En présence de courant,
l'antenne fait de la résistance.

Robert BERRANGER F5NB

Résistance de rayonnement, résistance d'antenne, champ électromagnétique, onde plane, directivité, rendement, gain… Toutes ces notions sont en relation avec l'antenne, et en relation entre elles. Je vais essayer d'expliquer simplement le rôle de chacun d'eux dans la génération des ondes électromagnétiques.

Enoncé du problème.

Il est résumé sur la figure 1.

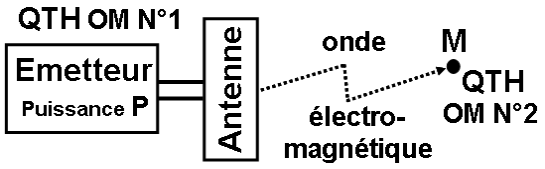

Figure 1

Il s'agit de déterminer l'énergie de l'onde électromagnétique arrivant au point **M** (QTH de l'OM 2) à partir de la puissance que l'OM 1 injecte dans son antenne à son QTH. Cette énergie dépend bien sûr de la distance, mais aussi de la puissance de l'émetteur et de la fonction de transfert de l'antenne de l'OM N°1. C'est cette fonction de transfert que nous allons étudier.
Voyons d'abord quelques rappels sur l'onde électromagnétique.

Propriétés de l'onde électromagnétique.

Si on la considère à une grande distance de l'antenne (> 10λ), nous avons affaire à une onde plane qui a des propriétés particulières :

a) L'onde est constituée de deux champs indissociables :
   - Le champ électrique E, qui est exprimé en volts par mètre
   - Le champ magnétique H, qui est exprimé en ampères par mètre
b) L'énergie véhiculée par chacun des champs est identique.
c) En conséquence, le rapport entre les deux champs est une constante qui dépend du milieu dans lequel s'effectue la propagation (si le milieu change, le rapport change).

Avec le système d'unités utilisé actuellement (Volt et Ampère), et dans le vide (ou dans l'air), ce rapport est de 377. Celui-ci a la dimension d'une résistance (des volts divisés par des ampères). Nous avons donc : **E**(V/m) = **H**(A/m) × 377 [(1)].
Les vecteurs qui décrivent les champs électriques et magnétiques sont situés sur un même plan, perpendiculaire à la direction de propagation, et ils sont perpendiculaires entre eux (voir fig. 2).

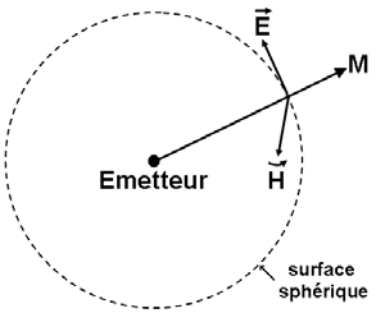

Figure 2

La valeur du flux surfacique de puissance (soit *R*, mesuré en Watts/m^2) au point **M** peut se faire en calculant le module du vecteur de Poynting qui est égal à :

$$\vec{R} = \vec{E} \wedge \vec{H}$$

Quand nous avons affaire à une onde plane, c'est-à-dire loin de l'antenne, cette formule se simplifie en : P = E × H. De plus, comme le rapport entre E et H est une constante, nous pouvons calculer la puissance uniquement à partir du champ E, et la formule devient : P = E² / 377. Le champ E est préféré, car plus facile à calculer.

Calcul du champ électrique E.

Pour comprendre les mécanismes qui entrent en jeu, il va falloir simplifier. Nous commencerons par l'étude du rayonnement d'une très petite partie (segment) d'antenne appelée « doublet élémentaire ». Nous reposerons ainsi le problème d'une manière plus détaillée sur la figure 3.

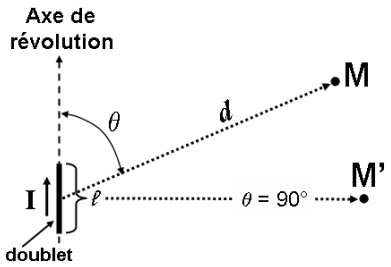

Figure 3

Après simplification des calculs, nous obtenons :

$$E = 60\pi \times I \times \frac{1}{d} \times \frac{l}{\lambda} \times \sin\theta \times \sin(\omega t)$$

Avec E en V/m et I en ampères.
Attention, la constante de valeur 60π que nous avons utilisée dans la formule est valable pour un doublet élémentaire de diamètre infiniment petit devant lambda, et parcouru par un courant uniforme.
Cette formule peut encore se simplifier :

- Le terme sin(ωt) veut simplement dire que I est un courant sinusoïdal (information de phase). En considérant le courant sur une période, ce terme variable peut être remplacé par un terme constant prenant la valeur 1 (champ crête correspondant au courant crête) ou la valeur 0,7 (champ efficace correspondant au courant efficace).

- De même, en prenant le point M' au lieu de M, nous avons θ = 90°. Alors sin(θ) = 1, et le terme disparaît.
- Par ailleurs, nous pouvons mesurer le champ toujours à la même distance ***d***, qui devient une constante. Nous pouvons la combiner avec l'autre constante pour obtenir K = 60π / *d*.

Nous arrivons ainsi à la formule élémentaire suivante :

$$E = I \times K \frac{l}{\lambda}$$

Cela nous rappelle beaucoup la loi d'Ohm, U = I × R. En effet, le rapport 60π(*l*/λ) est assimilable à une résistance (mais ce n'est pas la résistance de rayonnement).

Puissance totale rayonnée.

Elle s'obtient en intégrant sur la totalité de la sphère de rayon ***d***, la puissance calculée en tous les points de cette sphère. La puissance est obtenue en élevant au carré la valeur du champ électrique, puis en divisant par 377 ($P = E^2/R$). Noter que la puissance ponctuelle varie en fonction de l'angle *θ*. Pour la puissante totale rayonnée par un doublet élémentaire, nous obtenons la formule suivante (après trituration mathématique) :

$$P_r = 80\pi^2 \left(\frac{\ell}{\lambda}\right)^2 I^2$$

Avec I en ampères efficaces et P en watts. Noter que ***d*** a disparu, ainsi que sin(θ)[(2)].

