

Problème général de l'antenne à l'émission

(suite)*

par Jacques Leclaire ex-CN8MH

Les plus courtes erreurs sont toujours les meilleures.
MOLIERE, *L'Etourdi*, A. IV, Sc. 4

Tous ceux qui ont suivi, depuis le début, l'énoncé et l'exposé des problèmes du rayonnement, avec l'intérêt soulevé par la recherche systématique du gain de l'antenne au-dessus du sol, ont dû se poser de très nombreuses questions.

On ne pense pas toujours à tout et malgré le soin apporté à l'histoire que l'on désire raconter, il existe toujours des lacunes, des points noirs, des mots qui ne traduisent souvent que l'idée du rédacteur et non celle du lecteur. Il y a aussi des formes très difficiles à « digérer », des calculs fastidieux à entreprendre, des notions souvent mal acquises qui gênent considérablement l'assimilation ou la compréhension des connaissances nouvelles.

De plus, un plat collectif, fut-il savoureux, n'est jamais au goût de tous les convives. Qu'importe !

Qui d'entre vous n'a jamais fait un petit retour en arrière pour s'imprégner d'une phrase ou pour explorer un dessin, une courbe ?

Eh bien, chers lecteurs ! je suis comme vous, je m'accroche ; et quand on s'accroche, le déséquilibre n'est pas loin ; autant dire que les points d'appui sont insuffisants ou fragiles. Il m'arrive quelquefois de piétiner et vous vous doutez bien que je me méfie terriblement des nombreuses littératures, fussent-elles de premier choix et surtout lorsqu'elles présentent des discordances nettement visibles.

Par ailleurs, il se glisse inévitablement, dans les livres ou les revues, des erreurs dont les auteurs écrivains ne sont pas toujours responsables. Le rédacteur est rarement dessinateur et moins encore typographe pas plus que ces derniers ne sont professeurs ou maîtres de conférences.

Traduire sa pensée pour les autres, par une image ou une formule, est un véritable tour de force. Inversement, *une formule* est aussi tout un concentré de lecture qui représente aussi clairement toute une page d'écriture dans l'esprit du mathématicien qu'un dessin de Picasso matérialisera tout un rêve réel et apparent dans la pensée d'un peintre moderne.

Or le rébus ne plait pas à tout le monde. Et puis l'art de comprendre et d'analyser un texte est directement fonction de sa présentation. Nous cherchons ici à la rendre la plus claire possible mais nous ne sommes pas toujours sûrs de réussir.

Il m'arrive donc de relire souvent mes propres articles et, chaque fois, je trouve des ombres dans mes peintures « technico-littéraires ».

L'antenne est une grande Dame qui ne veut pas être traitée à la légère ; elle veut se faire respecter et elle a raison puisque l'on fait tout pour la négliger au profit de son ennemi mortel, « la puissance dissipée ».

Négligez cette puissance et vous verrez

(*) Voir Radio REF : Avril 1955, p. 189 ; Octobre 1955, p. 514 ; Décembre 1955, p. 637 ; Avril 1956, p. 235 ; Juillet 1956, p. 466.

l'antenne se montrer, se développer, paraître et prendre de l'importance.

Si vous faites le contraire, c'est l'aérien qui s'étiole et qui s'atrophie ; dans ce dernier cas, vous avez simplement gagné par la force — par le sabre ! comme disent les arabes — alors que vous avez perdu en finesse, en beauté et en intelligence ; mais le sabre, a dit un fameux stratège, est à la longue, toujours vaincu par l'esprit.

En composant mon cinquième texte, paru en juillet 1956, j'avais été arrêté par de nombreux détails et, faute d'avoir utilisé le calcul direct des impédances qui, soulignons-le est extrêmement fastidieux et difficile, je m'étais contenté de reporter sur une courbe citée en référence (Terman 1950, p. 781) la résistance mutuelle entre deux antennes du type « colinéaire » placées bout à bout soit + 21 ohms lorsque l'écartement $d = 0$ (courbe B de la figure 8 dans Radio-REF, n° 7, en 1956).

Cette valeur était confirmée d'autre part par la grandeur de la résistance de rayonnement indiquée sur le graphique des variations de R_r de l'Antenne book (édition 1945, page 142, figure 4-8 ou édition 1954, page 145).

Pour $d = 0$, on relève $R_r = 94$ ohms et $94 - 73 = + 21$ ohms ($R_r - R_o = R_m$).

Nous avons cru pouvoir donner cette valeur sans discussion. Cependant certains auteurs donnaient $R_r = 100$ ohms et Babin (ex-F8LM 1939) dont les anciens se rappellent encore le magnifique exposé qu'il fit sur l'antenne « compacte » affirmait 101 ohms.

Il subsistait donc un doute sérieux d'autant plus marqué que le calcul de la résistance de rayonnement des antennes vibrant en harmonique (nous allons le voir dans un instant) m'amenait à des erreurs systématiques.

Je ne sais si vous avez jugé comme moi, mais dès le moment où je me suis intéressé aux antennes, j'avais pressenti que la résistance de rayonnement était d'une importance fabuleuse.

C'est, en quelque sorte, le « chef d'orchestre » qui règle, dans l'aérien, le gain et la qualité du radiateur. Il est donc nécessaire de la connaître d'une manière absolue avec la plus grande précision possible, sinon au $1/10^{\circ}$ d'ohm, du moins à l'ohm près.

A nous, par la suite, et en connaissance de cause, de prendre la décision d'arrondir les chiffres ou de faire les rectifications que nous jugerons utiles.

Or une erreur de 6 à 7 ohms étant loin d'être négligeable, nous ne pouvions donc la laisser passer (1).

Les impédances mutuelles Z_m et leurs composantes actives (R_m) et réactives (X_m) furent étudiées d'une manière très complète par l'américain Carter et publiées vers 1930 (Proc. I.R.E.).

Le calcul direct et théorique de la résistance mutuelle R_m effectuée en considérant une répartition sinusoïdale du courant (2) sur deux demi-ondes bout à bout ($d = 0$) donne une résistance mutuelle de + 26,4 ohms pour des brins en phase (montage double doublet) et — 26,4 ohms pour des brins en opposition (montage harmonique).

Dans le premier cas, la résistance de rayonnement au ventre de courant d'un montage à deux brins en phase donne, pour un fil infiniment mince :

(1) Nous remercions infiniment F8OL qui a eu la gentillesse de nous écrire deux fois à ce sujet et de nous mettre sur la voie. Nous remercions de la même façon M. Reyssat du CNET qui a été mis à contribution.

(2) La répartition sinusoïdale du courant le long du fil est une simplification qui donne des résultats s'écartant pas mal de la réalité.

Sur l'antenne vibrant en harmonique, les amplitudes du courant I_1, I_2, I_3 (fig. 1) à chaque ventre d'intensité, vont en diminuant pour chaque demi-onde au fur et à mesure que l'on s'éloigne du point d'alimentation.

De même, à parler franchement, le nœud de courant se traduit, non par une annulation de I avec une inversion brutale de la phase mais par un affaiblissement du courant qui passe par un minimum avec une variation continue de la phase le long du conducteur.

On peut se donner une idée du phénomène décrit en considérant, non une sinusoïde dans un plan mais une courbe variable dans l'espace à trois dimensions et s'enroulant en hélice autour du brin d'antenne et de telle sorte que seules les amplitudes (aux ventres de courant) soient dans le plan de la figure tandis que les minima, à 90° , se mesurent dans un plan perpendiculaire à celui des amplitudes.

