

DE L'EMETTEUR A L'ANTENNE

Articles de F6ELM publiés dans RADIO-REF

Collationnés par F5CTP

1	Puissance, Tension, Intensité dans les lignes de transmission	Oct 83
8	Le diagramme de Smith	Déc 81, Janr 82
26	Mesure de puissance, Pertes en ligne	Aout, Sep, Oct 81
36	Influence de la longueur de la ligne de transmission	Fev 83
41	Circuits adaptateurs d'impédance: Coupleurs d'antennes	Juin 83
53	Adaptation d'impédance d'une antenne à la ligne de transmission	Fev 84
58	Liaison ligne-antenne. Les symétriseurs	Jan, Avr, Juin 84
68	Comment fonctionne un wattmètre reflectomètre	Fev 82
73	ROS mètre et fiabilité	Oct 82
76	Essai du pont d'impédance MFJ 202	Avr 82
79	Calcul des pertes d'une ligne à fils parallèles	Mars 84
81	Anomalies de fonctionnement des lignes de transmission coaxiales	Nov 82
88	Antennes multibandes	Juin 82
99	Rendement des antennes verticales	Juil 83

De l'émetteur à l'antenne...

Puissances – Tensions – Intensités dans les lignes de transmission

Par F6ELM

Dans ce qui suit, nous allons d'abord définir, puis apprendre à mesurer ces grandeurs. Un paragraphe sera consacré au calcul de la tension et de l'intensité dans une ligne à fils parallèles.

La figure 1 représente une installation classique de station radioamateur. L'émetteur BLU alimente soit une antenne, soit une résistance de charge de 50 ohms. Les mesures sont faites avec un wattmètre directionnel et un oscilloscope. La connexion CD est la plus courte possible. Les plaques verticales de l'oscillo sont directement attaquées par la HF. Suivant le mode de fonctionnement de l'émetteur on obtient les oscillogrammes suivants :

- figure 2a : HF non modulée mode A1 ou BLU modulée 1 ton,
- figure 2b : émetteur BLU modulé par un générateur 2 tons,
- figure 2c : émetteur BLU transmettant un message parlé.

Après étalonnage, l'oscilloscope nous permet de mesurer la tension, l'intensité, la puissance dans la ligne AB. Ces grandeurs variables sont caractérisées par leur valeur : instantanée – efficace – moyenne – PEP.

Commençons par nous familiariser avec ces termes.

VALEURS INSTANTANÉES

Par définition c'est la valeur de la grandeur à un instant donné. Elle se représente en général par une lettre minuscule.

1. Tension et intensité instantanées : u, i.

Pour les tensions et courants alternatifs la valeur instantanée varie entre une valeur crête positive et une valeur crête négative. Si le signal est sinusoïdal, ces deux valeurs crête ont même amplitude. Sur la figure 2a (porteuse non modulée) la valeur instantanée maximum U_m vaut 100 volts. Les figures 2b et 2c représentent une onde sinusoïdale modulée en amplitude (la BLU est une modulation d'amplitude). Dans ce cas les valeurs crête sont variables à chaque période du signal porteur et on peut caractériser uniquement l'amplitude pointe de l'enveloppe, qui dans ces deux exemples, vaut également $U_m = 100$ volts.

A travers une charge de 50 ohms, l'intensité crête est :

$$I_m = \frac{U_m}{R} = \frac{100}{50} = 2 \text{ ampères.}$$

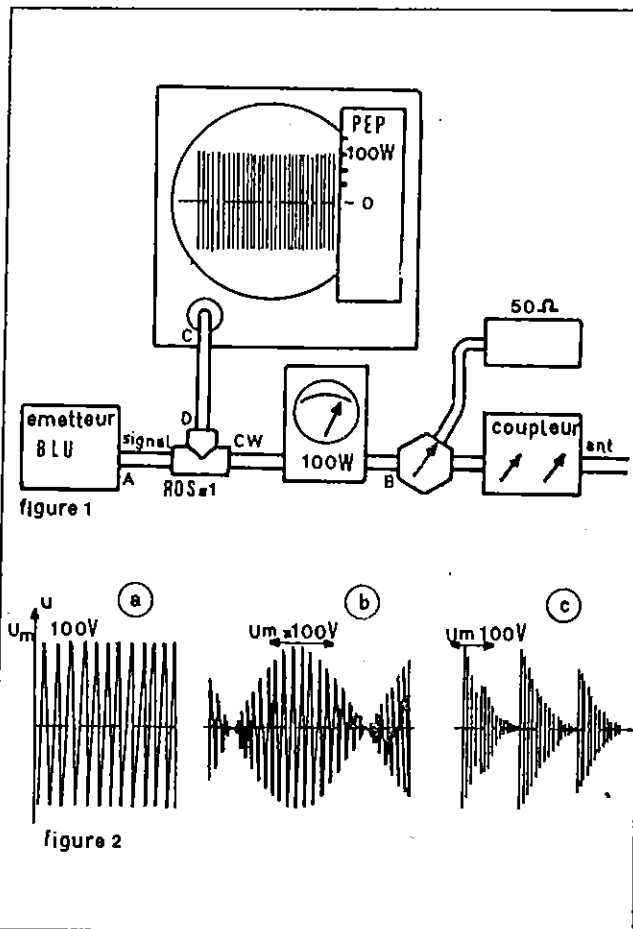


FIGURE 1. Etalonnage d'un oscilloscope en puissance PEP. La longueur de la connexion CD ne dépassera pas quelques centimètres.

FIGURE 2. Différents oscillogrammes obtenus avec un émetteur BLU. L'oscillo fonctionne en balayage relaxé.

- a - signal CW ou modulé par générateur 1 ton.
- b - signal modulé par générateur bifréquence ou 2 tons.
- c - modulation parlée.

2. Puissance instantanée : p.

C'est le produit de la tension et de l'intensité instantanées :

$$p = u \cdot i.$$

Dans ce qui suit, nous considérons que la ligne qui transporte cette puissance fonctionne en ondes progressives (ROS = 1). Le courant est en phase avec la tension qui le produit. A chaque instant, la loi d'Ohm

s'applique sous la forme :

$$u = Z_0 i$$

(Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne soit 50 ohms).

La puissance instantanée peut s'écrire :

$$p = u \cdot i = \frac{u^2}{Z_0} = Z_0 i^2$$

Cette puissance est proportionnelle au carré de la tension ou de l'intensité instantanées. Elle est **toujours positive**. Elle varie depuis zéro jusqu'à un maximum positif de :

$$P_{max} = \frac{U^2_{max}}{Z_0} \text{ soit } \frac{100^2}{50} = 200 \text{ watts.}$$

Nous verrons que cette puissance est différente de la puissance PEP.

VALEURS MOYENNES

Il s'agit de la moyenne d'une grandeur au cours d'une période.

1. Tension et intensité moyennes : U_{moy} , I_{moy} .

On comprend mieux la notion de valeur moyenne, si on sait que l'intensité moyenne d'un courant alternatif est proportionnelle à la quantité d'électricité transportée par ce courant. La déviation d'un galvanomètre à cadre mobile est proportionnelle à l'**intensité moyenne** qui le traverse. Un courant alternatif non redressé de très basse fréquence le fera dévier alternativement dans les deux sens. Si la fréquence est plus élevée, l'inertie de l'équipage interdit toute déviation et l'aiguille reste au zéro : la valeur moyenne d'un courant alternatif sinusoïdal non redressé est nulle.

Par contre, si on supprime une alternance (courant redressé mono-alternance), l'électricité est transportée toujours dans le même sens et l'intensité-moyenne n'est pas nulle. Avec un redressement double alternance, l'intensité moyenne est deux fois plus grande.

Pour une tension sinusoïdale, figure 3a, la valeur moyenne de l'alternance positive

entre 0 et $\frac{T}{2}$ est

$$U_{moy} = + \frac{2U_{max}}{\pi}$$

pour l'alternance négative entre

$\frac{T}{2}$ et T la valeur moyenne est :

$$U_{moy} = - \frac{2U_{max}}{\pi}$$

Donc pour une période entière ou un multiple entier de périodes :

$$U_{moy} = U_{moy} (+) + U_{moy} (-) = 0$$

La valeur moyenne est nulle.

Par contre si on n'utilise qu'une seule alternance (figure 3b) la valeur moyenne sur une période sera :

$$U_{moy} = \frac{1}{2} \frac{2 U_m}{\pi} = \frac{U_m}{\pi}$$

Avec un redressement double alternance (figure 3c) on a :

$$U_{moy} = \frac{2 U_m}{\pi}$$

Exemple : Si la tension maximum est 100 V, la tension moyenne dans chaque cas est :

$$\frac{100}{3,14} = 31,83 \text{ volts}$$

pour un redressement mono-alternance.

$$\text{et } \frac{100 \times 2}{3,14} = 63,66 \text{ volts}$$

pour un redressement double alternance.

On peut utiliser un voltmètre ou un ampèremètre à cadre mobile pour mesurer des tensions ou des intensités moyennes, mais l'indication n'est exacte que pour des grandeurs sinusoïdales.

2. Puissance moyenne - Symbole P

Cette puissance se définit de la même façon mais, cette fois, la puissance au cours de la première et de la seconde alternance est toujours positive ; elle varie entre zéro et la valeur crête valant

$$P_{max} = \frac{U^2_{max}}{R}$$

déjà calculée précédemment soit 200 watts. La puissance moyenne est, pour une grandeur sinusoïdale égale à la moitié de la valeur crête soit :

$$P_{moy} = \frac{1}{2} P_{max} = \frac{1}{2} \frac{U^2_{max}}{R} = \frac{1}{2} R I^2_{max} = \frac{1}{2} \times 200 = 100 \text{ watts.}$$

Comme il n'y a pas de confusion possible dans la désignation de la puissance moyenne, on la désigne par P et non par P_{moy} .

VALEURS EFFICACES (abréviation anglaise RMS)

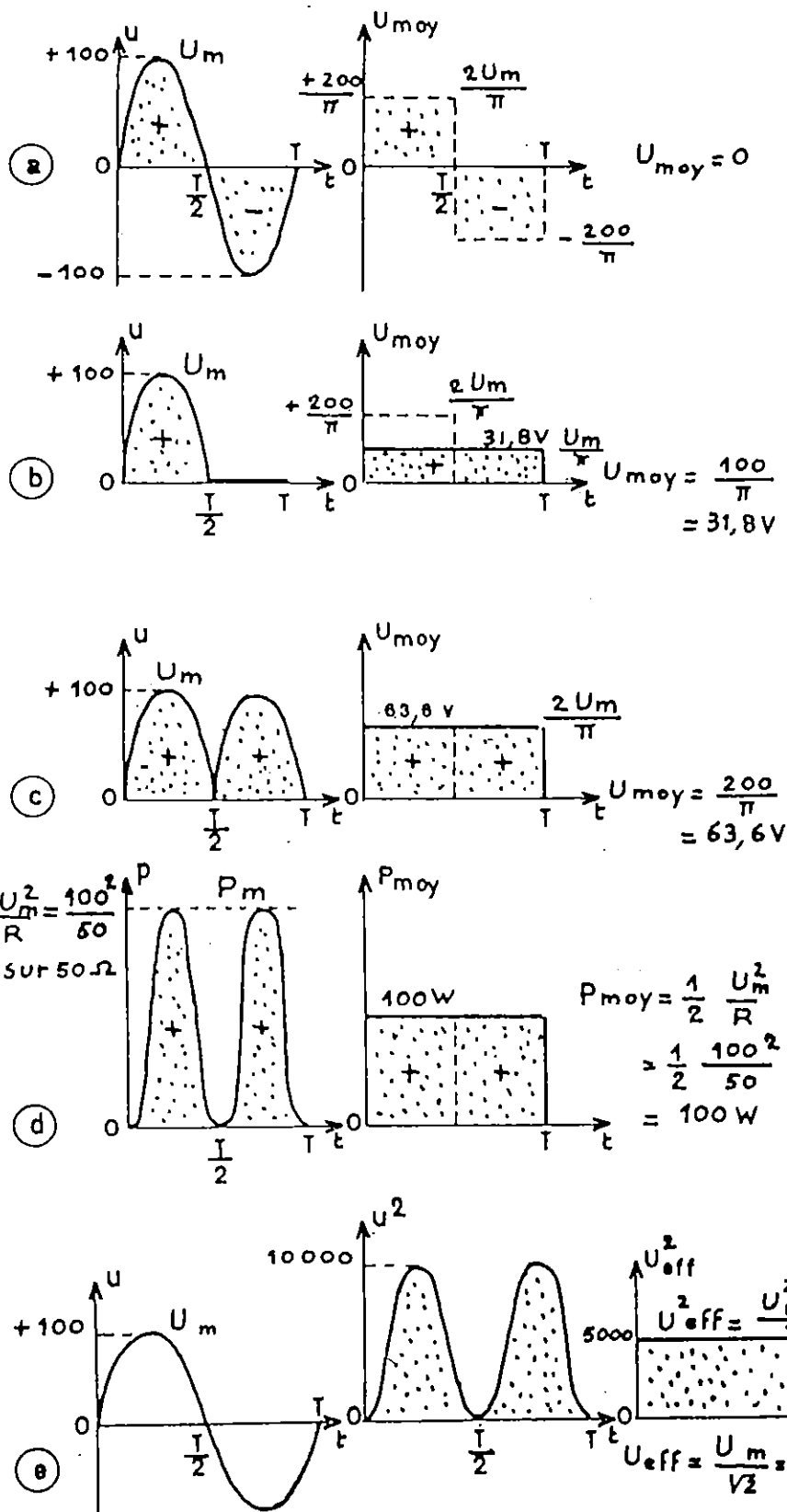
1. Tensions et Intensités efficaces : U, I.

Ces grandeurs sont définies en comparant les effets calorifiques (proportionnels au carré de la tension ou de l'intensité) d'un courant alternatif et d'un courant continu. La figure 3e résume comment on détermine la valeur efficace U d'une tension sinusoïdale connaissant la tension maximum U_m .

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = \frac{100}{1,414} = 70,7 \text{ volts}$$

Cette tension efficace de 70,7 volts appliquée à une résistance de 50 ohms engendre une intensité efficace

Valeur instantanée



Valeur moyenne : même durée, même surface.

valeur efficace d'une tension

FIGURE 3. Dans chaque figure a - b - c - d - e :
 - les longueurs OT sont égales,
 - les parties ombrées ont des surfaces égales.

de

$$I = \frac{U}{R} = \frac{70,7}{50} = 1,414 \text{ ampères.}$$

Lorsqu'aucune indication n'est apportée, les tensions et intensités haute fréquence sont exprimées en **valeurs efficaces**.

Le produit UI de la tension par l'intensité efficace est la **puissance moyenne**. Vérifions-le :

$$U = 70,7 \text{ V} \quad UI = 70,7 \times 1,414 = 100 \text{ watts}$$

$$I = 1,414 \text{ A} \quad = P_{\text{moy.}}$$

2. Puissance efficace

Cette grandeur n'a **aucune signification**. C'est à tort que beaucoup d'auteurs emploient ce qualificatif pour caractériser une puissance.

PUISSANCE PEP

C'est l'abréviation de « Peak envelope power » signifiant puissance pointe de l'enveloppe.

Dans le cas d'une onde non modulée figure 2a, c'est la puissance moyenne définie précédemment.

Dans le cas d'une onde modulée en amplitude, avec ou sans suppression de porteuse, (BLU modulée par un générateur 2 tons figure 2b ou par parole figure 2c), c'est la puissance moyenne correspondant à la tension pointe de l'enveloppe. Pour les figures 2a, 2b, 2c, l'amplitude crête de la tension est la même soit 100 volts. La puissance PEP est la même pour les trois émissions. Nous nous servons de cette remarque pour étalonner un oscilloscope en puissance PEP.

Donc la puissance PEP est assimilée à une **puissance moyenne** ; son calcul fait intervenir non pas la tension maximum mais la tension maximum divisée par $\sqrt{2}$ c'est-à-dire :

$$PEP = \frac{(U_{\text{max}}/\sqrt{2})^2}{R} = \frac{U_{\text{max}}^2}{2R} = \frac{100^2}{2 \times 50} = 100 \text{ W}$$

MESURE DES TENSIONS ET INTENSITES

S'il est facile de définir des grandeurs il est souvent plus difficile de les mesurer.

1. Les valeurs instantanées ne peuvent être mesurées qu'à l'aide d'un oscilloscope de bande passante appropriée.

La valeur crête correspond au maximum de la valeur instantanée.

2. Les valeurs crête peuvent être mesurées par détection à condition que la chute de tension dans la diode soit faible. On branche un condensateur de très forte valeur pour que la constante de temps soit très grande devant la période du signal porteur.

