

# Pourquoi les antennes E-H et CFA fonctionnent comme n'importe quelles autres antennes.

Robert BERRANGER, F5NB.

(Article publié dans Radio-REF de février 2006).

*Je suis un peu schizophrène. J'ai une double personnalité, celle du professionnel en télécommunications, et celle du radioamateur. La cohabitation n'est pas toujours évidente.*

Par exemple, voici un dialogue interne suscité par la lecture d'un article sur les antennes E-H publié dans Radio-REF de mai 2003 :

- *Moi (radioamateur) : Des gens semblent avoir trouvé un moyen pour rayonner avec une antenne très courte, sans perte de rendement.*
- *Moi (professionnel) : Ah oui ?*
- *Moi (radioamateur) : Oui, c'est simple, il suffisait d'y penser. Si l'on couple et alimente d'une certaine manière deux antennes très raccourcies, le calcul du vecteur de Poynting montre une efficacité étonnante, comparable à une antenne résonante de grande envergure.*
- *Moi (professionnel) : C'est absurde !*
- *Moi (radioamateur) : ? ? ? ...*
- *Moi (professionnel) : ... C'est un canular ?*
- *Moi (radioamateur) : Non, non, c'est sérieux. Il y a même des gens qui les fabriquent et les commercialisent.*
- *Moi (professionnel) : Alors, c'est de l'escroquerie.*
- *Moi (radioamateur) : Je ne pense pas, les gens sont sûrement de bonne foi (solidarité radioamateur).*
- *Moi (professionnel) : Peut-être, mais ils se trompent. Et j'espère arriver à te montrer pourquoi.*

Je remercie F6FQX et F6BPS pour leur contribution.

D'abord, quelques rappels fondamentaux sur le fonctionnement des antennes.

## COURANT DE CONDUCTION.

C'est le courant qui « circule » dans un conducteur, par exemple un fil de cuivre.

**Q** : Qu'est-ce qu'un courant ?

**R** : C'est une **agitation ordonnée** d'électrons.

Dans un conducteur non soumis à une différence de potentiel, les atomes s'échangent entre eux des électrons d'une manière erratique et désordonnée. Les échanges sont d'autant plus importants que la température est élevée (il n'y en a plus aucun au zéro absolu). D'un point de vue électromagnétique, la somme des champs engendrés par les électrons en mouvement a une valeur moyenne nulle. Si l'on prend un électron du fil conducteur, **statistiquement** (moyenne de tous les déplacements), il restera toujours à la même place.

Appliquons à notre fil une différence de potentiel continue, et supposons qu'un système quelconque (charge ou résistance interne de la source) limite le courant traversant le fil. Du côté du pôle négatif de la source, la force électromotrice a pour effet d'accumuler des électrons qui ne demandent qu'à s'échapper dans le fil. Du côté du pôle positif, l'effet est

inverse, et l'absence d'électrons (trous) a pour effet d'attirer les électrons du fil. A l'intérieur du fil, la f.e.m. a pour effet d'**organiser** les mouvements d'électrons, qui statistiquement vont se déplacer du pôle négatif de la source vers le pôle positif. La quantité d'électrons qui se déplacent en une seconde constitue l'intensité du courant. La vitesse de déplacement est directement proportionnelle à l'intensité et inversement proportionnelle à la section du conducteur (comme pour la circulation d'un fluide dans un tuyau). Cette vitesse peut être extrêmement faible comparée à la vitesse de propagation du stimulus qui a fait naître le courant (fermeture d'un interrupteur par exemple) qui se déplace, lui, quasiment à la vitesse de la lumière<sup>(1)</sup>. Relire à ce sujet l'article de F5JQO dans Radio-REF de juillet 2005. Nous avons sur la figure 1 le phénomène d'un point de vue spatial par rapport au temps.

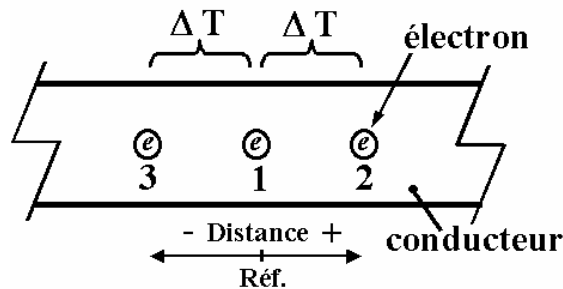


Figure 1

Considérons un électron  $e$  à l'instant  $T_0$ . Il se trouve à la position 1. Si à l'instant  $T_0 + \Delta T$ , il se trouve à la position 2, nous dirons que le courant est positif, et négatif s'il se trouve à la position 3. La distance entre les points est fonction de la vitesse de déplacement de l'électron et du temps  $\Delta T$ .

### ***Et le courant alternatif ?***

Considérons un courant périodique sinusoïdal. Celui-ci a une valeur nulle au départ, puis un maximum positif au quart de la période, un nouveau nul à la demi période, et un maximum négatif aux trois quarts de la période. Et l'on recommence...

Référons nous à la fig.1. Au début de la période, l'électron sera à la position 1, puis à la position 2 au quart de la période. De nouveau à la position 1 à la demi période, et à la position 3 aux trois quarts de la période, pour revenir à la position 1 à la fin de la période (qui est aussi le commencement de la période suivante). Quel que soit le nombre de périodes, l'électron se retrouvera toujours entre les positions 2 et 3. Il ne circulera plus. Il n'effectuera que des oscillations. La valeur de  $\Delta T$  correspond au quart de la période. Comme la période diminue quand la fréquence augmente, la distance parcourue par l'électron diminuera aussi. Par ailleurs, sa vitesse restera proportionnelle au courant et inversement proportionnelle à la section du conducteur qui, en HF, a une forme d'anneau à cause de l'effet de peau.

**Q :** *Que représente le courant en alternatif ?*

**R :** Il représente une agitation d'électrons. En coupant le fil par un plan perpendiculaire, c'est en fait le nombre d'électrons (toujours les mêmes) qui franchissent alternativement de part et d'autre ce plan.

**Q :** *Comment s'effectue la circulation du courant ?*

**R :** Ce n'est plus une circulation d'électrons comme en courant continu, mais la propagation d'une agitation d'électrons. Comme cette propagation s'effectue quasiment à la vitesse de la lumière (conducteur dans l'air), on dit que le courant alternatif circule à cette vitesse.

**Q :** *Comment s'effectue cette propagation ?*

**R** : Par l'intermédiaire du champ électromagnétique. Les électrons qui bougent d'une façon organisée dans un tronçon (infinitésimal) génèrent un champ électromagnétique qui excite les électrons du tronçon suivant, et ainsi de suite, comme une cascade de dominos.

**Q** : Pourquoi la propagation a lieu dans un sens déterminé ?

**R** : Elle circule toujours de la source vers la charge, tout simplement parce que la source est génératrice de f.e.m. et la charge est passive (noter que la ligne doit être incluse dans la charge).

**Q** : Comment le courant peut-il traverser un condensateur ?

**R** : Mais, le traverse-t-il ?

## COURANT DE DEPLACEMENT

Considérons le circuit de la figure 2.

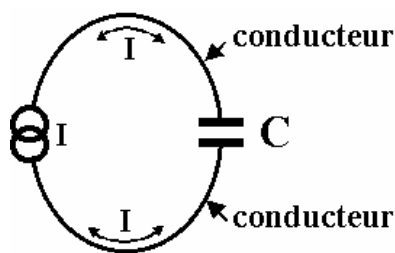


Figure 2

Nous avons une boucle composée d'un fil interrompu par un condensateur. Physiquement il semble impossible qu'un courant de conduction puisse circuler, puisque le circuit est ouvert. C'est en tous cas la question que l'on se posait du temps de Maxwell. Alors il a imaginé que circulait entre les lames du condensateur un courant particulier qu'il a appelé « courant de déplacement », refermant ainsi le circuit. Mathématiquement, cela fonctionne, mais il est difficile de concevoir physiquement un courant de déplacement avec le vide comme diélectrique. Examinons comment le circuit peut se refermer.

Nous avons vu plus haut que le courant alternatif n'était pas le résultat d'une circulation d'électrons, mais de la propagation d'un champ électromagnétique. Or la particularité, voire la définition même, des champs est d'être la **représentation mathématique d'une action qui s'effectue à distance**, sans l'aide d'un support physique. Donc rien n'empêche le circuit de se refermer par l'intermédiaire des champs. En fait, le condensateur a la propriété d'emmagasiner et de restituer de l'énergie sous forme d'un champ électrostatique. Avec une tension alternative à ses bornes, l'opération s'effectue sur la durée d'une période.

Quand, sur le plateau supérieur du condensateur, les électrons sont attirés vers le fil, ceux-ci ne sont pas remplacés par les électrons en aval, puisqu'il y a le vide. Il y a donc déficit d'électrons sur le plateau supérieur. Celui-ci prend une charge électrique positive. Il se passe le phénomène exactement inverse sur le plateau inférieur, et celui-ci prend une charge négative. Un champ électrostatique s'établit entre les deux plateaux. Pendant la demi-période suivante, le courant s'inverse, et le champ électrostatique aussi. Une étude détaillée montre que la tension qui se développe aux bornes du condensateur est déphasée d'un quart de période avec le courant du circuit dans lequel le condensateur est inséré. Ceci entraîne que le condensateur stocke de l'énergie pendant une demi-période et la restitue pendant la demi-période suivante. Un condensateur (sans pertes) ne consomme donc pas d'énergie, de même qu'un conducteur parfait.

Donc, le condensateur se comporte comme s'il laissait passer le courant de conduction, d'autant mieux qu'il a une capacité élevée. Mais naturellement aucun courant ne le traverse si

le diélectrique est parfait comme dans le cas du vide. Le passage de l'énergie dans le condensateur s'effectue par l'intermédiaire du champ électrostatique.

## **Origine du rayonnement électromagnétique**

Le rayonnement électromagnétique est prévisible à partir des équations de Maxwell. Encore faut-il que certaines conditions soient réunies.

Maxwell lui-même envisageait un rayonnement à partir du courant de déplacement avec des potentiels instantanés. Or, les courants de déplacement sont hypothétiques et depuis Einstein *et al.*, on sait que rien n'est instantané dans l'Univers. Par ailleurs, on n'a jamais pu prouver expérimentalement un rayonnement de ce type.

***Si le rayonnement ne se produit pas à partir du courant de déplacement, c'est qu'il se produit à partir du courant de conduction.***

Pour obtenir un rayonnement, il faut deux conditions :

- 1) Que le courant de conduction soit variable, alternatif et périodique (on prend un courant sinusoïdal pour les calculs).
- 2) Que le courant circule sur une longueur suffisante, pour qu'il apparaisse entre deux segments du conducteur un retard des potentiels non négligeable devant la période du signal.

On démontre que ces conditions sont suffisantes pour satisfaire aux équations de Maxwell. Cette manière de rayonner a été imaginée par Lorenz qui a introduit la notion de "retard des potentiels" en faisant intervenir la vitesse de la lumière (donc la longueur), bien avant la théorie de la relativité restreinte (c'est ça le génie).

En résumé :

***Pour qu'il y ait rayonnement, il faut qu'un conducteur soit parcouru par un courant sinusoïdal sur une distance non négligeable devant la longueur d'onde.***

Ce conducteur est alors appelé « antenne ». Noter qu'un bout de fil n'est une antenne que s'il est parcouru par un courant alternatif, sinon, ce n'est qu'un bout de fil. L'art du transmetteur (l'OM) sera alors, d'une part, de trouver une solution pour faire circuler dans le bout de fil le courant nécessaire à l'obtention de la puissance de rayonnement désirée, et d'autre part d'imaginer une géométrie de l'ensemble pour obtenir une directivité (un gain d'antenne).