$73,3 + 26,4 = 99,7$ soit 100 ohms (en arrondissant les décimales) au lieu de 94 ohms donnés trop hâtivement dans notre précédent article.

Ceci étant, la courbe B des variations de R_m (Radio-REF, n° 7, 1956, p. 472) devra être modifiée en conséquence (figure 2) ainsi que toutes les autres courbes citées en référence (Terman, Antenna Book, R.REF) du moins si l'on se place dans les conditions théoriques envisagées.

Je pense que nos amis américains ne nous en voudront pas d'avoir relevé ce petit erratum dans deux publications dont les textes sont et seront toujours considérés chez nous comme absolument remarquables.

Revenons maintenant à nos problèmes. Nous avons acquis la dernière fois deux notions essentielles que je me permets, vu leur importance de remettre en mémoire sous forme de règles de principes.

1^{er} principe. — Dans un montage à brins parallèles ou colinéaires (ou mixtes) la résistance de rayonnement d'un élé-



FIGURE 1

Onde stationnaire réelle de courant (courbe A) d'une antenne vibrant sur son harmonique 3 et alimentée à l'extrémité gauche (en E).

Le tracé pointillé B est la courbe théorique sinusoïdale.

L'onde réelle A, vue dans l'espace et non dans le plan, ne recoupe pas l'axe xx' : elle s'enroule ! et les amplitudes I_1, I_2, I_3 vont en s'affaiblissant. P_1 et P_2 sont des minima.

ment demi-onde au ventre de courant est égale à la résistance propre R_0 de cet élément (R_0 théorique = 73,3 ohms) augmentée des résistances mutuelles relevées entre le brin considéré et chacun des autres éléments du montage et de leurs images.

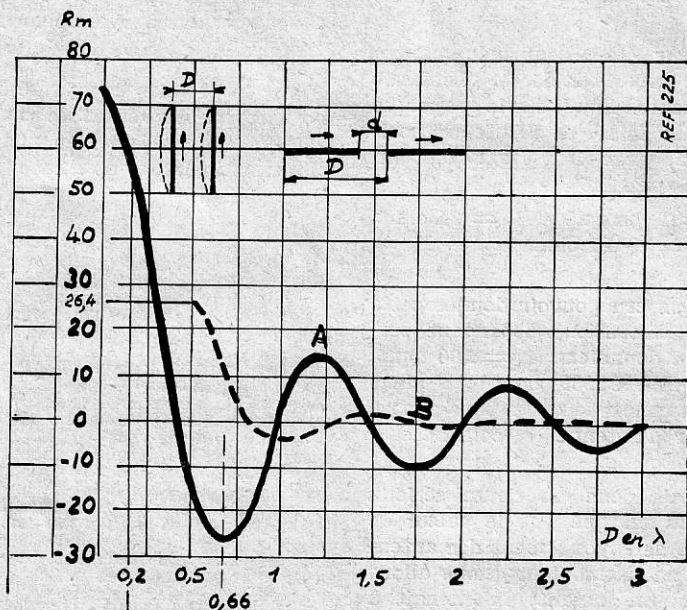


FIGURE 2

Grandeur des variations de la Résistance mutuelle R_m entre deux antennes unifilaires 1/2 onde infiniment minces et isolées dans l'espace, en fonction de l'écartement D .

Courbe A : antennes parallèles non décalées.

Courbe B : antennes colinéaires (placées dans le prolongement l'une de l'autre).

Ces deux courbes permettent de déterminer la Résistance de Rayonnement R_r d'un élément ou d'un ensemble comprenant plusieurs brins alimentés.

2^e principe. — Quand on inverse le sens du courant dans un brin demi-onde couplé avec d'autres éléments, on inverse également le sens (ou le signe) de la résistance mutuelle entre ce brin et les autres éléments.

En d'autres termes, si deux brins restent fixes l'un par rapport à l'autre sont alimentés en phase et ont une R_m positive, les deux mêmes brins placés dans les mêmes conditions et alimentés en opposition de phase présenteront une R_m négative de même valeur.

1^{er} exemple : brins espacés de $0,66 \lambda$

1^o alimentation en phase : $R_m = -25,7$ (fig. 2) (lecture directe). On obtient d'après la formule $R_r = R_o + R_m$.

$$R_r = 73,3 - 25,7 = 47,5 \text{ ohms.}$$

Nous avons pris à dessein un écartement de $0,66 \lambda$ qui donne, comme on va le voir pour cet exemple type, un gain maximum. ($0,66 \lambda$ correspondant à un minimum de R_r sur la courbe A de la figure 2).

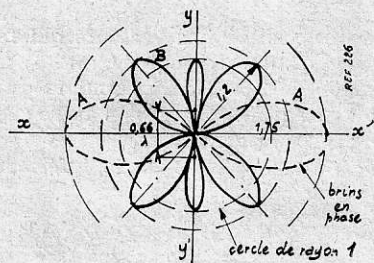


FIGURE 3

Diagrammes de rayonnement d'un ensemble comprenant deux antennes verticales 1/2 onde, parallèles et isolées dans l'espace, dont l'écartement est de $0,66 \lambda$.

Courbe A (en trait interrompu) : antennes en phase.

Courbe B (en trait continu) : antennes alimentées en opposition de phase.

Les cercles tracés indiquent le niveau des gains obtenus.

$R = 1$, gain nul.

$R = 1,2$ gain = 1,6 db.

$R = 1,75$ gain de 4,8 db.

Les deux diagrammes sont vus dans le plan horizontal.

2^o alimentation en opposition de phase :

$R_m = +25,7$ (même valeur que précédemment prise sur la même courbe mais on inverse le signe) d'où :

$$R_r = 73,3 + 25,7 = 99 \text{ ohms}$$

Si l'on compare le rayonnement dans les

deux systèmes d'alimentation, on verra que c'est l'alimentation en phase qui donne, en effet, le meilleur gain car les rayonnements de chaque élément demi-onde, s'ajoutent, au moment où la R_r est minimum (3).

Gain en champ dans la direction perpendiculaire au plan des antennes (figure 3).

$$G = 2 \sqrt{\frac{36,5}{47,5}} = 2 \sqrt{\frac{73}{95}} = 1,75$$

$$\text{soit } 20 \log 1,75 = 20 \times 0,24 = 4,8 \text{ db.}$$

Ce gain, remarquons le, est indépendant de toute influence du sol.

Dans le deuxième système d'alimentation (brins en opposition) les rayonnements de chaque 1/2 onde se retranchent dans la direction xx' (figure 3) ; par contre, ils s'ajoutent dans quatre directions pour lesquelles les différences de marche des mouvements vibratoires égalent une demi longueur d'onde (ou 180°) (4). Mais il ne faut pas oublier que dans ce cas, la résistance de rayonnement ayant approximativement doublé (99 ohms au lieu de 47,5) le champ résultant est divisé par $\sqrt{2}$ (5).

Le gain en champ est exactement, suivant les axes de la propagation maximum :

$$2 \sqrt{73/198} = 2 \times 0,6 = 1,2$$

Remarquons aussi, en même temps que la diminution du gain (fig. 3), la déformation et l'apparition d'un diagramme complètement différent par suite de l'inversion de la phase (courbe B) ; l'apparition des petits lobes sur l'axe yy' provient du fait que la distance entre les éléments est supérieure à une 1/2 λ .

