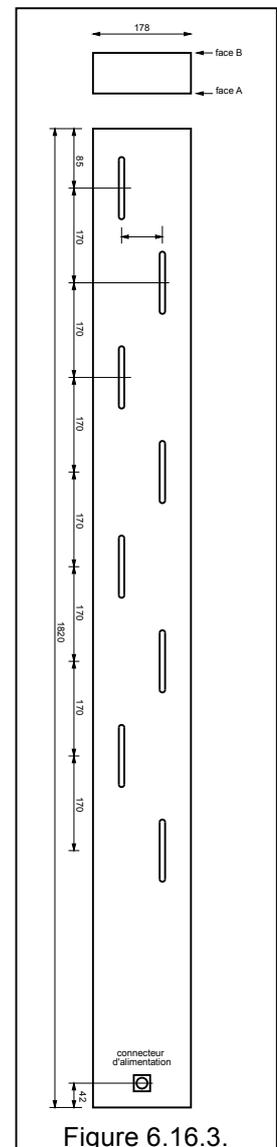


Figure 6.16.3.

<sup>31</sup> Ce principe de complémentarité porte le nom de principe de Babinet.

<sup>32</sup> Cette antenne a été très employée pour les fréquences de radionavigation (108 à 138 MHz) raison pour laquelle, nous avons dit que ces antennes commençaient à être utilisées à partir de 100 MHz.

<sup>33</sup> 1255 MHz est une fréquence utilisée pour la télévision d'amateur (ATV).

## 6.17. L'antenne isotrope

L'antenne isotrope est une antenne théorique, c'est une antenne de référence qui rayonnerait également dans toutes les directions. Cette antenne n'existe pas physiquement<sup>34</sup>, c'est simplement une approche théorique. Il n'y aura donc pas de dessin d'une antenne isotrope ici !

Le diagramme de rayonnement d'une antenne isotrope, en 3 D, est une sphère. Le diagramme dans le plan horizontal (azimut) est un cercle et le diagramme dans le plan vertical (élévation) est un cercle.

Le gain d'une antenne isotrope est l'unité (1), par rapport à une antenne isotrope, un dipôle possède un gain de 1,64 soit 2,15 dB.

Lorsqu'on exprime les gains d'antennes, on ajoute la lettre "i" s'il s'agit d'un gain par rapport à l'antenne isotrope et on parle de **dBi**, ou ajoute la lettre "d" s'il s'agit d'un gain par rapport au dipôle, on parle alors de **dBd**.

---

<sup>34</sup> Il existe en acoustique des sphères pulsantes. Ces sphères qui sont assimilables à l'antenne isotrope.

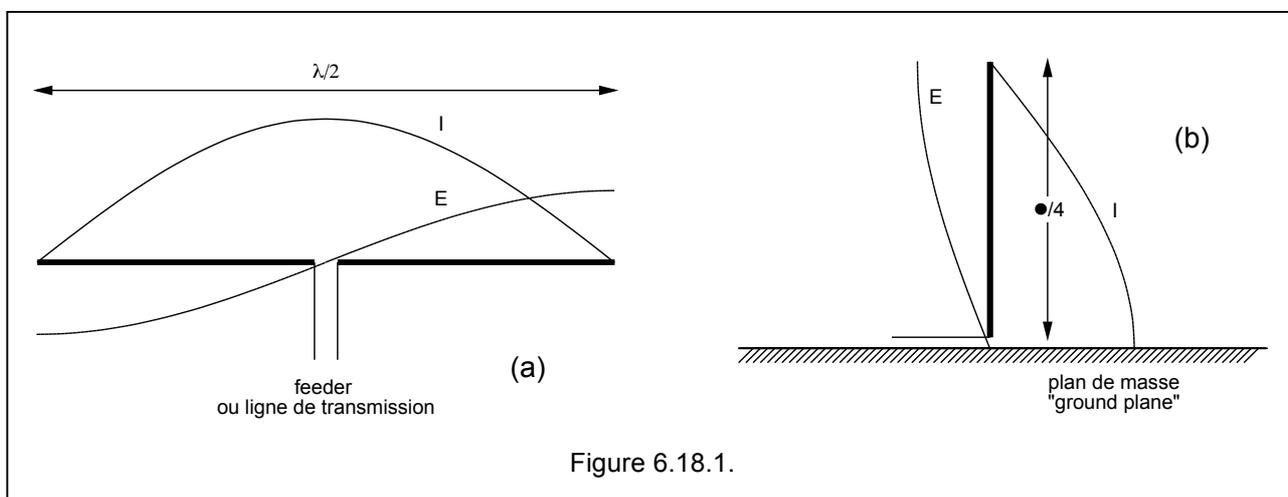
## 6.18. Caractéristiques des antennes

Nous avons déjà examiné ces caractéristiques en décrivant les différentes antennes, mais nous allons reprendre ici tous ces éléments<sup>35</sup>, peut être d'une façon un peu différentes, mais ce sera l'occasion de tout revoir !

### 6.18.1. Distribution du courant et de la tension

Cas du dipôle et des antennes Yagi : La distribution du courant dans un dipôle demi onde, ainsi que dans les éléments d'une antenne Yagi est toujours sinusoïdale, en fait c'est une demi sinusoïde. Le courant est maximum au point d'alimentation et nul aux extrémités ou aux points de fixation à un isolateur. La tension par contre est maximum aux extrémités

Cas des antennes verticales : La distribution du courant dans une antenne verticale quart d'onde est sinusoïdale, en fait c'est un quart de sinusoïde. Le courant est maximum au point d'alimentation et nul au sommet. La tension par contre est maximum au sommet.



### 6.18.2. Résistance de rayonnement d'une antenne

La résistance de rayonnement<sup>36</sup>  $R_{\text{rad}}$  est la résistance qui insérée en un point (par exemple les bornes d'un dipôle) dissiperait la même puissance que la puissance rayonnée.

En fait, la puissance fournie à l'antenne se retrouve sous forme de rayonnement ainsi que sous formes de pertes dans le conducteur qui constitue l'antenne. La puissance rayonnée peut être exprimée sous la forme  $P = R I^2$  où  $R$  est donc la résistance de rayonnement.