Résistance de rayonnement.

En considérant que $P = R \times I^2$, la valeur $\{80\pi^2 \times (l/\lambda)^2\}$ de la formule précédente a la dimension d'une résistance. Celle-ci est appelée « **Résistance de rayonnement** ». **C'est la résistance qu'il faudrait mettre à la place du doublet élémentaire pour dissiper la même puissance.**

Noter que c'est une résistance équivalente. En absence de courant (donc de rayonnement), elle n'existe pas (d'où le titre de cet article).

Nous remarquerons que la résistance de rayonnement varie comme le carré du rapport *l*/λ. Si la longueur du doublet est multipliée par 2, la résistance de rayonnement est multipliée par 4, et il faut diviser par 2 le courant pour dissiper la même puissance (et avoir le **même** champ électrique à la même distance de l'antenne).

Je rappelle qu'il s'agit toujours d'un doublet parcouru par un courant uniforme, ce qui est le cas si le doublet est très petit devant lambda. Si le courant n'est pas uniforme, cela se complique un peu. Voyons sur la figure 4 le cas du doublet demi onde en espace libre.

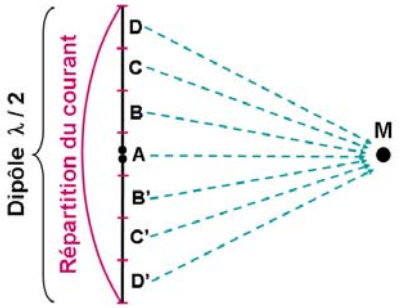

Figure 4

Nous avons une antenne de longueur non négligeable devant lambda. D'un point de vue rayonnement, nous pouvons la considérer comme la mise bout à bout d'une grande quantité de segments aux comportements similaires au doublet élémentaire[3]. D'un point de vue électrique, on considère l'antenne comme une ligne. Si celle-ci est ouverte, le ROS est infini. C'est pourquoi nous parlons dans ce cas, d'antenne à ondes stationnaires. Comme dans une ligne, le courant se répartira d'une manière sinusoïdale depuis une extrémité ouverte [4]. En conséquence, le courant est maximum dans le segment **A** situé au centre d'un doublet demi onde ouvert aux deux bouts.
Nous avons vu que la résistance de rayonnement était la résistance équivalente présentée par le doublet au point d'alimentation. Pour un doublet parcouru par un courant uniforme, elle sera la même, quel que soit le point d'alimentation. Pour un doublet demi onde ouvert, elle sera minimum pour une alimentation au centre (courant maximum), et théoriquement infinie pour une alimentation en extrémité (courant nul). Pour faciliter la comparaison des antennes entre elles, on a adopté une convention :
Par convention, et en absence de précision, la résistance de rayonnement d'une antenne est mesurée à l'endroit où le courant est maximum (ventre de courant).
Par la suite, j'adopterai cette convention quand je parlerai de la résistance de rayonnement.
Voyons maintenant l'effet de la répartition du courant sur la résistance de rayonnement ainsi définie du doublet demi onde, en utilisant la formule du doublet élémentaire.
S'il est parcouru par un courant constant, nous obtenons Rr = 197 Ω.
Si le courant se répartissait en décroissant linéairement, comme dans un fouet court, nous obtiendrions Rr = 49 Ω (Imoyen = 0,5×Imaxi, donc Rr = 197 × $(0,5)^2$).
Avec une répartition sinusoïdale du courant, nous obtenons Rr = 80 Ω (Imoyen = 0,636×Imaxi, donc Rr = 197 × $(0,636)^2$).
Or, nous savons que la résistance de rayonnement du doublet est de 73 Ω. L'erreur provient de ce que la formule utilisée est une **approximation** valable pour les antennes très courtes devant lambda, donc **à n'utiliser que pour les fouets et dipôles raccourcis.**

Impédance d'antenne.

Sa partie « réelle » est égale à la résistance de rayonnement effective au point d'alimentation de l'antenne. Or nous avons vu que par convention, la résistance de rayonnement était définie au maximum de courant. Il s'ensuit que la résistance d'antenne peut être différente de la résistance de rayonnement ainsi définie. Par ailleurs, la résistance de rayonnement est toujours « réelle », alors que l'impédance de l'antenne devient réactive en dehors de la résonance (mais seule sa partie réelle correspond à un rayonnement propagé).
Prenons notre dipôle demi onde. Si nous l'alimentons au centre, l'impédance d'antenne sera égale à sa résistance de rayonnement, soit 73 Ω. Si maintenant, nous l'alimentons au quart de sa longueur, l'impédance d'antenne sera de 140 Ω. Mais attention, seulement pour une antenne très fine. Nous verrons le cas des dipôles épais plus loin.

Notions de Directivité.

La directivité est définie comme le rapport de deux densités de puissance : au numérateur, la densité de puissance dans la direction où le champ rayonné est maximum, au dénominateur la densité de puissance correspondant à une antenne isotrope rayonnant la même puissance totale (le champ rayonné par une antenne isotrope est le même dans toutes les directions d'une sphère). Sauf indication contraire, la directivité est donc exprimée en rapport de puissances.

Directivité du doublet élémentaire.

Ici, la directivité est maximum pour tous les points situés sur un cercle de révolution autour du doublet, et pour un angle θ égal à 90°. En effet, nous avons vu que le champ électrique est proportionnel à sin(θ), et celui-ci a sa valeur maximale pour θ = 90°.
Une façon de visualiser la directivité est de tracer un diagramme de rayonnement. Nous avons sur la figure 5 les diagrammes comparés entre le doublet élémentaire et l'antenne isotrope.