3. Les valeurs efficaces peuvent être mesurées en HF avec des appareils à thermo couple.

4. Les valeurs moyennes peuvent être mesurées par détection (redressement double alternance) et galvanomètre, avec lecture sur l'échelle à courant continu. L'étalonnage n'est valable que pour un signal sinusoïdal non modulé.

MESURE DES PUISSANCES

1. Puissances moyennes

L'appareil idéal est le wattmètre électrodynamique. Si on pouvait employer cet appareil en haute fréquence bien des incertitudes concernant la transmission de puissance seraient éclaircies et on ne se poserait pas la question du devenir de la puissance réfléchie. Malheureusement cet appareil n'est pas utilisable en HF.

Lorsque la puissance à mesurer est transmise à une charge résistive pure R_c ou à une ligne adaptée d'impédance caractéristique Z_c il suffit de mesurer la valeur de la tension efficace et de graduer directement l'appareil en watts.

$$P = \frac{U^2}{R_c} \text{ ou } P = \frac{U^2}{Z_c}$$

Si on mesure la tension crête on a :

$$P = \frac{U_{\text{im}}^2}{2 R_c} \text{ ou } P = \frac{U_{\text{im}}^2}{2 Z_c}$$

L'échelle est quadratique (dilatation en bout). L'étalonnage n'est valable qu'en porteuse pure ou en BLU modulée 1 ton. C'est ce principe qui est utilisé pour les wattmètres avec charge incorporée (thermaline).

Lorsqu'on veut mesurer une puissance transmise par une ligne, on utilise un appareil appelé wattmètre directionnel. Son principe est basé sur les propriétés directionnelles d'un couplage mixte (inductif et capacitif) que possède une boucle placée entre l'âme et la gaine d'une ligne coaxiale. On montre que, pour un réglage correct, la tension couplée obtenue, est proportionnelle à la valeur du produit $u \cdot i$ pour un sens donné de la propagation de l'onde. Cette tension redressée est appliquée à un galvanomètre directement gradué en watts. On obtient deux lectures de puissances :

- puissance directe : $U_F \cdot I_F$
- puissance réfléchie : $U_R \cdot I_R$

Mais encore une fois, l'étalonnage n'est valable que pour un signal non modulé. Dans les autres cas (modulation d'amplitude, modulation BLU deux tons) les indications du wattmètre doivent être corrigées en fonction des informations apportées par le tableau de la figure 4 dernière colonne.

On peut aussi mesurer la puissance moyenne dissipée dans une charge, par une mesure calorimétrique, en mesurant la quantité de chaleur produite. Cette méthode est valable quelle que soit la forme de l'enveloppe et le type de modulation. Sans aller jusqu'à mesurer l'élévation de température d'une circulation d'eau refroidissant la charge, ce qui est fait pour les

Type	Forme $Z_c = 50 \Omega$	tension instantanée max U_m	Spectre $P =$ porteuse	Tension crête $U_{ce} = U_m / \sqrt{2}$	Puissance PEP $PEP = U_{ce}^2 / Z$ $Z = 50 \Omega$	Tension efficace U	Puissance moyenne $P = U^2 / Z$ $Z = 50 \Omega$	Lecture wattmètre R
CW		100 U_m		$U_{ce} = 100 / \sqrt{2}$	100 W	$U = U_{ce}$ 70,7 V	100 W	$R = PEP$ 100 W
AM modulé 100%		200 U_m		$200 / \sqrt{2}$ 141 V	400 W	$U = 0,433 U_m$ = 86,6 V	porteuse 100W modulation 50W total 150W	$R = P_{porteuse}$ 100 W
BLU modulé 1 ton		100 U_m		$100 / \sqrt{2}$ = 70,7 V	100 W	$U = U_{ce}$ 70,7 V	100 W	$R = PEP$ 100 W
BLU modulé 2 tons		100 U_m		$100 / \sqrt{2}$ = 70,7 V	100 W	$U = 0,5 U_m$ = 50 V	50 W	$R = 0,405 PEP$ = 40,5 W
BLU modulé voix		100 U_m		$100 / \sqrt{2}$ = 70,7 V	100 W	variable		figure 4

émetteurs puissants, on peut réaliser un tel wattmètre en étalonnant la déviation d'une cellule photo-électrique couplée à une lampe à incandescence, mise en parallèle ou en série avec la charge HF (1).

opérationnel. Un étalonnage simple permet alors l'utilisation de la graduation d'origine du wattmètre en valeur P.E.P. (3).

2. Puissance crête - Puissance PEP

La puissance crête offre peu d'intérêt, par contre la puissance PEP est très utilisée. On peut la déterminer ainsi :

- par mesure avec un oscillo préalablement étalonné. Le montage est décrit figure 1. L'exactitude des mesures nécessite que le ROS soit égal à 1 dans le coaxial où est branché l'oscilloscope. Une échelle verticale collée contre le réticule du tube est graduée en puissance moyenne. L'étalonnage se fait à partir d'un signal CW, en reportant les indications d'un wattmètre fiable. Pour mesurer une puissance PEP, on note la graduation qu'atteignent les crêtes de la modulation parlée.
- par mesure avec un wattmètre directionnel modifié.

Deux façons de procéder :

- a) envoyer la tension détectée sur l'entrée Y d'un oscillo préalablement étalonné comme précédemment (2).
- 2) intercaler entre la sonde et le galvanomètre, un détecteur de crête avec temps d'attaque court et retour très long. Ce circuit est réalisable avec un ampli

Texte imprécis ou incorrect supprimé par FSCTP

Texte imprécis ou incorrect supprimé par F5CTP

Texte imprécis ou incorrect supprimé par F5CTP

De l'émetteur à l'antenne... Le diagramme de Smith

★★

F6ELM

Avec un pont d'impédances, nous voulons trouver les caractéristiques, à une fréquence donnée, d'une antenne reliée à l'appareil de mesure par un câble coaxial de longueur connue. Sauf si la longueur du câble est un multiple de demi-onde, les caractéristiques de l'antenne (résistance et inductance) diffèrent de celles mesurées, mais on les détermine facilement avec un abaque de Smith. Cette représentation graphique a été imaginée en 1939 par l'ingénieur américain Smith pour résoudre les problèmes se rapportant aux lignes de transmission. A première vue ce diagramme paraît très complexe car il est uniquement formé de cercles ; on s'aperçoit très vite que son utilisation est des plus simples. Il n'est pas question ici de justifier les propriétés de cet abaque ; nous nous contenterons d'apprendre à l'utiliser correctement.

Un bref rappel des propriétés du circuit résistance et réactance montées en série nous permettra d'aborder ensuite l'étude du diagramme en question.

1. RESISTANCE - INDUCTANCE - CAPACITE

Tout circuit électrique fonctionnant en courant alternatif utilise les trois composants indiqués ci-dessus. Leur propriété commune est que l'intensité qui les traverse est proportionnelle à la tension appliquée. Le quotient U/I s'appelle l'impédance Z . Le circuit obtenu à partir de ces composants comporte deux bornes d'où son nom de « dipole ». Si complexe soit-il, un tel circuit peut toujours être remplacé par un circuit formé d'une résistance et d'une réactance montées en série. La figure 1 résume les propriétés de ces éléments et de leur association. La relation donnant l'impédance d'un circuit série fait intervenir la lettre « j ». Il s'agit d'un symbole qui signifie que l'on n'a pas le droit d'ajouter les deux termes résistance et réactance (figure 2).

Par convention une impédance inductive est notée :

$$Z = R + jX$$

Si la réactance est capacitive on écrit :

$$Z = R - jX$$

En d'autres termes on convient que la réactance d'une bobine est un nombre positif ; la réactance d'un condensateur est un nombre négatif.

2. REPRESENTATION GRAPHIQUE CONVENTIONNELLE D'UNE IMPEDANCE

Un circuit formé du montage en série d'une résistance R de 60 ohms et d'une inductance L de 0,91 microhenry fonctionne à la fréquence de 14 MHz. Nous allons calculer et représenter l'impédance du groupement.

A la fréquence de 14 MHz, la réactance inductive vaut :

$$X_L = L\omega = 0,91 \cdot 10^{-6} \times 6,28 \times 14 \cdot 10^6 = 80 \text{ ohms}$$

L'impédance du groupement formé par la résistance de 60 ohms et la réactance inductive de 80 ohms montées en série est symbolisée par l'expression :

$$Z = 60 + j80 \text{ ohms}$$

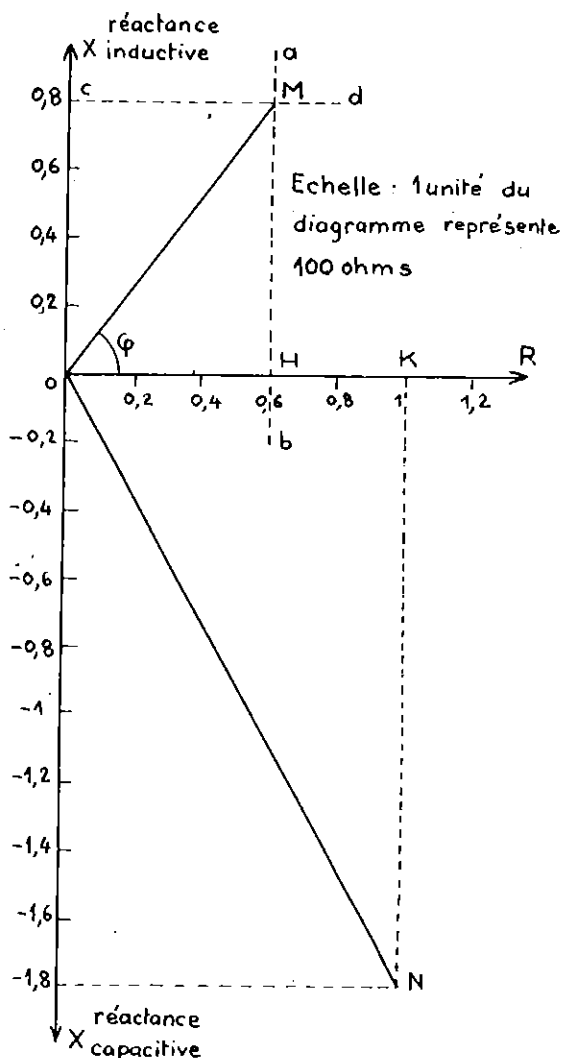


FIGURE 3.

Le diagramme de la figure 3 possède deux axes perpendiculaires : l'un est l'axe des résistances, l'autre est l'axe des réactances. Pour reporter les valeurs 60 et 80 ohms nous choisissons une échelle, par exemple 100 ohms sont représentés par la graduation 1 du

Valeurs de U et I	Circuit série équivalent	Relations
		$R = \frac{U}{I}$
		$R = 0$ $X_L = L \cdot \omega = \frac{U}{I}$
		$R = 0$ $X_C = \frac{1}{C \cdot \omega} = \frac{U}{I}$
		$Z = R + jX = \frac{U}{I}$ $\text{tg } \varphi = \frac{X}{R}$
		$Z = R - jX = \frac{U}{I}$ $\text{tg } \varphi = \frac{X}{R}$
$U = 0$	court-circuit	$R = 0$ et $X = 0$
$I = 0$	circuit ouvert	$R = \infty$ ou $X = \infty$

FIGURE 1.

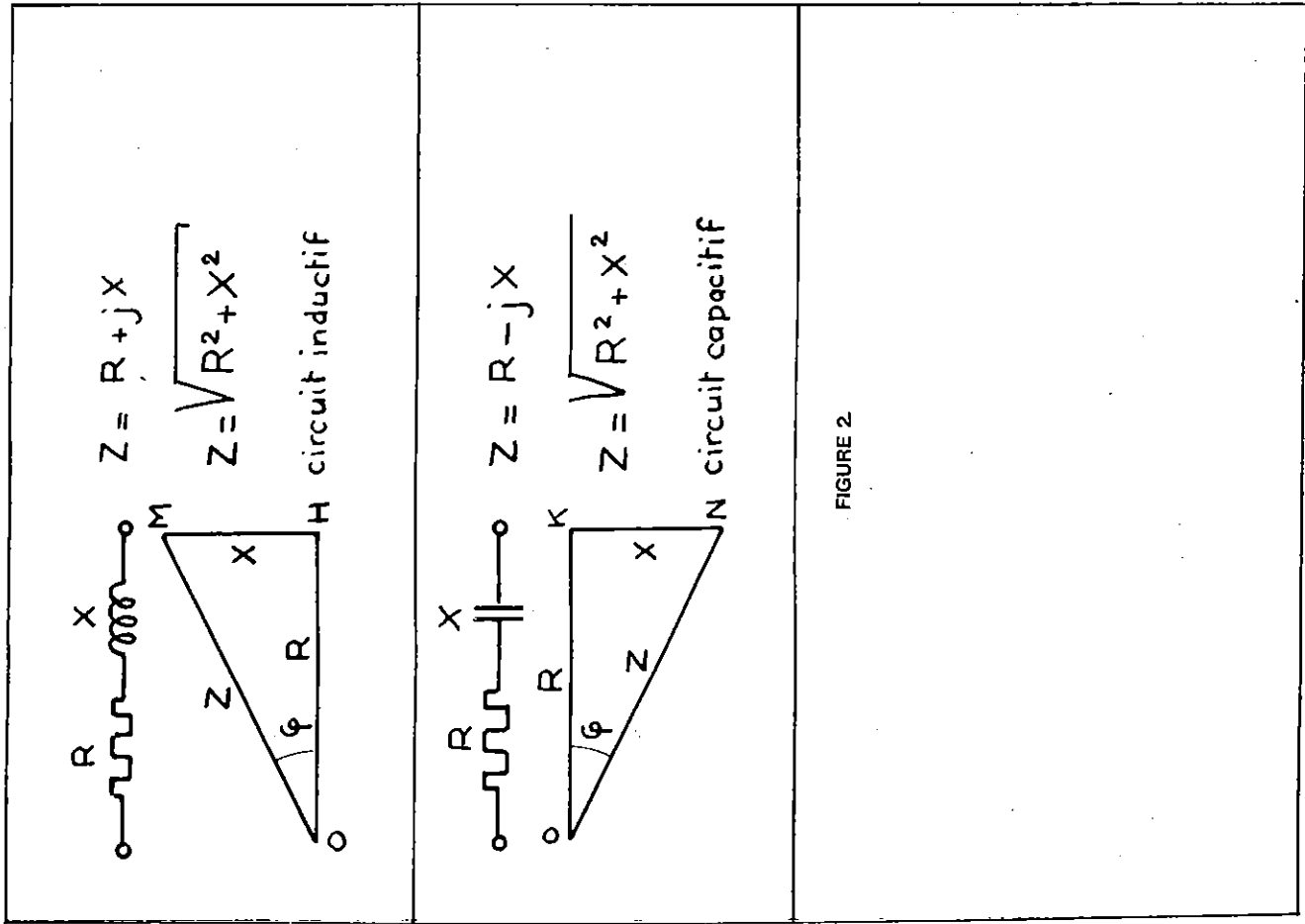


FIGURE 2

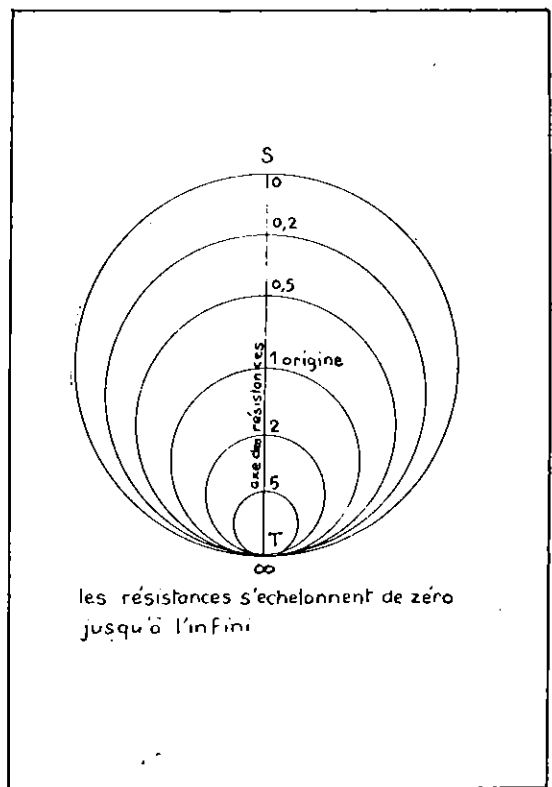


FIGURE 4.