Pour un **dipôle demi onde** la résistance de rayonnement est de **73  $\Omega$** , pour une antenne **ground plane**, elle est de **36  $\Omega$**  et pour une antenne yagi elle dépend essentiellement de la forme de l'élément rayonnant (simple dipôle ou trombone) et de la forme d'attaque (gamma match, ...) ainsi que des distances et des longueurs du réflecteur et du premier directeur.

On parle parfois aussi d'impédance au point d'alimentation ou impédance de l'antenne ... mais toutes ces notions donne le rapport entre la tension appliquée à l'antenne et le courant qui y passe. Il en est de même avec la notion de la "résistance de rayonnement". Bien sûr cette résistance n'a pas l'apparence des résistances sous forme de composant, elle n'est pas mesurable avec un ohmmètre.

<sup>35</sup> Puisque c'est ainsi qu'est établi le programme HAREC.

<sup>36</sup> En anglais "radiation resistance".

Lorsqu'on a une antenne avec une très faible résistance de rayonnement, il y aura un courant très important et les résistances parasites, les résistances des connexions (électriques), la résistance du matériau qui constitue l'antenne à proprement parler vont conduire à des pertes en  $RI^2$  très importantes.

De façon similaire, lorsqu'on a une antenne avec une très forte résistance de rayonnement, il y aura une tension très importante qui risque de conduire à des problèmes de claquage des isolants, soit dans les câbles, soit dans les isolateurs.

### 6.18.3. Rendement d'une antenne

Le rendement d'une antenne est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance électrique appliquée à cette antenne.

Les pertes sont dues à la résistance du conducteur de l'antenne, et dans le cas d'une antenne ground plane (verticale) les pertes sont également dues aux pertes dans le plan de masse et plus spécialement dans les radiales. La formule est la suivante :

$$\eta = R_{\text{rad}} / R_{\text{rad}} + R_{\text{pertes}}$$

### 6.18.4. Fréquence de résonance et comportement en dehors de la résonance

L'antenne se comporte comme un circuit oscillant dont la fréquence de résonance dépend de ses dimensions. Un dipôle demi onde est en résonance si pour la fréquence d'utilisation sa longueur correspond exactement à  $\lambda/2$ . Un quart d'onde ("ground plane antenna") est en résonance si pour la fréquence d'utilisation sa longueur correspond exactement à  $\lambda/4$ .

La fréquence de résonance est celle pour laquelle la partie réactive (la partie imaginaire) s'annule, dans ce cas est sera de la forme  $Z = R + j0$  ou  $Z = R - j0$ . En dehors de cette fréquence de résonance l'antenne présentera tantôt une réactance capacitive; tantôt une réactance inductive.

Les fréquences pour lesquelles la puissance rayonnée (le champ EM) est atténuée de 3 dB déterminent la bande passante de l'antenne. Afin de rayonner un maximum d'énergie, il faut que la fréquence du signal appliqué soit dans la bande passante. Toutefois pour les antennes de réception, il est fréquent que la fréquence soit largement en dehors de cette plage.

### 6.18.5. Polarisation

La polarisation d'une antenne est celle de son champ électrique. Si le champ électrique est horizontal, on dit que l'antenne est à **polarisation horizontale**. Voir exemple à la fig. 6.18.2.a. Si le champ électrique est vertical, on dit que l'antenne est à **polarisation verticale**. Voir exemple à la fig. 6.18.2.b.

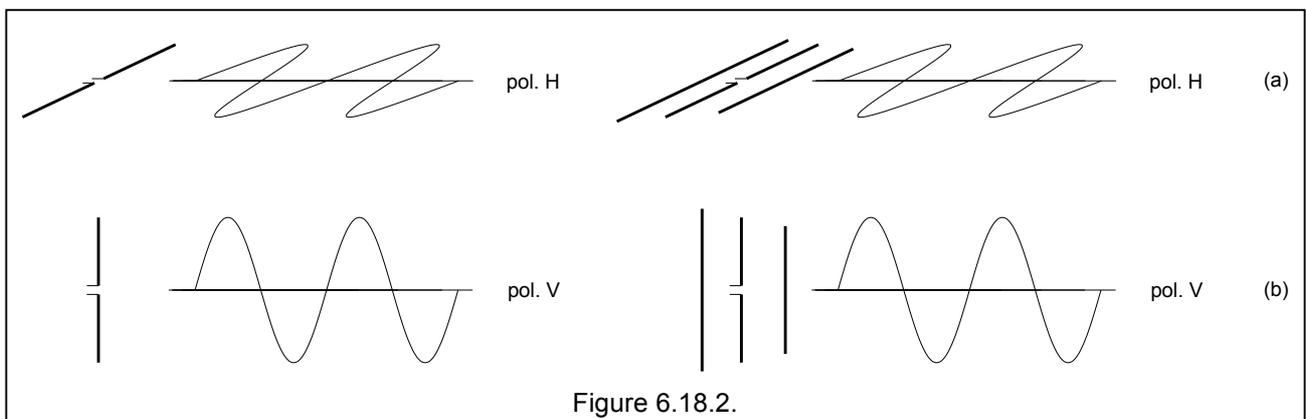


Figure 6.18.2.

Dans ces deux cas ci-dessus, l'onde électromagnétique se propage dans un plan.

La polarisation des ondes émises par un dipôle horizontal est horizontale.

La polarisation des ondes émises par une antenne verticale quart d'onde ou dans le cas plus général de toute antenne verticale, est verticale.

La polarisation des ondes émises par une antenne yagi dépend de son montage. Mais en général une antenne yagi pour les bandes décamétriques est horizontale et donc la polarisation est horizontale. Par contre en VHF-UHF, l'antenne peut être montée verticalement et dans ce cas la polarisation est verticale.