***Il est fondamental de noter que la tension (champ électrostatique) ne joue aucun rôle discernable dans le rayonnement.***

**Q :** Pourtant le champ électromagnétique comporte deux composantes, l'une magnétique (champ H) et l'autre électrique (champ E). D'où provient la composante électrique du champ électromagnétique propagé ?

**R :** Les deux composantes du champ électromagnétique proviennent toutes les deux de la circulation du courant. Si cela est évident pour la composante H (provenant directement de l'induction magnétique B), cela l'est moins pour la composante E. Celle-ci est dérivée du potentiel vecteur de l'induction magnétique (A) qui voit le jour conformément aux lois de l'induction lorsque B varie. Le rapport entre l'induction B et le potentiel vecteur A est une constante, fonction de la permittivité du milieu, donc aussi pour les champs associés H et E. Ce rapport, assimilable à une résistance, est de 377 dans le vide, et très proche dans l'air. On dit alors que l'impédance du vide est de  $377\Omega$ .

Ceci est très important, car pour déterminer la puissance rayonnée, il suffit de faire les calculs sur un seul des champs (en général le champ E), l'autre en étant déduit grâce à la connaissance de l'impédance du milieu.

## **Efficacité d'une antenne (aptitude à rayonner).**

Par convention, c'est le rapport entre la puissance rayonnée et le courant à l'origine du rayonnement. Ce rapport a la dimension d'une résistance ( $R = P/I^2$ ). Il est appelé « résistance de rayonnement ».

***L'efficacité d'une antenne est donc proportionnelle à sa résistance de rayonnement.***

Pour une antenne extrêmement courte, la résistance de rayonnement est quasiment nulle. Lorsqu'on augmente la longueur de l'antenne, la résistance de rayonnement apparaît et augmente comme le carré de l'allongement. Quand le fil se rapproche du quart d'onde, l'augmentation de la résistance de rayonnement se ralentit pour rejoindre une asymptote vers la dizaine de lambdas.

N-B : *Pour pouvoir comparer les antennes ouvertes entre elles, la résistance de rayonnement est déterminée pour le maximum de courant (ventre de courant). Ce maximum coïncide avec le point d'alimentation (alors  $R_a = R_r$ ) pour les antennes plus courtes que le quart d'onde (par pôle) et pour les antennes plus longues, celles qui sont alimentées à un ventre de courant. Pour tous les autres points d'alimentation, la résistance d'antenne est différente de la résistance de rayonnement. Par exemple, un doublet pleine onde a une résistance d'alimentation  $> 2000 \Omega$ , alors que la résistance de rayonnement est de  $200 \Omega$ .*

## **Problématique des antennes ouvertes très courtes.**

Quand l'antenne fouet (ou l'antenne dipôle) est très courte devant la longueur d'onde, nous rencontrons deux problèmes :

- 1) Sa résistance de rayonnement étant très faible, il faut y faire passer un courant très important
- 2) Electriquement, le dipôle formé par l'antenne et le contrepois (ou l'antenne dipôle) étant très réactif (faible capacité) avec une impédance très grande, il faut lui appliquer une tension très élevée pour arriver à y faire passer le courant demandé.

Prenons un exemple chiffré avec un fouet de longueur  $\lambda/30$  perpendiculaire à un plan de sol parfait. Nous voulons lui faire rayonner une puissance de 100 W.

Electriquement, le circuit est constitué d'une très petite self incorporant la résistance de rayonnement, en série avec la capacité de l'antenne. La réactance de la self étant extrêmement faible devant celle de la capacité, elle est négligée. Il reste une capacité avec en série la résistance de rayonnement (pas de pertes dans notre exemple).

Pour une fréquence et un diamètre de fil donnés, un fouet de  $\lambda/30$  a les caractéristiques suivantes :

$$R_r = 0,5 \Omega$$

$$X_c = -1750 \Omega$$

Pour faire rayonner 100 W, il faut faire passer un courant de :

$$\sqrt{\frac{100}{0,5}} = 14,14 \text{ A}$$

Pour faire passer un courant de 14,14 A, il faut appliquer une tension de  $1750 \times 14,14 = 24745 \text{ V}$ . C'est la tension que l'on retrouve aux bornes du condensateur, c'est à dire aux bornes de l'antenne.

Le générateur (l'émetteur) doit pouvoir fournir une puissance de  $24745 \times 14,14 \approx 350 \text{ kW}$ .

Comme il n'y en a que 0,1 de rayonné, il consommera lui-même 349,9 kW réactifs.

Impensable de concevoir un tel émetteur.

La solution consiste à stocker l'énergie réactive dans un circuit oscillant. Ainsi, une fois le "réservoir" rempli, toute l'énergie fournie par l'émetteur sera rayonnée.

Le circuit oscillant est l'association d'un condensateur et d'une bobine. La bobine a des propriétés de self induction qui se traduisent par un comportement réactif, comme pour le condensateur, mais avec un déphasage inversé entre le courant et la tension. Cela entraîne également un échange d'énergie avec la source, comme pour le condensateur, mais décalé d'une demie période. Donc si l'on associe un condensateur et une bobine en série ou en parallèle<sup>(2)</sup>, une fois "chargés" ils pourront s'échanger leur énergie indépendamment de la source. Cette propriété est maximum quand la réactance de la bobine est égale à la réactance du condensateur. Nous disons que le circuit est à la résonance.

Dans un circuit résonant série sans pertes, alimenté par une tension constante, l'énergie stockée croît indéfiniment, et les tensions aux bornes des composants aussi (égales et de signes contraires). S'il a des pertes, l'accroissement des tensions s'arrête à un niveau correspondant à la tension aux bornes de la résistance de perte multipliée par le rapport entre la réactance (bobine ou condensateur, puisqu'elles sont égales) et la résistance de perte. Ce rapport est appelé "coefficient de surtension", et noté "Q".  $Q = U_c / U_r$  et  $Q = X_c / R$ .

Pour remplir le circuit oscillant de l'énergie réactive nécessaire, il suffirait de Q périodes.

Mais pendant cette opération, la résistance de perte consomme progressivement de l'énergie (qui est rayonnée dans le cas d'une antenne). Donc, au bout de Q périodes, le circuit oscillant n'est qu'à moitié rempli, et la résistance de perte consomme le quart de la puissance prévue, ce qui correspond à -6 dB. Au bout de 2Q périodes, la résistance de perte ne consomme encore que la moitié de la puissance prévue (-3 dB). En résumé, le temps d'établissement de la puissance à -3 dB est égal à  $2Q \times T$  (T = période). Comme  $F = 1 / T$ , transposé en fréquence, cela donne  $\Delta F = F / 2Q$ . On appelle "bande passante à -3 dB" la valeur  $\pm \Delta F$  qui correspond alors à  $F / Q$ . En mesurant la bande passante à -3 dB, nous avons un moyen simple de déterminer le coefficient de surtension "Q". Si nous connaissons la valeur de la réactance, nous pourrions calculer facilement la résistance du circuit, et si nous connaissons la résistance de rayonnement, ou la résistance de perte, nous obtiendrions l'autre résistance et pourrions calculer un rendement (mathématique élémentaire). Nous avons ici l'explication détaillée du principe de mesure du rendement des antennes raccourcies, objet de l'article dans R-REF de juillet 2005.

**Q** : Pourquoi le Q est deux fois plus faible avec une source adaptée ?

**R** : Parce que la source ayant une f.e.m. double (circuit ouvert) et un courant de court-circuit double également, la charge se fait deux fois plus vite. Donc la bande passante est deux fois plus large. Mais la tension aux bornes des composants est restée la même. En effet, le coefficient de surtension est divisé par deux, mais la tension d'alimentation a doublé.

On peut aussi considérer que la résistance de source est équivalente à une résistance de perte en série avec la résistance de charge. Alors, si elles sont égales, le Q est divisé par deux<sup>(3)</sup>.

Nous voyons donc qu'avec les antennes très courtes, si elles n'ont pas de pertes, nous nous retrouvons avec des tensions très élevées (25000 V dans notre exemple) et une bande passante très faible pour les fréquences basses de travail (2,05 kHz pour la bande 80 m, source adaptée, avec notre exemple).

**Q** : Pouvons nous améliorer les choses ?

**R** : Oui, dans certaines limites.

Nous pouvons, soit augmenter la résistance de rayonnement, soit diminuer la réactance (augmenter la capacité), ou les deux (rappel :  $Q = X_c / R$ ).

Dans un fouet court, le courant crête est le double du courant moyen (répartition triangulaire le long du fil). En nous débrouillant pour faire passer un courant uniforme ( $I_{\text{moyen}} = I_{\text{crête}}$ ), nous obtenons une résistance de rayonnement multipliée par quatre ( $P = RI^2$ ). C'est le maximum possible.

Pour augmenter la capacité, nous pouvons augmenter le diamètre du fil. Mais l'effet est limité, physiquement d'une part, et d'autre part, parce que la résistance de rayonnement diminue. Nous pouvons aussi « construire » une capacité additionnelle avec un plateau perpendiculaire au bout du fouet (charge capacitive). Nous avons sur la figure 3 un exemple de réalisation pratique.

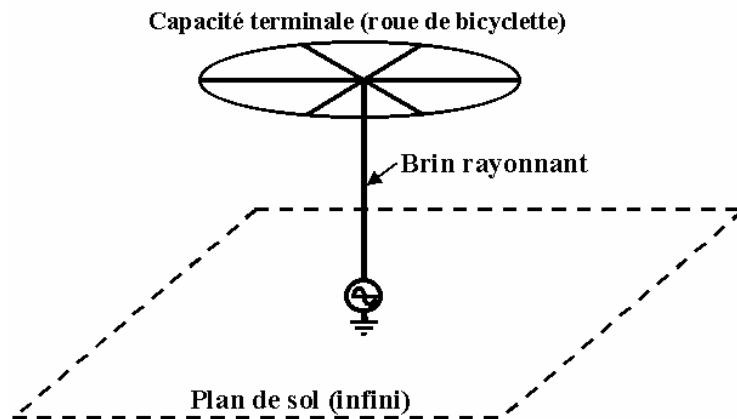


Figure 3

Cette méthode a l'avantage de rendre le courant plus constant dans le fil et donc d'augmenter la résistance de rayonnement. La limite du système se trouve dans le volume occupé par l'antenne qui devient vite prohibitif. Mais on peut ne pas disposer de longueur suffisante pour une antenne efficace (dans la direction qui convient pour la polarisation voulue) alors que l'on dispose d'un bon volume ou d'une bonne longueur dans une autre direction. C'est pourquoi cette solution est universellement employée depuis presque un siècle. D'ailleurs, il n'y en a pas d'autre.

**Q :** *Vraiment pas d'autre ?*

**R :** Enfin, si, mais avec en contre partie une baisse importante du rendement, car elle consiste à augmenter les pertes. En fait, ce n'est véritablement pas un choix car les pertes ne peuvent être évitées et c'est grâce à elles que les antennes très raccourcies sont mises en œuvre sans tensions excessives, et avec une bande passante raisonnable.

Les pertes sont de deux sortes. Il y a d'abord les pertes par effet joule dans le brin rayonnant. Quand celui-ci diminue, la résistance de perte diminue proportionnellement, mais comme la résistance de rayonnement diminue comme le carré, le rapport entre les deux diminue de plus en plus au fur et à mesure du raccourcissement. Pour des antennes de longueur  $\lambda/30$ , le rendement reste encore raisonnable.

Les pertes les plus importantes se situent dans la bobine « réservoir ». En effet, l'obtention d'une self induction importante nécessite une grande longueur de fil avec une faible section, pour garder une bobine compacte. Ainsi pour les fréquences basses HF, il est difficile d'obtenir un coefficient de surtension (Q) de valeur supérieure à 300 et au double pour les fréquences hautes (bande des 10 m).