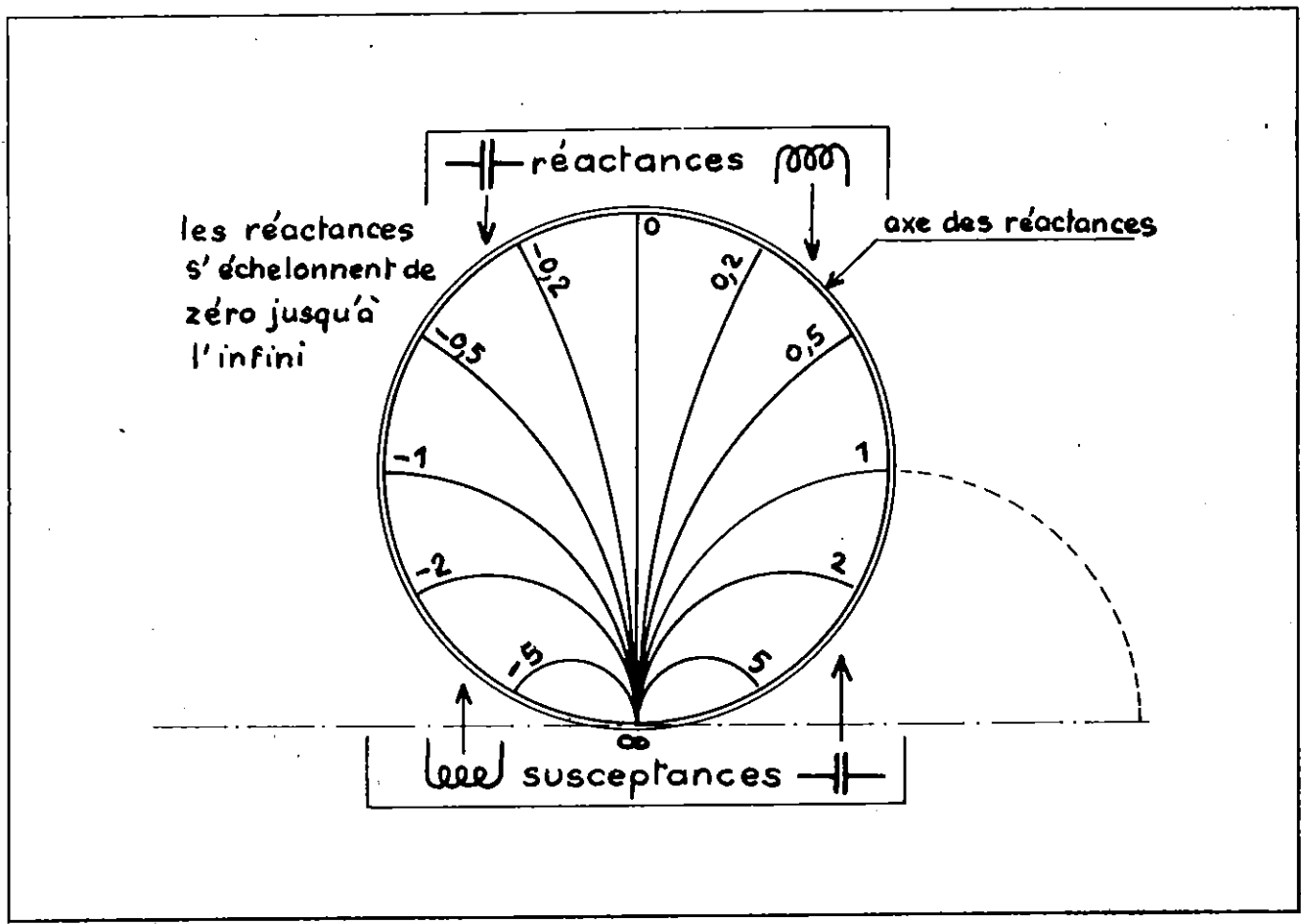


FIGURE 5.

diagramme. La résistance 60 ohms a donc 0,6 comme abscisse. Tous les points situés sur la verticale ab ont une valeur de résistance de 60 ohms. La réactance de 80 ohms est représentée par une ordonnée chiffrée 0,8. Tous les points situés sur l'horizontale cd ont une caractéristique commune : leur réactance est inductive et vaut 80 ohms. L'intersection M de ab et cd figure l'impédance Z. M est appelé « point figuratif ». On a reconstitué le triangle OHM de la figure 2. En mesurant la longueur OM, compte tenu de l'échelle, on détermine la valeur de Z soit 100 ohms. On peut écrire : $60 + j80 = 100$ ohms.

On peut de même représenter une impédance capacitive, par exemple celle résultant de l'association en série d'une résistance de 100 ohms et d'une capacité de 62,5 picofarads. A la fréquence de 14 MHz la réactance capacitive vaut :

$$X_c = \frac{1}{C\omega} = \frac{1}{62,5 \cdot 10^{-12} \times 6,28 \times 14 \cdot 10^6} = 180 \Omega$$

L'impédance de l'ensemble qui vaut : $Z = 100 - j180$ est figurée par le point N sur le diagramme figure 3 et à la même échelle que précédemment.

3. LONGUEUR DES LIGNES DE TRANSMISSION UNITES DE LONGUEUR

La succession des nœuds et ventres formant les ondes stationnaires le long d'un câble coaxial, se répète régulièrement sur toute la longueur. Ce phénomène dépend de la fréquence. Plus la fréquence est grande, plus les ondes stationnaires sont « resserrées ». Aussi nous mesurerons la longueur de la ligne en utilisant comme unité, non pas le mètre, mais la longueur d'onde λ . Ces deux longueurs sont liées par la relation :

$$n = \frac{L \times F}{300 \times VF} \text{ avec :}$$

n = nombre de longueurs d'onde dans la ligne

L = longueur en mètre de la ligne

F = fréquence en MHz

VF = Facteur de vélocité du câble coaxial
= 0,66 pour les types RG213, RG58.

La longueur d'une ligne s'exprime aussi, d'une façon imagée, en degrés. On convient qu'une longueur d'onde λ équivaut à 360° . Une ligne quart d'onde a donc une « longueur » de 90 degrés.

Exemple

Une ligne de 30,4 mètres de longueur en coaxial RG213 est utilisée à la fréquence de 28,3 MHz. Calculez en fonction de λ la longueur de la ligne.

Appliquons la relation précédente :

$$n = \frac{30,4 \times 28,3}{300 \times 0,66} = 4,345 \lambda$$

Etant donné que les phénomènes d'ondes stationnaires se reproduisent périodiquement toutes les demi-longueurs d'onde, on peut retrancher un nombre entier de demi-longueurs d'onde, 8 par exemple, soit 4 longueurs d'onde et dire que cette ligne se comporte comme une ligne de $0,345 \lambda$. On peut calculer l'équivalence en degrés :

$$\alpha = 360^\circ \times 0,345 = 124 \text{ degrés}$$

4. LE DIAGRAMME DE SMITH

Le diagramme de la figure 3 ne permet pas de concrétiser une impédance infinie (par exemple celle d'un circuit ouvert) et n'est pas adapté à la représentation des impédances des lignes de transmission. Tout comme le précédent diagramme établi en coordonnées rectangulaires, l'abaque de Smith permet de situer une impédance connaissant ses deux composantes : résistance et réactance. L'originalité est que **tous les points ayant même valeur de résistance sont situés sur un même cercle** ; il en est de même pour les réactances.

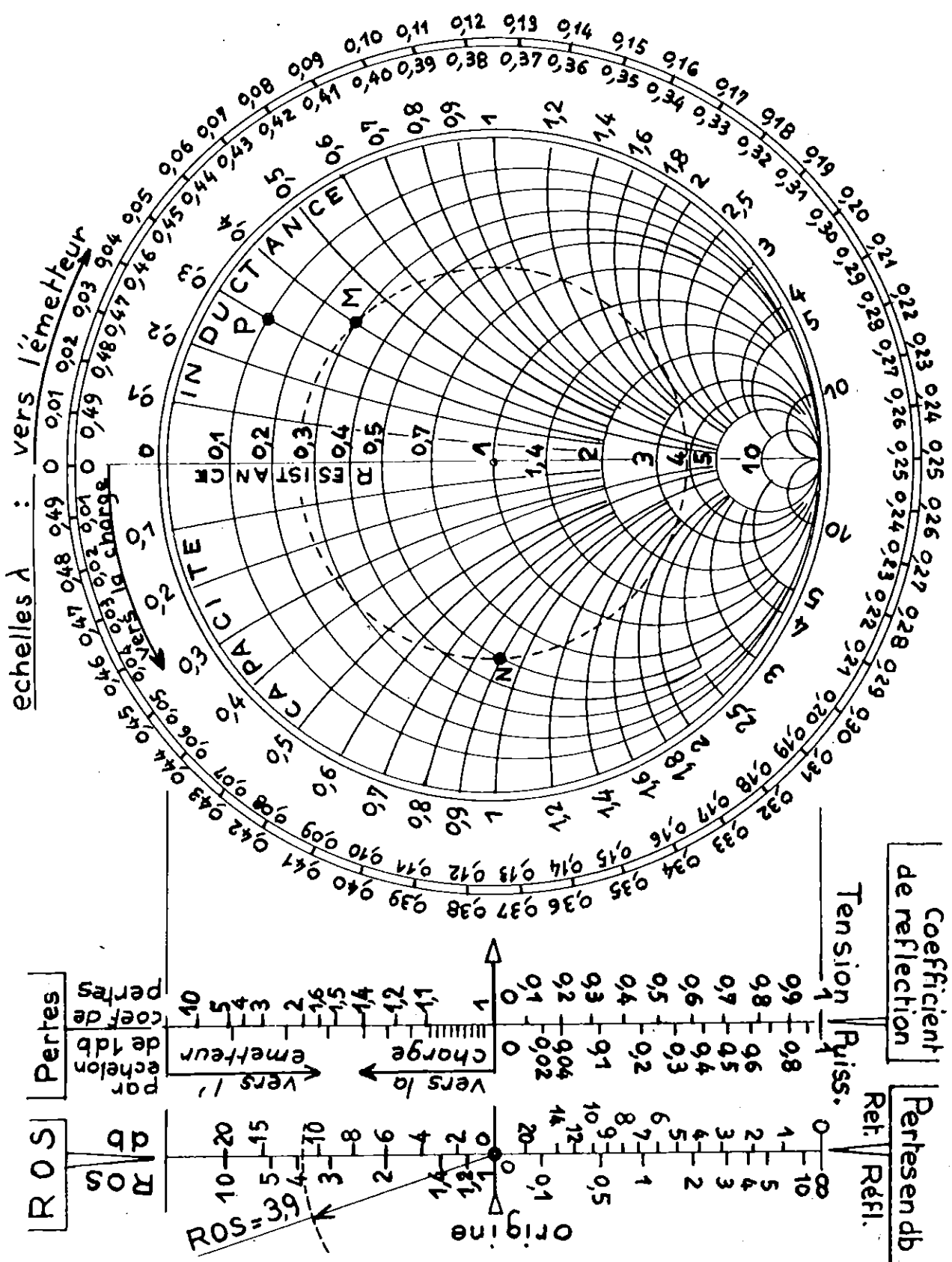
Les cercles des résistances - figure 4

C'est une famille de cercles tangents intérieurement à un cercle repéré 0. Les centres sont situés sur un axe vertical appelé axe des résistances, qui est la seule ligne droite du diagramme. Les valeurs des résistances s'échelonnent depuis zéro (cercle extérieur) jusqu'à l'infini (cercle du bas qui se réduit à un point). Tous les points situés sur une même circonférence ont même valeur de résistance. Le cercle qui passe par le centre du diagramme a, par convention, la valeur 1. En choisissant une échelle on pourra attribuer à ces cercles n'importe quelle valeur de résistance.

Les cercles des réactances (figure 5)

Ce sont des cercles incomplets qui sont tangents à l'axe des résistances qui fait lui même partie de la famille réactance, en le considérant comme un cercle de rayon infini. Les centres de ces cercles sont situés sur une droite tangente à la partie inférieure du diagramme. Chacune des portions de cercle correspond à une valeur de réactance. Ces différentes valeurs s'échelonnent depuis zéro jusqu'à l'infini. Toutes ces valeurs sont inscrites sur le cercle extérieur du diagramme appelé axe des réactances. La moitié droite de ces cercles correspond aux inductances et la moitié gauche aux capacités dont la réactance est, par convention, négative.

Lorsque tous ces cercles (cercles des résistances et cercles des réactances) sont tracés sur le même diagramme, on peut, en choisissant une échelle, et comme on l'a fait en coordonnées rectangulaires, représenter des impédances **série**.



5. REPERAGE D'UNE IMPEDANCE (figure 6)

Nous voulons situer sur l'abaque de Smith l'impédance $Z_1 = 60 + j80$.

Choix de l'échelle

Nous décidons que le cercle origine repéré 1, représentera 200 ohms. Le point figuratif de l'impédance Z_1 se situe à l'intersection des cercles repérés : 60

$$\frac{60}{200} = 0,3 \text{ pour le cercle des résistances}$$

$$\text{et } \frac{80}{200} = 0,4 \text{ pour le cercle des réactances}$$

M est le point cherché.

De même l'impédance capacitive

$Z_2 = 100 - j180$ repérée à la même échelle s'écrit :

$$\frac{Z_2}{200} = \frac{100}{200} - j \frac{180}{200} = 0,5 - j0,9$$

Cette impédance est figurée par le point N situé dans la moitié gauche du diagramme.

Réciproquement, à tout point du diagramme correspond une valeur réelle d'impédance, compte tenu de l'échelle. Soit par exemple le point P situé à l'intersection des cercles gradués 0,1 pour R et 0,3 pour X. L'impédance représentée par le point P vaut :

$Z \text{ échelle} = 0,1 + j0,3$ ou, en tenant compte de l'échelle 200 ohms :

$$Z = 200 \times 0,1 + j200 \times 0,3 = 20 + j60.$$

Suivant l'échelle choisie, une même impédance se situe en des points différents. Le choix de l'échelle est important car les points situés à la partie inférieure du diagramme représentent les impédances avec une faible précision.

Lorsqu'on traite des problèmes faisant intervenir les lignes de transmission, il faut déterminer l'échelle pour que le cercle origine représente une valeur égale à l'impédance caractéristique Z_c de la ligne.

6. CAS PARTICULIERS :

Impédance nulle ou infinie

Une impédance nulle correspond à un court-circuit ; elle est caractérisée par deux relations $R=0$ et $X=0$ soit $Z=0 + j0$.

Le point figuratif est situé en S au sommet du diagramme figure 4.

Une impédance infinie, au contraire, correspond à un circuit série ouvert, caractérisé par R infini ou X infini. Le point figuratif d'un tel circuit est T, à la base du diagramme figure 4.

Ainsi nous voyons qu'il est possible de représenter toutes les valeurs d'impédances depuis zéro jusqu'à l'infini.

7. CERCLES DE ROS

Le hasard a voulu que les points M et N précédemment inscrits sur l'abaque de la figure 6 et qui, respectivement, correspondent aux impédances : $Z_1 = 60 + j80$ et $Z_2 = 100 - j180$ soient à la même distance de l'origine du diagramme, ce que nous vérifions en traçant un cercle de centre 1 ; ce cercle passe par M et N et aussi très près du point repéré 4 à la partie inférieure de l'axe des résistances.

Ce cercle s'appelle **cercle de ROS** et possède une propriété fondamentale : tous les points situés sur ce cercle ont le même ROS. Cela veut dire qu'une ligne chargée par l'impédance Z_1 aura son ROS inchangé si on remplace Z_1 par Z_2 . On peut le vérifier grâce à la relation donnant le ROS d'une ligne chargée par une impédance $Z = R + jX$ ou $Z = R - jX$.

$$\text{Le ROS vaut : } \text{ROS} = \frac{A + B}{A - B} \text{ avec :}$$

$$A = \sqrt{(R + Z_c)^2 + X^2} \quad B = \sqrt{(R - Z_c)^2 + X^2}$$

Z_c = impédance caractéristique de la ligne.

Si on fait ces calculs pour une ligne d'impédance caractéristique égale à l'échelle choisie soit $Z_c = 200$ ohms on trouve que, dans les deux cas d'impédance de charge Z_1 ou Z_2 , le ROS vaut 3,9.

Le ROS est déterminé par l'intersection du cercle de ROS avec l'axe vertical des résistances : il y a deux points d'intersection. La lecture du ROS est directe en considérant le point d'intersection situé à la partie inférieure, entre 1 et l'infini. On peut aussi considérer le point d'intersection situé entre 0 et 1 sur l'axe des résistances ; dans ce cas le ROS s'obtient en prenant l'inverse de la valeur lue. Dans notre exemple cette lecture est 0,26 soit un ROS de

$$\frac{1}{0,26} = 3,84 \text{ (au lieu de 3,9 valeur calculée)}$$

On peut aussi déterminer le ROS en reportant le rayon du cercle sur l'échelle extérieure, située à gauche du diagramme et marquée ROS. Le ROS est un rapport de tensions et s'exprime en décibels. La correspondance est indiquée sur l'échelle adjacente marquée « db ». Plus le rayon du cercle est grand, plus le ROS est élevé. Le cercle extérieur du diagramme correspond au ROS infini. Mais, répétons-le, l'indication du ROS n'est exacte que si l'échelle du diagramme a été choisie égale à l'impédance caractéristique du câble coaxial ou de la ligne.