Mais il existe des antennes pour lesquelles le champ électromagnétique tourne en se propageant, on a alors à faire à une polarisation circulaire. La polarisation peut être **lévogyre**, c'est-à-dire tourner dans le sens des aiguilles d'une montre, on parle aussi de **polarisation circulaire gauche** ... mais elle peut aussi être **dextrogyre**, c'est-à-dire tourner dans le sens des aiguilles d'une montre, on parle aussi de **polarisation circulaire droite**. On obtient de telles polarisations avec des antennes circulaires ou des yagi montées orthogonalement (à 90° l'une de l'autre) et alimentées à l'aide d'une ligne qui retarde le signal de 90°.

Un signal émis avec une polarisation horizontale doit être reçu avec une antenne à polarisation horizontale, sinon, il va être fortement atténué. C'est ce qu'on appelle la **discrimination de polarisation**, elle peut être de l'ordre de 10 à 20 dB.

Si un signal est émis avec une polarisation horizontale, il peut être reçu avec une antenne placée obliquement. Si l'antenne est à 45°, il y aura une atténuation du signal de l'ordre de 3 dB. Si l'antenne est exactement à 90° ("orthogonalité parfaite") l'atténuation sera importante (20 à 30 dB), mais pour un écart de quelques fractions de degré l'atténuation va vite diminuer. C'est pourquoi, en pratique, on préfère rester prudent et annoncer une discrimination de polarisation maximum de 10 à 20 dB.

De façon similaire, un signal émis avec une polarisation circulaire gauche doit être reçu avec une antenne à polarisation circulaire gauche, sinon, il va être fortement atténué. La discrimination de polarisation peut être de l'ordre de 10 à 20 dB.

### 6.18.6. Directivité, efficacité et gain

Le champ électromagnétique est constitué d'un champ électrique et d'un champ magnétique. Or si nous prenons un dipôle par exemple le champ rayonné ne sera pas le même dans toutes les directions. Le champ rayonné est maximum dans une direction qui forme avec l'antenne un angle de  $90^\circ$ , car c'est dans cette direction que le champ électrique est maximum et que le champ magnétique est maximum. On dit que cette antenne possède une directivité.

A l'inverse, il existe un modèle d'antenne théorique qui rayonne de façon égale dans toutes les directions. On appelle cette antenne **isotrope**. Cette antenne n'existe pas dans la pratique, c'est un modèle purement théorique

Mais revenons aux antennes réelles, et par exemple au cas d'une antenne yagi 9 éléments (la Tonna 9 éléments pour 145 MHz).

On peut donc tracer un diagramme qui représente le rayonnement de l'antenne, ce diagramme s'appelle le diagramme de rayonnement de l'antenne. Ce diagramme est en fait une surface et pour simplifier les choses on considère une coupe dans le plan horizontal que l'on appelle **diagramme de rayonnement horizontal** ou en **azimut** (cf figure 6.18.3.a) et une coupe dans le plan vertical que l'on appelle **diagramme de rayonnement vertical** ou en **élévation** (cf figure 6.18.3b) et

On définit alors l'angle limité par les points où l'intensité du champ est égale à 0,707 fois le champ maximum, c'est-à-dire l'angle limité par les points où la puissance est égale à 0,5 fois la puissance maximum<sup>37</sup>. Cet angle est appelé **l'angle d'ouverture de l'antenne**.

Ces angles sont indiqués par des lignes mauves sur les figures 6.18.3.

Pour l'antenne yagi 9 éléments de la figure 6.18.3 cet angle est de  $40^\circ$  dans le plan horizontal (azimut) et de  $44^\circ$  dans le plan vertical (élévation). On se souviendra que pour un dipôle cet angle est de  $78^\circ$ .

Ces angles d'ouverture sont d'autant plus faibles que le nombre d'éléments est élevé.

C'est donc le fait de favoriser le rayonnement dans une direction qui augmente le champ dans cette direction. On parle dès lors d'un **gain** d'antenne. Le gain d'antenne peut être exprimé soit par rapport à une antenne isotrope et le gain est alors donné en **dBi**, le i venant de isotrope, mais pour les antennes yagi on exprime le gain par rapport au dipôle et le gain est alors donné en **dBd**, le d venant de dipôle.

Le dipôle possède un gain de 2,15 dB par rapport à l'antenne isotrope, il faut donc ajouter 2,15 dB à tous les gains donnés en dBd pour obtenir le gain en dBi.

L'antenne de la figure 6.18.3 a un gain de 12,74 dBi soit 10,59 dBd.

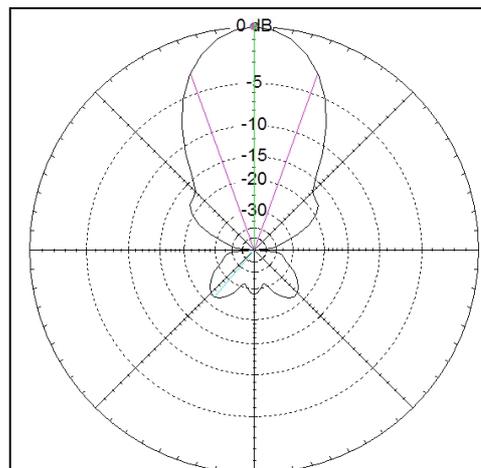


Figure 6.18.3.a.