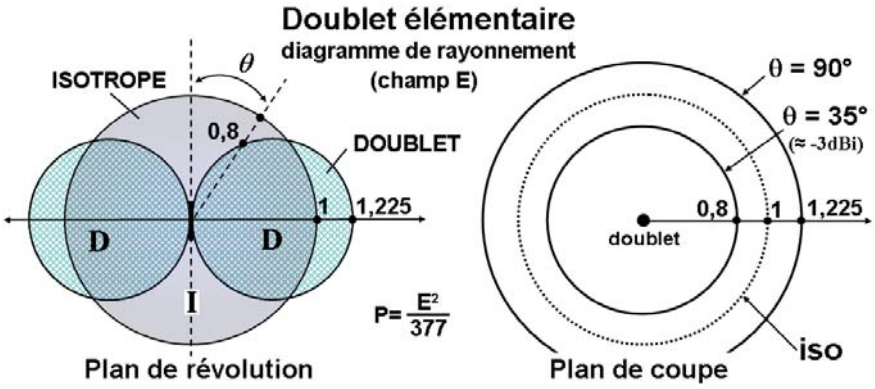

Figure 5

Noter que dans le plan de coupe, les diagrammes sont tous les deux circulaires, et donc n'interviennent pas dans la directivité, et que puissance égale veut dire que le volume de la sphère I est égal au volume du tore D. La directivité maximum est obtenue dans le plan médian du tore, soit pour θ = 90°.
Pour le doublet élémentaire, le calcul nous donne une directivité de 1,5 en puissance.

Directivité du doublet demi onde.

Par rapport au doublet élémentaire, le principal changement réside dans la longueur qui ne devient plus négligeable devant lambda. Cela va avoir une répercussion sur la directivité. Un bon dessin valant mieux qu'une longue démonstration mathématique, examinons la figure 6.

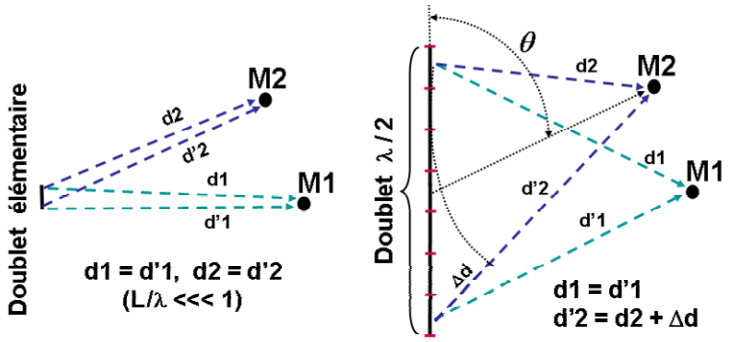

Figure 6

A gauche, nous avons un doublet élémentaire, et nous voyons que la distance d_2 est la même pour les deux extrémités du doublet, comme pour d_1.
A droite, nous avons un doublet demi onde. Nous voyons alors que les distances d_2 et d'_2 ne sont plus égales. La différence de trajet entraîne un déphasage entre les champs

correspondants au point M_2, qui ne s'additionnent plus totalement. Il s'en suit que lorsque l'angle θ s'éloigne de 90°, le champ diminue plus vite que pour le doublet élémentaire.
Autrement dit, pour le doublet demi onde, à la directivité en sin(θ) qui découle directement de la variation sinusoïdale du courant, s'ajoute celle procurée par le déphasage entre les champs générés par des segments éloignés d'une distance non négligeable devant lambda. L'effet global sera aussi fonction de la loi de répartition du courant dans le doublet.
Pour un doublet demi onde réalisé en fil très fin, la directivité est de 1,64, et le diagramme de rayonnement est montré sur la figure 7.

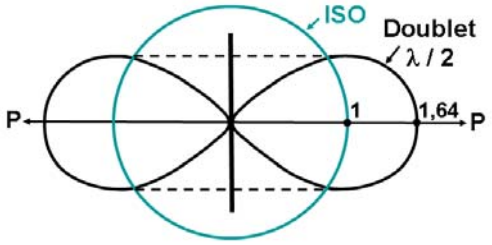

Figure 7

Notions de Gain.

C'est une notion ambiguë, source de confusions. En effet, on peut prendre pour le gain deux définitions :

1) Soit le gain est égal à la directivité.
2) Soit le gain est égal à la directivité multipliée par le rendement électrique.

Noter que la définition (1) suppose simplement un rendement de 100%. En HF, les antennes résonantes ont généralement un très bon rendement, et on utilise la définition (1). Ce sera le cas ici, où l'on suppose un conducteur parfait, donc un rendement de 100%.
Par la suite nous emploierons indifféremment les termes « GAIN » et « Directivité ».
Naturellement, tout ce qui a été dit au sujet de la directivité vaut pour le gain. En général on exprime celui-ci en décibels, et il a ainsi la même valeur, qu'il s'applique au champ électrique seul ou à la puissance totale de l'onde. Dans le cas d'une directivité en puissance, nous avons $G_{dB} = 10 \text{ Log}(D)$, D étant la directivité.
Pour compliquer les choses, on exprime le gain (qui est un rapport sans dimension), soit en se référant à l'antenne isotrope, comme pour la directivité et on l'exprime en dBi, soit à l'antenne demi onde rectiligne en fil très fin, et on l'exprime en dBd.
Nous avons alors les valeurs particulières :
Gain du dipôle élémentaire = 10 Log(1,5) = 1,76 dBi
Gain du dipôle demi onde rectiligne = 10 Log(1,64) = 2,15 dBi
Gain du dipôle élémentaire = 1,76 – 2,15 = - 0,39 dBd
Gain d'une antenne quelconque = *xx* dBi et (*xx* – 2,15) dBd [(5)].
Le gain en dBd par rapport au doublet demi onde est utilisé pour les mesures sur antennes, car il est facile de construire un dipôle demi onde et de faire des comparaisons, alors que l'antenne isotrope est impossible à réaliser. Cette façon d'opérer est aussi une manière de s'affranchir de l'environnement de l'antenne, en particulier du sol. Cela suppose que le comportement des deux antennes, celle de référence et celle à mesurer, soit le même en présence du sol. Mais, je déborde du sujet, autrement plus complexe que celui de cet article qui ne concerne que l'antenne en espace libre.