Reprenons notre exemple de fouet  $\lambda/30$ . Avec un Q de 350 pour la bobine, la résistance de pertes est de  $1750 / 350 = 5 \Omega$ . Par ailleurs, la résistance de pertes du fouet est de l'ordre de  $0,5 \Omega$ . La résistance totale est de  $0,5 + 0,5 + 5 = 6 \Omega$  et le Q est alors de  $1750 / 6 = 292$  (soit 146 avec source adaptée).

Pour 100 W fournis par l'émetteur, seulement  $100 / 6 \times 0,5 = 8,3$  W seront rayonnés, et le reste, soit 91,7 W, sera dissipé en chaleur<sup>(4)</sup>. Le rendement est alors de 8,3%. La tension aux bornes de l'antenne sera de :

$$\sqrt{\frac{100}{6}} \times 1750 = 7144 \text{ V}$$

et la bande passante (source adaptée) sera (pour la bande des 80 m) de  $3600 \text{ kHz} / 146 = 24,6 \text{ kHz}$ .

Si maintenant, nous « chargeons » notre fouet avec une capacité telle que celle de l'ensemble soit 5 fois plus grande, alors la résistance de rayonnement doublera (courant moyen plus important). La bobine aura une self induction cinq fois plus faible et son Q sera plus élevé du fait d'une meilleure géométrie (plus carrée). Chiffrons cela.

Soit un Q de la bobine de 500. Sa réactance est de  $1750 / 5 = 350 \Omega$  et sa résistance de pertes de  $350 / 500 = 0,7\Omega$ . Celle du fouet est toujours de  $0,5\Omega$ , et la résistance de rayonnement passe à  $0,5 \times 2 = 1 \Omega$ .

Le rendement est alors de :  $100 / (0,7 + 0,5 + 1) \times 1 = 45\%$ .

La tension aux bornes de l'antenne devient :

$$\sqrt{\frac{100}{2,2}} \times 350 = 2360 \text{ V}$$

et la bande passante (source adaptée) s'élargit à :  $3600 \text{ kHz} / (350 / (2 \times 2,2)) = 45 \text{ kHz}$ , pour la bande des 80 m.

*N-B : Nous n'avons pas tenu compte des pertes dans le sol. Mais nous pouvons considérer que nous avons affaire à un dipôle, le principe ne changeant pas.*

Nous voyons donc que l'amélioration avec un chapeau capacitif est spectaculaire. Mais l'antenne prend beaucoup de volume, et n'est plus « très raccourcie ».

Nous pouvons utiliser le principe au maximum jusqu'à avoir la résonance du fouet avec son chapeau capacitif. Alors, plus besoin de bobine avec ses pertes. Voyons les dimensions nécessaires à une telle antenne inscrite dans un cube, c'est à dire avec des plateaux capacitifs carrés dont le côté est égal à la longueur du brin rayonnant connecté à leur centre. Nous obtenons une longueur d'arête de  $0,1\lambda$  et une résistance de rayonnement de  $9 \Omega$  (espace libre).

**Q :** *Mais, les plateaux ne rayonnent pas ?*

**R :** Je suppose que vous vous demandez si un condensateur peut rayonner. La réponse mérite un chapitre.

## Condensateur rayonnant ?

Notez le point d'interrogation...

Prenons un condensateur plan composé de deux plateaux métalliques dont les dimensions ne sont pas négligeables devant la longueur d'onde. Ces plateaux, ronds ou carrés, ont un centre de symétrie, où est connectée l'alimentation.

Appliquons une tension sinusoïdale.

Le condensateur va se charger et se décharger au rythme du signal. Mais du fait des dimensions non négligeables devant  $\lambda$ , la charge ne sera pas homogène, les parties en périphérie seront en retard sur le point d'alimentation. En conséquence, des courants vont circuler à la surface des plateaux. Qui dit courants dit champs (électro)magnétiques, mais du fait de la symétrie, les champs s'annulent dès que l'on s'éloigne suffisamment du condensateur. Il n'y a donc pas de rayonnement. Cela reste vrai pour des plateaux de surfaces différentes, tant qu'ils sont alimentés à leur point de symétrie.

Tout ceci est résumé "en image" sur la figure 4.



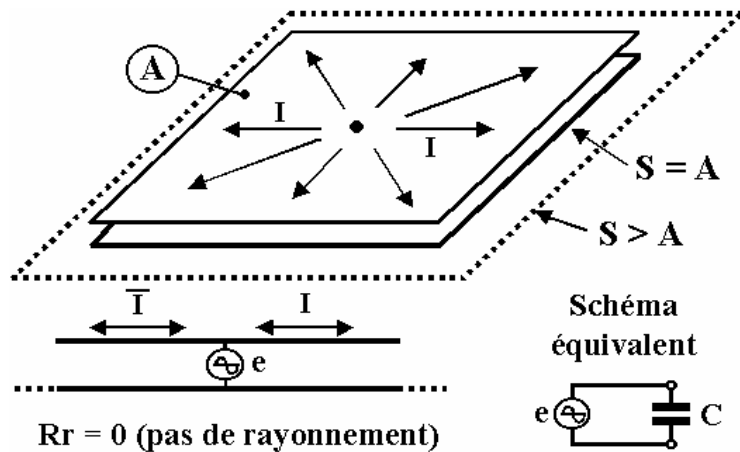


Figure 4

Maintenant, déplaçons le point d'alimentation dans un coin du carré. La distribution des courants n'est plus symétrique. Deux cas possibles :

- les plateaux sont égaux et en espace libre.  
Dans ce cas, les champs des deux plateaux s'annulent comme dans une ligne, et il n'y a pas de rayonnement.
- Le plateau inférieur est plus grand ou est proche d'une grande surface conductrice (par exemple le sol).  
Dans ces cas là, non seulement, il n'y a plus symétrie dans les plateaux, mais non plus entre les plateaux. Donc il y aura rayonnement, d'autant plus que le plateau inférieur sera grand devant  $\lambda$  ou plus proche de la grande surface conductrice. La direction du rayonnement sera perpendiculaire au petit plateau et la polarisation parallèle aux plateaux.

Tout ceci est résumé sur la figure 5.

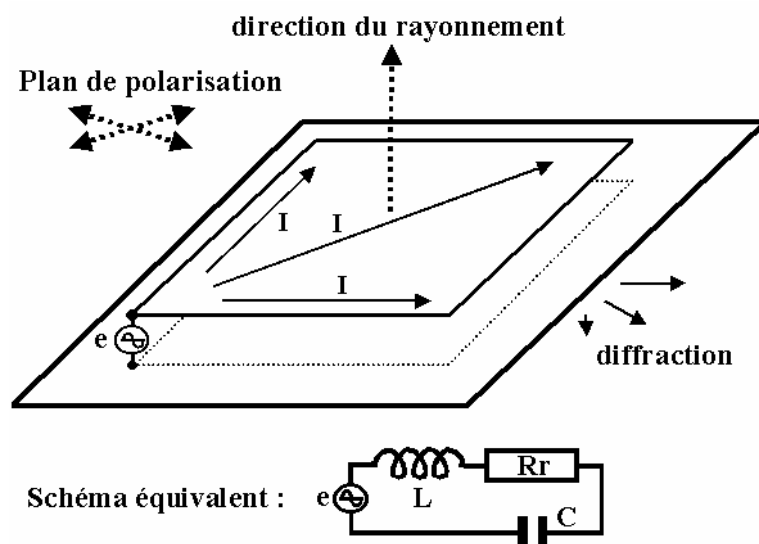


Figure 5

Notre "condensateur-antenne" acquiert de nouvelles propriétés qui sont exprimées dans le schéma équivalent. Les retards et la dissymétrie des courants introduisent une self et la

puissance rayonnée est "matérialisée" par la résistance de rayonnement. Nous avons maintenant un circuit L-C série avec une possibilité de résonance. La self et la résistance de rayonnement augmentent avec la surface en regard des plateaux, le décentrage du point d'alim et l'asymétrie entre les plateaux. Par ailleurs, la valeur du condensateur augmente avec la surface des plateaux et la diminution de leur écartement, mais aussi avec l'augmentation de la constante diélectrique entre les deux. En combinant tous ces paramètres, on peut obtenir une antenne résonante avec l'impédance désirée (en général  $50\Omega$ ) ayant un très bon rendement, les pertes ayant lieu principalement dans le diélectrique. On aura reconnu les antennes "patch" très utilisées pour les UHF et les bas-Hypers. Une telle antenne transposée pour les bandes HF aurait des dimensions prohibitives, et à cause du sol, elle tirerait au zénith.

Il nous reste le cas où l'écartement entre les plateaux n'est plus négligeable devant  $\lambda$ . Dans ce cas, l'alimentation requiert, entre autre, un fil au moins égal à l'écartement. Ce fil étant parcouru par le courant de charge et de décharge du condensateur va rayonner. Nous avons sur la figure 6 deux exemples, l'un avec une alimentation au centre de symétrie, et l'autre avec une alimentation asymétrique.

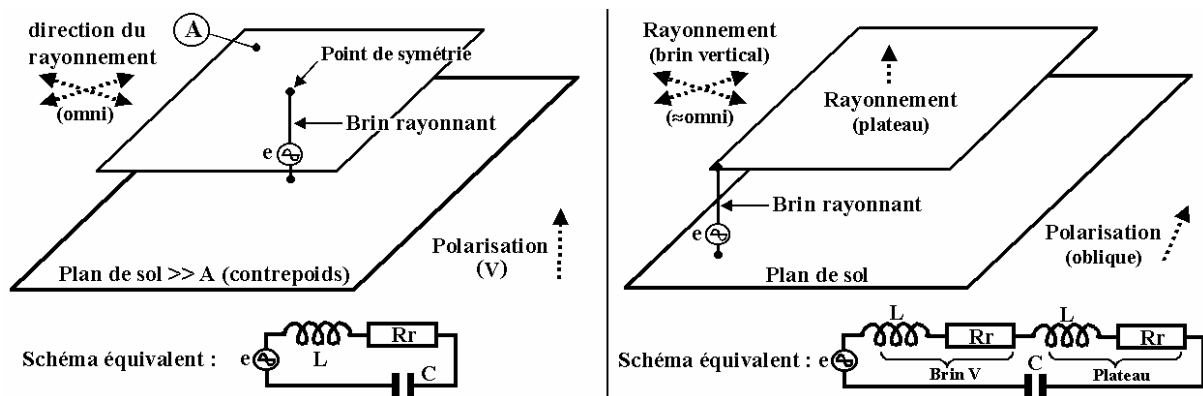


Figure 6

Nous obtenons des systèmes antennaires ressemblant fortement à un fouet vertical chargé. Le rendement (après accord) peut commencer à être acceptable pour un écartement des plans de  $\lambda/50$  (40cm à 14 MHz) avec une surface de  $\lambda/10$  au carré (4m<sup>2</sup> à 14 MHz). Ce rendement pourrait faire croire qu'un tel condensateur rayonne, mais naturellement non, c'est son fil d'alimentation qui rayonne. Attention, une antenne peut en cacher une autre.

Si l'on déplace le point d'alimentation sur un bord, le plateau supérieur se met à rayonner un peu, la résistance de rayonnement augmente ainsi que la self série (C ne change pas). Le diagramme de rayonnement n'a plus de nul au zénith, et la polar devient oblique.

### Rendement des antennes très courtes, le postulat des antennes E-H et CFA.

En théorie, on conserve un rendement de 100% avec une antenne raccourcie, si elle est parfaitement conductrice<sup>(5)</sup>. Pour rayonner la même puissance, il faut simplement lui faire passer plus de courant (résistance de rayonnement plus faible).

En pratique, la résistance ohmique de l'antenne fait que les pertes augmentent quand le courant augmente. Mais ces pertes n'augmentent que lentement et s'il n'y avait qu'elles, nous pourrions envisager en HF des antennes aussi courtes que  $\lambda/100$ .