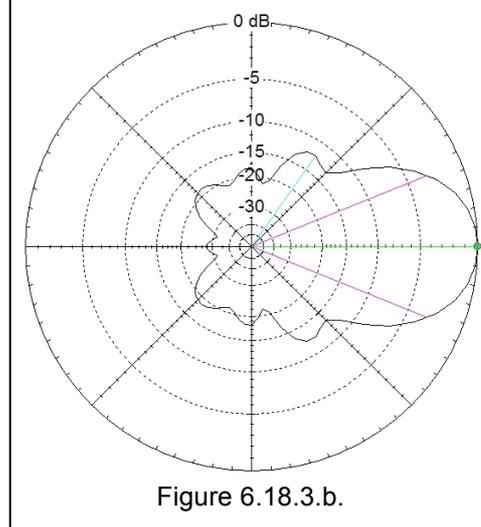
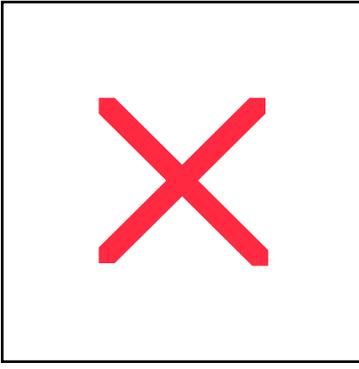
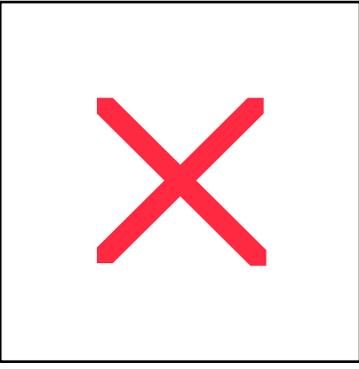
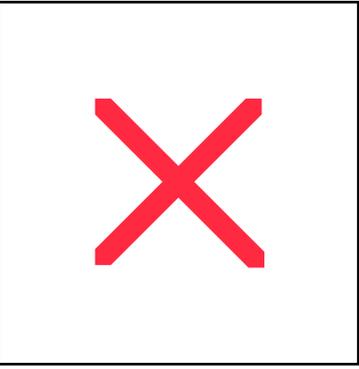


Figure 6.18.3.b.

<sup>37</sup> Exprimé sous forme logarithmique c'est le point à - 3 dB.

La figure ci-dessous permet de comparer 3 antennes typiques :

yagi 3 éléments (comme souvent utilisée en HF)	yagi 9 éléments (typiquement utilisée en VHF)	yagi 16 éléments (typiquement utilisée en UHF)
		
gain = 8,1 dBi angle d'ouverture = 63°	gain = 12,74 dBi angle d'ouverture = 39,4°	gain = 16,48 dBi angle d'ouverture = 27°
Figure 6.18.4.		

### 6.18.7. Aire de capture

Nous n'avons pas vu cette notion dans les paragraphes précédents, il est donc nécessaire de l'aborder ici de façon complète.

Imaginons une source isotrope (un émetteur qui rayonne uniformément dans toutes les directions) de puissance  $P_{TX}$ .

Imaginons que cette source soit dans l'espace libre. Cette source va créer sur une sphère de rayon  $d$  une densité de puissance  $p$  qui vaut  $p = P_{TX} / 4 \pi d^2$

Si nous plaçons maintenant une antenne au point A, elle va recevoir une puissance  $P_{RX}$  telle que  $P_{RX} = p A_e$  où  $A_e$  a la dimension d'une surface et s'appelle l' **aire de capture** ou **ouverture effective de l'antenne**. L'aire de capture est une fonction directe de gain d'antenne et de longueur d'onde.

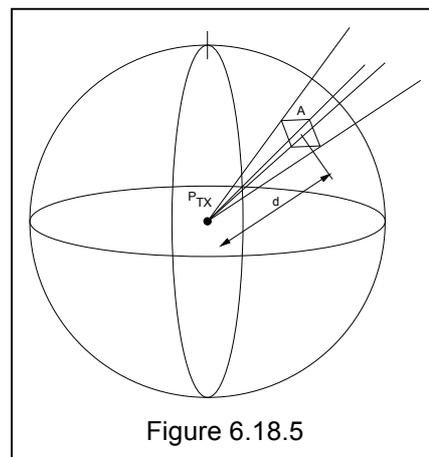


Figure 6.18.5

Quelques valeurs d'  $A_e$  pour des antennes typiques :

type d'antenne	relation
isotrope	$\lambda^2 / 4 \pi$
dipôle court ( $< 0,1 \lambda$ )	$3 \lambda^2 / 8 \pi$
dipôle demi onde	$1,64 \lambda^2 / 4 \pi$
quad avec côté de $1/4 \lambda$	$2,1 \lambda^2 / 4 \pi$
ou de façon générale, pour une antenne de gain (isotrope) $G_i$	$G_i \lambda^2 / 4 \pi$

### **6.18.8. Puissance rayonnée apparente et Puissance isotrope rayonnée équivalente (PAR et PIRE)**

On utilise ces notions dans le cas d'antennes à gain, c'est en fait une façon d'évaluer la puissance que l'on devrait appliquer à une antenne de référence pour obtenir le même champ (dans la direction du rayonnement maximum). Etant donné qu'on utilise essentiellement deux antennes de référence, on définit

- La puissance apparente rayonnée (PAR<sup>38</sup>) comme le produit de la puissance appliquée à l'antenne par le gain de l'antenne par rapport au dipôle.
- La puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE<sup>39</sup>) comme le produit de la puissance appliquée à l'antenne par le gain de l'antenne par rapport à l'antenne isotrope.

Il est évident que les grandeurs doivent être homogènes on utilisera soit

- des puissances en Watts et des gains en nombre absolu (nombre de fois) pour obtenir une PAR ou une PIRE en Watts
- des puissances en dBW (dB par rapport au Watt) et des gains en dB pour obtenir une PAR ou une PIRE en dBW

Exemple: Si la puissance à l'antenne est de 100 W et que le gain de l'antenne est de 6 dB par rapport au dipôle quel est la PAR ? et quelle est la PIRE ?

Solution :

a) Pour le calcul en Watts : La PAR vaut  $100 \times 4 = 400$  W. Etant donné que le gain d'un dipôle est de 2,14 dB par rapport à l'antenne isotrope, le gain de notre antenne sera de  $6 - 2,14 = 3,86$  dBi soit  $10^{(3,86/10)} = 2,43$  x et la PIRE vaut donc  $100 \times 2,43 = 243$  W.

b) Pour le calcul en dB :  $100$  W = 20 dB au dessus du watt, donc 20 dBW. La PAR vaut  $20 + 6 = 26$  dBW , la PIRE vaut  $20 + 6 - 2,14 = 23,86$  dBW

<sup>38</sup> En anglais ERP ou Effective Radiated Power

<sup>39</sup> En anglais EIRP ou Effective Isotropic Radiated Power

### 6.18.9. Le rapport avant/arrière

Cette caractéristique apparaît pour les antennes directives et est le rapport entre la puissance dans le sens de rayonnement maximum de l'antenne et l'arrière de l'antenne.