Relations entre le gain (directivité) et la résistance de rayonnement.

Pour un **doublet demi onde**, à courant égal au point d'alimentation, la directivité n'accroît pas le champ rayonné dans une direction privilégiée. En fait elle diminue le champ dans les autres directions. Donc, la puissance totale rayonnée diminue, ce qui entraîne une diminution de la résistance de rayonnement. Ainsi, si la directivité du dipôle demi onde était celle du doublet élémentaire, la résistance de rayonnement serait de 80 Ω. Mais du fait d'une plus grande directivité, la résistance de rayonnement tombe à 73 Ω. Alors, à puissance d'alimentation constante, le courant sera plus important, d'où une augmentation du champ rayonné [6].

Une conclusion hâtive pourrait faire croire qu'il suffit de changer le rapport entre le courant et la résistance de rayonnement pour changer le gain. Naturellement, c'est faux. Le raisonnement ci-dessus ne peux s'appliquer qu'au dipôle demi onde rectiligne infiniment fin en espace libre qui a **toujours** une résistance de rayonnement de 73 Ω et une directivité de 1,64.

La directivité et la résistance de rayonnement sont toutes les deux fonction de la géométrie et de la répartition des courants dans un ensemble de conducteurs. Si nous divisons notre antenne en un certain nombre de segments, suffisamment petits pour être considérés parcourus par un courant uniforme, Rr et D résulteront de la combinaison des paramètres suivants pour chaque segment :

- valeur relative du courant crête
- phase relative du courant
- longueur du segment et position dans l'espace
- sens du courant

Noter que les segments peuvent être reliés ou non, alimentés par l'émetteur ou par couplage électromagnétique.

En modifiant la géométrie, les répercussions sur la directivité et la résistance de rayonnement ne suivent pas une loi universelle. Chaque cas est particulier.

Prenons par exemple le cas d'un dipôle filaire en espace libre, avec une longueur en rapport variable avec la longueur d'onde. Les résultats sont montrés sur la figure 8.

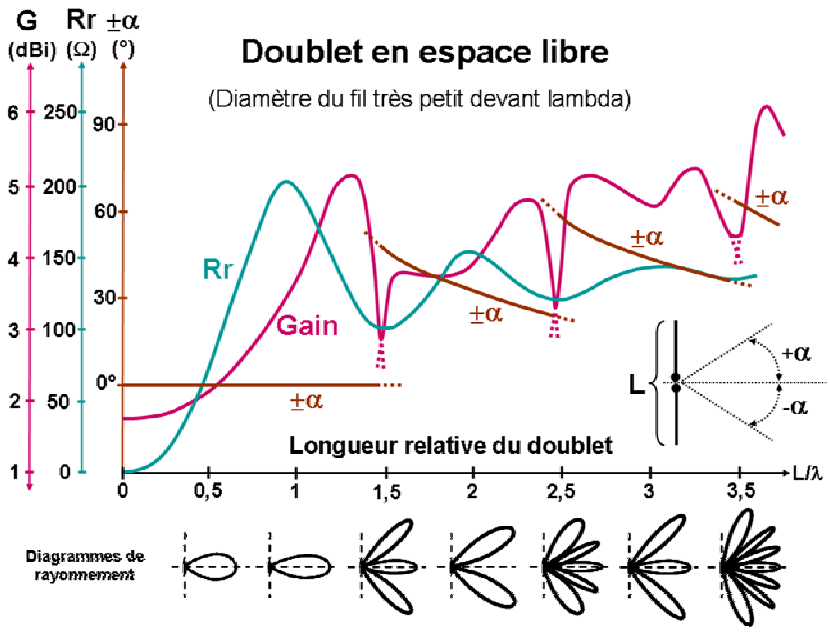

Figure 8

Noter qu'à partir de L=λ, à chaque nombre pair de demi ondes, deux lobes supplémentaires apparaissent, et à chaque nombre impair de demi ondes, la directivité maximale change de lobes, en se rapprochant de plus en plus du doublet. La résistance de rayonnement a des ondulations qui s'atténuent pour rejoindre une asymptote vers 140 Ω environ. Ces courbes montrent bien qu'il n'y a aucune corrélation entre le gain (directivité) et la résistance de rayonnement.
Noter le gain maximum de 3 dBd (α=0°) pour L = 10λ/8. Cela correspond à 5λ/8 pour un monopôle, longueur bien connue pour les antennes VHF « véhicule ».
Maintenant, un autre exemple sur la figure 9, à partir du dipôle demi onde.

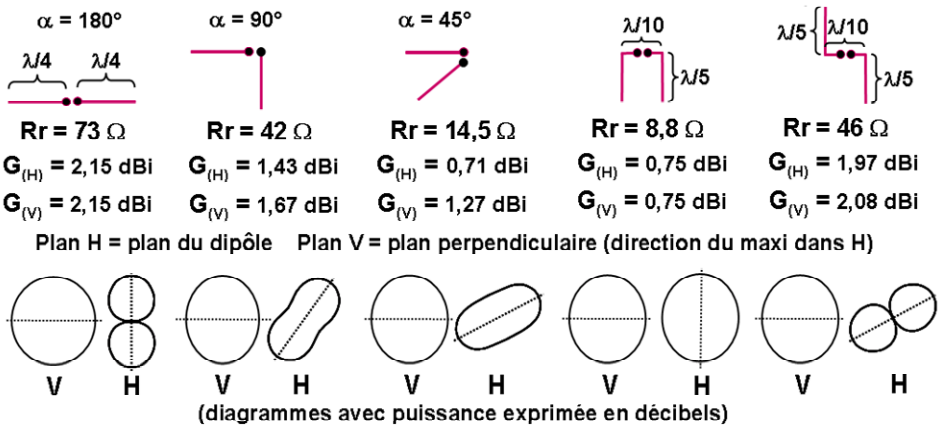

Figure 9

Ici, une diminution de la résistance de rayonnement accompagne une diminution du gain.
Pour le dipôle en U, le rayonnement est presque isotrope. Le dipôle en Z rappelle les antennes FM omni directionnelles réalisées avec un trombone pour pouvoir s'adapter directement à un coaxial de 75 Ω.