En fait, les pertes principales proviennent du système d'accord (le réservoir de puissance réactive). En dehors de l'abaissement de la réactance (C plus grand, donc Xc plus petit) la seule solution passe par une augmentation de la résistance de rayonnement, c'est à dire une augmentation de l'efficacité de l'antenne (moins de courant pour la même puissance rayonnée).

***Ce besoin d'augmentation de la résistance de rayonnement n'est pas nécessité par l'antenne très courte elle-même, mais par son système d'adaptation.***

La théorie utilisée jusqu'ici pour expliquer le rayonnement des antennes ne laisse aucune place pour une augmentation de la résistance de rayonnement autrement qu'avec les solutions préconisées ci-dessus. Je rappelle les points fondamentaux de cette théorie qui a été largement confirmée par la pratique :

- Les composantes E et H du champ électromagnétique propagé ne peuvent être produites séparément
- Le rapport entre les composantes E et H est une constante, fonction du milieu et elles véhiculent des énergies égales (onde plane).
- Le champ électromagnétique propagé provient essentiellement du courant circulant dans l'antenne dans une proportion telle que l'on ne peut déceler aucune autre origine.
- Donc, à l'échelle humaine, on admet que le champ électrostatique d'une antenne n'intervient pas dans le champ électromagnétique propagé.
- C'est le retard des potentiels qui est à l'origine de la résistance de rayonnement, qui n'existe pas dans des circuits à constantes localisées (très petits devant lambda).

Jusqu'à présent, on n'a pas trouvé d'autre moyen matériel pour provoquer un rayonnement, que de faire circuler un courant alternatif dans un conducteur d'une certaine dimension. Mais les promoteurs des antennes à champs croisés pensent avoir trouvé une autre méthode qui consiste à transformer une puissance réactive en puissance active, indépendamment de la longueur du conducteur.

**Q :** *Et c'est possible ?*

**R :** Je ne puis l'imaginer pour de bonnes raisons que je vous expliquerai après l'exposé du principe E-H. Le mieux est de laisser la parole à l'inventeur<sup>(6)</sup>. Voici un extrait de son site Web. Je l'insère d'autant plus volontiers que l'auteur nous y encourage.

**THEORY:** As with any new concept, a fundamental understanding of the EH Antenna is necessary to appreciate what it is and what it can do. To boil all of the theory down to its most simple terms, the EH Antenna (and the basic patent) is based on the simple concept that a -90 degree phase shift (not a phase delay) network between the two halves of the antenna will cause the electric (E) and magnetic (H) fields to be in phase at the antenna. This allows radiation to occur at the antenna rather than at the far field distance as is the case for conventional Hertz antennas. It can be said that the EH Antenna brings the far field to the antenna. Hertz antennas produce E and H fields that are 90 degrees out of time phase and the resultant fields do not begin to come into phase until they have propagated away from the antenna about 1/3 of a wavelength. When they become in phase, electromagnetic radiation is created. This is worth repeating: ***if we consider the fact that the relative phase of the E and H fields is directly related to the phase of the applied voltage and current, then an application of current that is 90 degrees phase delayed relative to the applied voltage will cause the E and H fields to be in phase at the antenna.*** (This is a revolutionary concept and the first unique parameter of the EH Antenna presented in this book) This simple concept can be applied to any antenna with very significant benefits. By providing this combination of E and H phasing at the Antenna, it is possible for miniature antennas to have performance that can equal large Hertz antennas!!!!

Figure 7

Il est clair que l'inventeur lie la composante H du champ électromagnétique propagé au courant dans l'antenne et la composante E à la tension aux bornes de l'antenne (champ électrostatique). Cela supposerait un rayonnement **significatif** par le courant de déplacement, ce qui devrait l'obliger à développer une nouvelle théorie. Cela n'est pas interdit, mais la conformité de cette théorie avec les équations de Maxwell ne suffirait pas, il faudrait prouver par des expériences **scientifiquement indiscutables** qu'elle peut être mise en œuvre.

Mais l'inventeur ne part pas dans cette direction. Il interprète à sa manière la théorie existante pour prouver que sous certaines conditions, celle-ci est mise en défaut. Autrement dit, il a trouvé un cas particulier que personne n'avait vu jusque là.

L'obtention de ce cas particulier est parfaitement résumée en caractères gras dans le texte, et il donne les conditions pour l'obtenir. Je traduis (traduction libre, mais fidèle) :

"Pour obtenir un champ E et un champ H en phase il suffit d'appliquer à une moitié de l'antenne (un pôle du dipôle, NDT) une tension, et d'injecter (to apply) un courant dans l'autre moitié (l'autre pôle, NDT) déphasé de  $-90^\circ$  à l'aide d'un réseau (double L-C à composants localisés, NDT)".

Ceci est "électriquement" une absurdité. Il s'agit bien d'électricité, puisque nous parlons de tension et de courant. Je vais développer une argumentation pour tous ceux à qui cela ne serait pas évident.

Nous modéliserons notre dipôle par son schéma électrique équivalent. Ce modèle est valide pour les antennes courtes devant la longueur d'onde. Nous obtenons la figure 8.

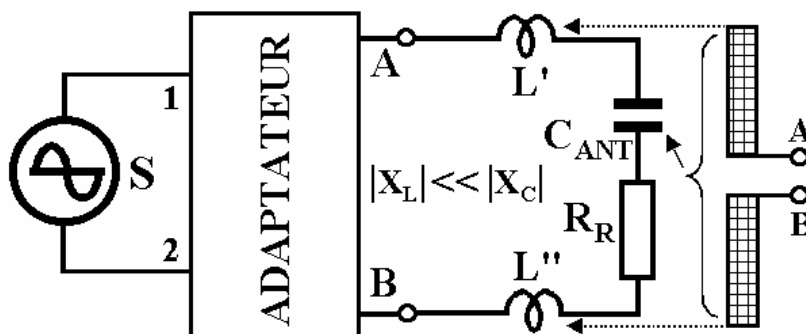


Figure 8

Pour l'antenne E-H, l'adaptateur contient le "-90° phase shift network". La résistance de rayonnement  $R_r$ , n'existe que si l'antenne rayonne (pas de pertes pour simplifier). Les selfs  $L'$  et  $L''$  sont les selfs linéiques (très petites) des cylindres.  $C_{ANT}$  est la capacité entre les cylindres, d'autant plus qu'ils sont longs et épais, et d'autant moins qu'ils sont espacés.

L'inventeur indique qu'il applique une tension au point A déphasée par rapport au courant injecté au point B. Est-ce que cela a un sens ?

Avant d'y répondre, deux mots sur les sources de tension (point A) et de courant (point B).

Physiquement, il n'existe que des sources électriques générant une f.e.m. La différenciation entre source de tension et source de courant n'est que **comportementale**.

Une source de tension, a une f.e.m. constante en fonction de la charge, et débite un courant inversement proportionnel à l'impédance de charge.

Une source de courant débite un courant constant en fonction de la charge et sa f.e.m est proportionnelle à l'impédance de charge.

Donc, si l'on branche un dipôle sur une source de tension, c'est lui qui "décide" du courant qui le traverse et de sa phase relative. Et si l'on branche un dipôle sur une source de courant, c'est lui qui décide de la tension à ses bornes et de la phase relative.

**Quel que soit le mode d'alimentation d'un dipôle, on ne peut pas forcer une relation particulière entre la tension et le courant, tant en amplitude qu'en phase, à partir des caractéristiques de la source.**

Pour avoir deux sources différentes aux pôles A et B, il faut un troisième pôle de référence, et alors nous brancherons une source entre la référence et (A), et l'autre entre la référence et (B). Lorsque nous analysons les quadripôles déphaseurs préconisés par l'inventeur, cette référence est en réalité le point de masse de l'alimentation coaxiale (point 2).

Les selfs des cylindres étant en série avec la capacité entre les cylindres, seront évidemment parcourus par le même courant. Ce courant sera imposé par la source connectée au point B et sa tension dépendra de la charge. Appelons la  $U_x$ . Le courant traversant le dipôle y développera une tension  $U_c$ . Soit  $U_s$  la tension de la source de tension. Alors la tension générée par la source de courant ( $U_x$ ) sera égale à  $U_c - U_s$ . Notez que puisque la charge est réactive, la somme des deux sources devra présenter une impédance conjuguée à partir d'une alimentation d'impédance nominale. C'est le rôle de l'adaptateur. En fait, le système étant passif, est réversible, et l'on règle l'adaptateur pour obtenir une impédance de charge nominale (ROS 1) à partir de l'impédance de l'antenne.

**C'est l'adaptateur qui s'adapte au dipôle et non pas le dipôle qui s'adapte à l'adaptateur.**

Nous constatons alors que le point commun (2) est "flottant" avec un potentiel (vecteur) intermédiaire entre les potentiels A et B. La proportion sera fonction du rapport entre la source de courant et la source de tension (créés par l'adaptateur) avec l'impédance du dipôle.

Le raisonnement ci-dessus découle directement des lois de Kirchhoff et de la loi d'Ohm généralisée. Donc, vouloir forcer le déphasage courant / tension dans les deux moitiés d'un dipôle viole ces lois qui sont incontournables.

Noter que le point (2) étant flottant, s'il est relié à un potentiel (câble coaxial, ou mât métallique) différent du sien, il déséquilibrera le système, qui se rétablira par la circulation d'un extra courant dans la tresse du coax ou dans le mât (loi de Kirchhoff). Si la longueur de ceux-ci n'est pas négligeable devant  $\lambda$ , ils se mettront à rayonner, et rapidement plus que le dipôle lui-même. La solution consistera à mettre un transformateur d'isolement entre les points 1 et 2 et l'alimentation (et un mât isolant). Alors, le réglage de l'adaptateur sera indépendant de la longueur du coax, et nous serons certains que celui-ci ne rayonnera pas.

Pour valider la notion de mise en phase temporelle tension/courant invoquée par l'inventeur, il faut transformer notre dipôle en double monopôle. Pour cela, il faut connecter au point 2 un plan de sol parfait, perpendiculairement aux deux monopôles. Le circuit équivalent s'enrichit de deux capacités (les nouvelles  $C_A$ ) entre le point de référence et l'ancienne  $C_{A,B}$  qui devient une capacité de couplage entre les deux monopôles. Nous obtenons le circuit équivalent de la figure 9. Nous avons admis que le couplage magnétique était négligeable devant le couplage capacitif ( $X_L \ll X_C$ ).

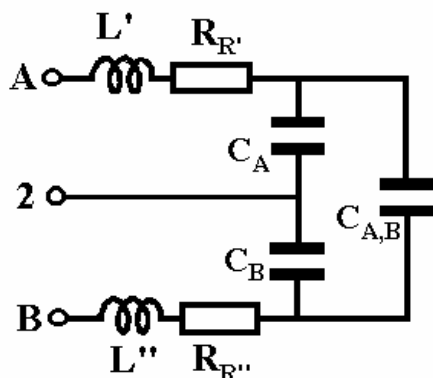


Figure 9

Maintenant, nous voyons que selon le rapport entre les capacités, nous pourrions obtenir une **indépendance limitée** entre les monopôles (les deux moitiés de dipôle) en respectant la loi de Kirchhoff.

Si le double monopôle n'est pas décelable dans les antennes E-H du type "perche", il y est dans les antennes CFA. Nous les analyserons plus loin.

Mais même si nous admettions que l'on réussisse à obtenir le champ électrostatique d'un monopôle en phase avec le champ magnétique de l'autre, cela ne servirait à rien, car les deux champs électrostatiques se combineraient, ainsi que les deux champs magnétiques, et les deux champs résultants seraient toujours en quadrature. Si nous ne l'admettions pas, les réseaux d'antennes ne fonctionneraient pas conformément aux calculs.

Nous allons revoir en détail comment se produit le rayonnement et pourquoi le champ électrostatique ne se retrouve pas dans le champ propagé.