On interprète d'une autre façon la propriété du cercle de ROS. Le ROS étant constant d'un bout à l'autre d'une ligne de transmission sans pertes, les impédances des deux extrémités de cette ligne, seront, à coup sûr, situées sur un même cercle de ROS, de sorte que, M et N peuvent représenter les impédances respectives des extrémités d'une ligne coaxiale de longueur « n

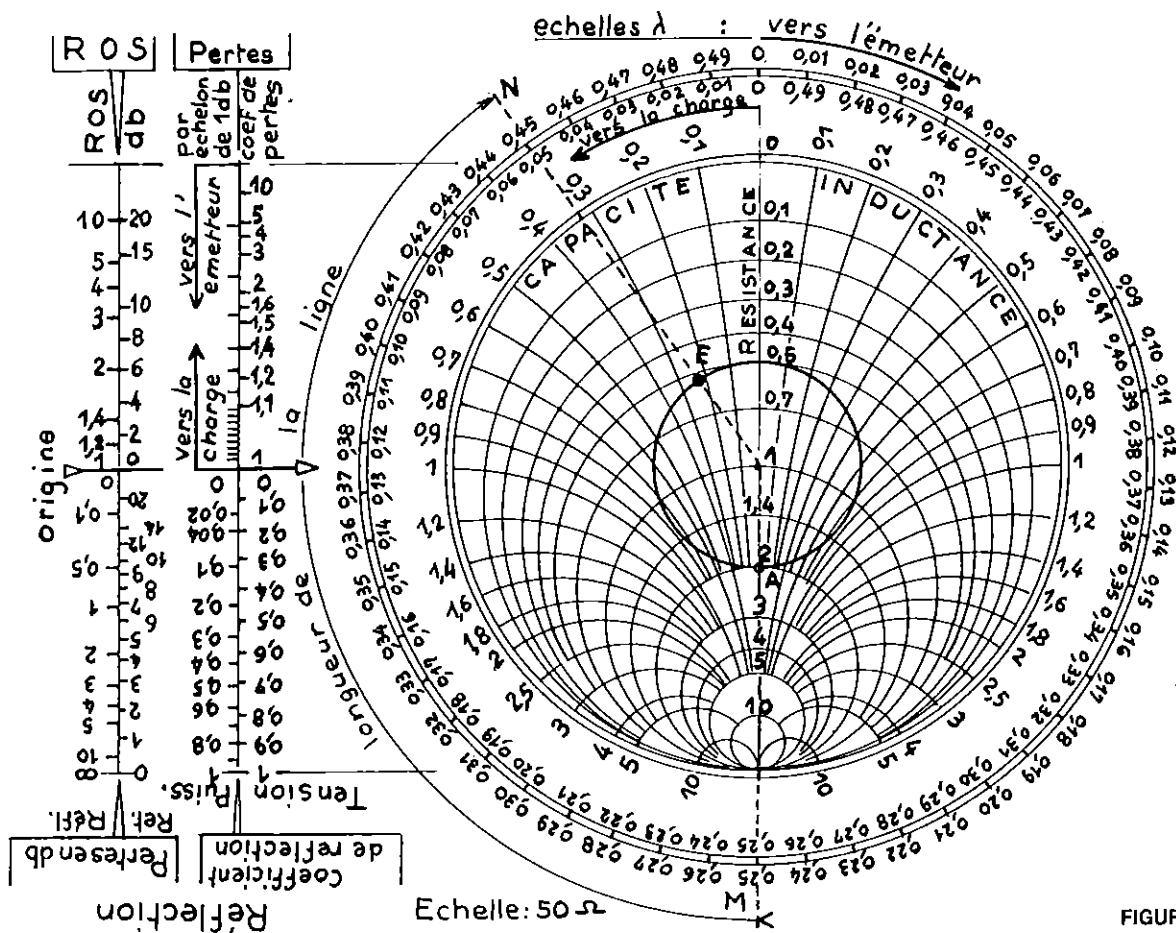


FIGURE 7.

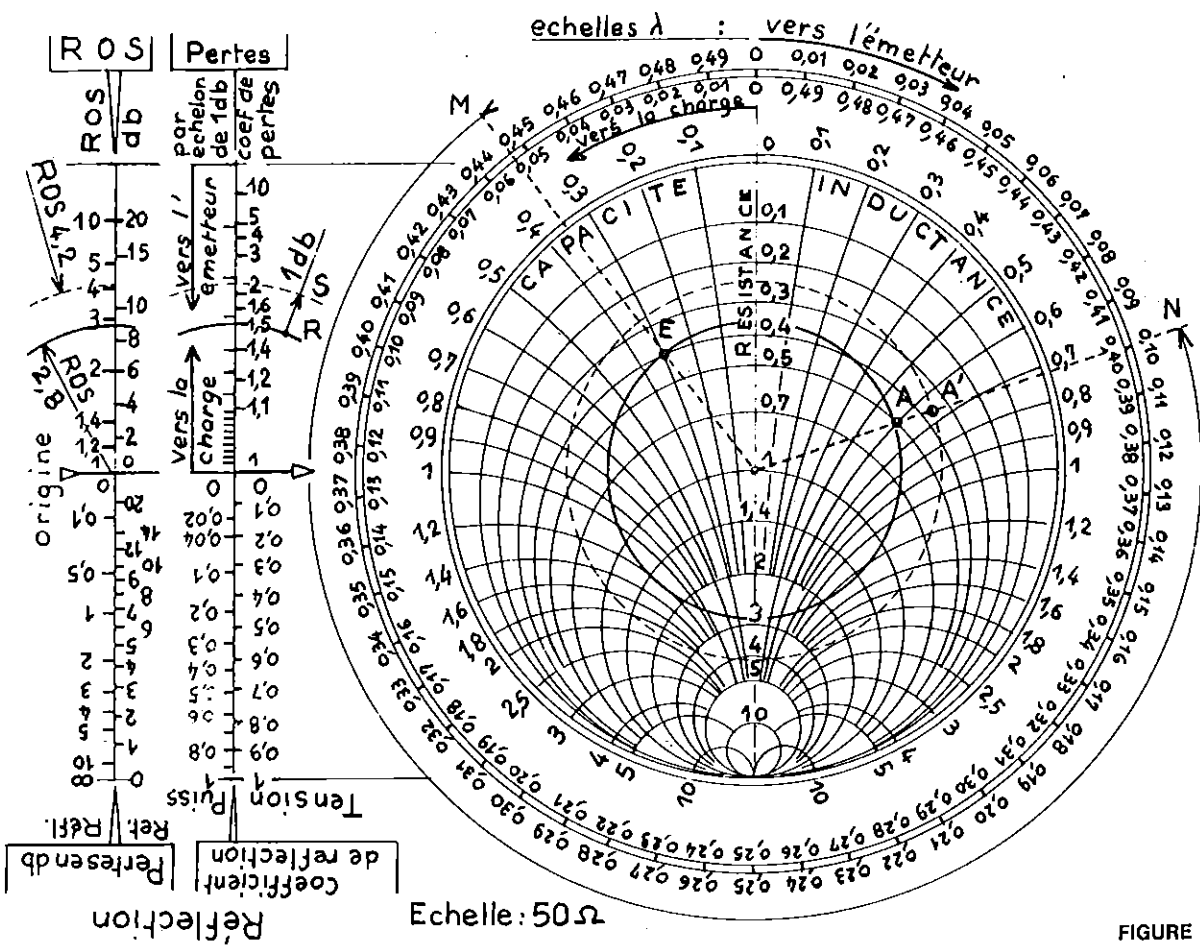


FIGURE 8.

longueurs d'onde ». Cette longueur n est proportionnelle à la grandeur de l'arc MN. C'est là une deuxième propriété fondamentale du diagramme qui établit ainsi la relation graphique entre la longueur de la ligne exprimée en longueurs d'onde, et les impédances de chaque extrémité. En réalité il y a deux arcs MN de longueur différente, pour se rendre de M à N. Pour supprimer cette indétermination, le sens de parcours est précisé :

– Parcourir la ligne de l'antenne vers l'émetteur, équivaut à se déplacer, sur le cercle de ROS dans le sens des aiguilles d'une montre et inversement. C'est pour cette raison qu'autour du diagramme sont tracées deux échelles circulaires de longueurs d'onde graduées de 0 à $0,5 \lambda$. L'une (échelle extérieure) va de l'antenne vers l'émetteur ; l'autre (échelle intérieure) va de l'émetteur vers l'antenne. Faire un tour d'une échelle ou du diagramme, revient à se déplacer d'une demi-longueur d'onde sur la ligne. Parce que les impédances se reproduisent périodiquement chaque demi-longueur d'onde tout le long d'une ligne de transmission (vérifier avec la figure 3 de Radio REF août-septembre 1981 page 574) l'abaque peut être utilisé pour n'importe quelle longueur de ligne, si on retranche de cette longueur, un nombre entier de demi-longueurs d'onde.

Nous connaissons maintenant les deux propriétés fondamentales de l'abaque de Smith et nous pouvons aborder les problèmes concernant les lignes de transmission. Pour distinguer l'une de l'autre les deux extrémités d'une ligne coaxiale, on décide que :

- l'émetteur est relié à l'« entrée » de la ligne. Cette extrémité est désignée par E.
- l'antenne ou la charge sont connectées à l'« arrivée » que nous appellerons A.
- l'impédance de la ligne mesurée à l'entrée ou en un point quelconque s'appelle l'impédance interne.

8. REPORT DES LONGUEURS DE LIGNE SUR LE DIAGRAMME

Problème n° 1 (figure 7)

A la fréquence de 14 MHz un émetteur alimente, au moyen d'un câble coaxial de 24 mètres de long et d'impédance caractéristique $Z_c = 50$ ohms, une antenne présentant une impédance purement résistive de 100Ω comme celle indiquée par la figure 3 page 574. On voudrait connaître l'impédance à l'entrée E de la ligne. La marche à suivre est :

a) choix de l'échelle : prendre la valeur de l'impédance caractéristique soit 50Ω .

b) mise en place sur le diagramme de l'impédance de la charge. Elle est représentée par le point A qui a comme coordonnées :

$$Z = 100 + j0 \text{ c'est à dire } R = 100 \Omega \quad X = 0 \Omega$$

soit à l'échelle $Z_{ech} = 2 + j0$

c) Tracé du cercle de ROS qui passe par A et a un rayon de 2.

d) Mise en place du point E. Ce point est situé sur le cercle de ROS et s'obtient à partir du point A repéré par la graduation 0,25, en se déplaçant vers l'émetteur d'une quantité égale à la longueur de la ligne soit :

$$n = \frac{24 \times 14}{300 \times 0,66} = 1,7 \lambda$$

Nous aboutissons à la graduation $0,25 + 1,7 = 1,95$.

L'échelle de longueur d'onde graduée jusqu'à $0,5 \lambda$ ne permet pas de reporter cette longueur. Nous retranchons de 1,95 un nombre entier de demi-longueurs d'onde. Le plus grand nombre à retrancher est 1,5 soit 3 demi-longueurs d'onde. Nous obtenons $1,95 - 1,5 = 0,45 \lambda$.

Ce point a comme coordonnées : $Z_{ech} = 0,55 - j0,25$ soit en réalité $Z = 27,5 - j12,5$. En termes plus clairs, l'émetteur est chargé par une impédance capacitive formée par la mise en série d'une résistance de $27,5 \Omega$ et d'une capacitance X_c de $12,5$ ohms.

Problème n° 2 (figure 8)

C'est le problème inverse du précédent.

L'impédance à l'entrée de la ligne est connue et on veut trouver l'impédance de la charge. Ce cas se présente lors des mesures faites avec un pont d'impédance. Par exemple à la fréquence 28,3 MHz les mesures faites à l'extrémité d'une ligne de longueur 30,4 mètres en coaxial 50Ω type RG 213 ont donné $R = 20 \Omega$ $X_c = 15 \Omega$ (réactance capacitive). En ne tenant pas compte des pertes en ligne, on voudrait connaître les caractéristiques de l'antenne et le ROS.

a) choix de l'échelle : 50Ω

b) mise en place du point E ayant comme coordonnées $Z = 20 - j15$

soit à l'échelle : $Z_{ech} = 0,4 - j0,3$

c) tracé du cercle de ROS passant par E

d) mesure du rayon : 2,8. Le ROS vaut 2,8.

e) mise en place du point A :

à partir du point E, se déplacer « vers la charge » d'une quantité égale à la longueur de la ligne qui vaut $0,345 \lambda$ (calcul fait au paragraphe 3). Ce déplacement est repéré par MN sur l'échelle intérieure : vers la charge.

f) interpréter les coordonnées de A. En ce point l'impédance vaut $Z_{ech} = 0,5 + j0,6$ soit en réalité $Z = 0,5 \times 50 + j0,6 \times 50 = 25 + j30$.

L'impédance de l'antenne est inductive.

(à suivre)

De l'émetteur à l'antenne...

Le diagramme de Smith

F6ELM

9. CAS PARTICULIERS DES LIGNES OUVERTES OU FERMÉES

Une ligne fermée est court-circuitée à une extrémité. Ce court-circuit correspond à une charge : cette extrémité s'appellera A ; l'autre extrémité, reliée au circuit d'alimentation sera E.

De même pour une ligne ouverte, nous désignerons par E le côté connecté de la ligne et par A l'extrémité ouverte. En rappelant que A désigne le côté antenne et E le côté émetteur, nous pourrions choisir à bon escient l'une ou l'autre des deux échelles de longueur d'onde.

Ces lignes, ouverte ou en court-circuit ont une caractéristique commune : elles sont impropres à toute transmission d'énergie : leur ROS est infini. Leurs points figuratifs seront situés sur le cercle correspondant c'est à dire le cercle extérieur du diagramme. Nous avons fait cette remarque au paragraphe 8. De telles lignes peuvent remplacer des réactances.

Problème 3 (figure 9)

Une ligne en court-circuit en câble coaxial 50Ω est utilisée à la fréquence de 28 MHz. Sa longueur est de 1 mètre. Déterminez le comportement de cette ligne.

- a) Echelle du diagramme : 50 ohms
b) Longueur de la ligne :

$$n = \frac{1 \times 28}{300 \times 0,66} = 0,14\lambda$$

c) Caractéristiques de l'extrémité A : c'est l'extrémité en court-circuit dont la résistance est nulle. Le point A est situé au sommet du diagramme.

d) Caractéristiques de l'extrémité E : c'est l'extrémité raccordée au circuit d'utilisation. Du point A, nous nous dirigeons vers l'extrémité E en tournant dans le sens « vers l'émetteur » et aboutissons à la graduation 0,14 de l'échelle extérieure. Le point E a pour coordonnées $Z_{ech} = 0 + j1,2$ ou, en tenant compte de l'échelle $Z = 0 + j60$.

A la fréquence de 28 MHz cette ligne court circuitée fait office de réactance inductive de 60 ohms ; elle remplace ainsi une inductance de 0,34 microhenry. Si nous augmentons de $\lambda/4$ la longueur de cette ligne, le point E tourne d'un demi-tour et vient en E' : à ce moment la ligne se comporte comme une capacité.

Problème n° 4 (figure 9)

Reprenons la ligne précédente de longueur 1 mètre et supprimons le court-circuit. Nous avons une ligne ouverte de longueur $0,14\lambda$.

– Caractéristiques de l'extrémité A' : la résistance est infinie : le point A' est situé à la partie inférieure du diagramme. L'impédance de l'extrémité E' reliée au circuit d'utilisation s'obtient, à partir de A', en se déplaçant, de $0,14\lambda$ dans le sens « vers l'émetteur » pour aboutir à la graduation valant $0,25 + 0,14 = 0,39$ mesurée sur l'échelle extérieure.

10. PERTES EN LIGNE

Jusqu'ici, dans un but de simplification, nous n'en avons pas tenu compte. Elles produisent un affaiblissement du signal transporté et aussi du signal réfléchi lorsque l'adaptation charge/ligne n'est pas parfaite, de sorte que l'importance des ondes stationnaires décroît en se rapprochant de l'émetteur, ce qui se traduit par une diminution du ROS. Le ROS est maximum au niveau de la charge et déterminé par elle. Les points figuratifs E (entrée de la ligne) et A (extrémité aboutissant à l'antenne) seront situés sur deux cercles différents de ROS.