Amélioration du gain d'une antenne filaire.

Je vous sens subitement plus attentif, car là est bien la préoccupation principale du radioamateur constructeur d'antennes.
Je commencerai par être rabat-joie : Si le gain augmente dans une direction, c'est qu'il diminue dans les autres. Et cette direction n'est pas toujours celle que l'on espère. C'est au concepteur et à l'installateur de se débrouiller pour qu'elle soit celle du correspondant. Si l'on veut avoir une directivité omnidirectionnelle dans le plan H, on ne pourra augmenter le gain qu'en augmentant la directivité dans le plan V. Avec un dipôle filaire rectiligne horizontal en espace libre, la directivité dans le plan V est omnidirectionnelle. Si l'on n'a pas le moyen d'orienter l'antenne, on ne pourra avoir du gain qu'en faisant l'impasse pour les correspondants se situant dans les « trous » du diagramme de rayonnement Horizontal. On peut comparer la puissance rayonnée à l'air contenu dans une baudruche sphérique. Si nous pinçons la sphère par le milieu, nous obtenons une baudruche avec un axe qui s'est allongé (donc, plus d'air dans cette direction = gain), et un autre qui s'est raccourci. Mais la quantité totale d'air est restée la même.
Pour augmenter le gain d'une antenne, il n'y a qu'une solution : c'est augmenter la longueur des parties rayonnantes, puis les disposer et les alimenter de telle manière que les champs qu'elles produisent s'additionnent dans la direction désirée (ce qui se fera forcément au détriment des autres).

Compte tenu d'une distribution sinusoïdale du courant, nous aurons, proportionnellement à la longueur totale des parties rayonnantes, un gain maximum que l'on ne pourra jamais dépasser. Si l'on prend les cas particuliers où la longueur est un multiple de demies longueurs d'onde, ce gain maxi est égal à :
Gmax (dBd) = 3 dB + 10 Log(***n***), avec ***n*** = nombre de demi ondes. La constante 3 dB correspond à l'unidirectionnalité (directivité multipliée par 2).
Ainsi, si l'on prend une antenne YAGI 4 éléments (4 demi ondes), le gain maxi sera de 9 dBd. Si un gain supérieur est annoncé, c'est une antenne « miracle ».
Par ailleurs, dire que **par principe** l'antenne HB9CV a un gain similaire à une Yagi 3 él, est un non sens physique. Si, quelqu'un a effectivement trouvé ces mesures, c'est qu'en fait la Yagi 3 él. était mal construite, et n'avait pas plus de gain qu'une HB9CV qui est une Yagi 2 él.
Par ailleurs, l'impédance au point d'alimentation de l'antenne, qu'elle soit à la résonance ou non, n'a aucune influence sur sa directivité, donc son gain. Vouloir obtenir une impédance particulière (ROS de 1) ne concerne que la ligne de transmission et l'émetteur et ne veut absolument pas dire que l'on aura un gain maximum. Au contraire, par exemple dans une Yagi, l'obtention d'un ROS 1 se fait souvent au détriment du gain et/ou du rapport Av/Ar [(7)].
Ne pas mélanger les propriétés radiatives (directivité) et les propriétés électriques (impédance d'antenne, résistance de rayonnement). Le gain ne dépend que de la géométrie de l'antenne et de la répartition spatiale du courant dans l'antenne. La résistance de rayonnement dépend aussi de ces facteurs, mais pas avec les mêmes lois. Donc, on ne peut pas relier le gain et la résistance de rayonnement par une loi générale. Elle ne pourrait s'appliquer que dans des conditions particulières restrictives, par exemple pour un dipôle rectiligne en fil très fin. Si le dipôle est épais, ou non rectiligne, la loi ne s'applique plus.
Cette propension à généraliser à partir d'un cas particulier est à l'origine de la plupart des antennes « miracle ». En général cette erreur de principe s'accompagne d'erreurs de mesures, et si elles vont dans le même sens, l'expérimentateur imagine enrichir la physique avec de nouveaux concepts [(8)].

Variations sur un duo de dipôles λ/2.

Si, les dipôles sont parallèles, le maximum de gain possible est de 6 dBd (Yagi 2 él). S'ils sont en ligne, le maximum de gain est de 3 dBd.

Cas du doublet pleine onde.

Avec le doublet pleine onde, les dipôles sont en ligne, donc, on ne pourra pas espérer plus de 3 dB de gain par rapport au doublet demi onde.
La directivité et le gain seront fonction de la manière de l'alimenter, ce qui modifie la répartition du courant dans l'antenne. Nous avons deux cas particuliers sur la figure 10.

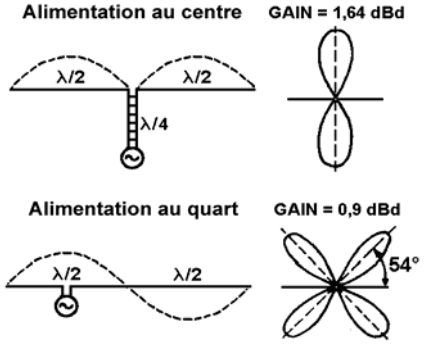

Figure 10

Dans le cas de l'alimentation au centre, le diagramme de rayonnement garde l'allure du doublet demi onde, mais avec une forme plus allongée, donc une plus grande directivité. En effet, le gain est de 1,64 dBd. La résistance de rayonnement est alors de 200 Ω.
Dans le cas où l'alimentation se fait au quart de l'antenne, les courants dans les deux moitiés de dipôle sont en opposition de phase. Est-ce à dire qu'il ne rayonne plus du tout ? Il ne rayonne plus dans la direction du maxi du dipôle demi onde, mais du fait que les deux moitiés de dipôle sont espacées de λ/2, nous avons deux directions où les champs des deux moitiés ont un minimum de déphasage. Malgré tout, la directivité (gain) a diminué, et n'est que de 0,9 dBd. Parallèlement, la résistance de rayonnement a chuté à 92 Ω.
Cette façon d'alimenter l'antenne est dite « en long fil ». En allongeant l'antenne par l'extrémité non alimentée, on ajoute deux lobes de directivité à chaque pleine onde supplémentaire, et les lobes externes se rapprochent de plus en plus de l'axe du fil.