Les selfs des cylindres étant en série avec la capacité entre les cylindres, seront parcourus par le même courant. Ce courant (alternatif) traversant les selfs y développera une tension en quadrature, tension dépendant du courant et du milieu. Nous sommes en présence de deux tensions et d'un courant, donc trois champs associés. Le champ magnétique (courant) sera en quadrature avec le champ électrique dérivé de la circulation du courant (potentiel vecteur de l'induction magnétique) et en quadrature, mais dans un autre plan, avec le champ électrostatique lié à la tension aux bornes du condensateur. Donc, le champ E global ne sera plus en parfaite quadrature avec le champ H. Par ailleurs, les vecteur E sont linéaires et le vecteur H est circulaire. Nous voyons la difficulté de décrire les champs proches avec un circuit à constantes réparties comme dans un fil<sup>(7)</sup>. Nous avons sur la figure 10 une représentation simple des vecteurs champs proches.

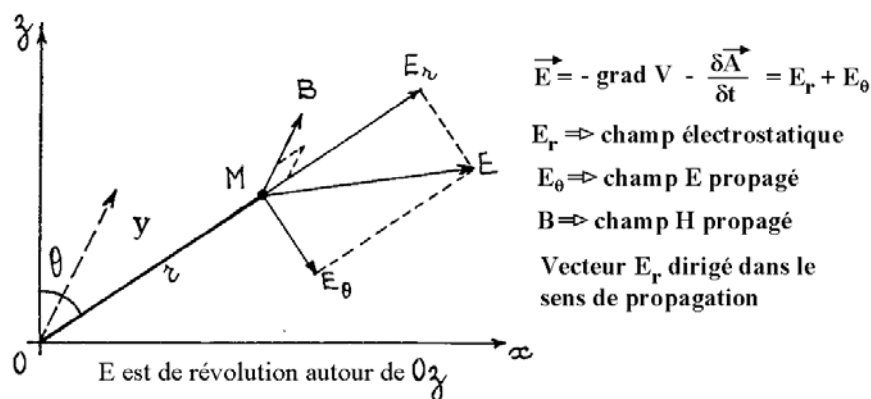


Figure 10

Voyons maintenant ce que deviennent les champs en observant le circuit à une distance  $r$  (en regardant depuis l'antenne de réception).

Si le circuit est très petit, le calcul fait apparaître des termes en  $1/r^3$  et  $1/r^2$  pour le champ électrostatique. Pour le champ magnétique, une diminution en  $1/r^2$  et, en  $1/r^3$  et  $1/r^2$  pour le potentiel vecteur associé. La diminution des champs est donc très rapide avec la distance. Ils restent comme "collés" au circuit et ils provoquent une réaction du circuit sur lui-même. Il n'y a pas de perte d'énergie, et ce champ électromagnétique est qualifié de "réactif".

Si le circuit a une dimension non négligeable (devant lambda), alors l'introduction du retard des potentiels dans le calcul des champs fait apparaître un terme en  $1/r$  dans l'expression du champ magnétique et dans celle du potentiel vecteur associé. Donc, décroissance lente des champs qui se "détachent" en quelque sorte du circuit, avec perte

d'énergie (ce détachement devient "compréhensible visuellement" si l'on fait intervenir les lignes de forces). Noter que le rayonnement s'accompagne d'une modification de la capacité et de la self de l'antenne.

Nous sommes alors amenés à considérer trois zones autour de l'antenne ainsi obtenue.

- Une zone A où le champ est très majoritairement réactif à l'intérieur d'une sphère de  $0,6\lambda$ .
- Une zone C où le champ est purement actif, **au delà** d'une sphère de rayon  $6\lambda$  (zone de Schelkunoff)
- Et une zone intermédiaire B, entre  $0,6$  et  $6\lambda$ , avec un champ mixte et où se forme le diagramme de rayonnement par réflexions et couplages divers (sol, obstacles, autres antennes de résonances proches). Cette zone est appelée "zone de Fresnel".

L'inventeur nie l'invariabilité de ces trois zones, et dit qu'il a trouvé le moyen de faire débiter la zone de Schelkunoff au ras de l'antenne ("It can be said that the EH antenna **brings the far field to the antenna**"). Il utilise comme argument **SON** interprétation de la théorie standard et dit en gros ceci : "avec une antenne de hertz, le vecteur E électrostatique (supposé à l'origine du champ E rayonné, NDT) subit progressivement, une rotation de phase de  $90^\circ$  pour venir en phase avec le champ H vers  $0,3\lambda$ ". Donc, comme à cette distance le champ E (électrostatique) a notablement diminué, ceci expliquerait la faible efficacité d'une antenne hertzienne (si j'ai bien compris).

D'abord, l'auteur est agaçant à vouloir nous faire croire qu'il pourrait y avoir plusieurs sortes d'antennes électriques qui n'obéiraient pas aux mêmes lois.

Ensuite, son interprétation est fautive. Pour nous en convaincre, il suffit de revoir la figure 10. En effet, le vecteur E près de l'antenne est composé de deux vecteurs, l'un, le vecteur V (vecteur électrostatique), en quadrature avec le vecteur H et l'autre, le vecteur A (vecteur potentiel), en phase avec le vecteur H, ceci étant vu depuis l'antenne de réception. Donc, c'est la **disparition totale**, du vecteur V avec la distance qui provoque la "rotation" du vecteur E global. Les vecteurs E et H du champ propagé sont **déjà contenus tels quels** dans le champ proche. Ils ne subissent pas de modifications avec la distance.

Le concept E-H reviendrait à transformer une puissance réactive en puissance active. En respectant certaines contraintes, on pourrait même arriver à l'égalité parfaite. Alors la résistance de rayonnement serait de  $120\Omega$  ( $377 / \pi$ ).

Ce postulat permet à l'inventeur de déterminer le champ rayonné à partir du champ réactif<sup>(8)</sup>. Cela revient à démontrer un postulat en utilisant pour la démonstration le postulat lui-même. C'est absurde, la démonstration ne peut être valable qu'en prenant les mêmes conditions que celles utilisées pour les antennes "hertziennes", c'est à dire en mesurant le champ lointain à une distance d'au moins  $6\lambda$ <sup>(9)</sup>.

Concernant la résistance de rayonnement de  $120\Omega$ , on relève des contradictions dans la figure 11 page 28 et dans la réponse 6 de l'inventeur en page 35.

Sur le diagramme, on y voit une variation lente de  $R_r$  en fonction de la fréquence avec un maximum de  $150\Omega$ . Le rayonnement maximum (max radiation) est spécifié pour  $R_r = 120\Omega$ . L'expression "max radiation" n'a de sens que si elle exprime un rapport entre la puissance rayonnée et la puissance d'entrée, donc un rendement. Celui-ci sera maximum quand  $R_r / R_p$  sera maximum. Les pertes d'un système antennaire (bobines, fils, diélectriques) augmentent lentement avec la fréquence et peuvent être considérées comme constantes dans une bande de 5%. Alors le maximum de rendement, donc le maximum de rayonnement aura lieu pour  $R_r$  maximum, c'est à dire  $150\Omega$ . Sinon, la loi d'Ohm est violée (elle aussi).

Dans sa réponse 6, l'inventeur dit qu'il faut accepter "the fact that the phasing is **critical** to the operation of the EH Antenna". Ceci suppose une efficacité de rayonnement, donc une résistance de rayonnement qui baisse très rapidement avec l'écart de fréquence. La courbe  $R_r / F$  devrait être très "pointue" avec un maximum de  $120\Omega$  à  $F_0$ . Or, à  $\pm 2,5\%$  de  $F_0$ ,  $R_r$  reste supérieure à  $50\Omega$  (rendement quasiment inchangé). Si nous liions, comme le fait l'inventeur,

la résistance de rayonnement à la phase, nous obtiendrions un système où  $R_r$  élevée =  $Q$  faible =  $\Delta\phi$  faible = accord "flou", et non pas "critical". L'auteur se contredit.

Par ailleurs, avec le principe E-H, la résistance de rayonnement est tributaire de la **manière d'alimenter** le dipôle et d'un **rapport** précis dans les dimensions de ce dipôle. Les dimensions absolues n'interviennent pas. Autrement dit, nous pouvons toujours diminuer la taille de notre antenne dans la limite de faisabilité et obtenir une résistance de rayonnement de  $120\Omega$ . Dans ce cas, toute la puissance réactive est transformée en puissance active (ou tout au moins une très grande part).

Alors nous aurions du souci à nous faire avec nos filtres HF. En effet, vu les multiples combinaisons possibles, tant spatiales que courants/tensions, il y aurait des fréquences où les conditions requises pour l'effet E-H seraient obtenues. Alors, nous aurions des amortissements par rayonnement qui fausseraient complètement la courbe de réponse. Les filtres seraient différents selon qu'ils seraient réalisés avec des bobines à air ou des bobines en pots. Le fait d'enfermer les filtres dans une boîte métallique changerait complètement leur courbe de réponse. On s'en serait déjà aperçu.

Parmi les qualités magiques des antennes E-H, je vous cite cette perle tirée du même ouvrage : " because the (EH)antenna only responds to radiation and rejects independent E or H field noise, the signal to noise ratio is significantly better"(sic). Si, comme je l'espère, vous installez votre antenne suffisamment loin ( $>0,6\lambda$ ) d'une source parasite créant un champ magnétique ou électrostatique, les parasites que vous capterez seront tous des champs électromagnétiques de même nature que les signaux utiles. Nous n'avons pas encore réussi à construire une antenne intelligente capable de trier parmi les ondes reçues dans la même bande de fréquence, celle qui nous intéresse<sup>(10)</sup>.

**Dans sa bande de fréquence, une antenne de réception ne peut "affaiblir" que les parasites qui sont hors de son diagramme de rayonnement et/ou d'une polarisation différente.**

Les antennes HF réduites (E-H et autres) sont réputées à faible bruit grâce à leur faible gain (faible hauteur efficace) et leur bande passante réduite qui évitent les transmodulations et les intermodulations dans les récepteurs. Avec une antenne à grand rendement, on obtient un résultat intermédiaire en insérant un atténuateur dans la réception.

Venons en à l'intéressant "chapter 7" qui traite de la "Kor radiation" et des ondes **H<sub>z</sub>**. Ce chapitre semble avoir été ajouté après coup, et l'on sent l'auteur moins à l'aise.

Pour résumer, d'après l'auteur (il n'est plus l'inventeur), l'onde **H<sub>z</sub>** ne serait pas une onde plane. Elle ne serait décrite que par un vecteur magnétique, ce qui contredit Poynting, où alors, elle ne transporterait aucune puissance. Contradiction également avec la relativité en disant qu'elle se propagerait à une vitesse infinie. Noter qu'on peut l'admettre si elle ne transporte pas d'énergie. A moins de dissimuler cette énergie dans une quatrième dimension. Si l'on reste dans notre Univers, on rencontre un problème lié à la conservation d'énergie. En admettant (avec Einstein) que rien ne se perd et rien ne se crée, les ondes **H<sub>z</sub>** transporteraient une infime énergie par rapport aux ondes électromagnétiques planes. Elles s'apparenteraient aux ondes gravitationnelles, qui sont négligeables à l'échelle humaine<sup>(11)</sup>.

Si les ondes **H<sub>z</sub>** transportaient une énergie significative, nous aurions un problème de compatibilité avec les antennes E-H. Selon l'auteur, celles-ci généreraient aussi des ondes **H<sub>z</sub>**. Alors l'énergie transportée par l'onde **H<sub>z</sub>** viendrait se soustraire de celle transportée par l'onde "hertzienne". Si l'on admet, comme l'inventeur, que le rendement "hertzien" d'une antenne E-H est proche de 100%, alors l'énergie contenue dans l'onde **H<sub>z</sub>** serait très faible.