Exemple n° 5 (figure 8)

Nous reprenons l'exemple n° 2 :

- longueur de la ligne : 30,4 m de coaxial RG213
- fréquence de la mesure 28,3 MHz
- impédance mesurée à l'entrée de la ligne : $Z = 20 - j15$ (point E)
- valeur du ROS en ce point : 2,8
- le diagramme de la figure 6 (article mesure de puissance – pertes en ligne) indique, pour le câble coaxial RG213 un affaiblissement de 0,035 db/m soit 1 db de perte pour toute la ligne.
- le diagramme de la figure 9 du même article, montre que, pour un ROS à l'entrée de 2,8 et 1 db de pertes, le ROS à l'antenne est 4,2.
- traçons le cercle de ROS 4,2. Le point figuratif de l'antenne est situé sur ce cercle en A'.
- les composantes de l'impédance de l'antenne lues sur le diagramme sont :
 $Z'_{ech} = 0,35 + j0,65$ ou en réalité
 $Z' = 17,5 + j32,5$ ohms.

L'oubli volontaire des pertes en ligne fait au cours de la résolution du 2^e problème, a causé une erreur non négligeable.

Autre façon de procéder. Utilisation de l'échelle extérieure supérieure « Pertes par échelons de 1 db ».

Cette échelle comporte 15 graduations non repérées. Chacun des traits de la graduation correspond à un rayon de cercle de ROS. La distance entre deux traits

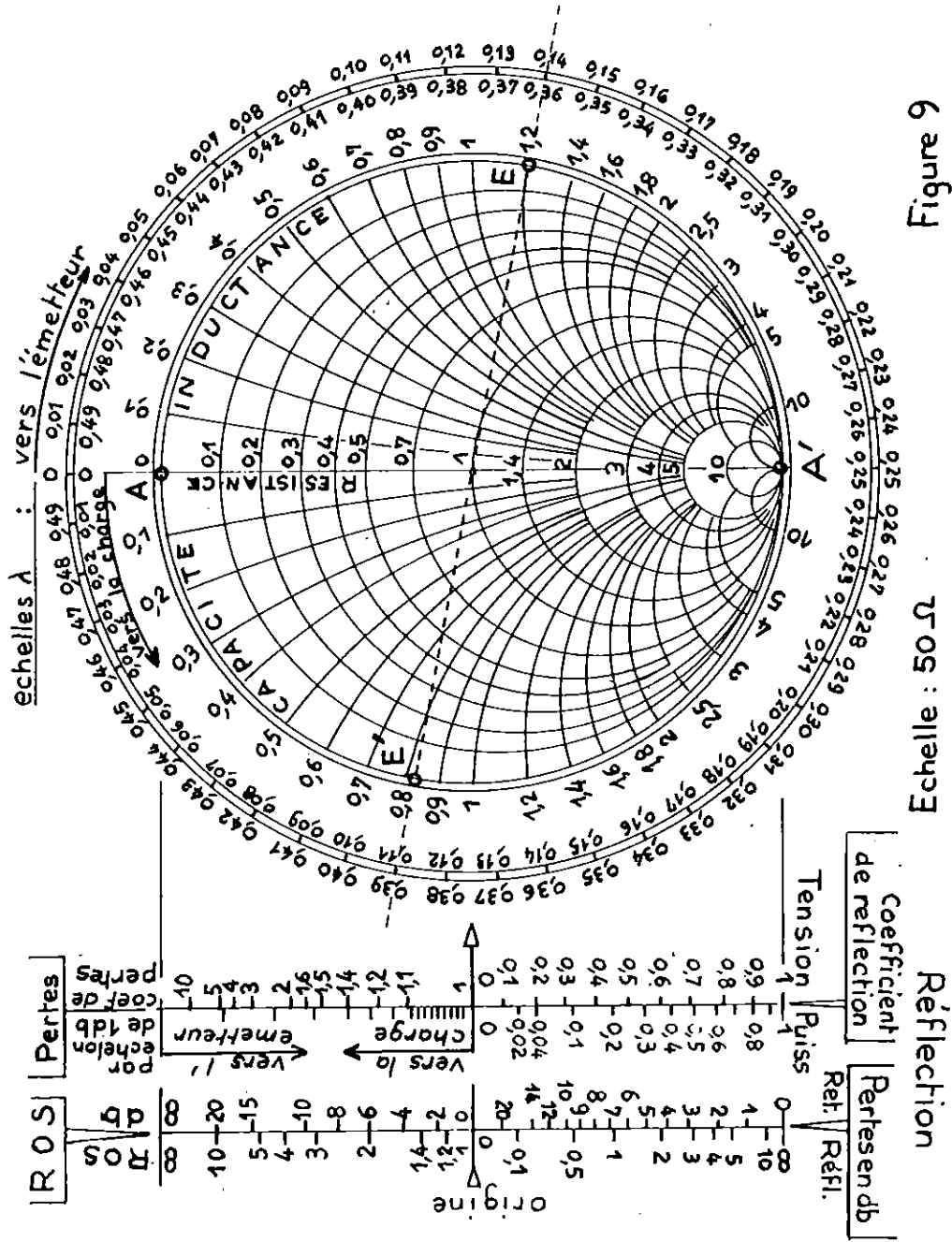


Figure 9

Echelle : 50 Ω

Réflexion

Coefficient de réflexion

Pertes en db

Tension

Puiss

ROS

Pertes

coefficient de réflexion

vers l'émetteur

vers la charge

Origine

Formation des ondes stationnaires.
 Réflexion en ligne de la tension et de l'intensité.

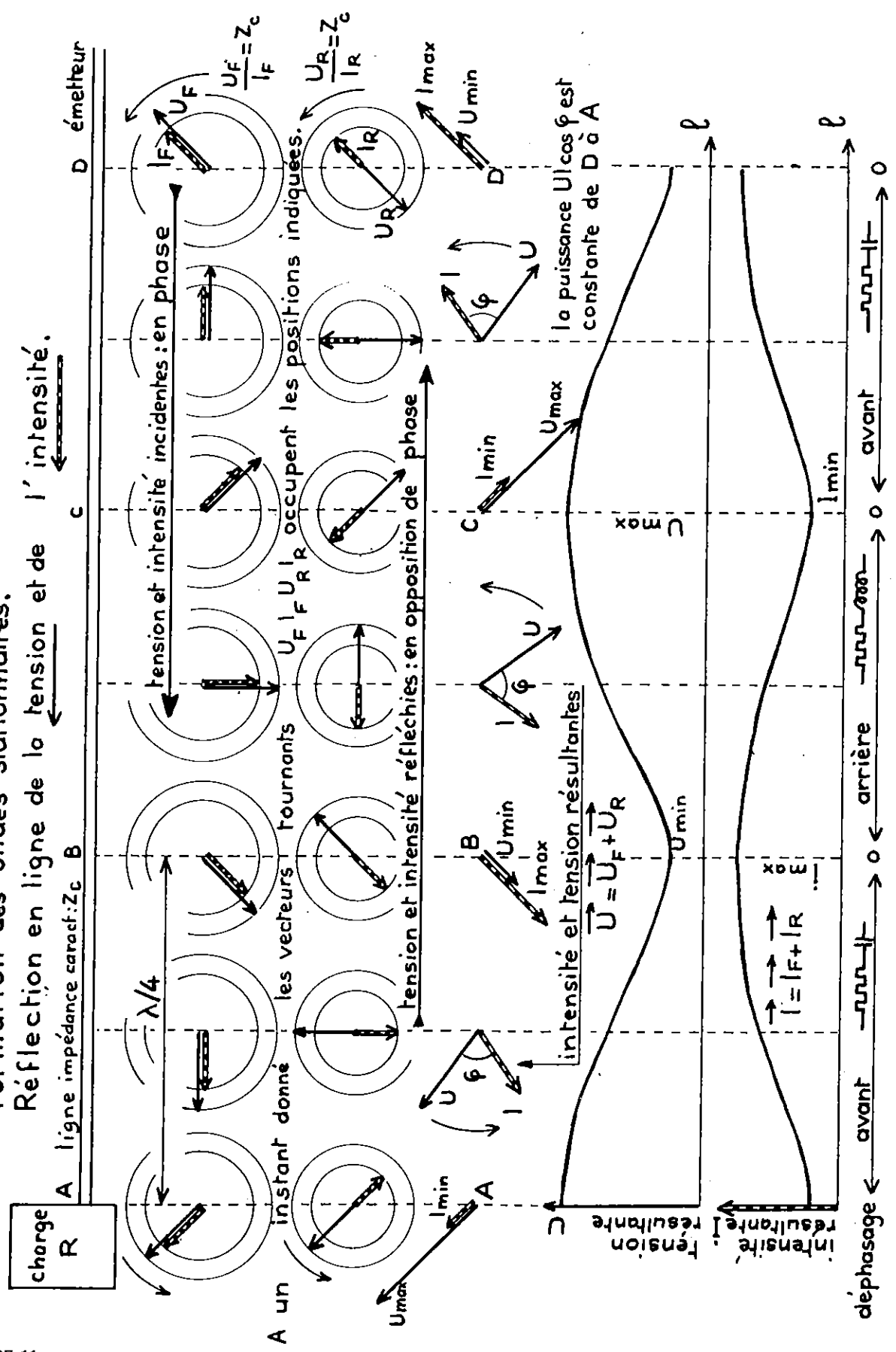


FIGURE 11.

successifs indique la variation de ROS entre l'entrée E et l'arrivée A de la ligne pour 1 db de pertes en ligne (pertes pour une ligne supposée bien adaptée).

- Reportons sur cette échelle, en R, le rayon 2,8 du cercle de ROS à l'entrée E de la ligne.

- Les pertes en ligne valant 1 db, nous nous déplaçons, toujours sur cette échelle, dans le sens « vers la charge » d'un échelon de 1 db et aboutissons en S. En ce point aboutit le rayon du nouveau cercle de ROS valant 42 comme précédemment.

Cette échelle « pertes par échelons de 1 db » incorporée au diagramme de Smith nous dispense d'utiliser les courbes de ROS données à la figure 9 de l'article concernant les pertes en ligne, mais la précision est moindre.

Pour un ROS inférieur à 2, les graduations par échelons de 1 db de pertes sont très resserrées ; le ROS est très peu influencé par les pertes en ligne que nous pouvons négliger. Il n'en est pas de même avec les lignes ouvertes ou en court-circuit ayant un ROS infini à l'extrémité A. Sauf si la ligne est très courte, les pertes doivent être prises en considération comme il vient d'être dit.

11. REFLEXIONS DE LA TENSION ET DE L'INTENSITE

Dans une ligne de transmission, l'existence d'ondes stationnaires a pour cause la désadaptation de l'antenne. Pour expliquer la formation de ces ondes stationnaires, on imagine comme le montre la figure 11, qu'une fraction de la tension et de l'intensité incidentes est réfléchiée par la charge désadaptée et repart vers l'émetteur. Sans entrer dans les détails, signalons que les tensions et intensités incidentes U_F I_F ainsi que les tensions et intensités réfléchies U_R I_R sont supposées être conduites par une ligne bien adaptée de sorte que :

U_F et I_F sont constantes et en phase U_R et I_R sont constantes mais de phase opposée. Dans les deux cas, le rapport tension/intensité est égal à l'impédance caractéristique de la ligne

$$\frac{U_F}{I_F} = \frac{U_R}{I_R} = Z_c$$

On considère que la tension U et l'intensité I que l'on peut mesurer en un point quelconque de la ligne (tension et intensité bien réelles) sont les résultantes des tensions et intensités incidentes et réfléchies apparaissant en ce point soit :

$$\begin{aligned} \vec{U} &= \vec{U}_F + \vec{U}_R \\ \vec{I} &= \vec{I}_F + \vec{I}_R \end{aligned}$$

Les valeurs de U et I varient entre un maximum (ventre) et un minimum (nœud). Le déphasage φ entre U et I est également variable. Par contre le produit $UI \cos \varphi$ reste constant : c'est la puissance P_E fournie par l'émetteur et rayonnée par l'antenne (en supposant la ligne sans pertes).

La détermination des tensions et intensités composantes U_F I_F U_R I_R se fait sans difficultés au moyen des relations que nous rappelons :

$U_F I_F - U_R I_R = P_E =$ puissance effectivement fournie par l'émetteur.

$$\frac{U_F}{I_F} = \frac{U_R}{I_R} = Z_c$$

$$\frac{U_R}{U_F} = \frac{I_R}{I_F} = k = \frac{ROS - 1}{ROS + 1}$$

$$\frac{U_R I_R}{U_F I_F} = k^2$$

le produit $U_F I_F$ est désigné par « puissance directe ».

le produit $U_R I_R$ est désigné par « puissance réfléchiée ».

Une donnée nous manque : c'est l'angle formé par les vecteurs U_F et U_R : cet angle φ est appelé angle de réflexion est donné par le diagramme de Smith, sur les deux échelles circulaires graduées de 0 à 180°.

Prenons un exemple. Le diagramme de la figure 12 caractérise une ligne d'impédance caractéristique $Z_c = 200$ ohms et de ROS valant 3,9. Sur cette ligne nous avons situé deux points M et N dont les impédances respectives valent :

en M $Z_1 = 60 + j80 = 100$ ohms

$Z_2 = 100 - j180 = 206$ ohms

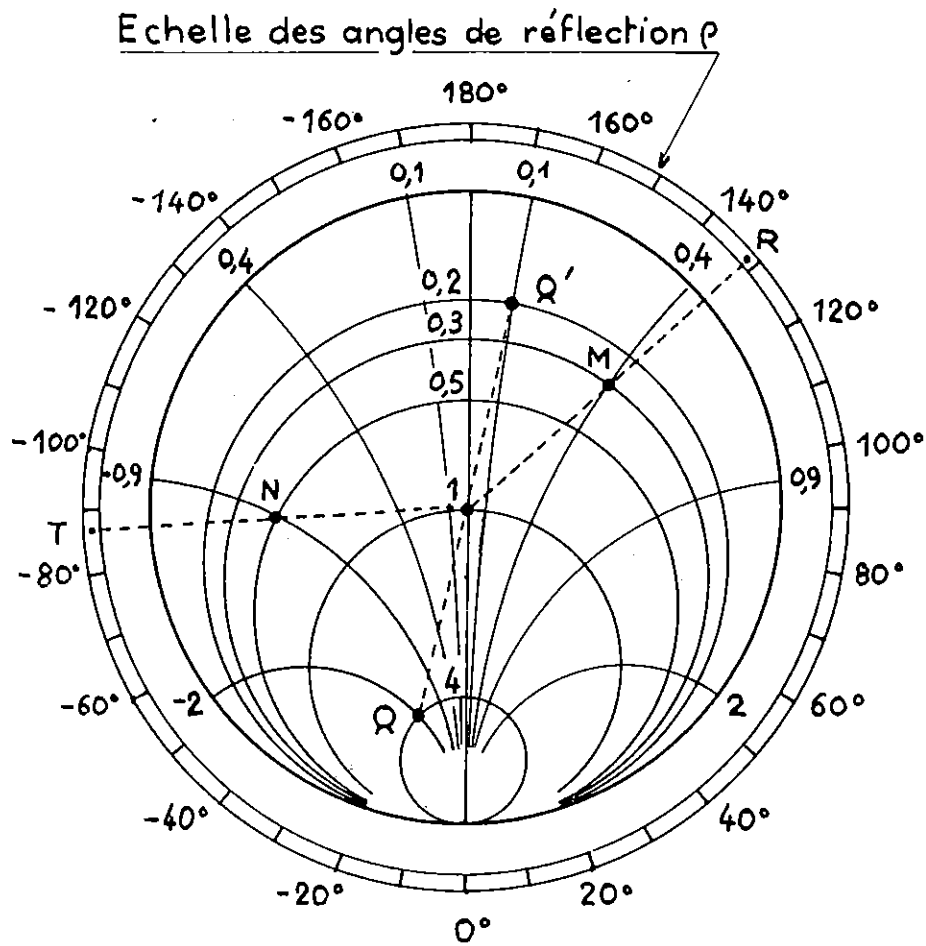
Le rayon passant par M aboutit en R à la graduation 133 degrés sur l'échelle des angles de réflexion. De même le rayon passant par N coupe cette même échelle en T au repère - 88 degrés. Ces angles sont formés par les deux vecteurs tension U_F et U_R aux points M et N considérés. Un angle négatif signifie que U_F est déphasé en avant de U_R . Nous obtenons les dispositions de la figure 13. Il est facile de vérifier que, compte tenu du déphasage de U et de I, l'impédance existant au point M est inductive ; cette impédance est capacitive en N.

Le fait d'imaginer que U et I résultent d'un double flux de tensions et d'intensités n'implique pas que U_F et I_F soient fournies par l'émetteur. Si ce dernier est raccordé à la ligne en M ou en N, il débitera comme indiqué sur la figure 13 l'intensité I et la tension U déphasées de φ et rien d'autre (à condition que l'accord de l'émetteur soit réalisé).

Cela revient à dire que la puissance « imaginaire » $U_F I_F$ appelée puissance directe n'est pas fournie par l'émetteur.