Si à première vue, on considère que le lobe arrière comme étant celui situé exactement à l'opposé ( $180^\circ$ ) du lobe avant, dans certains cas un autre lobe latéral peut être d'une énergie plus grande que celle dans le lobe à  $180^\circ$ . Il est parfois préférable de considérer ce lobe "quelque part à l'arrière de l'antenne", plutôt que le lobe "exactement à  $180^\circ$ ".

La figure a ci-contre donne par exemple le diagramme d'une antenne yagi 3 éléments, son rapport AV/AR est de 27 dB. Aucun autre lobe n'est inférieur à 27 dB, et on peut donc dire, que le rapport AV/AR est bien de 27 dB.

La figure b ci contre donne le diagramme d'une antenne yagi 9 éléments (la Tonna 9 éléments pour 145 MHz). Si on considère un angle de  $180^\circ$  par rapport au lobe principal, on pourra aussi dire que le rapport AV/AR est de l'ordre de 26 dB. Mais on observe aussi deux lobes qui ne sont qu'à -22 dB. Dès lors il serait plus logique de dire que cette antenne n'a un rapport AV/AR que de 22 dB ! Ce dernier rapport (22 dB) est appelé "front to side lobe".

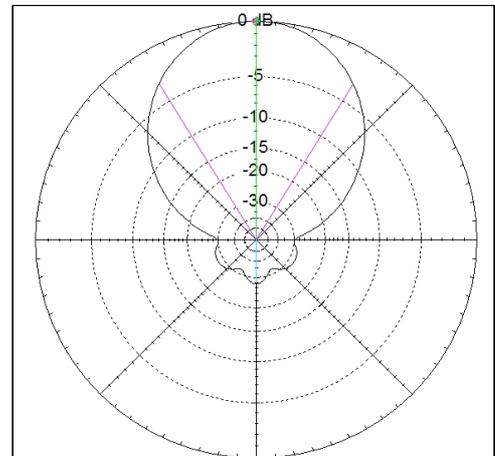


Figure 6.18.6.a

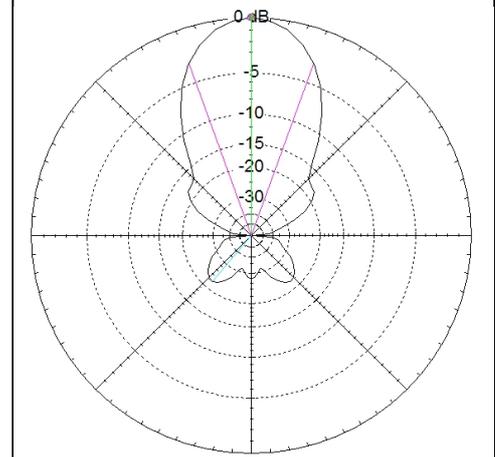


Figure 6.18.6.b

### 6.18.9. Le ROS

Nous parlerons en détails du ROS plus loin (voir paragraphe 6.22.4.6), mais dès à présent on peut dire

- qu'il s'agit d'un phénomène caractéristique qui se produit **dans** la ligne de transmission
- qu'il exprime le rapport entre la tension (le courant) maximum et la tension (le courant) minimum
- qu'il est différent de 1 si la ligne n'est pas adaptée

On entend souvent dire qu' "une antenne a un certain ROS", mais à proprement parler,

- une antenne possède une impédance de la forme  $R \pm jX$
- une ligne de transmission possède une impédance caractéristique  $Z_C$
- il s'ensuit des ondes stationnaires dans la ligne de transmission, et ces ondes stationnaires s'évaluent par un rapport appelé ROS Rapport d'Ondes Stationnaires

Et au lieu de dire ...

	Une antenne	d'impédance $R \pm jX$	produit	un ROS de 1.5	dans une ligne de $50 \Omega$
	↓		↓	↓	
on dit communément	Une antenne		a	un ROS de 1.5	

Voilà donc comment une simplification du langage peut conduire à une expression incorrecte.<sup>40</sup>

Une antenne qui produit un faible ROS dans la ligne d'alimentation (par exemple  $< 1,5$ ) sera une antenne bien adaptée à une ligne de transmission et il y aura un transfert maximum d'énergie de la ligne à l'antenne.

Une antenne qui produit un ROS élevé dans la ligne d'alimentation (par exemple  $> 2$ ) sera une antenne mal adaptée à la ligne de transmission et il y aura un mauvais transfert maximum d'énergie de la ligne à l'antenne. Il est néanmoins possible d'améliorer la situation en utilisant un coupleur d'antenne (voir paragraphe 6.25.)

L'antenne étant généralement utilisée dans une bande de fréquence, on donne donc le ROS sous forme d'une courbe ou d'une valeur maximale.

### 6.18.10. La bande passante d'une antenne

On définit généralement un circuit (circuit LC, ampli, ...) par la bande de fréquence aux points -3 dB. Pour une antenne il n'est pas possible de définir la bande passante d'une façon similaire. Mais on définit la bande passante pour une certaine valeur de ROS, et souvent pour un ROS de 2.

On peut par exemple relever le ROS pour différentes fréquences (voir figure ci-contre).

Cette antenne a une bande passante de 3,66 à 3,83 MHz pour un ROS de 2. On dit que cette antenne a une bande passante de 170 kHz (3,83 - 3,66). On peut aussi exprimer cette bande passante en pourcentage, ici on aurait une bande passante de  $100 * (3,83 - 3,66) / 3,74 = 4,5 \%$ , ce qui est une valeur "typique" pour un dipôle filaire.