Cas du trombone.

Le trombone est composé de deux doublets demi onde très proches, et alimentés en phase. L'un est alimenté au centre par l'émetteur, l'autre est alimenté par ses extrémités, reliées à celles du premier. D'un point de vue électrique, les deux doublets sont en série. D'un point de vue rayonnement, la directivité est celle du doublet demi onde (G = 0 dBd). L'intérêt du trombone est donc purement électrique. Selon le rapport des surfaces de rayonnement des deux moitiés, on peut avoir une résistance d'alimentation variant (théoriquement) depuis l'impédance du doublet demi onde (73 Ω) jusqu'à l'infini (ou presque). Pour deux fils fins de même surface (donc de même diamètre), l'impédance est de 290 Ω, soit 4 fois celle du doublet λ/2. L'autre intérêt du trombone est sa largeur de bande électrique qui augmente grâce à l'augmentation de la surface rayonnante (comme si l'antenne était plus « épaisse »).

Cas de l'antenne « QUAD ».

La « Quad » est une boucle composée d'un dipôle demi onde replié au quart de ses extrémités et relié à un deuxième dipôle symétrique. L'alimentation des deux dipôles est faite comme dans le trombone. On peut dire que c'est un trombone que l'on a déformé pour avoir un carré d'un quart d'onde de côté. Ceci va avoir des répercussions sur la directivité. Examinons la figure 11.

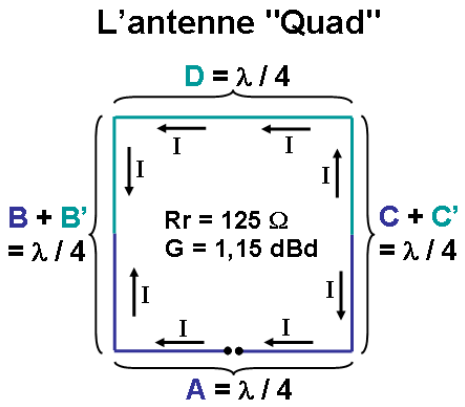

Figure 11

En regardant la répartition du courant, nous voyons que la partie rayonnante principale est composée de deux doublets raccourcis, A et D, alimentés en phase, et distants de λ/4. Par rapport au doublet pleine onde, le gain n'est que de 1,15 dBd et la résistance de rayonnement chute à 125 Ω. L'intérêt de la Quad est ailleurs. Un avantage réside dans le fait que la directivité (qui est perpendiculaire au plan du carré) est obtenue dans les deux axes (H et V), ce qui nous donne un plus grand angle d'ouverture horizontal. La Quad est aussi intéressante en présence du sol, car grâce à ses deux dipôles espacés verticalement de λ/4, le diagramme vertical est pratiquement lisse et bien arrondi, ce qui d'ailleurs explique son faible gain[9].

Antenne monopôle (λ/4).

L'antenne monopôle est un cas, car elle n'existe vraiment que d'une manière théorique, comme pour l'antenne isotrope. Ceci est la cause de malentendus qui font que lorsque l'on parle d'antennes monopôles « physiques », on ne sait pas vraiment de quoi l'on parle. Plus exactement, personne ne parle de la même antenne.
Théoriquement, une antenne monopôle λ/4, est constituée d'une moitié d'antenne dipôle λ/2, l'autre moitié étant remplacée par un réflecteur plan, parfaitement conducteur, de surface infinie, et disposé perpendiculairement à la direction du brin rayonnant.
Ce système acquière les propriétés suivantes :

- La directivité est multipliée par deux, soit une directivité de 3,28. Le gain est alors égal à 3 dBd.
- La résistance de rayonnement "n'est que" divisée par deux, soit Rr = 36,5 Ω. C'est-à-dire qu'il faut lui faire circuler un courant de 1,41 fois celui du dipôle demi onde pour rayonner la même puissance.

La multiplication par deux de la directivité résulte tout simplement du fait que le rayonnement a lieu dans une moitié de sphère. Le réflecteur plan est aussi la cause de la multiplication par deux de la résistance de rayonnement. En effet, nous avons vu que la résistance de rayonnement diminuait comme le carré du raccourcissement. Si notre moitié de dipôle λ/2 était en espace libre, sa résistance de rayonnement serait égale à 73 / 4 = 18,25 Ω.
Noter que si l'on dispose parallèlement à un dipôle le même réflecteur plan, la directivité du dipôle λ/2 est aussi multipliée par deux (mais la résistance de rayonnement n'est pas multipliée par deux, elle ondule en fonction de la distance du dipôle au réflecteur).
Dans les deux cas, ce réflecteur plan infini et parfaitement conducteur n'existe pas. Il est en HF constitué par le sol. Celui-ci a des propriétés différentes selon que le champ électrique est produit parallèlement à lui (polarisation horizontale) ou perpendiculairement (cas du monopôle vertical). Ses propriétés sont bien meilleures pour la polarisation H, entraînant pour un rayonnement lointain une différence allant jusqu'à 5 dB, selon la nature du sol.
Mais, pour que cela profite à l'OM, il faut que l'antenne horizontale soit au moins disposée à une hauteur de λ/2 au dessus du sol, ce qui redonne l'avantage aux fréquences basses pour l'antenne verticale. Par ailleurs, il existe entre les deux systèmes des avantages et des inconvénients liés à la polarisation de l'onde, mais je déborde du sujet[10].