Il est incontestable que les deux brins verticaux 1/2 onde alimentés en phase et placés au voisinage du sol (figure 4) pourront, dans certaines conditions déjà

(3) Revoir à ce sujet les points de vue de divers OM et la discussion parue dans le n° 18, p. 426 du R. REF en 1953.

(4) En effet le déphasage à l'origine s'annule avec l'addition d'un nouveau déphasage de 180° , quelque soit son signe
car $180^\circ + 180^\circ = 360^\circ$
et $180^\circ - 180^\circ = 0$ (voir appendices)

(5) R. REF n° 10, octobre 1955. Apologie de l'antenne, 1^{er} article.

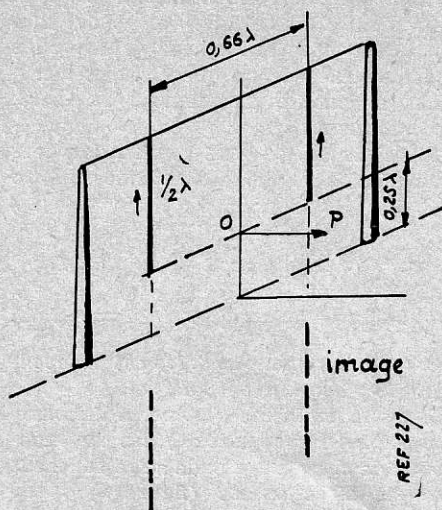


FIGURE 4

Montage schématique de deux antennes verticales $1/2$ onde, parallèles, espacées de $0,66\lambda$ et placées au dessus d'un plan réflecteur. Un sol très bon conducteur donne un gain supérieur à 10 db dans la direction OP ainsi que dans la direction opposée lorsque les deux brins sont alimentés en phase.

étudiées (6) donner un gain en champ double du précédent, soit :

$2 \times 1,75 = 3,5$ et le gain logarithmique s'élève à : $20 \log 3,5 = 20 \times 0,54 = 10,8$ db.

Les antennes à deux seuls brins n'auront donc pas fini de nous étonner ! Cependant, il faut faire ressortir qu'un tel montage serait assez encombrant et si les modes d'alimentation sont connus ils posent aussi, depuis longtemps, des problèmes particuliers.

2° exemple : Les brins demi-onde e parallèle sont espacés de $d = 0,2\lambda$ et isolés dans l'espace (sans influence du sol).

1°) Brins en phase :

$R_m = + 54$ ohms (fig. 2 courbe A, lecture directe) d'où $R_r = 73 + 54 = 127$ ohms et le gain numérique en champ sera, dans la direction perpendiculaire au plan des antennes :

(6) Sol parfait et antennes surélevées de $0,25\lambda$ environ au dessus du plan de réflexion.

$$G = 2 \times \sqrt{\frac{73}{2 \times 127}} = 2 \times 0,53 = 1,06$$

(voir figure 5).

2°) Brins en opposition :

$R_m = - 54$ ohms (fig. 2 courbe A), d'où $R_r = 73 - 54 = 19$ ohms.

Il est certain que notre choix se portera cette fois sur le cas des brins en opposition bien que nous n'ayons pas encore vérifié comment se comportera le diagramme de rayonnement.

Les rayonnements présenteront un déphasage initial ψ de 180° et un déphasage dû à la différence de marche de $\Phi = 360^\circ \times 0,2 = 72^\circ$ (voir appendices).

Le déphasage résultant est donc égal à $\psi - \Phi = 180^\circ - 72^\circ = 108^\circ$ (figure 6)

Or le courant dans une antenne est représenté par un vecteur dont la grandeur relative est égale à :

$$\sqrt{\frac{73}{2 \times 19}} = 1,36 \text{ et, en tenant compte}$$

de la composition des vecteurs qui font un angle de 108° , on obtient (fig. 6) une diagonale de 1,68 environ dont la grandeur numérique OR n'est pas autre chose que le Gain en champ.

Ce gain est, remarquons le, inférieur à

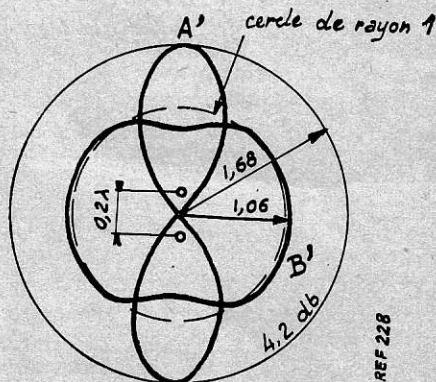


FIGURE 5

Diagrammes de rayonnement horizontaux d'un ensemble comprenant deux antennes verticales $1/2$ onde, parallèles, isolées dans l'espace et présentant un écartement de $0,2\lambda$.
Courbe A' : brins en opposition de phase (système W8JK).

Courbe B' : brins en phase.

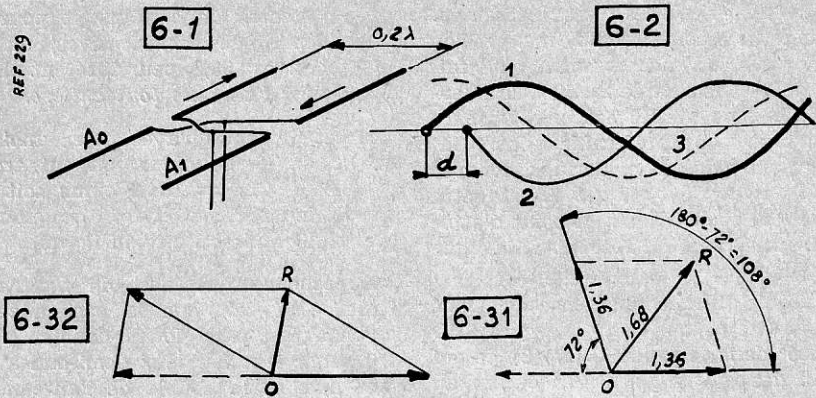


FIGURE 6-1. — Montage schématique du système W8JK avec brins alimentés

FIGURE 6-2

Courbes des champs rayonnés sinusoïdaux, en opposition de phase à l'origine ($\psi = 180^\circ$) et décalés en distance de $0,2 \lambda$ (voir appendice 2).

Courbe 1 : champ de l'antenne A_0 .

Courbe 2 : champ de l'antenne A_1 .

Courbe 3 : champ résultant.

L'amplitude des champs composants augmente (ainsi que l'angle de phase) quand l'écartement d diminue.

FIGURE 6-3

Composition des amplitudes et détermination de la résultante qui donne le gain en champ de l'aérien :

6-31, $d = 0,2 \lambda$

6-32, $d = 0,085 \lambda$ environ

1,75 trouvé précédemment pour les deux antennes en phase à $0,66 \lambda$ (fig. 3 et fig. 6-31).

Un espacement plus faible que $0,2$ nous conduirait (fig. 2) à des R_r également plus faibles donc à des vecteurs composants plus longs (fig. 6-32).

Toutefois, il ne faut pas oublier que l'angle de composition augmente, lui aussi et que la résultante OR devient alors de plus en plus petite (fig. 6-3).

Il existe donc un espacement optimum qui est très voisin de $0,15 \lambda$ et pour lequel le vecteur somme est, en grandeur, peu différent de celui étudié précédemment.