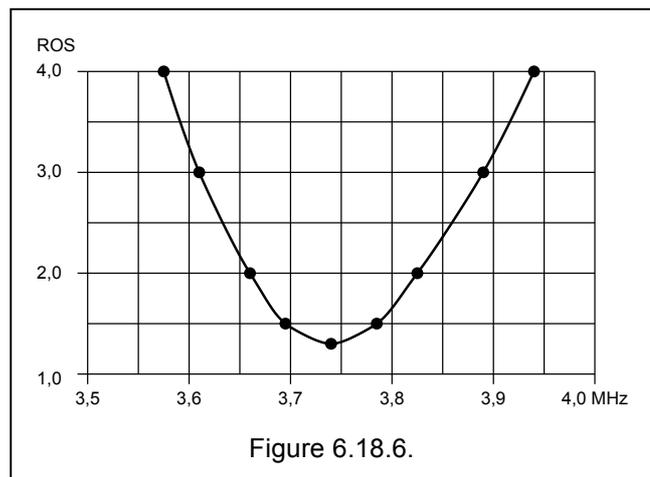


Figure 6.18.6.

Le ROS minimum n'est pas 1:1 mais bien de 1,3 : 1 et la fréquence de résonance est de 3,74 MHz. Si on voulait une fréquence plus basse il faudrait rallonger l'antenne, si on voulait une fréquence plus élevée, il faudrait raccourcir l'antenne.

<sup>40</sup> Si on a bien compris cet écart de langage ... alors on peut utiliser l'expression mon antenne a un ROS de 1,5 ...

## 6.19. Influence du sol

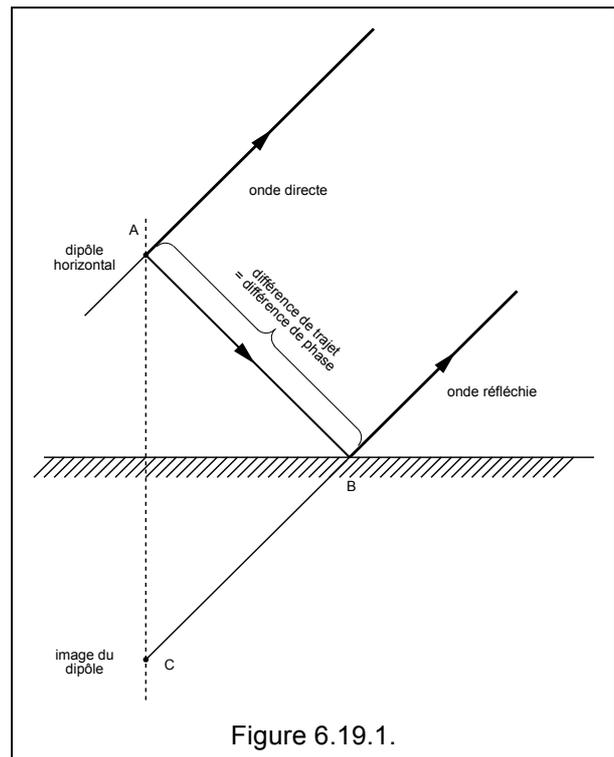
Jusqu'à présent nous avons essentiellement considéré les antennes dans un contexte très général en ne tenant pas compte du sol, c'est-à-dire que l'on considère l'antenne en **espace libre**. Or, le sol est un plus ou moins bon conducteur et il peut réfléchir une partie du signal, nous allons donc maintenant étudier l'influence du sol. Pour ce qui suit nous allons donc considérer le diagramme de rayonnement des antennes dans le plan vertical.

### 6.19.1. Influence du sol pour la polarisation horizontale

Considérons d'abord le cas des antennes à polarisation horizontale

Si on considère un sol parfait, celui-ci va réfléchir l'onde directe. L'onde directe et l'onde réfléchie vont se combiner, et en fonction de l'angle considéré et de la hauteur de l'antenne, ces ondes pourront être en phase ou en opposition de phase. Lorsqu'elles seront en phase l'énergie sera doublée et on gagnera 3 dB. En outre aucune énergie ne sera transmise en dessous de ce plan réflecteur, on va encore gagner 3 dB. Si nous imaginons un dipôle dont le gain théorique était de 2,14 dBi, on aura, avec un sol parfaitement conducteur un gain de  $2,14 + 6 = 8,14$  dBi<sup>41</sup>.

Dans la figure ci-contre nous avons considéré une seule direction de l'onde directe. Pour l'onde dessinée, la distance AB est égale à la distance BC. La différence de trajet est égale à AB, il en résulte donc une différence de phase. En fait il faudrait faire une analyse pour une infinité d'onde directe partant avec des angles différents du dipôle horizontal. Si le sol n'est pas parfait, c'est à dire s'il ne réfléchit pas toute l'énergie, il s'en suivra un autre diagramme. Cette étude peut être faite avec un programme de modélisation d'antenne.



L'influence du sol est fonction de la longueur d'onde et de la hauteur de l'antenne par rapport au sol, et il faut distinguer ici,

- le cas des **antennes décamétriques** où l'antenne est presque toujours près du sol. Pour une antenne yagi par exemple, et pour les bandes de 20 à 10 m, la hauteur varie généralement entre 10 et 40 m, parfois un peu plus, et on peut donc dire que la hauteur est grosso modo de l'ordre de la longueur d'onde ( $0,2$  à  $3 \lambda$ ), c'est donc bien un antenne près du sol .
- mais on peut aussi avoir le cas des **antennes UHF-SHF** qui se trouvent à une dizaine de mètre du sol, on est alors rapidement à des distances de plus de  $10 \lambda$ .
- et pour les **antennes VHF** on se trouve dans des conditions intermédiaires entre les deux cas précédents (décamétrique et UHF-SHF).

Etudions de plus près quelques cas typiques :

<sup>41</sup> Nous verrons plus loin qu'en pratique, nous n'avons pas 6 dB, mais un peu moins.

1) Cas d'un dipôle horizontal:

en espace libre	à $\lambda/4$ du sol	à $\lambda/2$ du sol	à $1 \lambda$ du sol
			
dans la direction où le dipôle rayonne au maximum			
gain = 2,12 dBi	5,79 dBi	7,37 dBi	7,69 dBi
angle de départ = $0^\circ$ (en réalité indéterminé !)	$62^\circ$	$28^\circ$	$14^\circ$
(a)	(b)	(c)	(d)

La situation (b) correspond le mieux à celle de la plupart de radioamateurs qui ont un dipôle pour la bande des 80 m placé à 20 m au dessus du sol. Une partie importante de l'énergie est rayonnée vers le ciel, mais il reste une partie non négligeable d'énergie sous un angle d'une 30taine de  $^\circ$ , ce qui rend les contacts à grande distance possible.