12. L'ADMITTANCE Y

On a pris l'habitude, lorsqu'ils sont parcourus par du courant alternatif, de représenter les circuits par la mise en série d'une résistance et d'une réactance. C'est le cas du circuit électrique équivalent à une antenne, à une ligne de transmission avec ROS (figures 1 et 3 page 572 R-REF 1981). Ni résistance, ni inductance ou capacité n'apparaissent réellement et seule l'impédance $Z = R + jX$, qui indique combien le circuit s'oppose au passage du courant, est à considérer. Dans un tel circuit série, la puissance active mise en jeu vaut : $P = RI^2$.



Echelle : 200Ω ou $1/200 S$

FIGURE 12

$$\vec{U} = \vec{U}_F + \vec{U}_R \qquad \vec{I} = \vec{I}_F + \vec{I}_R$$

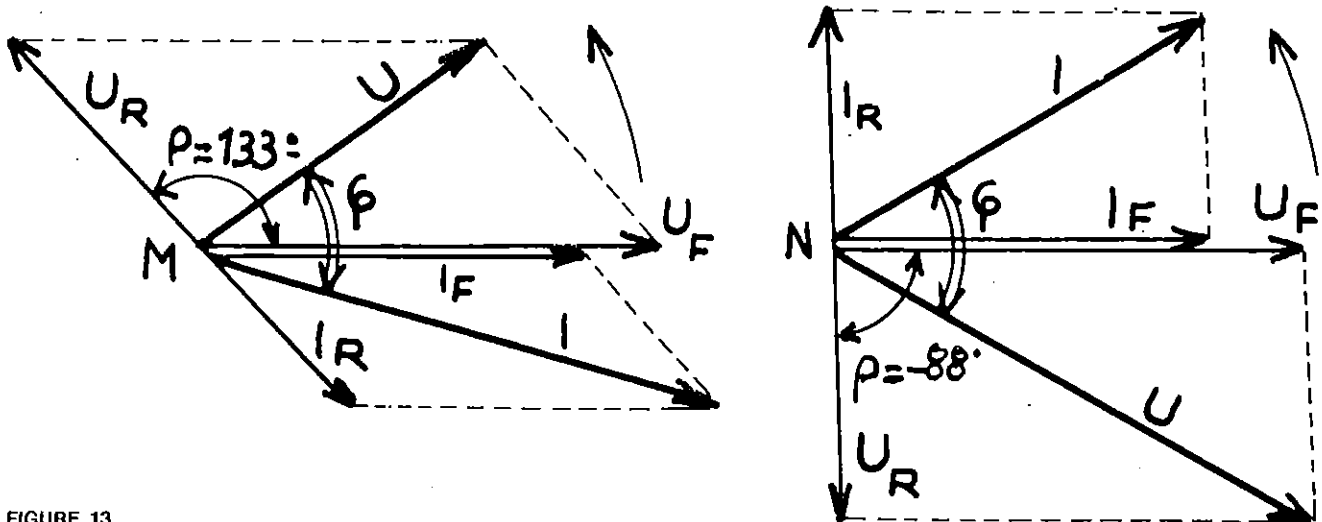


FIGURE 13

Il n'y a aucune raison d'ailleurs d'utiliser exclusivement le circuit série. On pourrait tout aussi bien remplacer dans les calculs une antenne par son circuit équivalent parallèle. La puissance active développée vaudrait alors :

$$P = \frac{U^2}{R}$$

que l'on écrira, lorsqu'on connaîtra la signification de G : $P = GU^2$.

Caractéristiques d'un circuit parallèle

Reportons nous à la figure « 14 a ». Dans ce type de montage, plus nous montons de résistances en parallèle, plus l'intensité est grande ; c'est l'inverse dans un montage série. Aussi nous définirons les éléments du circuit parallèle (résistance, inductance, capacité) par leur aptitude à laisser passer le courant. Cette aptitude qui a pour expression :

$\frac{I}{U}$ s'appelle :

- la conductance G qui est l'inverse de la résistance R.

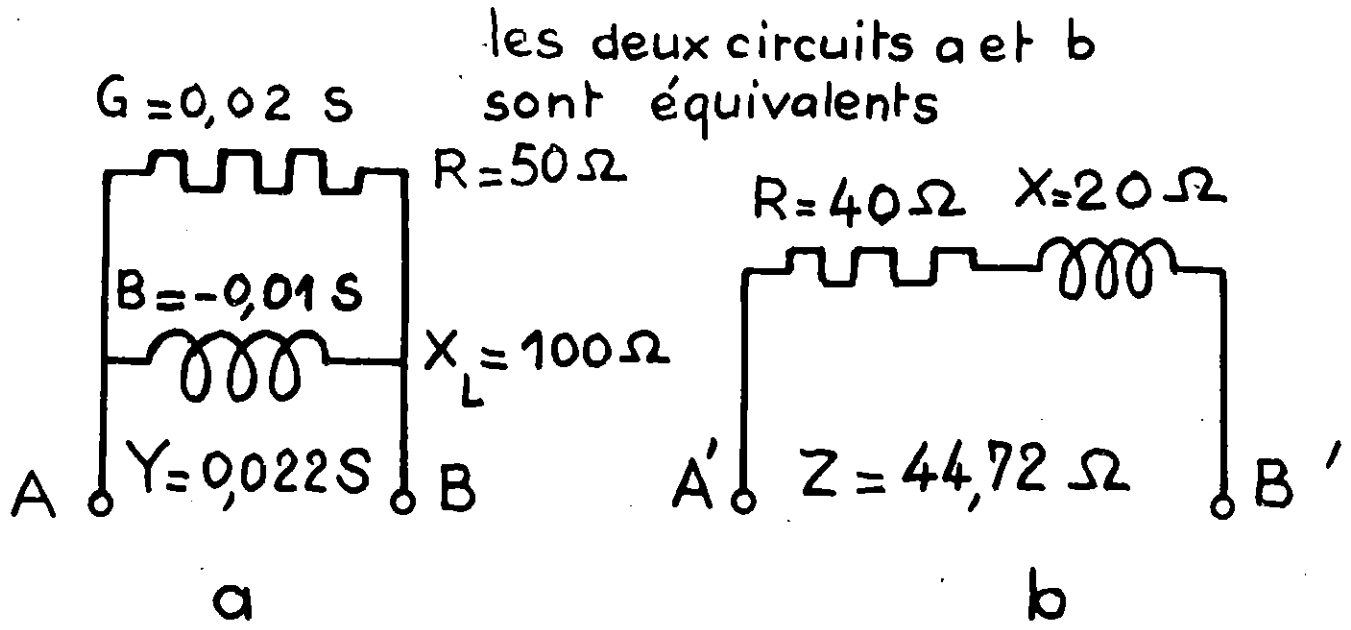


FIGURE 14

$$G = \frac{1}{R}$$

- la susceptance B qui est l'inverse de la réactance X

$$B = \frac{1}{X}$$

Notons que la susceptance d'un condensateur est positive, et celle d'une bobine négative.

- l'admittance Y qui est l'inverse de l'impédance Z

$$Y = \frac{1}{Z}$$

Toutes ces grandeurs s'expriment en siemens S. Vous trouverez parfois une autre unité équivalente : le mho qui est l'inverse de l'ohm. Supposons que la figure « 14 a » représente le circuit parallèle équivalent à une antenne. Nous dirons que : « l'antenne est caractérisée par son admittance Y consistant en une conductance G de 0,02 siemens mise en parallèle avec une susceptance B de -0,01 siemens et nous écrirons :

$$Y = G - jB = 0,02 - j0,01 \text{ siemens}$$

Pour être plus clair, la résistance vaut

$$R = \frac{1}{G} = \frac{1}{0,02} = 50 \text{ ohms}$$

et la réactance inductive

$$X_L = \frac{1}{B} = \frac{1}{0,01} = 100 \text{ ohms}$$

L'admittance se calcule par la relation $Y = \sqrt{G^2 + B^2} = \sqrt{0,02^2 + 0,01^2} = 0,022 \text{ S}$

L'impédance correspondante vaut :

$$Z = \frac{1}{Y} = \frac{1}{0,022} = 44,72 \text{ ohms}$$

L'utilisation de ces nouvelles grandeurs simplifie les calculs lorsque les circuits sont formés d'éléments montés en parallèle. On ajoute séparément les conductances et les susceptances pour obtenir celles de l'ensemble, tout comme on ajoute séparément les résistances et les réactances qui sont montées en série.

Le diagramme de Smith se prête aussi bien à la représentation des impédances que des admittances. Dans ce cas, l'échelle est l'inverse de celle utilisée pour les impédances. Les cercles des résistances deviennent cercles des conductances et les cercles des réactances représentent les susceptances mais il y a inversion des zones inductances et capacités. Le diagramme permet aussi de trouver l'admittance d'un circuit lorsqu'on connaît son impédance et inversement. En d'autres termes, à tout circuit série on fait correspondre un circuit parallèle équivalent.

Adaptation d'impédance par stub

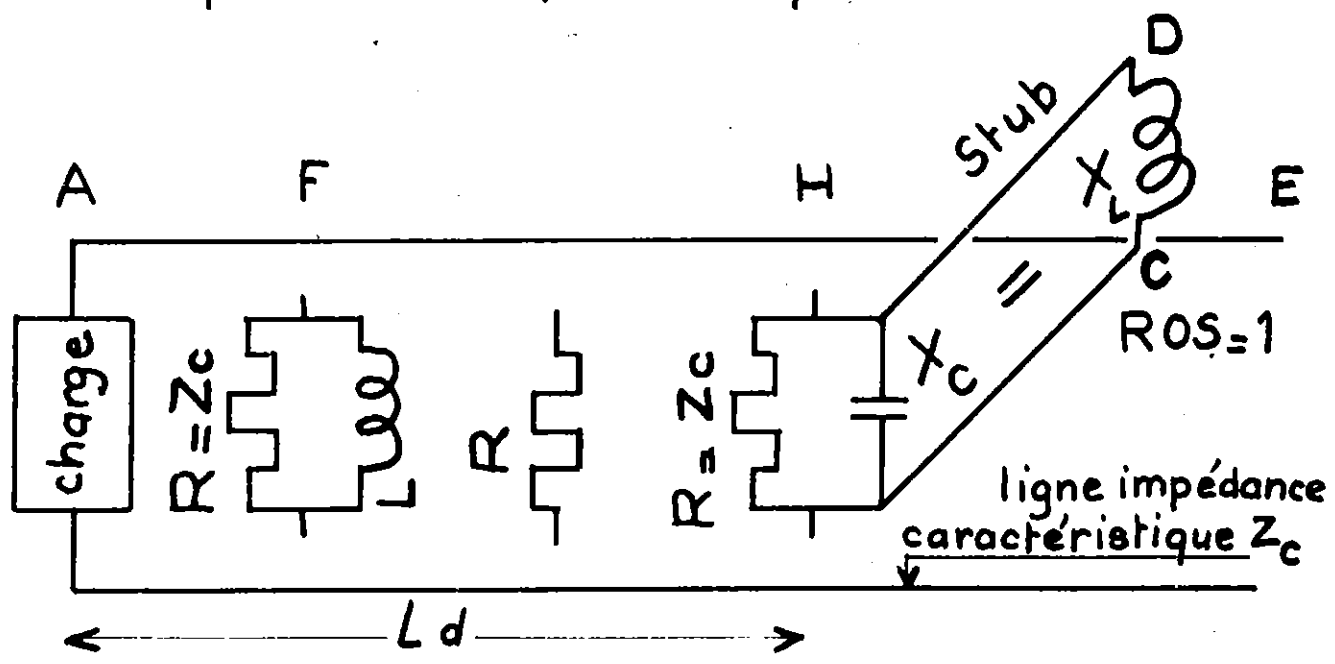


FIGURE 15

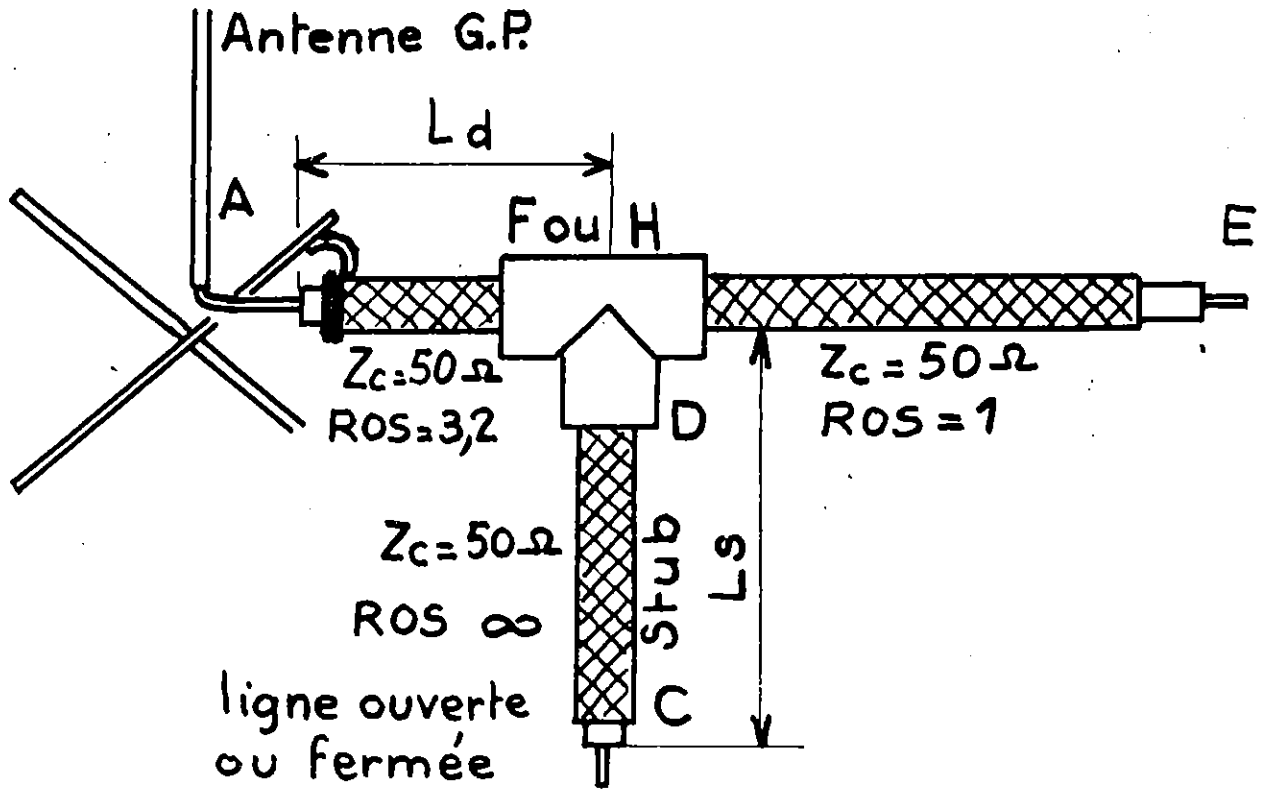


FIGURE 16

Exemple. Le circuit équivalent à une antenne consiste en une résistance de 50Ω et une réactance inductive de 100Ω mises en parallèle (figure 14a). Nous venons de voir que l'équation du circuit était :

$$Y = 0,02 - j0,01 \text{ siemens}$$

On désire trouver le circuit série équivalent. Nous nous reportons à l'abaque de Smith de la figure 12. L'échelle de 200Ω pour les impédances devient $1/200$ siemens pour les admittances. A cette échelle, l'admittance s'écrit :

$$Y (\text{échelle}) = 200 (0,02 - j0,01) = 4 - j2$$

Le point figuratif est Q. L'impédance du circuit équivalent est matérialisée par le point Q' symétrique de Q par rapport à l'origine 1 du diagramme.

Les coordonnées de Q' sont :

0,2 : cercle des résistances

0,1 : cercle des réactances.

Cette impédance a pour expression à l'échelle 200 ohms :

$$Z_{\text{échelle}} = 0,2 + j0,1 \text{ soit réellement :}$$

$$Z = 200 (0,2 + j0,1) = 40 + j20 \text{ ohms.}$$

Elle est matérialisée par la mise en série d'une résistance de 40 ohms et d'une réactance inductive de 20 ohms, représentées par la figure 14b.