Antenne courte.

On parle d'antenne courte quand sa longueur est inférieure à λ/2 pour un dipôle, et inférieure à λ/4 pour un monopôle. La problématique est la même.
Plus une antenne est courte, et plus on se rapproche du doublet élémentaire. Donc, au pire, le gain descend à -0,4 dBd. Le problème d'une antenne courte n'est pas son rayonnement, mais son adaptation électrique à la ligne d'alimentation et à l'émetteur.

En résumé :

- La résistance de rayonnement diminue comme le carré du raccourcissement, et le courant nécessaire pour obtenir la même puissance augmente comme le raccourcissement.
- L'impédance d'antenne devient très réactive, capacitive.
- La compensation de la réactivité nécessite une bobine.
- Cette bobine étant parcourue par un courant important a beaucoup de pertes, d'où diminution importante du rendement.
- Pour des antennes très courtes et des bobines de bonne qualité, la bande passante devient très étroite.
- La puissance réactive qui s'échange entre l'antenne et la bobine devient vite prohibitive (des milliers de fois la puissance rayonnée pour un monopôle < λ/40). En conséquence, la tension aux bornes de l'antenne atteint rapidement des dizaines de milliers de volts pour une centaine de watts rayonnés.

Si des antennes très courtes ne présentent pas ces problèmes, ce sont des antennes « miracle ».

Antenne épaisse.

Jusqu'à présent, nous avons vu le comportement d'antennes constituées d'un fil extrêmement fin devant la longueur d'onde. Qu'est-ce qui change quand on augmente significativement le diamètre du fil ? On commence à parler d'antennes épaisses, quand le rapport L/D descend en dessous de 1000. Voyons d'abord sur la figure 12 le comportement électrique des doublets épais.

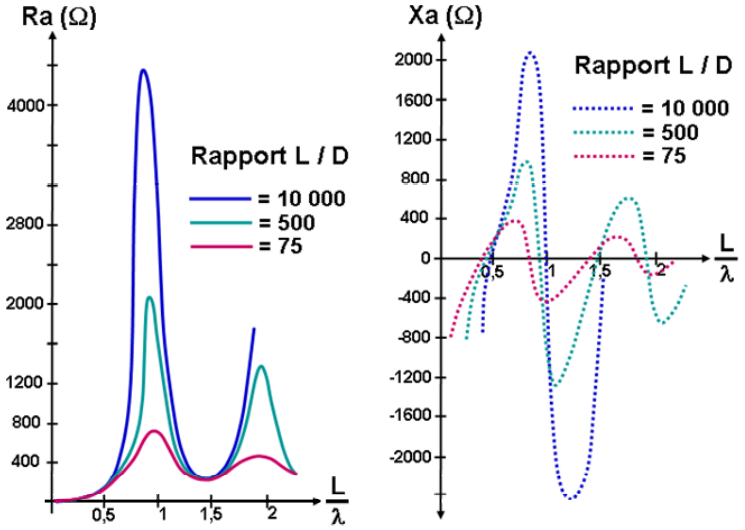

Figure 12

Quand le rapport L/D diminue :

- La fréquence de résonance diminue
- La résistance d'antenne aux ventres de courant ne change pratiquement pas
- La résistance d'antenne aux nœuds de courant diminue. Donc la variation de la résistance d'antenne en fonction de la fréquence est plus faible.
- La variation de la réactance est beaucoup plus lente.
- En conséquence, la bande passante électrique est beaucoup plus grande (Q plus faible).

Si, dans la figure 12, on prend une longueur d'onde de 40 m, le rapport 10 000 correspond à un fil de 4 mm de diamètre, celui de 500 à un tube de 80 mm de diamètre, et celui de 75 à un

tube de 53 cm de diamètre ! On comprendra aisément que les petits rapports ne seront réalisables qu'en VHF et en UHF.
Que devient la résistance de rayonnement pour un dipôle de longueur inférieure ou égale à λ/2 ? Elle ne varie quasiment pas. On ne peut pas être plus précis, car il n'y a pas de méthode de calcul absolue pour les antennes épaisses. On utilise des formules approchées selon la géométrie des brins (cylindre, cône, etc.). Tout le monde s'accorde à dire qu'elle a tendance à baisser avec le grossissement du dipôle. Pour un rapport L/D de 16,6 (dia de 2,4 m à 7 MHz), un auteur donne une résistance de rayonnement qui passe de 73 Ω à 68 Ω. Le simulateur trouve encore moins de différence. Ceci en espace libre. Quand le doublet épais est proche du sol, cela se complique, et les variations d'impédance d'antenne peuvent être beaucoup plus importantes, dans un sens comme dans l'autre.
Et la directivité ? Pour un doublet λ/2, elle change très peu (Gain = 0 dBd). Elle perd sa forme en 8 pour prendre celle d'une « cacahuète », comme montré sur la figure 13.

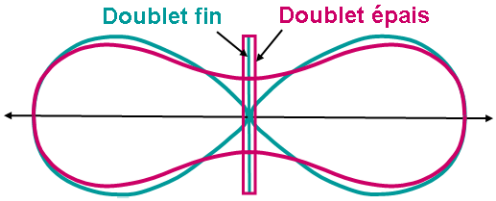

Figure 13

Disserter sur les doublets épais, utilisés seuls ou couplés à d'autres doublets plus ou moins épais (comme dans une Yagi), en espace libre ou proche du sol, nécessiterait un article complet. Je m'arrêterai donc ici. C'est suffisant pour que l'on comprenne qu'il ne faille pas compter sur l'épaisseur du doublet pour obtenir une antenne « miracle ».
Noter qu'il existe des antennes très épaisses, dites « surfaciques » qui ne ressemblent plus du tout à un doublet, comme la discone par exemple. Ces antennes sont d'un encombrement important et sont choisies pour leur grande bande passante, et pas pour leur gain qui ne dépasse guère, à la résonance, celui du doublet λ/2 (avec la même quantité de métal, et le même volume inscrit, on peut faire beaucoup mieux).