La situation (c) correspond à celle de la plupart des radioamateurs qui ont un dipôle pour la bande des 40 m, toujours placé à 20 m au dessus du sol. La partie rayonnée vers le ciel est relativement faible, et pratiquement toute l'énergie se retrouve dans un lobe à  $28^\circ$ .

La situation (d) est encore un peu plus favorable car l'angle de départ est encore plus bas et le gain est encore un peu plus élevé. Mais on voit apparaître un second lobe latéral qui n'est pas très utile.

2) Cas d'une antenne 4 éléments yagi en polarisation horizontale

en espace libre	à $\lambda/2$ du sol	à $\lambda$ du sol	à $2 \lambda$ du sol
			
dans la direction où le dipôle rayonne au maximum			
gain = 8,26 dBi	12,37 dBi	13,51 dBi	13,75 dBi
angle de départ = $0^\circ$	$26^\circ$	$14^\circ$	$8^\circ$
(a)	(b)	(c)	(d)

Les situations (c) et (d) correspondent le mieux à des situations pratiques, soit une pylône d'environ 20 m avec une beam décamétrique (antenne yagi 4 éléments) pour 10, 15 et 20 m. La situations (c) correspond à la bande 20m, la situation (d) à la bande 10 m.

3) Cas d'une antenne yagi 19 éléments en UHF

en espace libre	à 5 $\lambda$ du sol	à 10 $\lambda$ du sol	à 50 $\lambda$ du sol
			
dans la direction où l'antenne rayonne au maximum			
gain = 16,4 dBi	21,43 dBi	21,84 dBi	22,28 dBi
angle de départ = 0°	2°	4°	2°
(a)	(b)	(c)	(d)

Si nous considérons la bande 430-440 MHz (70 cm), le cas (b) correspond à une antenne installée à 3,5m du sol, le cas (c) à une antenne installée à 7 m du sol et le cas (d) à une antenne installée à 35 m du sol.

L'angle de départ est légèrement au dessus de l'horizon (quelques degrés) et il ne varie pas de façon sensible. A cause des réflexions du sol, le gain est rapidement augmenté de 5 à 6 dB.

Au niveau de la forme, on constate que le diagramme de rayonnement d'une telle antenne n'est pas fort différent du rayonnement en espace libre, à condition de couper le diagramme en deux<sup>42</sup>.

A fortiori pour les VHF, on se trouvera pratiquement entre le cas représenté par le diagramme de l'antenne 4 éléments yagi à 2  $\lambda$  du sol et par le diagramme de l'antenne 19 éléments à 10  $\lambda$  du sol ...

4) Les types de sols

Les diagrammes ci-dessus ont été fait avec un "sol moyen", or il est bien évident que la nature du sol que celle-ci n'est pas la même d'un endroit à l'autre et que l'on pourrait distinguer

- un sol parfait qui réfléchirait l'onde à 100 %, il s'agit non seulement d'un cas théorique, mais aussi celui où une antenne VHF-UHF-SHF, se trouverait au dessus d'une surface métallique (le toit d'un hangar métallique par exemple).
- le sol tel qu'il est en réalité avec ses paramètres spécifiques c'est-à-dire la conductivité et la constante diélectrique  $\epsilon$

<sup>42</sup> On considère ici l'allure générale de la forme, c'est-à-dire le "contour", l'enveloppe en général !

type de sol	exemples	conductivité <sup>43</sup> (S/m)	constante diélectrique
très très pauvre	ville, sites industriel, buildings	0,001	3
très pauvre		0,001	5
pauvre	sol montagneux, rocaille	0,002	13
moyen		0,005	13
très bon	bons sols de culture	0,03	20
eau douce		0,001	80
eau salée <sup>44</sup>		5	81

Une étude plus détaillée des cas ci-dessous montre que passant d'un sol parfait à un sol pauvre entraîne une perte de gain de l'ordre de 1 dB au maximum.

L'étude ci-dessus montre aussi que le fait de passer de l'espace libre à un sol moyen entraîne une augmentation de **gain de 5,5 à 6 dB**. Si l'antenne est très basse l'angle de départ est élevé, il est minimum pour une hauteur de 2 à 3  $\lambda$ , puis remonte légèrement<sup>45</sup>

### 6.19.2. Influence du sol pour la polarisation verticale

Le phénomène est un peu plus complexe à analyser puisque chaque point d'une antenne verticale va donner lieu à deux composantes (une directe, et une réfléchiée) et qu'il faudra faire la somme de toutes ces influences.

Nous n'analyserons que le cas d'une antenne verticale quart d'onde ( $\lambda/4$ ) avec 4 radiales :

en espace libre	très près du sol (0,005 $\lambda$ )	à $\lambda/2$ du sol	à $\lambda$ du sol
			
dans la direction où le dipôle rayonne au maximum			
gain = 1,44 dBi	-0,15 dBi		
angle de départ = 0°	27°		
(a)	(b)	(c)	(d)

<sup>43</sup> La conductivité est l'inverse de la résistance. Par exemple si entre deux électrodes distantes de 2 m on mesure une résistance de 400  $\Omega$ , cela signifie une résistivité spécifique de 200  $\Omega/m$  et donc une conductivité de  $1/200 = 0,005$  S/m.

<sup>44</sup> Il est bien évident que la mer n'est pas un sol, mais d'autre part l'expérience montre qu'une antenne placée près de la mer (certains disent "avec les pieds dans l'eau") rayonne particulièrement bien !

<sup>45</sup> Pour faire des contacts à longues distances ("DX"), il faut que l'angle de départ soit aussi faible que possible, il faut donc essayer d'avoir une hauteur d'antenne de 2 à 3  $\lambda$ . Ceci est parfaitement réalisable pour les bandes 10 et 15 m, c'est plus compliqué pour la bande 20 m et pratiquement pas réalisable pour 40 et 80 m.

La situation (b) correspond au cas pratique d'une antenne au sol, en effet  $0,005 \lambda$  pour la bande des 20 m correspond à 10 cm au dessus du sol.