Pour que les ondes **H<sub>z</sub>** soient intéressantes, il faudrait que leur propagation ne se fasse pas dans un volume, mais dans un plan (l'atténuation serait directement proportionnelle avec la distance et non pas comme le carré). L'expérimentation serait facile à faire en comparant (en



espace libre), un bilan de liaison entre une antenne E-H et une conventionnelle, et un bilan de liaison entre deux antennes E-H.

Par ailleurs, j'ai cru comprendre qu'il fallait un fort champ électrostatique pour en quelque sorte "créer" ou "renforcer" un champ magnétique. Cette méthode est compatible avec le principe E-H. En théorie, elle n'est pas incompatible avec les équations de Maxwell. Mais elle suppose des potentiels instantanés (pas de notion de longueur d'onde) et un rayonnement par le courant de déplacement (donc à partir de l'énergie électrostatique).

Deux objections :

1- On nie la relativité (elle n'était pas connue du temps de Maxwell).

2- A taille comparable, on obtient **infiniment moins** de puissance avec un générateur électrostatique, qu'avec un générateur électromagnétique<sup>(12)</sup>.

Ceci explique pourquoi on n'a jamais décelé expérimentalement une production d'énergie à partir du champ électrostatique quand il y avait en même temps production d'énergie à partir d'un champ électromagnétique, comme dans une antenne.

Finalement, on constate que la théorie des antennes E-H remet en cause la plupart des lois de l'électricité et de l'électromagnétisme. Il faudrait donc que l'inventeur échafaude une nouvelle théorie complète, avec ses lois, et la valide par des expérimentations scientifiques<sup>(13)</sup>.

**Q** : OK, mais il y a le vecteur de Poynting ?

**R** : Ah, c'est vrai, il y a le vecteur de Poynting...

### Vecteur de Poynting.

On peut obtenir l'énergie active rayonnée en effectuant le calcul du flux de vecteur de Poynting moyen à travers une sphère centrée à l'origine.

Le vecteur de Poynting est exprimé par la relation :

$$\vec{R} = \vec{E} \wedge \vec{H} \quad (\text{et non pas } R = E \times H)$$

Le vecteur de Poynting est une sorte d'appareil de mesure. Et comme pour tout appareil de mesure il faut l'utiliser correctement (appliquer les bonnes règles) pour que le résultat soit valable. Son calcul est très compliqué (et complexe). Heureusement, il se simplifie quand on ne veut mesurer que la puissance active rayonnée (loin de l'antenne).

Ainsi, la valeur moyenne du vecteur de Poynting est égale à :

$$R_m = \frac{1}{16\pi^2} \frac{1}{\epsilon_0 c} \frac{\alpha^2}{r^2} I^2 l^2 \sin^2 \theta$$

avec :  $\alpha = 2\pi / \lambda$ ,  $\epsilon_0$  = permittivité du vide,  $c$  = vitesse de la lumière,  $l$  = longueur du brin rayonnant en mètres,  $\lambda$  en mètres,  $r$  = rayon de la sphère en mètres et  $I$  en ampères.

Le flux moyen à travers toute la sphère est donné par la formule :

$$\Phi_m = \frac{4}{3\epsilon_0} \frac{\pi}{c} \left(\frac{\ell}{\lambda}\right)^2 I^2 \quad (I = I_{\text{eff}})$$

Ce flux est égal à la puissance rayonnée  $P_r$  :

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

avec  $R_r$  = résistance de rayonnement et  $I$  en ampères efficaces.

De là on tire la résistance de rayonnement (dans l'air) :

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

avec  $l$  = longueur du fil parcouru par un courant uniforme.

Ces calculs ne sont valables que pour le champ lointain. Ils conduisent à un vecteur de Poynting unique dirigé dans le sens de propagation (vecteur sortant).

Noter qu'à aucun moment la tension (champ électrostatique) n'intervient dans le calcul du vecteur de Poynting. Seuls sont concernés le courant et la longueur du fil. C'est normal puisque c'est déjà le cas pour le calcul de la composante E qui dans l'air est égale à :

$$E = 60\pi \frac{I}{r} \left( \frac{l}{\lambda} \right) \sin \theta \quad (\text{fil mince})$$

Avec E en V/m, I en Ampères, r = distance en mètres, et  $l$  = longueur du conducteur traversé par I.

Il faut préciser que ces calculs du vecteur de Poynting conduisent à une puissance rayonnée, donc à une résistance de rayonnement, conformes aux expérimentations depuis plus d'un siècle. Il est difficile de les remettre en cause.

On peut aussi calculer (complètement) un vecteur de Poynting complexe pour les champs très proches de l'antenne (essentiellement réactifs).

Sans entrer dans une longue démonstration, on peut dire que maintenant, le champ électrostatique intervient et que les résultats peuvent être interprétés (visuellement) comme l'obtention de deux vecteurs, l'un sortant et l'autre entrant. La différence entre les deux représente la puissance rayonnée. Pour des antennes très courtes, la différence entre les deux vecteurs est plus faible que les approximations de calcul, ce qui rend la méthode impropre pour déterminer le champ lointain rayonné<sup>(14)</sup>.

Je pense que le découvreur du supposé principe E-H a fait une erreur dans son calcul du vecteur de Poynting complexe qui l'a conduit à sous estimer le vecteur entrant. Je lui dirais, comme à mes ingénieurs et techniciens lorsqu'ils m'annonçaient des résultats contraires aux principes physiques fondamentaux : "Cherchez l'erreur (de calcul, de mesure) et revenez me voir après". Jusqu'à présent, l'erreur a toujours été trouvée, ce qui fait que je n'ai jamais eu l'occasion de révolutionner la physique ("This is a revolutionary concept ..."). Le concept est bien révolutionnaire, reste à le prouver.

Nous avons sur la figure 11 une représentation imagée des vecteurs de Poynting à travers une surface quelconque.

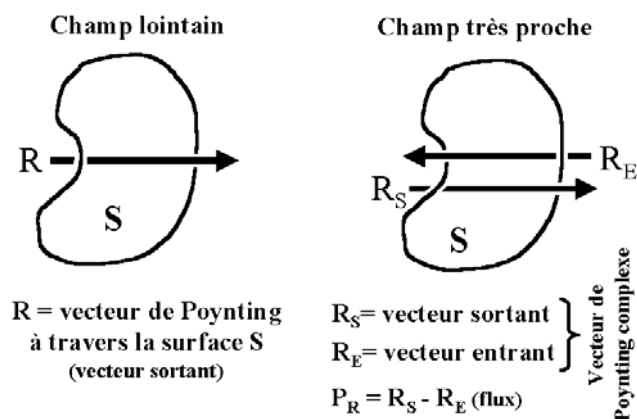


Figure 11

**Q :** Belles considérations théoriques. Mais quand même, des gens ont construit des antennes E-H, et en sont satisfaits. Non ?

**R** : La satisfaction n'est pas un critère scientifique<sup>(15)</sup>. Et êtes-vous sûr que dans leur système antennaire, ce soit l'antenne E-H qui rayonne le plus ? Pour apporter une réponse, nous allons analyser des réalisations d'antennes CFA et E-H type perche (la plus connue des radioamateurs). Nous en profiterons pour faire des comparaisons avec les résultats de mesures faites par des expérimentateurs sérieux.

Pour notre analyse nous modéliserons nos antennes très courtes par leurs schémas électriques équivalents. Cette méthode a fait ses preuves avec toutes les constructions d'antennes d'émissions radiophoniques, des VLF aux MF (10 kHz à 1MHz).

### Analyse d'une antenne CFA type "disque-cylindre".

Nous avons une telle antenne sur la figure 12 avec son schéma équivalent.

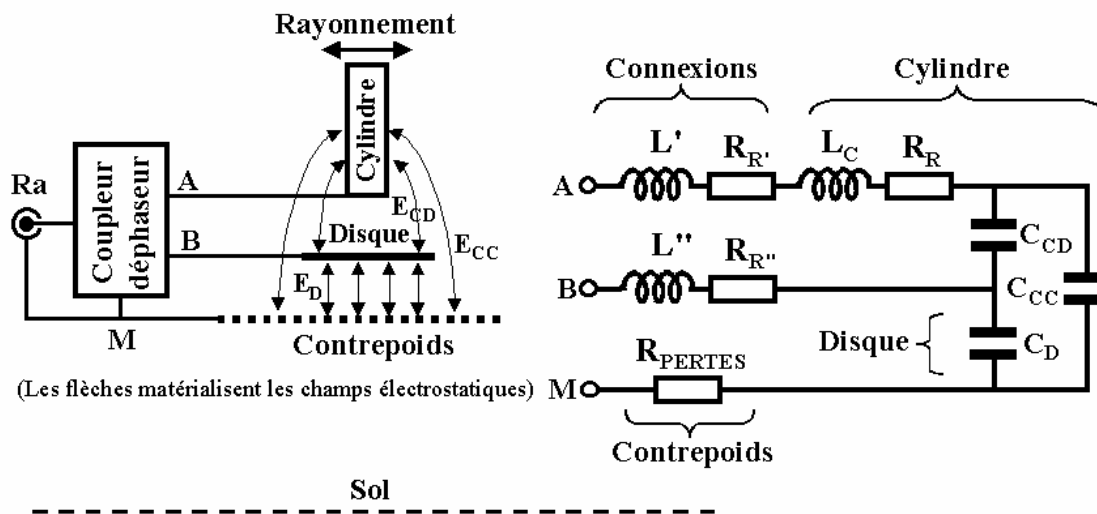


Figure 12

Le disque étant alimenté en réalité par son milieu (point de symétrie), le condensateur constitué par le disque et le contrepoids ne rayonne pas. Par ailleurs, le cylindre étant dans le prolongement de l'axe du disque, son champ électrostatique entre lui et le contrepoids ne perturbe pas sa symétrie. Donc, nous n'avons que le cylindre qui rayonne, et le condensateur formé par le disque n'a qu'un rôle dans l'alimentation comme une capacité à constante localisée, c'est à dire une modification de l'alimentation du cylindre.

Il serait beaucoup plus judicieux de rallonger le cylindre de la valeur de l'écartement du disque et de placer celui-ci au sommet. Pour le même encombrement, nous aurions une antenne beaucoup plus efficace.

En pratique, les deux fils d'alimentation en A et B traversant le condensateur {disque/contrepoids} doivent rayonner car ils ne sont pas parcourus par des courants en opposition. Cet effet est modélisé par l'ajout de deux selfs  $L'$  et  $L''$  avec leurs résistances de rayonnement.

Il m'est difficile d'aller plus loin dans la simulation, car je n'ai pas les dimensions de l'ensemble et le schéma valorisé du "déphaseur". Quels que soient ces paramètres, on peut s'attendre à des variations de phases très rapides du fait d'un fort couplage capacitif (indice de couplage  $\eta \gg 1$ ).

Si la hauteur de l'antenne au dessus du sol n'est pas négligeable devant la longueur d'onde, on peut prédire un rayonnement par la tresse du coaxial qui descendrait verticalement. D'autant

mieux que le courant de gaine serait quasiment constant (alors, le circuit, plus amorti, aurait des phases plus "maniabiles" pour effectuer les réglages).

C'est d'ailleurs la conclusion à laquelle est arrivé VE2CV qui a fait pas mal d'investigations sur ce type d'antennes. Nous nous retrouvons finalement avec une antenne de longueur non négligeable, et c'est pourquoi les résultats ne doivent pas être aussi mauvais qu'attendus.

### Analyse d'une antenne E-H type "perche".

Nous prendrons celle décrite dans la figure 3 de l'article de mai 2003. Elle est présentée comme étant préconisée par l'inventeur du principe. Elle est reproduite sur la figure 13 avec son schéma électrique équivalent.