Il ne reste plus qu'à comparer maintenant sur le même dessin les deux diagrammes obtenus avec un écartement de $0,2 \lambda$ lorsque l'on inverse la phase sur un des deux éléments du montage.

Les deux courbes de la fig. 5 parlent mieux que la meilleure des explications ou la plus subtile des descriptions verbales.

Nous avons mis en évidence, là encore, l'effet mystérieux de l'augmentation du gain sous puissance constante. Le diagramme B, (comparé à A') s'est simplement déformé ; les parties démunies de rayonnement se sont comblées ; le tracé a pris grosso modo l'allure d'une pomme tandis que la surface totale de la double feuille (courbe A') reste sensiblement égale à celle du « fruit défendu » (courbe B').

Il y a dispersion du rayonnement dans le diagramme des brins en phase et concentration de ce rayonnement pour les brins en opposition.

Rappelons que les combinaisons de l'écartement des brins avec les deux cas d'alimentation étudiés (en phase ou en opposition) donnent le maximum de gain pour $d = 0,66 \lambda$ avec les brins en phase ($G = 4,8$) et d vers $0,15 \lambda$ avec les brins en opposition ($G = 4,3$).

Ce dernier montage est, comme chacun le sait le célèbre dispositif adopté et créé par W8JK (figure 6-1).

Constatons alors que le gain du premier système (4,8 db) est légèrement supérieur au second (4,3 db) mais si l'on tient compte de l'encombrement plus faible et de la plus grande facilité d'alimentation, le type W8JK est, en l'absence du sol nettement préférable pour l'OM (7) d'autant plus que ce dernier montage peut, au prix de quelques efforts être amélioré en recherchant un point d'attaque dissymétrique du feeder sur la ligne de jonction des brins rayonnants.

On réduit ainsi la différence de phase des courants à 135° dans le type G8PO et à 150° dans le type G6XN (8) ce qui permet des gains au moins égaux au montage à brins en phase jugé trop encombrant.

Revenons maintenant à nos deux principes.

Les règles énoncées vont nous permettre de retrouver rapidement la résistance de rayonnement d'une antenne vibrant en harmonique et de faire à ce sujet des remarques très importantes.

En effet, si dans une antenne « double-doublet » à brins bout à bout ($d = 0$) on a, au ventre de courant d'une demi-onde :

$R_r = 73,3 + 26,4 = 99,7$, soit 100 ohms en arrondissant les chiffres, la résistance totale de rayonnement qui dissipera les 73 watts sur les deux brins sera

$$R_r \text{ totale} = 100 \times 2 = 200 \text{ ohms.}$$

Par contre, pour l'antenne vibrant sur son harmonique 2 et en application du deuxième principe, la phase du courant sur l'un des brins étant inversée par rapport à celle de l'autre brin, R_m change de signe de sorte que l'on a

$$R_r = 73,3 - 26,4 = 46,9 \text{ ohms}$$

sur un ventre de courant et pour les deux demi-ondes consécutives, on a : $46,9 \times 2 = 93,8$ peu différent de 94 ohms pour l'antenne tout entière.

Il est évident qu'avec notre ancienne valeur de + 21 ohms, on eut trouvé $2 (73,3 - 21) = 104,6$ ohms soit une erreur de 10 ohms environ ce qui n'est pas négligeable comme on le voit.

Dépêchons-nous aussi de mettre en évidence le fait que la résistance de rayonnement d'un double-doublet ($R = 200$ ohms pour les deux demi-ondes) est sensiblement le double de l'antenne de même longueur vibrant sur son harmonique « deux » ($R = 94$ ohms pour les deux alternances).

Quelle va être la conséquence de cette constatation ? On pourrait croire à priori, que le gain pourrait être supérieur sur l'antenne onde entière. Nous verrons dans un instant que (à cause des champs en opposition de phase dans le plan perpendiculaire au brin rayonnant) il n'en est rien.

Pour le calcul de la résistance de rayonnement totale d'un brin vibrant sur une harmonique de rang supérieur à 2L, il faudra comme précédemment calculer la R_r individuelle de chaque demi-onde consécutive en tenant compte des résistances mutuelles (R_m) créées par le voisinage des autres brins, et en s'aidant de la figure 2 et des règles énoncées.

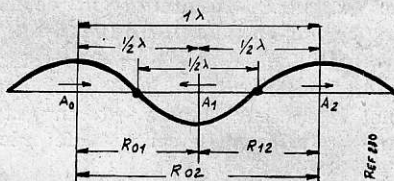


FIGURE 7

Répartition théorique sinusoïdale de l'onde stationnaire du courant de l'antenne vibrant sur son harmonique 3 avec indication des résistances mutuelles qui interviennent dans le calcul des résistances de rayonnement partielles dans chaque section 1/2 onde.

La distance entre les centres correspond à l'écartement D de la figure 2.

(7) Ceci, bien entendu, en VHF et en règle générale lorsque la hauteur au dessus du sol est grande par rapport à la longueur du brin d'antenne.

Mais il faut aussi faire ressortir le fait que les deux montages se différencient nettement.

Le premier, pour être payant, ne sert qu'en polarisation verticale (brins verticaux) avec usage du plan réflecteur. Tandis que le système W8JK (qui est presque abandonné aujourd'hui parce que l'on préfère les montages à brins parasites) est utilisé de préférence en polarisation horizontale et lorsqu'on se moque des gains généreux offerts gratuitement par la surface conductrice de la terre.

(8) Les OM désirant se documenter sur ces deux types d'aérien se rapporteront au QST de juillet 1952 où ils sont décrits.

Prenons par exemple l'antenne vibrant sur son harmonique *trois* (figure 7) où le calcul, *théorique*, suppose une répartition sinusoïdale.

Les demi-ondes consécutives sont représentées par A_0, A_1, A_2 ; les résistances propres par $R_0 = R_1 = R_2 = 73,3$ et les résistances mutuelles R_m par

R_{01} entre A_0 et A_1

R_{02} entre A_0 et A_2

R_{12} = Résistance mutuelle entre A_1 et A_2 .

Nous réunissons toutes les indications utiles sous forme de tableau dont les

$$\text{en } A_0, R_r = 73,3 + 26,4 - 4 = 95,7$$

$$\text{en } A_1, R_r = 73,3 + 26,4 + 26,4 = 126,1$$

$$\text{en } A_2, R_r = 73,3 + 26,4 - 4 = 95,7$$

Total en ohms. . . 317,5

Les champs étant en phase dans la direction perpendiculaire aux brins rayonnants, on peut calculer facilement et rapidement le gain d'une telle antenne par rapport au doublet de référence isolé dans l'espace.

Résistance mutuelle	R_m	Distance entre les centres	R_m en ohms lue sur la figure 2	Observations	R_m définitif
entre A_0 et A_1	R_{01}	$1/2 \lambda$	+ 26,4	courants en opposition (signe inversé)	— 26,4
entre A_0 et A_2	R_{02}	1λ	— 4	courants en phase (pas d'inversion)	— 4
entre A_1 et A_2	R_{12}	$1/2 \lambda$	+ 26,4	courants en opposition (signe inversé)	— 26,4
ou entre A_2 et A_1	R_{21}	$1/2 \lambda$	+ 26,4		— 26,4

données sont puisées sur les figures 2 et 7.