13. ADAPTATION D'IMPEDANCE PAR STUBE. PRINCIPE

Nous savons qu'en tout point d'une ligne désadaptée, l'impédance peut être matérialisée par une résistance et une réactance mises en série (figure 3 page 574). Il est parfois préférable de symboliser cette impédance par le montage en parallèle d'une résistance et d'une réactance et nous avons la représentation de la figure 15. En certains points de la ligne (ventres et nœuds) l'impédance se réduit à une résistance. Avec un ROS de 2 dans un câble d'impédance 50 ohms, les valeurs extrêmes de cette résistance sont 25 et 100 ohms. Il y a nécessairement des endroits F, H, par exemple où la résistance mise en parallèle sur la réactance a une valeur égale à Z_c impédance caractéristique de la ligne. En ces points, si nous **annulons** cette réactance par une autre réactance CD égale et de signe contraire, l'impédance se réduit à une **résistance pure** de 50 ohms. Pour un câble coaxial de 50 ohms raccordé en ce point, cette résistance fait office de charge, réalisant ainsi une **adaptation parfaite**. Une portion de ligne **ouverte** ou en **court-circuit**, appelée stub, se comportant comme une inductance ou une capacité, constitue la réactance CD. Les longueurs L_d et L_s de la figure 16 sont déterminées par un abaque de Smith. La portion AF soumise à un ROS élevé sera la plus courte possible.

Exemple de calcul (figures 16 et 17)

Une antenne verticale devant travailler à la fréquence de 29 MHz présente à sa base une impédance, mesurée avec un pont, valant $16 + j10$ ohms. La ligne

qui alimente l'antenne est un coaxial de 50 ohms, que l'on désire « matcher » avec un adaptateur représenté sur la figure 16. Le stub est constitué par un tronçon de coaxial de 50 ohms.

L'échelle est 50Ω pour les impédances et, par conséquent, $1/50$ siemens pour les admittances. L'impédance de la charge est figurée par le point A tel que :

$$Z(\text{échelle}) = \frac{16}{50} + j \frac{10}{50} = 0,32 + j0,20 \text{ ohms.}$$

Traçons le cercle de ROS passant par A : le ROS vaut 3,2 dans la partie AF.

- Calcul de la longueur L_d .

Les impédances étant matérialisées par des circuits parallèles, il est nécessaire de faire intervenir les **admittances**.

Le point A', symétrique de A, représente l'admittance de l'antenne. L'intersection F' du cercle de ROS avec le cercle de conductance $G = 1$ donne l'admittance du point F cherché. La distance $AF = L_d$ est représentée par l'arc \overline{MN} sur l'échelle des longueurs d'onde « vers l'émetteur » soit : $0,33 - 0,284 = 0,046\lambda$.

La longueur exprimée en mètres vaut :

$$L_d = \frac{0,046 \times 300 \times 0,66}{29} = 0,31 \text{ m}$$

Le point H' deuxième point d'intersection conviendrait aussi, avec l'inconvénient d'une longueur L_d trop grande.

Longueur du stub

Sur la ligne AE, l'admittance en F est repérée par le point F' et vaut :

$$Y \text{ échelle} = 1 - j1,25$$

En ce point la susceptance est **inductive** et vaut $-1,25$ siemens (à l'échelle). Pour l'annuler le stub aura (à l'échelle du diagramme) une susceptance **capacitive** de 1,25 siemens. L'admittance de l'extrémité D du stub vaut :

$$Y_{\text{échelle}} = 0 + j1,25 : \text{ le point D' est le point figuratif.}$$

Si nous utilisons comme stub une ligne ouverte à une extrémité, la susceptance de cette extrémité est le point C' situé à la partie supérieure du diagramme. La longueur L_s est matérialisée par l'arc \overline{RQ} valant $0,142\lambda$ soit

$$L_s = \frac{0,142 \times 300 \times 0,66}{29} = 0,97 \text{ mètre}$$

La susceptance du stub vaut en réalité

$$\frac{1,25}{50} = 0,025S$$

soit une réactance de

$$\frac{1}{0,025} = 40 \text{ ohms}$$

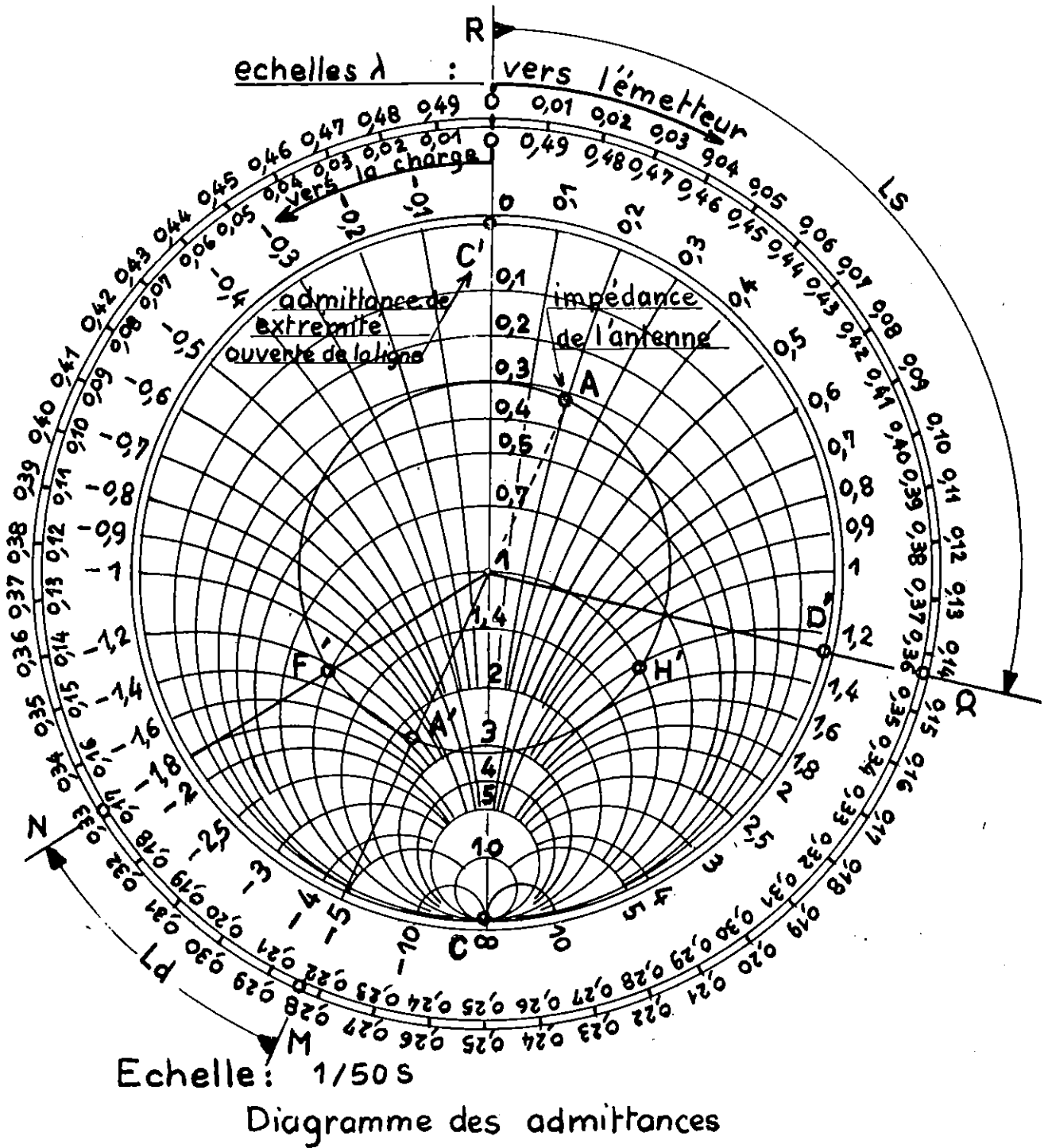


FIGURE 17

Pour obtenir cette réactance, la ligne ouverte, de longueur inférieure a été choisie, de préférence à la ligne en court-circuit.

14. COMMENTAIRES

L'emploi du diagramme de Smith ne doit pas être réservé aux seuls ingénieurs et spécialistes. Je pense avoir résumé les connaissances strictement indispensables pour l'utiliser correctement. Peut-être avez-vous maintenant des idées plus précises sur ce qui se passe dans une ligne de transmission ? On peut se procurer des abaques de Smith ayant la référence 315 ou 341 à :
Compagnie française des diagrammes
24 boulevard d'Inckermann. 92 Neuilly

F6ELM - MAURICE LIMES. 7 CITE DES COMBES. 19300 EGLETONS.

Pour terminer, voici un conseil. Si vous voulez faire des mesures sur votre propre installation, il est nécessaire de connaître la longueur précise du câble coaxial. N'oubliez pas de mesurer ce dernier lorsque vous installerez une antenne.

Merci à F6FON pour l'aide appréciable qu'il a bien voulu m'apporter.

BIBLIOGRAPHIE

Antenna Book ARRL
Ham Radio mars 1978.

De l'émetteur à l'antenne...

Mesures de puissance

Pertes en ligne

Par F6ELM

Une des préoccupations d'un radio-amateur est de faire rayonner à son antenne le maximum d'énergie fournie par l'émetteur et transportée le plus souvent par un câble coaxial.

La puissance rayonnée par l'antenne est égale à la puissance fournie par l'émetteur moins les pertes, en précisant bien que les pertes sont une **puissance dissipée en chaleur**.

Notre propos qui s'adresse particulièrement à des débutants, est d'expliquer comment on mesure une puissance en haute fréquence et comment on évalue les pertes dans une ligne coaxiale. Nous commencerons par rappeler le double problème d'adaptation de l'antenne à la ligne, puis de l'émetteur à la ligne ainsi chargée.

ADAPTATION ANTENNE-LIGNE RAPPORT D'ONDES STATIONNAIRES.

L'antenne transforme l'énergie haute fréquence en énergie rayonnée : c'est un récepteur qui possède une force contre-électromotrice. A une fréquence donnée, l'antenne est caractérisée par son impédance Z_A consistant en une résistance R_A mise en série avec une réactance X_A . Cette dernière s'annule à la fréquence de résonance pour laquelle est taillée l'antenne (figure 1).

Dans ce cas l'impédance Z_A se réduit à la résistance R_A qui est due à la « résistance de rayonnement » et à la résistance des fils de l'aérien. Une telle impédance Z_A remplacera l'antenne en ayant le même comportement qu'elle. La seule différence est que l'énergie HF au lieu d'être rayonnée par l'antenne sera transformée en chaleur par la partie résistante de l'impédance. C'est ce qui se passe lorsqu'on utilise une antenne fictive.

Pour qu'il y ait parfaite adaptation entre ligne et antenne, l'impédance Z_A de cette dernière doit satisfaire à deux conditions :

- être une résistance pure.
- être égale à l'impédance caractéristique Z_C de la ligne (50 ou 75 ohms pour un coaxial).

Dans ce cas la ligne de transmission fonctionne en « ondes progressives ».

Si, par contre le câble coaxial est terminé par une charge d'impédance $Z_A \neq Z_C$ il y a désadaptation et apparition d'ondes stationnaires. Le rapport d'ondes stationnaires (ROS ou TOS) est, par convention un

nombre supérieur ou égal à 1. Nous allons approfondir ceci au moyen de deux exemples. Nous admettons que la ligne de transmission est un câble coaxial de 50 ohms d'impédance caractéristique, **sans pertes**. La puissance **délivrée** par l'émetteur est donc **intégralement transmise à l'antenne ou à la charge**. Supposons aussi que l'émetteur n'engendre aucun harmonique. Dans une deuxième étape, nous étudierons le cas du coaxial réel, avec pertes.

L'émetteur fournit à la fréquence de 14 MHz une puissance de 200 watts que l'on retrouve sur l'antenne. Nous mesurons tout au long de la ligne la tension U entre les deux conducteurs (ame et gaine) et l'intensité I .

1^{er} cas. Figure 2.

La charge est une résistance pure de 50 ohms. Dans ce cas l'adaptation est parfaite : le ROS vaut 1. En tous les points on trouve :

$$U = 100 \text{ volts}$$

$$I = 2 \text{ ampères.}$$

L'impédance est constante en tous ces points et vaut :

$$Z = \frac{U}{I} = \frac{100}{2} = 50 \text{ ohms}$$

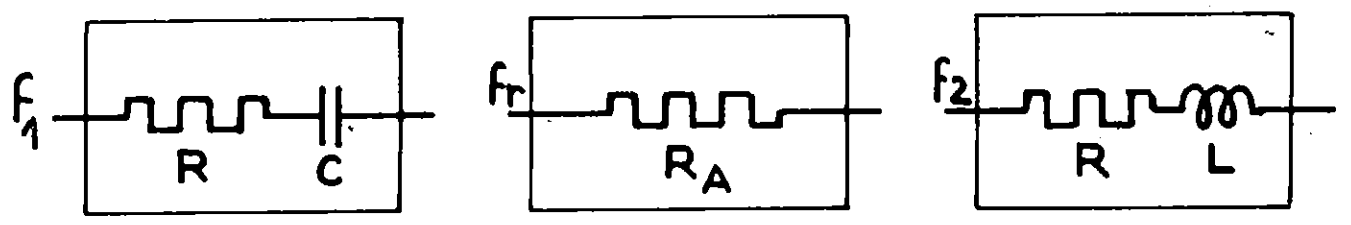
De plus l'examen à l'oscilloscope de U et I montre que ces deux grandeurs sont toujours en phase.

L'impédance Z est une **résistance pure**.

2^e cas. Figure 3.

Nous utilisons comme charge une résistance de 100 ohms. Si aucune retouche n'est faite à l'émetteur, on s'aperçoit que la charge ne dissipe plus 200 watts, mais une puissance inférieure, par exemple 150 watts. Que sont devenus les 50 watts ? La puissance de l'émetteur a diminué car ce dernier n'est plus correctement accordé pour compenser la désadaptation d'impédance. Si nous pouvons réaccorder l'étage final de l'émetteur, il sera possible de lui faire fournir les 200 watts initiaux.

Nous retrouvons ainsi, avec un ROS de 2, la **même efficacité** que nous avons avec une ligne parfaitement adaptée à la charge. Cette expérience peut être réalisée seulement avec un PA à lampes ; certains PA à transistors ne permettant pas de corriger un ROS de 2.



$f_1 < f_r$ résonance : f_r $f_2 > f_r$

Equivalence électrique d'une antenne figure 1

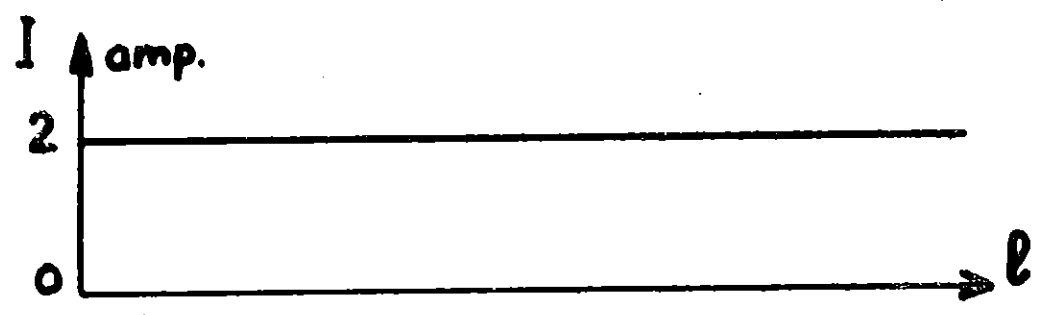
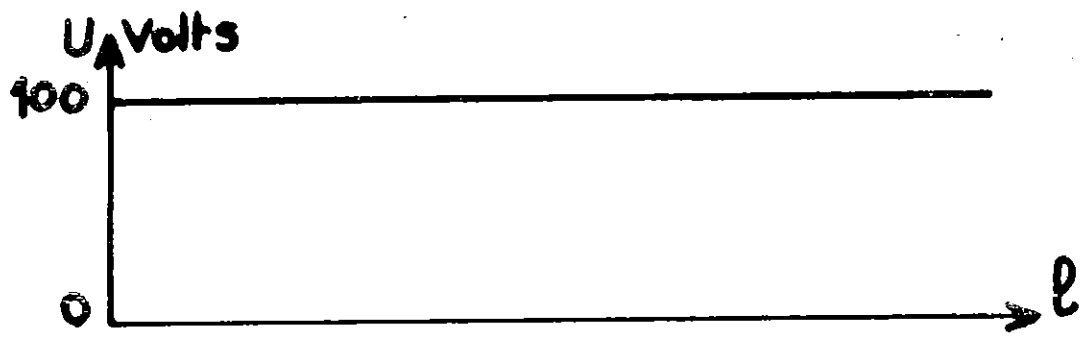
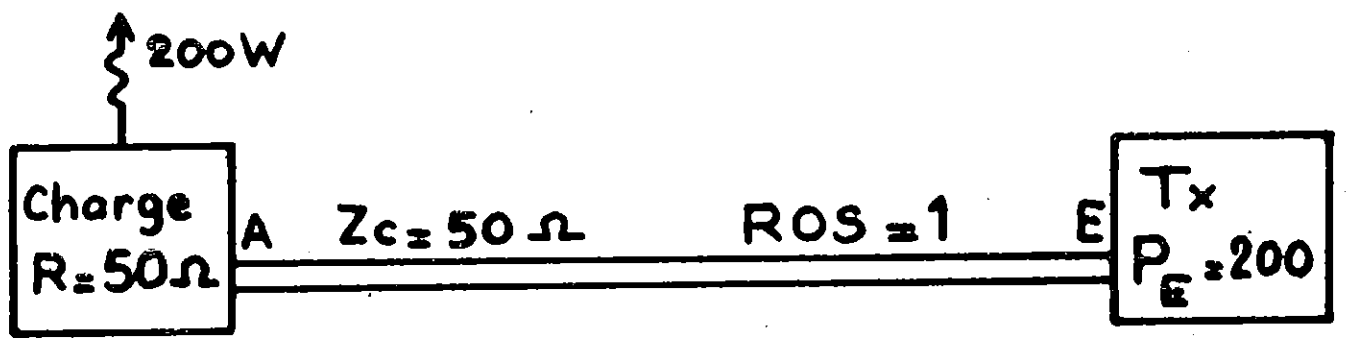


Figure 2

Mesurons U et I tout au long de la ligne. Ces valeurs varient entre (1) :

$$U_{\max} = 141 \text{ volts} \quad U_{\min} = 70,5 \text{ volts}$$

$$I_{\max} = 2,8 \text{ ampères} \quad I_{\min} = 1,4 \text{ ampères}$$

Les maximum sont les ventres et les minimum sont les nœuds. A un ventre de tension correspond un nœud d'intensité. Les deux courbes sont décalées comme le montre la figure 3. Un ventre et un nœud de tension sont séparés par une distance de 1/4 de longueur d'onde soit 3,54 m pour la fréquence de 14 MHz et un coaxial de facteur de vélocité 0,66.