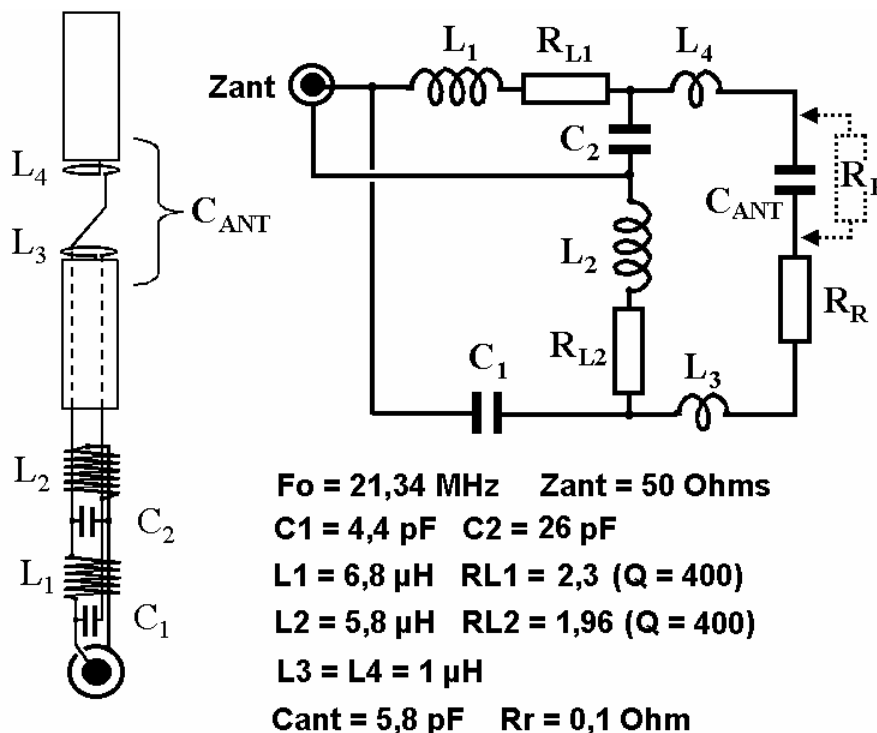


Figure 13

Il faut beaucoup d'imagination pour y voir autre chose qu'une antenne "hertzienne". Les champs H des boucles s'ajoutent à ceux des cylindres ainsi que leur résistance de rayonnement, mais celles-ci sont négligeables. Les boucles n'ont pour effet que de rallonger électriquement les cylindres. Nous avons un doublet classique modélisable par un circuit RLC série et le champ E de la capacité est en quadrature avec le champ H des selfs et le fait qu'il ne soit pas équilibré potentiellement avec la masse du point d'alimentation n'a aucune influence sur le rayonnement. La résistance de rayonnement de l'ensemble sera très faible et le système s'adaptera avec les pertes des bobines.

J'ai déterminé les valeurs à partir des dimensions données pour les bobines et les cylindres (antenne bande 15m). J'ai fabriqué une bobine et mesuré un Q de 400 (avec beaucoup de précautions). A partir des dimensions des cylindres, j'ai déterminé leur capacité (5,8 pF) et leur résistance de rayonnement (0,07Ω). Bon prince, j'ai arrondi à 0,1Ω pour tenir compte des connexions.

J'ai mis tout ça dans un fichier Spice qui est un simulateur temporel. J'ai ensuite ajusté C1 et C2 pour avoir la résonance et une impédance de 50Ω (ROS 1), exactement comme le ferait un

OM pour régler son antenne E-H. Je suis arrivé à une valeur de 26 pF pour C2 et 4,4 pF pour C1.

J'ai ensuite regardé la puissance dissipée par la résistance de rayonnement. Celle-ci est à -18,5 dB sous celle d'entrée, ce qui nous fait un rendement de 1,4%. C'est une valeur très cohérente avec le système antennaire obtenu. Elle est meilleure que les mesures effectuées par les expérimentateurs ayant pris les précautions d'usage.

La tension aux bornes de C1 (et de L2) est égale à 75 fois celle d'entrée, ce qui fait 5300 V pour une puissance de 100 W. On comprend pourquoi les OM qui soignent leurs bobines et mettent un balun au ras de leur antenne voient celle-ci se mettre à fumer dès qu'ils augmentent la puissance.

Les potentiels entre les cylindres et la masse du coaxial sont fortement dissymétriques, soit 82 fois et 16 fois la tension d'entrée.

La bande passante à 3 dB est de 100 kHz, soit 2,3 fois plus étroite qu'avec un calcul à partir du rendement. Cela est dû au système d'adaptation qui effectue un filtrage du deuxième ordre (deux circuits oscillants à fort Q) et alors nous ne pouvons utiliser mon principe de mesure du rendement des antennes très courtes (R-REF de juillet 2005). En effet, il ne s'applique avec certitude que sur un **système antennaire simple**, électriquement du premier ordre (cas standard entraînant le minimum de pertes et le maximum de bande).

**Q** : *OK, mais vous n'avez pas fait intervenir un quelconque effet E-H dans votre modèle.*

**R** : C'est vrai, mais comment le modéliser ?

Supposons une résistance de rayonnement de  $120\Omega$  et admettons que la puissance rayonnée soit issue autant du champ électrostatique que du champ magnétique (principe E-H appliqué à une onde plane).

Alors  $R_r$  passera à  $60\Omega$  et nous mettrons en parallèle sur Cant une résistance de  $49,2\text{ k}\Omega$ , équivalent à l'ajout d'une deuxième résistance série de  $60\Omega$ .

Nous obtiendrions un rendement de 31% et une bande passante de 214 kHz à  $F_0 = 15,48$  MHz. Cette baisse de fréquence est due à l'augmentation importante de la valeur de C1. Noter que la bande passante n'est plus gaussienne, mais ressemble à un filtre passe-haut désadapté du genre "elliptique". Noter également que le rendement, que je considère comme excellent, est quand même plus faible que celui de 99% annoncé par l'inventeur<sup>(16)</sup>.

Sans doute, en modifiant la valeur des bobines, nous pourrions retrouver notre fréquence d'accord, et peut-être même augmenter le rendement. Mais nous sortirions des valeurs données pour une antenne fonctionnant selon l'orthodoxie E-H. Donc je me suis arrêté là. Cette simulation avait surtout pour but de montrer qu'en entrant les valeurs préconisées pour une antenne E-H (constantes localisées et dimensions), et une résistance de rayonnement conforme à la théorie habituelle, on obtient un bon ROS à la bonne fréquence, et un rendement cohérent avec les mesures effectuées par des expérimentateurs impartiaux.

**Q** : *Je ne voudrais pas insister, mais les OM qui ont installé des antennes E-H sur leur cheminée font des liaisons DX. Comment expliquez-vous cela ?*

**R** : Parfois, il suffit de quelques milliwatts pour faire une liaison DX. Je ne nie pas qu'il y ait rayonnement, mais pas forcément comme l'on croit.

### **Antenne E-H... Rayonne ?**

Pas beaucoup, sans doute moins qu'une antenne conventionnelle de même longueur, à cause de son système d'adaptation compliqué.

Nous avons vu que le point de masse de l'alimentation n'était pas neutre par rapport au dipôle. Connectons-y un câble coaxial. A cause de l'effet de peau en HF, l'extérieur de la tresse du câble coaxial constitue un troisième conducteur qui aura une capacité avec les cylindres. La dissymétrie des potentiels y créera un courant qui circulera sur une longueur non négligeable, donc générera un rayonnement. S'il est relié électriquement, le mât métallique peut jouer le même rôle.

Nous avons un nouveau système antennaire au comportement difficile à modéliser. On peut prédire qu'il y aura une longueur optimum du câble coaxial. Il faut dire que la longueur électrique de la tresse extérieure d'un câble coaxial est proche de sa longueur mécanique, le coefficient de vélocité n'est abaissé que par le gainage (aux alentours de 0,95) alors que pour du polyéthylène, le coefficient de vélocité est de 0,66 pour la partie alimentation. Le ROS de 1 au niveau de l'émetteur est obtenu en réglant l'antenne E-H pour lui donner **l'impédance complexe** qui va bien. Ce réglage sera à reprendre si l'on change la longueur du coax, et c'est ce qui est constaté par les OM expérimentateurs. Il semble que la meilleure longueur mécanique soit proche de la demi-onde d'après ce qui est rapporté. Bien sûr, cette antenne aura un piètre contrepoids, constitué par l'antenne E-H, mais l'amélioration du rayonnement ne sera quand même pas négligeable.

Ce phénomène est confirmé par les expérimentateurs empiriques qui constatent des retours de HF à l'émetteur, par les expérimentateurs sérieux comme N1GX<sup>(17)</sup> qui a fait des mesures avec et sans câble coaxial (oscillateur au ras de l'antenne) et indirectement (sans le savoir) par l'inventeur lui-même. Il indique que la bande passante peut être doublée en augmentant la longueur du coaxial à  $\frac{3}{4}$  de lambda. Comme il suppose (par erreur) un facteur de vélocité de 0,66, cela fait en réalité une longueur électrique d'une demi-onde. Dans son cas, on peut dire qu'une bande double veut dire quasiment autant de puissance rayonnée par le coax que de puissance perdue et rayonnée (un peu quand même) par l'antenne E-H.

Les gens croient essayer une antenne minuscule et en fait, ils testent une antenne proche de la demi-onde. Mais comme ils ne le savent pas, ils attribuent les résultats à leur antenne minuscule (cherchez l'erreur).

Si vous avez une installation de ce genre, il y a un bon moyen de vérifier ce que j'avance. Vous supprimez les deux cylindres de votre antenne E-H et les remplacez par un CV à air (fort isolement) connecté en série avec une  $0,1 \Omega$  (10 résistances  $1 \Omega$   $1 \text{ W}$  en parallèle) et vous refaites l'accord avec ce CV. Vous aurez alors un système E-H formé uniquement de composants localisés (jusqu'à présent, ce genre de montage ne rayonnait pas). Mais vos reports n'auront pas changé<sup>(18)</sup>.

## **Le mot de la fin.**

Cet article avait surtout pour but de montrer qu'il n'y a pas beaucoup de place pour une nouvelle théorie des antennes qui bouleverserait l'existante, ayant quand même fait ses preuves.

On peut comparer cette théorie à un château de cartes. Les cartes de base s'appelleraient "Lois d'Ohm, de Kirchhoff, de Gauss, d'Ampère et de Faraday, équations de Maxwell et de Lorenz, lois de la relativité (Einstein), plus l'expérience de Hertz et une kyrielle de physiciens et mathématiciens du 20<sup>ème</sup> siècle qui ont affiné la théorie. Si l'on retire une seule des cartes de base, le château s'écroule. Il faut en reconstruire un autre aussi cohérent, et on ne peut réutiliser que peu de ces cartes, car la plupart sont liées (on ne peut en prendre une et rejeter l'autre).

Quel que soit le côté par lequel on aborde le cas des antennes E-H, on n'y voit qu'incohérences et contradictions. Toutes n'ont pas été soulevées<sup>(19)</sup>. Par exemple, pourquoi existe-t-il autant

de configurations différentes pour un principe qui doit être tout à fait particulier puisqu'il n'a encore jamais été constaté depuis un siècle ?

Il est curieux que le principe E-H ne fasse pas recette pour la bande 2 m. En effet, la physique du rayonnement ne change pas avec la fréquence. Donc une antenne E-H 14 MHz de longueur 70 cm transposée en 144 aurait une longueur de 7 cm et un diamètre de 5 mm avec des brins rayonnants de deux fois 1,7 cm. Pourquoi vous embêter avec une antenne 5/8<sup>e</sup> sur le toit de votre véhicule, alors qu'une sorte de morceau de crayon collé sur le pare-brise donnerait les mêmes résultats ?

Par ailleurs tous les expérimentateurs sérieux (méthodes scientifiques) trouvent des performances en moyenne 10 dB inférieures à celles que l'on pourrait attendre d'une antenne conventionnelle de même envergure totale (et bien plus simple). Noter que ces mesures sont faites sur des antennes commerciales ou des répliques fidèles. Alors, tous dans l'erreur ?