Pour avoir les résistances de rayonnement à chaque ventre de courant, il suffit alors de prendre chaque demi-onde séparément et de faire, avec sa résistance propre, la somme algébrique des résistances mutuelles pouvant intervenir par couplage linéaire. Ainsi, on a :

$$\text{en } A_0, R_r = R_0 + R_{01} + R_{02} = 73,3 - 26,4 - 4 = 42,9$$

$$\text{en } A_1, R_r = R_0 + R_{02} + R_{12} = 73,3 - 26,4 - 26,4 = 20,5$$

$$\text{en } A_2, R_r = R_0 + R_{12} + R_{02} = 73,3 - 26,4 - 4 = 42,9$$

Le total des 3 R_r donne alors 106,3 valeur qui est la résistance totale de l'antenne $3/2 \lambda$ du type harmonique, celle qui doit dissiper les 73,3 watts de l'aérien de référence.

Pour l'antenne « colinéaire » à trois brins en phase (longueur $3 \lambda/2$) on aurait eu :

On a un gain numérique de

$$3 \sqrt{\frac{73,3}{317,5}} = 1,4$$

qui peut, comme on le sait, être amélioré par l'espacement des brins et ensuite doublé avec une bonne réflexion sur le sol.

Cependant, il y a une grande longueur de fil et une directivité marquée dans le plan perpendiculaire aux brins rayonnants.

Par ailleurs, le montage étant difficile à réaliser, l'OM préfère de beaucoup la long wire que nous verrons un peu plus tard. (9)

(9) Mais empressons-nous de faire remarquer que le gain de la « long wire » est nettement inférieur au système colinéaire de même longueur puisqu'il faut près de $8/2$ ondes au lieu de $3/2$ pour obtenir le même résultat.

(Revoir figure 1, page 466, R. REF juillet 1956).

Pour l'antenne vibrant en harmonique, et afin de la comparer avec sa sœur « colinéaire » de même longueur, le calcul du gain est moins facile du fait que deux demi-ondes consécutives sont en opposition de phase.

Je le passerais volontiers sous silence si la méthode employée ici n'avait pas pour but une introduction à de nombreux problèmes de gains réputés pour la difficulté de leur résolution.

Nous le ferons également pour approfondir les connaissances théoriques de base et non pour donner un résultat exact ou rigoureux.

Car, en effet, il est nécessaire de simplifier pour ne pas tomber dans un excès de formules.

Simplifier, c'est regarder à l'œil nu ce qu'on voit généralement à la loupe ou au microscope.

C'est aussi, dans le cas de l'antenne vibrant en harmonique, faire des suppositions qui simplifient les données du problème.

On supposera donc :

1°) Une répartition sinusoïdale du courant le long du fil, cette supposition s'éloignant (comme on vient de le voir dans une remarque) assez de la vérité.

On n'a pas l'habitude de voir un diagramme de rayonnement déformé et dissymétrique ; c'est pourtant ce qui se produit réellement (figure 8) et nous ne conseillons que trop aux OM d'y penser souvent.

Ne concluons pas dans ces conditions que, une fois calculé, le gain théorique est à rejeter car il donnera, sinon une moyenne du moins un ordre de grandeur ; mais il sera évidemment très inférieur sur les deux petits lobes, situés à l'opposé du point d'alimentation.

2°) On supposera aussi que le diagramme de rayonnement de chaque demi-onde couplée est un cercle parfait au lieu d'un lobe ce qui éliminera, dans le calcul, un facteur jugé ici trop encombrant (figure 9-1).

L'erreur qui apparaît sur la mesure de grandeur du champ composant étant de 6 % pourra être négligée bien que nous en tiendrons compte dans le résultat final (figure 9-3).

3°) On suppose en troisième lieu que

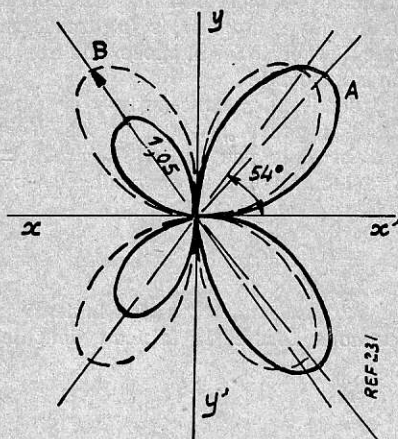


FIGURE 8

Diagramme de rayonnement réel (courbe A en trait fort) et théorique (courbe B en trait fin) de l'antenne vibrant sur son harmonique 2.

Le gain théorique sur l'axe d'un lobe est de $20 \log 1,05 = 0,4 \text{ db}$.

l'on travaille dans les conditions spéciales du brin théorique *infinitement mince* et *isolé dans l'espace*, ce qui, pour l'harmonique 2 et en répartition sinusoïdale donne un angle de rayonnement de 54° sur lequel le champ est maximum (figure 8).

Considérant ces impératifs de la théorie, reportons-nous alors sur la figure 9 où chaque ventre de courant A_0 et A_1 représente le départ d'une onde sinusoïdale dont l'une et l'autre sont, à l'origine, constamment en opposition de phase de sorte que leur somme est nulle dans le plan perpendiculaire au fil. Nous pouvons d'ailleurs le constater sur le diagramme de la figure 8 (axe yy'). Dans cette direction, les deux amplitudes sont représentées, en grandeur et en direction par les deux vecteurs OB et OC (fig. 9-2) qui ne sont pas autre chose que les diamètres A_0B et A_1C des deux cercles.

Or nous savons maintenant calculer leur grandeur relative par rapport au diagramme de référence dans lequel la valeur est 1.

Leur longueur est égale à :