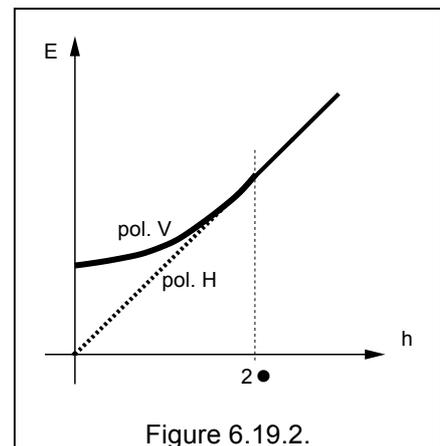
La conclusion générale est que la présence du sol entraîne

- une **augmentation de l'angle de départ**, d'autant plus importante que l'antenne est proche du sol
- une augmentation du gain qui théoriquement est légèrement inférieure à **6 dB**

### 6.19.3. Champ près du sol

Nous venons de voir l'influence du sol sur le diagramme de rayonnement d'une antenne. Un autre phénomène important est la variation du champ près du sol. Ce champ dépend également de la polarisation des ondes.

Dans le cas des ondes polarisées horizontalement, l'intensité du champ est pratiquement nulle, mais croît à peu près linéairement avec la hauteur. Dans le cas de la polarisation verticale par contre, l'intensité de champ près du sol est beaucoup plus élevée. Pour des hauteurs supérieures à  $2 \lambda$  les intensités en polarisation horizontale ou verticale sont les mêmes.



## **6.20. Principe de réciprocité des antennes**

La plupart des caractéristiques ont été étudiée en considérant l'antenne dans le sens de l'émission mais ces caractéristiques sont également valables dans le sens de la réception. Par exemple :

- le diagramme de rayonnement est le même qu'une antenne soit utilisée en émission ou en réception.
- le gain d'une antenne est le même qu'une antenne soit utilisée en émission ou en réception.
- pour l'impédance c'est un peu plus particulier. Même si la valeur de l'impédance est la même, l'impédance d'une antenne d'émission se conçoit à partir de la puissance (ou de la tension) qu'on y applique et du courant qui y circule, alors que pour une antenne de réception cette impédance est celle d'un générateur équivalent qui produirait le même courant dans la même impédance de charge

Si "en principe" toute antenne d'émission peut fonctionner en réception, et inversement, certaines antennes ne sont utilisées que pour la réception à cause par exemple de leur propriété de réjection du bruit. C'est le cas des antennes<sup>46</sup> Beverage, des antennes Ewe, ... L'autre exception est celle des antennes ferrites utilisées en OL et en OC.

---

<sup>46</sup> Ces antennes n'entrent pas dans le cadre du programme HAREC.

## **6.34a. Table des matières**

6.1. Introduction sur les antennes .....	2
6.1.1. De la charge électrique à l'onde électromagnétique .....	2
6.1.2. La théorie du doublet élémentaire .....	4
6.1.3. Rappel sur les ondes électromagnétiques .....	7
6.2. L'antenne doublet demi onde ou dipôle demi onde .....	8
6.3. Variantes de l'antenne dipôle .....	17
6.4. Le dipôle non demi onde .....	19
6.5. Rayonnement de 2 antennes dipôles .....	21
6.5.1. Deux dipôles superposés .....	21
6.5.2. Deux dipôles côte à côte .....	21
6.5.3. Deux dipôles dans le prolongement l'un de l'autre .....	21
6.6. L'antenne demi onde alimentée par son extrémité .....	22
6.7. Le dipôle replié .....	24
6.8. L'antenne verticale .....	25
6.9. L'antenne verticale plus courte ou plus longue que le quart d'onde .....	31
6.9.1. Considérations générales sur les antennes verticales courtes .....	31
6.9.2. Considérations générales sur les antennes verticales longues .....	32
6.10. Variantes de l'antenne verticale .....	35
6.11. L'antenne à éléments parasites .....	37
6.11.1. Principe du réflecteur et du directeur .....	37
6.11.2. Diagramme de rayonnement .....	39
6.11.3. Limite du gain .....	42
6.11.4. Superposition et couplage de plusieurs antennes yagi .....	43
6.11.5. Réflecteur simple et réflecteurs multiples .....	45
6.11.6. Diagramme de rayonnement normalisé .....	46
6.11.7. Relation entre le gain et les angles d'ouverture .....	46
6.12. Antennes avec trappes accordées .....	47
6.13. Groupement d'antennes .....	50
6.13.1. L'antenne en H .....	50
6.13.2. L'antenne ZL spéciale .....	50
6.13.3. L'antenne HB9CV .....	51
6.14. Autres formes d'antennes .....	52
6.14.1. Les antennes loop .....	52
6.14.2. Les antennes quad .....	52
6.15. Les antennes à surface rayonnante .....	55
6.16. Les antennes à fentes rayonnantes .....	59
6.17. L'antenne isotrope .....	60
6.18. Caractéristiques des antennes .....	61
6.18.1. Distribution du courant et de la tension .....	61
6.18.2. Résistance de rayonnement d'une antenne .....	61
6.18.3. Rendement d'une antenne .....	62
6.18.4. Fréquence de résonance et comportement en dehors de la résonance .....	62
6.18.5. Polarisation .....	62
6.18.6. Directivité, efficacité et gain .....	64
6.18.7. Aire de capture .....	65
6.18.8. Puissance rayonnée apparente et Puissance isotrope rayonnée équivalente (PAR et PIRE) .....	66
6.18.9. Le rapport avant/arrière .....	67
6.18.9. Le ROS .....	68
6.18.10. La bande passante d'une antenne .....	68
6.19. Influence du sol .....	69
6.19.1. Influence du sol pour la polarisation horizontale .....	69
6.19.2. Influence du sol pour la polarisation verticale .....	72
6.19.3. Champ près du sol .....	73
6.20. Principe de réciprocité des antennes .....	74
6.34a. Table des matières .....	75

*Nous voici arrivé à la moitié de ce chapitre, il reste à voir les lignes de transmissions ...*