Dans ce cas, il serait facile à l'inventeur de le démontrer (et c'est à lui de le faire). En collaboration avec un groupe de scientifiques agréés par les pro et anti E-H, il suffirait de faire des mesures comparatives croisées avec une antenne E-H (certifiée par son inventeur) et une antenne conventionnelle côté émission et la même chose côté réception.

Il y a aussi une méthode scientifique indiscutable de mesure du rendement, la "WHEELER CAP" bien adaptée aux antennes de petites tailles. Le principe général est décrit sur la figure 14.

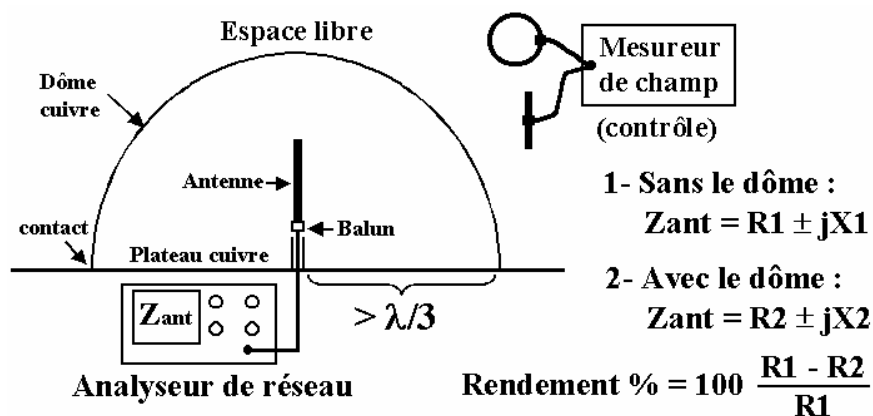


Figure 14

En construisant une antenne E-H pour une fréquence de 100 MHz, les dimensions du système seraient acceptables.

Si ces expériences laissaient apparaître une anomalie par rapport à la théorie existante, alors il faudrait chercher une explication physique au phénomène. Mais au vu des mesures déjà faites par des expérimentateurs sérieux, je ne doute pas des résultats.

***Alors, peut importe que le principe E-H soit un concept génial ou pas, tant que personne n'aura réussi à le mettre en œuvre, il restera un concept virtuel.***

Naturellement, toutes les conclusions sur les antennes E-H s'appliquent aux autres très petites antennes du même genre, quels que soient les principes invoqués (doublets et boucles).

Si malgré tout, vous y croyez encore, vous pouvez toujours chercher une méthode pour fabriquer l'antenne "miracle", comme les alchimistes au moyen âge recherchaient la pierre philosophale. Je vous souhaite bonne chance pour transmuter votre plomb en or.

## Bibliographie.

Cet article est le troisième d'une série sur les antennes très courtes. Les autres ont été publiés dans Radio-REF de juin 2005 "L'antenne HF très courte en émission" et de juillet 2005 "Mesure du rendement des antennes HF très courtes"

- Relire aussi mon article "Généralités sur les antennes HF" dans le Radio-REF de mai 2005.
- Mon livre de chevet sur les antennes est celui de R. Rigal et Y. Place, "Cours de radioélectricité générale. Tome 1, Circuits fermés, Rayonnement, Antennes" (cours ENST).
- Pour avoir le point de vue de l'"inventeur" du principe E-H, vous pouvez consulter le site Web "[www.eh-antenna.com](http://www.eh-antenna.com)".
- Relire l'article de F5IXU sur R-REF de mai 2003 "L'antenne E-H" qui vous donnera le point de vue d'un convaincu (l'article qui a provoqué ma première poussée d'adrénaline).
- Relire surtout l'article de VE2CV et les commentaires de F6AEM sur le R-REF de novembre 2003 "A propos des antennes E-H et CFA". Vous verrez que nous disons à peu près la même chose, mais d'une manière différente.
- WY6EE, sur QEX N° 228 de janvier/février 2005 "Why Antennas radiate", montre à sa manière comment se produit le rayonnement et pourquoi le champ électrostatique ne se retrouve pas dans le champ rayonné.
- Il y a les comptes rendus de mesures de N1GX "E-H antenna test report" et "E-H antenna test report 2" qui sont des modèles de professionnalisme et dont les résultats sont sans appel pour la médiocre qualité des antennes E-H et pour le rayonnement par le coaxial (tapez N1GX dans un moteur de recherche).
- I1BAY, dans un article sur "Radio Rivista" de juillet/août 2004, "Les antennes et les miracles" arrive aux mêmes conclusions que N1GX avec une approche plus "radioamateur".
- Enfin, pour vous divertir, vous pouvez relire l'article "Antennes>Evolution>Horizon" paru dans R-REF de janvier 2005, et les commentaires que j'en ai fait dans R-REF de mars 2005 "Des ondes et des antennes".

## Notes.

- (1) *Nous avons une bonne analogie avec un tuyau d'arrosage plein d'eau colorée, relié au réseau par une électrovanne. Quand nous ouvrons celle-ci, l'eau va se mettre à couler presque instantanément, mais l'eau non colorée mettra un temps beaucoup plus long à sortir du tuyau.*
- (2) *La bobine et le condensateur sont toujours en série dans une boucle fermée. La représentation parallèle est utilisée quand le circuit est alimenté par une source de courant et la représentation série quand il est alimenté par une source de tension.*
- (3) *Si, pour garder un bon rendement à l'émission, la résistance de sortie est obtenue par contre réaction (impédance dynamique), alors la bande passante est fonction du niveau de modulation (amplitude). Pour les faibles modulations, elle est deux fois plus large que pour une modulation à 100% (même phénomène avec les amplis opérationnels bouclés).*
- (4) *Ceux qui auraient l'idée de mettre la main sur la bobine d'antenne HF de leur mobile, après avoir émis un temps prolongé, toucheraient du doigt la réalité de ces pertes.*
- (5) *Si l'on n'introduit pas de pertes ohmiques, le gain d'un dipôle très (très) court n'est que 0,4 dB inférieur au gain dipôle demi-onde. Cette différence est due uniquement à la directivité qui est fonction de la répartition du courant dans l'antenne (triangulaire au lieu d'être cosinusoidale).*
- (6) *"Inventeur" est à prendre avec le sens qu'il a dans un dépôt de brevet.*
- (7) *Avec des circuits à constantes localisées, c'est plus simple, car nous avons, soit une self, soit un condensateur, tant que ceux-ci restent de taille négligeable devant la longueur d'onde.*
- (8) *Il le fait avec un mesureur de champ (FSM), sans autres indications. Un mesureur de champ est composé d'un voltmètre mesurant la tension à la sortie d'un capteur. Un récepteur OM muni d'un S-mètre et connecté à une antenne est un mesureur de champ. Faut-il encore savoir quel champ l'on mesure et avec quelle précision. Pour les champs lointains (rayonnement) on peut utiliser n'importe quel capteur (puisque l'on connaît le*



*rapport entre les champs). Pour les champs proches (induction) un capteur magnétique (très petite boucle) mesure le champ magnétique, et un très petit doublet le champ électrique. Ces mesures de champ(s) proche(s) ne sont absolument pas représentatives du champ rayonné. Dire que l'effet E-H sera maximum (donc courant minimum) quand le champ (H, je suppose) proche sera maximum est absurde. Le champ H sera maximum quand on aura réussi à faire circuler un **maximum** de courant dans l'antenne, point. Ceci est valable pour toutes les antennes. Et le champ E proche, on s'en moque (si l'on n'approche pas la main trop près de l'antenne).*

- (9) *Encore faut-il savoir ce que l'on mesure. Un problème majeur rencontré lors des mesures sur les antennes est de déterminer l'endroit où se fait la séparation entre l'émetteur et le système antennaire. Ainsi, si nous nous intéressons au rendement, et si l'émetteur contient un coupleur (boîte d'antenne), la séparation se fait entre le P.A. et le coupleur, à l'intérieur du boîtier émetteur, dans un endroit inaccessible à l'OM expérimentateur. Donc, si l'on veut tester l'antenne seule, il faut la connecter directement à un oscillateur alimenté par batterie (aucun autre câble de longueur non négligeable devant  $\lambda$  relié au système).*
- (10) *Quand on connaît les lois liées à l'information transmise, on peut effectuer un traitement sur le signal reçu, pour affaiblir les signaux n'obéissant pas à ces lois (comme avec un "Noise blanker").*
- (11) *Négligeables, mais pas inexistantes. Ainsi, lorsque deux personnes se rapprochent, la force liée à la gravitation universelle les fait se pencher l'une vers l'autre. La composition du vecteur "attirance" avec le vecteur "gravité terrestre" fait qu'ils pèsent moins lourd. Si cette attirance est sexuelle, elle est appelée "amour". Nous avons alors la démonstration que l'amour rend plus léger.*
- (12) *Un inventeur "génial" a suggéré à EDF de fabriquer des centrales électrostatiques, car il pouvait démontrer que celles-ci auraient un meilleur rendement. Il avait simplement oublié de calculer la taille de ses centrales qui auraient été aussi grandes que la France (authentique).*
- (13) *On peut prendre le problème dans l'autre sens. Un système antennaire peut être considéré comme une "boîte noire" munie de deux bornes que l'on relie à un générateur de f.e.m. alternative, et on "regarde" ce qui se passe. Ensuite, on essaie de l'expliquer en construisant une théorie. Celle que l'on utilise pour les lignes et les antennes a fait ses preuves. Si l'on constatait avec une boîte noire particulière (ligne + antenne E-H) que cette théorie ne colle pas, alors, il faudrait la revoir (et je puis prédire à son "découvreur" un avenir aussi glorieux que celui d'Einstein).*
- (14) *Rappelez-vous notre exemple ( $\lambda/30$ ) avec 350 kW de puissance réactive pour 100 W rayonnés. La méthode peut servir, par exemple, à calculer la puissance absorbée par la tête de nos chers enfants avec leur téléphone portable, qui est bien plus élevée (des centaines, voire des milliers de fois) que celle reçue de l'antenne de la station de base sur l'immeuble surplombant l'école.*
- (15) *Je possède une voiture aux performances modestes que j'estime avoir payée fort cher. J'en suis très satisfait (car je n'aime pas me faire avoir).*
- (16) *La fiabilité de ce rendement de 99% est à comparer avec celles des élections donnant le même résultat.*
- (17) *NIGX a fait des essais avec toutes les précautions d'usage, en comparant les champs rayonnés par un système E-H du commerce avec un monopôle quart d'onde au sol. Il a trouvé pour une antenne E-H du commerce des performances inférieures de  $-12$  à  $-20$  dB avec le câble coaxial (effet directif) et de  $-28$  dB avec l'antenne seule (omni). Noter que la longueur totale de l'antenne E-H était de  $\lambda/20$ , donc une version "longue".*

- (18) *Dans un deuxième rapport de mesures, NIGX a fait une expérience approchante et a trouvé moins de 1 dB de différence entre une antenne E-H au bout d'un coax et un long fil de même longueur à la place du coax avec un simple accord remplaçant l'antenne E-H. Sa conclusion est la même que la mienne, à savoir que nous avons affaire à un coaxial rayonnant par l'extérieur de sa tresse (courant de gaine) et adapté par le circuit de l'antenne E-H (une antenne peut en cacher une autre).*
- (19) *Je ne vous ai pas parlé du petit chapitre sur l'application du principe E-H aux "small loop" qui mériterait bien plusieurs pages, ni de l'incohérence de l'inventeur qui utilise un dérivé simplifié de "NEC" pour simuler ses diagrammes de rayonnements (on ne peut pas utiliser un outil basé sur l'anti-thèse). Sa manière de calculer le rendement est aussi très discutable (pour rester courtois).*