$$\sqrt{73,3/94} = 0,88$$

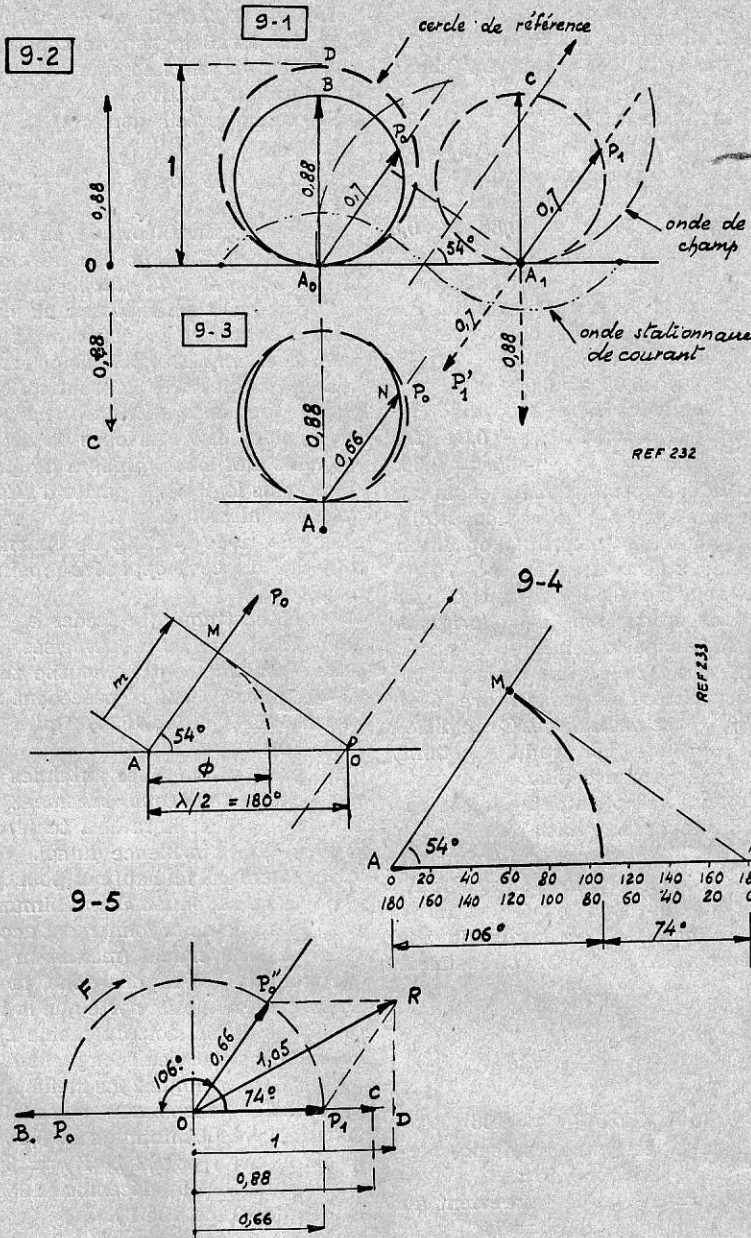


FIGURE 9

Détermination théorique du gain de l'antenne vibrant sur son harmonique 2. Toutes les grandeurs relatives sont calculées par rapport au champ d'amplitude 1, celui rayonné par l'antenne de référence.

Les grandeurs des champs à composer sont égales à 0,66 dans la direction de la propagation maximum (54° par rapport à l'axe du brin d'antenne) et l'angle de composition des vecteurs mesurant ces grandeurs est de 74° quand on a tenu compte du décalage en distance et du décalage à l'origine (voir figures 9-4, 9-5).

L'échelle double de la figure 9-4 permet de déterminer directement le déphasage « en distance » et son complément à 180° qui n'est autre que le déphasage total et définitif.

Or pour un angle de 54° , ces amplitudes sont devenues $A_0 P_0$ et $A_1 P_1$, que l'on peut très bien relever à l'échelle du dessin quand

$$A_0 B = A_1 C = 0,88.$$

On trouve 0,7 exactement (fig. 9-1).

On peut remarquer aussi que $A_0 P_0$ est le sinus de l'angle 54° donc $A_0 P_0 = A_0 B \sin 54^\circ = 0,88 \times 0,8 = 0,704$ (ce n'était vraiment pas la peine de faire le calcul).

Or nous avons vu que l'erreur due au cercle (par comparaison faite avec le lobe réel) était de 6 % soit

$$0,7 \times 0,06 = 0,04$$

donc la longueur du vecteur prise sur le lobe serait $A_0 N = A_0 P_0 - 0,04$ (fig. 9-3) ou : $A_0 N = 0,7 - 0,04 = 0,66$.

Si nous nous reportons maintenant au dessin de la figure 9-4, nous constatons que, pour un angle théorique optimum de 54° , les deux vecteurs $A_0 P_0$ et $A_1 P_1$ de grandeur relative 0,66 qui, au départ sont en opposition, ont deux origines différentes. Ces deux origines A_0 et A_1 présentent, dans la direction de la propagation un écartement m (figure 9-4) nommé *différence de marche*. Cette différence de marche se traduit comme chacun le sait par un déphasage Φ (voir appendice) qui vient s'ajouter ou se retrancher au déphasage initial de 180° .

Le déphasage Φ peut facilement se calculer par rapport à la distance $A_0 A_1$ (fig. 9-1) qui vaut une $1/2 \lambda$ (ou 180°) lorsqu'on connaît un des angles du triangle rectangle $A_0 M A_1$. Or on connaît

$$\alpha = 54^\circ \text{ et } \frac{m}{A_0 A_1} = \frac{m}{180^\circ} = \cos \alpha$$

$$= \cos 54^\circ \text{ donc } m = 180 \cos 54^\circ$$

(fig. 9-4)

$$m = 180 \times 0,5878 = 106^\circ$$

Le déphasage réel entre les deux courbes sinusoïdales est donc de :

$$180^\circ - 106^\circ = 74^\circ \text{ ou ce qui revient au même } 360^\circ - (180 + 106) = 74^\circ$$

Tout se passe alors comme si l'un des vecteurs $A_0 P_0$, en opposition avec $A_1 P_1$ (fig. 9-1) avait tourné de 106° dans le sens de la flèche F (fig. 9-5) pour venir en OP_0 et les deux vecteurs OP_0 et OP_0 de grandeur 0,66, vont se composer avec un angle de 74° pour donner une résultante OR .

Relevée à l'échelle du dessin, la diagonale du parallélogramme construit avec nos deux vecteurs comme côtés, donne 1 en grandeur relative.

Le calcul précis donne :

$$2 \times 0,66 \cos \left(\frac{74^\circ}{2} \right) = 1,05$$

C'est le gain théorique en champ de l'antenne vibrant sur son harmonique 2 et non soumise à l'influence du sol.

Reportons nous maintenant sur la figure 8 donnant le diagramme réel de l'aérien et empressons nous de remarquer que cette valeur du gain numérique sera très légèrement supérieure (dans la pratique) sur l'axe des lobes de droite.

Quant aux lobes mineurs de gauche, il serait plus logique de parler d'affaiblissement et l'affaiblissement croît, soyons-en persuadé, avec le rang de l'harmonique, toujours du côté opposé au point d'alimentation.

Du côté attaque du feeder et toujours dans l'axe des lobes favorisés, le gain suivra sensiblement la courbe théorique donnée dans notre précédent article (Radio-REF, juillet 1956, figure 1, page 466) (10).

Mais attention ! Les antennes vibrant en harmonique sont rarement isolées dans l'espace et il faudra tenir compte, là encore, de l'influence du sol.

On calculera la hauteur pour une résistance de rayonnement minimum alliée avec un angle de rayonnement acceptable dans le plan vertical (maximum 30° sur l'horizontale). Il faudra donc, là encore, les surélever de telle sorte que la hauteur au-dessus du sol soit au moins égale ou supérieure à une demi-longueur d'onde.

Pour l'harmonique 2 les meilleures hauteurs de fil correspondant aux résistances de rayonnement minima sont $0,6 \lambda$ ($R_r = 80$ ohms env.) et $1,2 \lambda$ ($R_r = 90$ ohms env.) (Radio-REF, décembre 1955, page 643, figure 8, courbe 3).

L'angle de rayonnement est sans doute plus favorable pour $1,2 \lambda$ mais n'oublions pas qu'il faut doubler la hauteur (ce qui

(10) Pour ne rien oublier, il serait convenable d'indiquer aussi, pour ceux qui n'y penseraient pas, que l'angle de la propagation α varie avec le rang de l'harmonique. Quand n augmente le lobe se couche le long du conducteur.

n'est pas toujours facile) et que, par ailleurs, on perd 10 ohms de R_r .

Nous avons maintenant acquis suffisamment de connaissances pour aborder dans un prochain article la variation continue et progressive de la fréquence ou de la longueur du fil ; nous verrons alors comment se comportent les impédances car les réactances, cette fois, joueront un rôle prédominant puisque nous serons le plus fréquemment en désaccord avec l'antenne.