Conclusion.

Dans cet article qui est déjà trop long, je n'ai fait qu'effleurer le sujet. Mais j'espère en avoir assez dit pour la compréhension des phénomènes mis en jeu dans le rayonnement des antennes. Si ceux-ci sont bien assimilés, un simple coup d'œil sur la géométrie d'une antenne permet de se faire une idée sur le gain obtenu. Et si quelqu'un affirme que son antenne a **beaucoup** plus de gain parce qu'il a replié le réflecteur en V, ou qu'il a plié les extrémités des brins d'une Yagi 2 él (antenne à couplage capacitif), on sait d'avance que c'est faux, car contraire aux lois de la physique. Pour un même type d'antenne, concernant le gain, le concepteur se démène pour quelques fractions de décibel. Les antennes "miracle" n'existent pas. Inversement, pour faire une antenne "nulle", il faut vraiment le vouloir. En HF, quelle que soit la nullité d'une antenne de longueur supérieure à λ/2, on a au moins le gain d'une antenne isotrope (en présence du sol), soit -2,15 dBd (sauf à prendre du fil résistif). Les différences dans les bilans de liaison proviennent beaucoup plus des **conditions d'installation** des antennes [11].

Bibliographie.

- Mon livre de référence sur les antennes est celui de R. Rigal et Y. Place, "Cours de radioélectricité générale (Eyrolles). Tome 1, Circuits fermés, Rayonnement, Antennes" (cours ENST).
Pour cet article, j'ai aussi consulté d'autres cours sur les antennes provenant d'origines diverses, non parus en librairie.
Relire éventuellement mes articles personnels :
- "Histoires d'antennes HF", paru dans Radio-REF de mars 2003.
- "Généralités sur les antennes HF", paru dans Radio-REF de mai 2005.
- "L'antenne HF très courte en émission", paru dans Radio-REF de juin 2005.
- "Mesure du rendement des antennes HF très courtes", paru dans Radio-REF de juillet 2005
- "Pourquoi les antennes EH fonctionnent comme n'importe quelles autres antennes", paru dans Radio-REF de février 2006
- "L'antenne G5RV utilisée en multi bandes" paru dans Radio-REF de juin 2004, pour sa partie sur les antennes épaisses. (Oubliez la partie sur les variantes asymétriques, il m'arrive aussi d'écrire des âneries, cet article a été réécrit depuis, mais pas republié).
Tous mes articles seront très prochainement consultables sur le site du radio club F6KRK.

Notes :

1) *C'est pourquoi l'on parle d'impédance à son sujet. On dit que l'impédance du vide est de 377Ω.*
2) *La disparition de sin(θ) n'est pas surprenante puisque c'est la variable d'intégration sur la sphère (intégrer revient à faire une somme pour toutes les valeurs de θ). En revanche, la disparition de **d** est lourde de conséquence car elle signifie qu'il y a propagation radiale de la puissance (toute la puissance traversant la surface d'une sphère de diamètre **d1** traverse ensuite intégralement la surface d'une sphère de diamètre **d2**>**d1** (il n'en reste pas en route). Ceux qui se souviennent que « la puissance réactive rayonnée par une antenne » décroît en $1/d^5$ voient pourquoi cette puissance réactive, bien que rayonnée ne se propage pas et reste au voisinage de l'antenne (note de F6FQX).*
3) *Méthode utilisée par les simulateurs comme NEC.*
4) *C'est une approximation qui reste valable tant que le diamètre du fil est négligeable devant lambda.*
5) *On comprend que les constructeurs d'antennes donnent de préférence le gain en dBi (bien souvent sans le spécifier). Certains tiennent compte aussi de l'augmentation de directivité amenée par le sol (toujours sans le spécifier). En HF, un gain « honnête » devrait être exprimé en dBd. Pour les monopôles verticaux, un gain annoncé n'a aucune valeur s'il n'est pas accompagné des conditions de mesures.*
6) *Pour conserver la même puissance fournie, il faut augmenter la f.e.m. de manière que le courant augmente de racine(80/73), soit 1,047, qui représente aussi la même augmentation du champ E. La densité de puissance dans la direction maxi (directivité) augmente alors de $(1,047)^2 = 1,096$. La directivité passe alors de 1,5 à $(1,5\times1,096) = 1,64$. Mais attention, ceci est un raisonnement mathématique. En réalité, c'est parce que la directivité augmente que la résistance de rayonnement diminue, et pas l'inverse (ne pas confondre la cause et la conséquence).*
7) *Mais le gain varie peu pour une grande variation de l'impédance d'entrée de l'antenne. Et il vaut mieux être adapté, quitte à perdre une fraction de dB en gain.*

8) *Quand les mesures nous donnent des résultats non conformes à la théorie, il faut chercher l'erreur de mesure, plutôt que de tenter de les justifier en modifiant les lois de la physique.*
9) *On lui attribue aussi d'autres vertus qu'elle ne possède pas, comme celle d'avoir un angle de départ plus bas. En fait, pour un même gain aux angles faibles, comparée à un simple doublet, elle permet d'être montée sur un pylône moins haut de $\lambda/8$. Alors, le doublet rayonnant du haut de la Quad est à $\lambda/8$ au dessus d'un simple doublet monté sur le même pylône. Ceci entraîne que l'angle de tir est plus bas « pour une même hauteur de pylône ». C'est de la mécanique, pas une question de principe.*
10) *Je dirai quand même que pour les monopôles, s'ajoute le problème de la connexion à la terre qui se fait difficilement sans pertes.*
11) *Relire à ce propos mon article « Histoires d'antennes HF » paru dans Radio-REF de mars 2003.*