Nous tâcherons de faire encore des découvertes, car, croyez-le, il n'y a rien de tel que d'écrire, de rechercher, de comparer et de superposer en essayant d'y voir clair, pour apprendre du nouveau.

APPENDICE 1

Abréviations utilisées en cours d'article et depuis le début de cette étude.

Ant. : antenne ou aérien ou ensemble.

A_0, A_1, A_2 : antennes ou brins rayonnants demi-onde.

R_0 : résistance de rayonnement propre du brin demi-onde.

R_m : résistance mutuelle en général.

R_r : résistance de rayonnement réelle.

R_ω : résistance ohmique du conducteur.

R_{01} : résistance mutuelle entre l'antenne A_0 et l'antenne A_1 .

X_0 : réactance propre.

X_m : réactance mutuelle.

X_c : réactance capacitive.

X_l : réactance inductive.

Z_0 : impédance propre d'une antenne

$$Z_0 = R_0 + j X_0 = \sqrt{R_0^2 + X_0^2} \quad (1)$$

Z_m = impédance mutuelle = $R_m + j X_m$

$$Z_r = \text{impédance d'antenne} \\ = Z_0 + Z_m \quad (2)$$

ϕ = angle de déphasage fonction d'un espacement entre 2 antennes.

ψ = déphasage fonction d'un décalage à l'origine.

(1) Comme nous l'avons déjà fait remarquer, il ne s'agit plus ici d'addition arithmétique ou algébrique mais de composition de vecteurs ou mieux de grandeurs vectorielles, la lettre « j » placée devant le X_0 indique que cette dernière grandeur (une réactance pure) doit se mesurer sur un axe perpendiculaire à celui de R_0 (Résistance pure).

Cette représentation est conventionnelle et opérationnelle ; nous la retrouverons dans notre prochain article et à chaque fois qu'il y aura des réactances.

(2) On place généralement, au dessus des

θ = déphasage fonction d'une réactance de circuit.

P. S. Les lettres et indices que nous avons choisis ne sont que conventionnels et peuvent être modifiés selon les auteurs.

APPENDICE 2

Cet appendice a été rédigé à l'intention des jeunes et des nouveaux adhérents qui n'ayant pas la documentation nécessaire et recherchant des compléments théoriques n'auront pas à perdre leur temps dans l'immense variété des publications où, à ma connaissance, ces notions rassemblées à l'usage des aériens ne sont qu'ébauchées et très dispersées.

Je ne voudrais pas encore à nouveau importuner nos amis OM sur des considérations théoriques telles que la phase ou la différence de phase.

Je voudrais simplement insister ici, dans cet additif, sur les moyens pratiques de la déterminer et surtout faire ressortir pourquoi et comment elle varie.

La différence de phase est (on s'en est toujours un peu douté) une grandeur fonction de plusieurs variables.

Rappelons que, si abstraite soit cette notion différentielle, les paramètres qui permettent de la définir et de la calculer, sont eux, fort heureusement plus accessibles.

On l'interprète souvent, à tort ou à raison, par un simple *décalage* entre deux courbes d'intensité de forme sinusoïdale (fig. 10) dont l'OM connaît l'allure bien familière.

Or le *décalage* dont il est question qui n'est qu'une grandeur linéaire, peut représenter aussi bien un écartement, un espacement, une distance (décalage en distance) qu'un temps (décalage dans le temps) mais c'est tout ! Comment peut-on voir là un angle allez-vous me dire ? Eh bien parce que le décalage qui s'exprime par un temps ou une distance va nous permettre simplement de découvrir

lettres représentatives, une petite flèche indiquant qu'il s'agit, là aussi, de notations vectorielles, c'est-à-dire de grandeurs qui se composent à la manière des forces agissant sur des axes différents (qui ne sont pas forcément perpendiculaires) la somme des deux grandeurs est toujours la diagonale d'un parallélogramme ou plus généralement le côté d'un contour polygonal (la diagonale du parallélogramme étant le 3^e côté d'un triangle).

le *déphasage* qui est un *angle* (l'angle de composition des vecteurs « amplitude » des mouvements vibratoires dont les courbes sont les représentations graphiques).

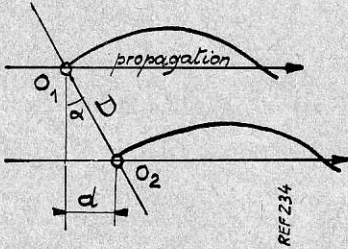


FIGURE 10

Décalage « en distance » d entre deux courbes de champ de formes sinusoïdales.

$$360 d$$

Déphasage Φ correspondant : $\frac{360 d}{\lambda}$

Il existe en effet une relation étroite entre le *décalage* (en distance ou dans le temps) et le *déphasage* Φ (cette dernière grandeur étant fonction de la première) et deux formules très simples, que nous connaissons déjà vont nous donner rapidement l'angle dont il est question.

$$\Phi = \frac{360^\circ d}{\lambda} = \frac{360^\circ t}{T}$$

Si d est donné en fraction de longueur d'onde et t en fraction de période, on écrira simplement : $\Phi = 360 d = 360 t$.

Exemples :

1° *Décalage en distance.*

La figure 10 représente un décalage entre deux courbes issues de deux origines différentes O_1 et O_2 . Le *décalage* d est la projection AB (sur l'axe de la propagation xx') du segment de droite O_1O_2 joignant les origines. Il se mesure, comme nous venons de le voir en longueur d'onde ou en fraction de longueur d'onde. Il n'est pas difficile de voir aussi que, dans ces conditions, le déphasage se trouve immédiatement car si $AB = 0,15 \lambda$ par exemple on a : $\Phi = 360^\circ \times 0,15 = 54^\circ$.

Si l'on veut calculer Φ à partir de la distance D (espacement entre les origines O_1 et O_2) et de l'angle α (appelé angle de propagation du rayonnement ou angle d'orientation) on écrira :

$$\frac{d}{D} = \cos \alpha \text{ et } d = D \cos \alpha$$

D représente généralement la distance connue entre deux antennes (fig. 11).

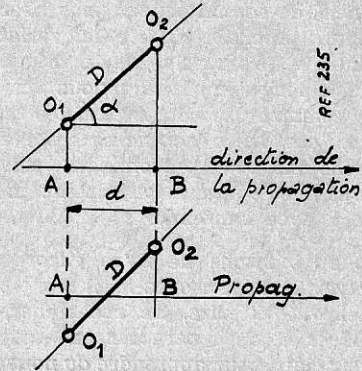


FIGURE 11

Définition géométrique du décalage d : c'est la projection de la droite D (joignant les origines) sur l'axe de la propagation.

$$d = D \cos \alpha$$

Si la droite passant par O_1O_2 est perpendiculaire à la direction de la propagation, il est bien évident que AB est nul et que, dans le cas, le décalage et le déphasage le sont aussi (fig. 12).

$$\Phi = 360^\circ \times 0 = 0$$

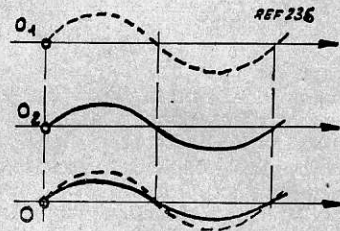


FIGURE 12

Courbes sinusoïdales en phase. Le décalage et le déphasage sont nuls : $d = 0$.

$$\Phi = 0 \quad \psi = 0 \quad \theta = 0$$

On dit alors que les courbes sont en phase.

Deux courants alternatifs sont en

phase quand, sur les courbes sinusoïdales représentatives, on peut faire correspondre (en distance et dans le temps) les amplitudes et les nœuds de courant.

Les origines O_1 et O_2 sont donc confondues en O puisque la droite qui les joint est perpendiculaire à la direction de la propagation.

2° Décalage dans le temps.

Si l'axe passant par les origines O_1 et O_2 est perpendiculaire à la direction de la propagation xx' (figure 13) il est bien entendu que le décalage « en distance » sera nul ; toutefois, si l'on suppose que, à l'origine même, l'application des tensions HF, disons les amplitudes, ne se produisent pas au même instant.

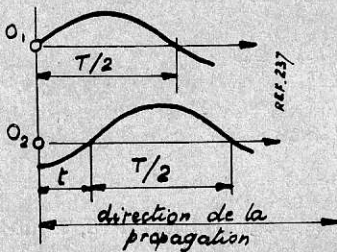


FIGURE 13

Décalage dans le temps t entre deux courbes de champ, l'axe passant par les origines est perpendiculaire à la direction de la propagation.

$$\text{Angle de phase } \psi = \frac{360 t}{T}$$

Il va se produire dans ces conditions un décalage dans le temps car au moment précis où en O_1 le courant sera maximum il ne le sera pas en O_2 au même instant ou inversement.

Nous avons représenté ce décalage par une position spéciale des courbes de la fig. 13 par rapport aux origines. C'est ce décalage que nous appelons généralement *décalage à l'origine* ; il produit un déphasage ψ donné par la formule

$$\psi = 360 \frac{t}{T}$$

Le décalage dans le temps, que l'on transforme le plus souvent par un décalage en distance à l'aide de lignes de retard ou de lignes de phase, est peu utilisé chez les amateurs exception faite pour la demi-période qui correspond à la demi-longueur d'onde.

Le déphasage étant dans ces conditions de 180° on a réalisé alors l'attaque des courants dits en opposition de phase (fig. 14).

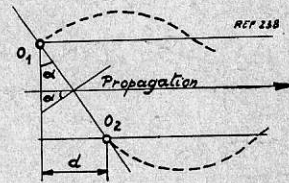


FIGURE 14

Décalage d'entre deux courbes allié avec un décalage à l'origine d'une demi-longueur d'onde.

$$\text{Phase relative : } 180^\circ + \frac{360 d}{\lambda}$$

$$\text{ou } 180^\circ + \frac{360 D}{\lambda} \sin \alpha$$

Si le segment de droite joignant les origines coïncide avec la direction de la propagation et que l'on a une attaque en opposition de phase, les deux courbes se présenteront sous la forme de la figure 15.

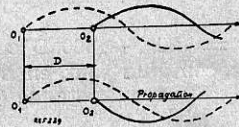


FIGURE 15-1 (partie supérieure)

Décalage en distance D entre deux courbes dont les origines se trouvent sur l'axe de la propagation.

$$\text{Phase relative : } 360 D/\lambda$$

FIGURE 15-2 (partie inférieure)

Même décalage en distance D allié avec un décalage à l'origine d'une demi-longueur d'onde.

$$\text{Phase relative : } 180^\circ + \frac{360 D}{\lambda}$$

Décalage mixte.

Si l'on combine le décalage en distance et le décalage à l'origine, on obtient le tracé de la figure 16 qui montre, sans qu'il soit besoin de le prouver d'une manière absolue que le décalage total est égal à la somme des deux décalages

partiels de telle sorte que l'on ait $d_t = d_1 + d_2$.

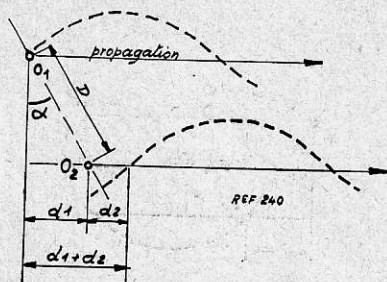


FIGURE 16

Décalage en distance d_1 combiné avec un décalage à l'origine d_2 .

Le décalage relatif entre les deux courbes est égal à la somme des deux décalages partiels d_1 et d_2 .

Les phases correspondantes sont :

$$\Phi = 360 d_1 / \lambda \text{ et } \psi = 360 t / T$$

Le déphasage relatif entre les courbes est : $\Phi + \psi$.

On prouverait aussi qu'il en est de même pour les angles et que le déphasage total θ serait $\Phi + \psi$ et en remplaçant Φ par sa valeur :

$$\theta = \psi + \frac{360 d}{\lambda}$$

$$= \psi + \frac{360 D \cos \alpha}{\lambda}$$

$$\text{ou } \theta = 180^\circ + 360 D \cos \alpha$$

lorsque les courants sont en opposition à l'origine ; D est la distance (entre les

origines) calculée en longueur d'onde ou en fraction de λ .

α est l'angle d'orientation défini précédemment ; si $\psi = 0$, on retombe dans le cas normal de l'attaque en phase où seul intervient le décalage en distance et $\Phi = 360 D \cos \alpha$ pour $\psi = 0$.

3° Par ailleurs, il existe un autre déphasage provoqué par le désaccord de l'un des éléments rayonnants placés aux origines O_1 et O_2 .

Bien que les tensions soient appliquées au même moment (en supposant qu'elles le soient) ce désaccord introduit un effet de self ou de capacité qui provoque un retard ou une avance du courant sur la tension appliquée et il ne faut pas oublier que ce sont les courants qui produisent les champs rayonnés. Le déphasage est dans ce cas donné par les formules connues :

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{L\omega}{R} = \frac{1}{C\omega R}$$

suivant que l'antenne présente de la self ou de la capacité (brin trop long ou trop court).

C'est le « *Circuit Delay* » dont F8SH parle dans son très bon article sur les antennes Yagi (R.REF n° 8, Août-Sept. 56, page 557) et qui est particulier à ce type d'aérien puisque l'on sait que les éléments parasites sont presque toujours désaccordés.

Comme on le pense, ce décalage, s'il existe, s'ajoute algébriquement aux deux précédents. Mais nous y reviendrons peut-être un jour !

Errata du dernier article sur le problème des antennes

(Radio REF, Juillet 1956)

- Page 467 figure 2 (légende) : au lieu de : Résistances de rayonnement relevées... lire : Résistances de rayonnement (du brin entier) relevées...
- Page 469 figure 5 : au lieu de 94, lire : $R_r = 100$; au lieu de 21 (sur axe horizontal), lire : $R_m = 26,4$. Dans $Z_r = 97,5$, rayer 97,5.
- Page 470, première colonne, 2° ligne : au lieu de R_r de $73 + 21$, lire : R_r de $73 + 26,4$.
- Page 470, 4° ligne, au lieu de : impédance réelle de 97,5 ohms environ, lire : impédance réelle de 103 ohms environ.
- Page 470 figure 6 : à partir de C, rectifier la courbe de R_r qui atteint 100 ohms au lieu de 94.
- Page 470, 2° colonne : au lieu de ... autre doublet indentique, lire : autre doublet identique.
- Page 471 : au lieu de... la R_r d'un double doublet, lire... la R_r d'un doublet.
- Page 472, figure 8 : voir figure 2 du présent article.
- Page 476, 1° colonne : au lieu de : $65 + 15 - 4 + 2 = 72$, lire : $65 + 15 - 4 + 2 = 78$.