On définit le ROS (et c'est la seule définition rigoureuse) comme étant le rapport entre les maxi et mini de tension ou d'intensité soit :

$$\text{ROS} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{141}{70,5} = \frac{2,8}{1,4} = 2$$

L'impédance $\frac{U}{I}$ vaut :

$$\text{en A, C, E : } \frac{141}{1,4} = 100 \text{ ohms}$$

$$\text{en B, D : } \frac{70,5}{2,8} = 25 \text{ ohms}$$

On dit que « l'impédance de la charge vue à travers la ligne » varie de 25 jusqu'à 100 ohms.

L'examen à l'oscilloscope de U et de I montre que ces grandeurs sont en phase en A B C D E. L'impédance en ces points est une résistance pure. Par contre, dans les zones AB, CD l'intensité est en avance sur la tension : l'impédance est à composante capacitive. Au contraire, entre les points B C et entre D et E c'est la tension qui est déphasée en avant de l'intensité de sorte que, dans ces zones, l'impédance a une composante inductive. Le long du coaxial, l'impédance « interne » varie entre 25 et 100 ohms ; il existe sûrement des endroits où cette valeur atteint 50 ohms mais cette impédance est inductive ou capacitive et non une résistance pure. Ces constatations correspondent au cas étudié où $R > Z_c$. Dans le cas où la résistance de charge est inférieure à l'impédance caractéristique du câble coaxial les zones inductives et capacitives sont inversées.

Ainsi, tout point de la ligne est caractérisé par une impédance Z égale au quotient de la tension U par l'intensité I mesurées en ce point. Cette impédance est fonction :

- des caractéristiques de l'antenne
- de l'impédance caractéristique Z_c de la ligne
- de la distance du point à l'antenne
- de la fréquence de travail.

Cette impédance est formée d'une résistance R et d'une réactance X mises en série comme le schématise la figure 3. Voir aussi la note (2).

La détermination précise des valeurs de R et X se fait, sans calculs, en utilisant une méthode graphique : le diagramme de Smith ; nous aurons l'occasion d'en reparler. En outre la mesure directe de R et X est immédiate en utilisant un pont d'impédances (3).

Une erreur que l'on ne doit pas commettre consiste à croire que le ROS varie périodiquement le long du coaxial. En réalité, si la ligne n'a pas de pertes, le ROS est constant d'un bout à l'autre (il est facile de le vérifier en branchant un réflectomètre en différents points). Par contre, comme il vient d'être dit, c'est l'impédance présentée par la ligne qui varie et nous allons voir, maintenant, l'influence de cette impédance sur la possibilité d'accord de l'émetteur.

ADAPTATION EMETTEUR-LIGNE

L'émetteur doit se plier aux exigences de la ligne et non l'inverse. Supposons que l'on raccorde l'émetteur à la ligne coaxiale de la figure 3 en un point situé entre D et E ; en ce point l'impédance est inductive et vaut par exemple :

$Z = 72 \text{ ohms}$ (avec $R = 62,5 \text{ ohms}$ et $X_L = 36 \text{ ohms}$). Cette impédance engendre un déphasage φ valant 30 degrés. Pour fournir la puissance de 200 watts, le PA débitera une intensité I sous une tension U, données par les relations faisant intervenir la puissance et l'impédance :

$$P = UI \cos \varphi \quad Z = \frac{U}{I}$$

$$UI \cos \varphi = 200 \text{ W} \quad \frac{U}{I} = 72 \Omega$$

C'est à dire : $U = 129 \text{ volts}$; $I = 1,8 \text{ ampères}$.

Pour fournir cette même puissance de 200 watts, l'émetteur raccordé en C, devra débiter :

$$U = 141 \text{ volts} ; I = 1,4 \text{ ampères.}$$

Pour l'émetteur raccordé en D, ces valeurs deviennent :

$$U = 70,5 \text{ volts} ; I = 2,8 \text{ ampères.}$$

Dans une ligne présentant du ROS, pour une même puissance produite, la tension et l'intensité fournies par l'émetteur dépendent de l'endroit où il est branché : il faut que l'émetteur s'adapte à la ligne. Dans une certaine mesure, le circuit en pi d'accord du PA permet cette adaptation. Les émetteurs sont prévus pour être chargés par une résistance pure de 50 ohms, mais, comme il vient d'être dit, on peut s'écarter plus ou moins de cette donnée :

de 40 à 150 ohms pour les PA à tubes.

de 40 à 80 ohms pour les PA à transistors.

Si ces valeurs ne sont pas respectées, on ne peut pas accorder l'étage final et la puissance, au lieu d'être en totalité transmise à la ligne, se dissipe en partie dans les tubes ou les transistors de sortie, ce qui provoque un échauffement pouvant aller jusqu'à la mise hors service.

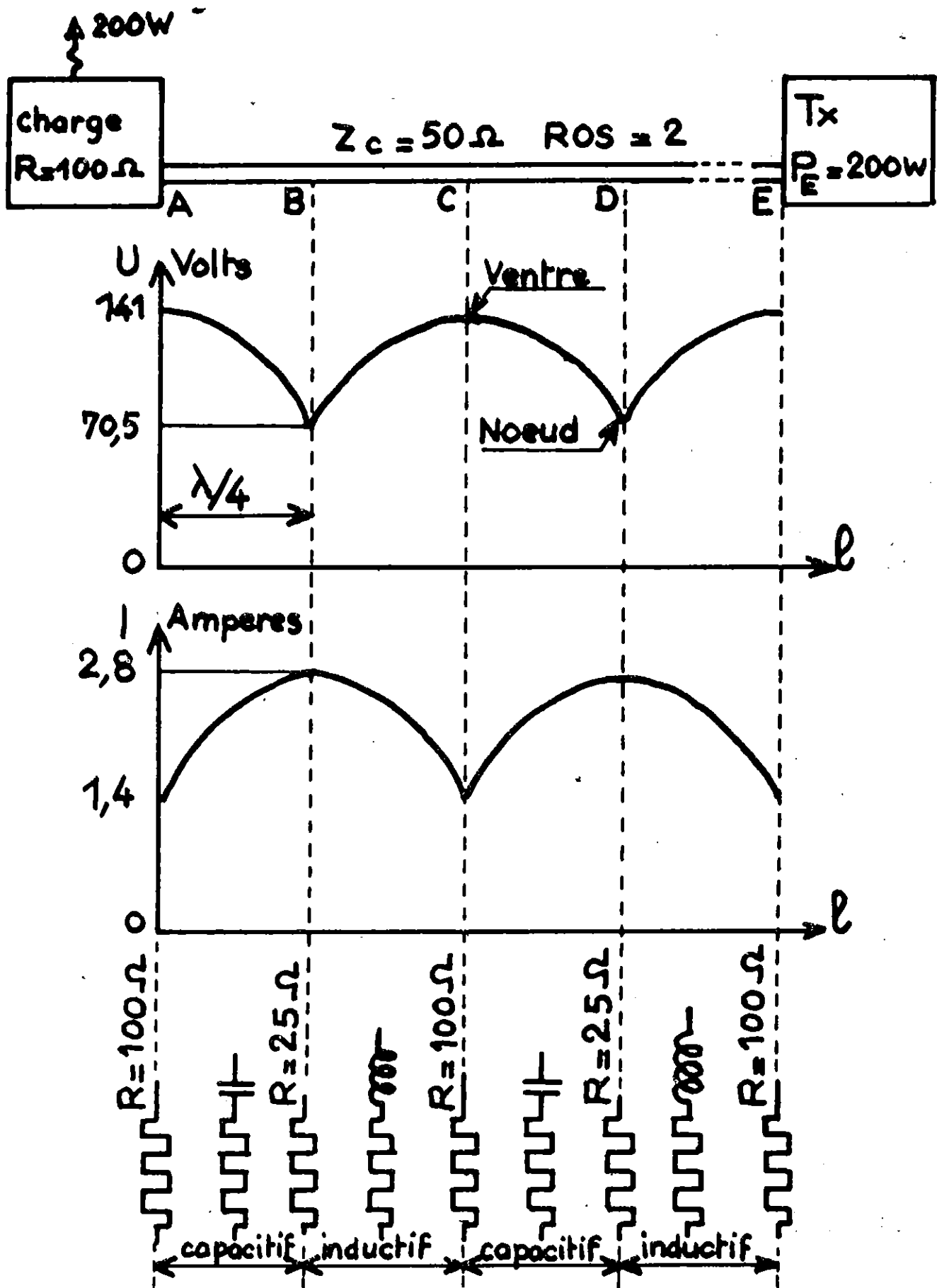


Figure 3

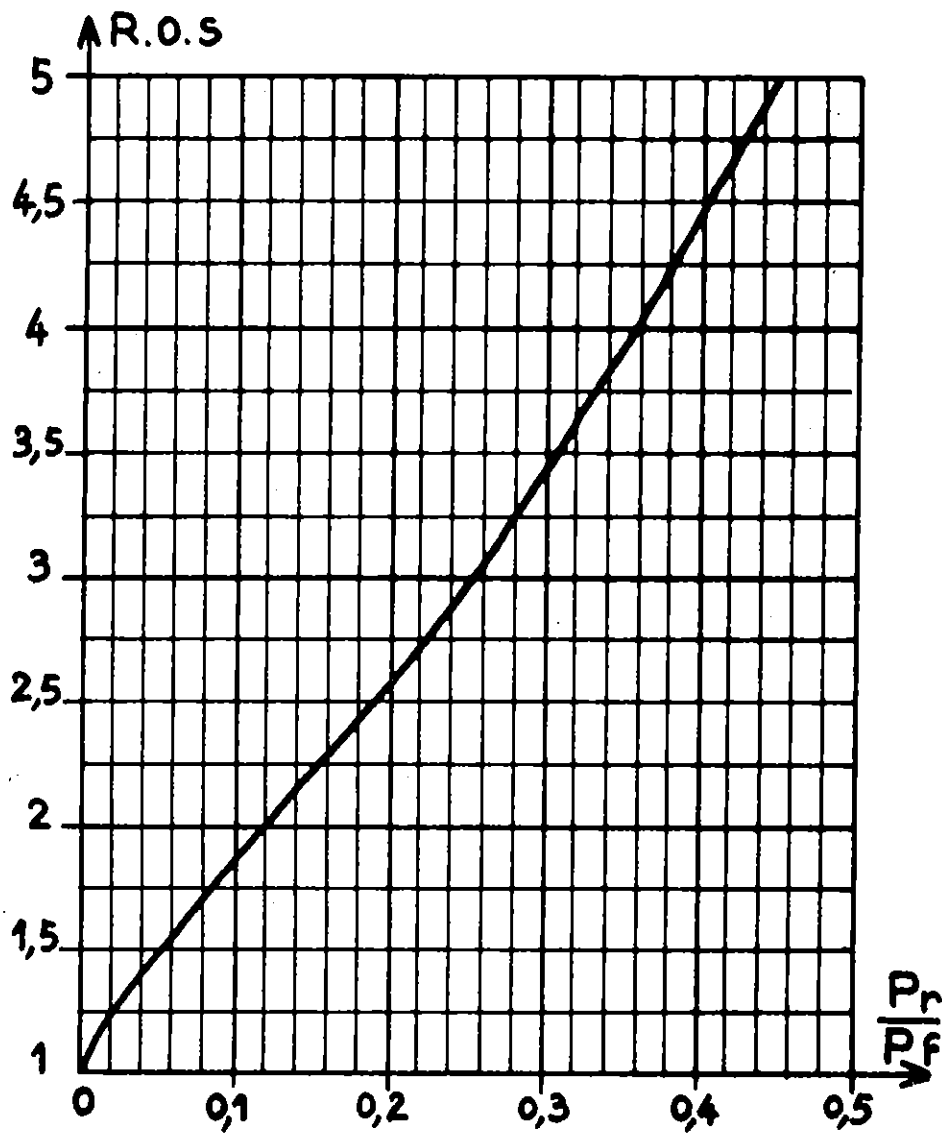
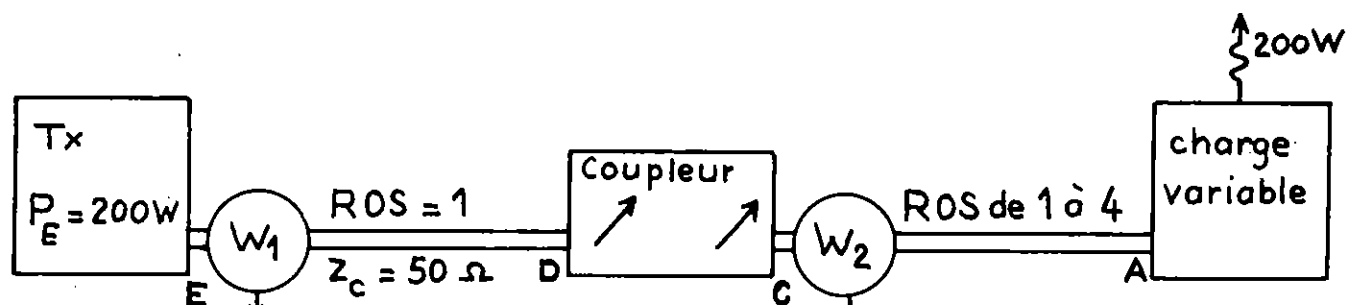


Figure 4



ROS	P _F	P _R
1	200	0
1	200	0
1	200	0
1	200	0

ROS	P _F	P _R
1	200	0
2	227	27
3	266	66
4	312	112

Figure 5

L'émetteur de la figure 2 qui alimente une ligne à ondes progressives (ROS = 1) fonctionne dans les conditions optimum et quel que soit l'endroit de la ligne où on le branche (donc quelle que soit la longueur du câble coaxial) puisqu'en tous les points l'impédance est une résistance pure de 50 ohms. Il n'en est pas de même avec l'installation de la figure 3 : l'impédance le long de la ligne varie entre 25 et 100 ohms. Si l'émetteur est placé en C ou en E on pourra sans doute l'accorder. Par contre en B, D, points où l'impédance atteint 25 ohms, à cause de cette très faible impédance, il sera impossible de charger correctement l'émetteur. Vous connaissez la solution pour l'avoir souvent entendue sur l'air : il faut allonger le coaxial de manière à tomber « au bon endroit ». Malheureusement antenne et émetteur ne travaillent pas sur une seule fréquence ni sur une seule bande ; il arrive que l'adaptation, correcte pour une bande ne le soit pas pour une autre. Il reste alors la possibilité d'utiliser une boîte d'accord d'antenne dite « transmatch ». Celle que j'utilise permet d'adapter sur la sortie 50 Ω d'un émetteur, toute impédance comprise entre 10 et 300 ohms, qu'elle soit inductive ou capacitive.

MESURES DE PUISSANCE ET DE ROS

Rappelons que la puissance pouvant être transformée en une autre forme de puissance vaut : $P = UI \cos \varphi$ (formule générale bien connue).

Pour mesurer cette puissance on utilise un wattmètre dont l'équipage est du type électrodynamique. Malheureusement cet appareil ne peut être employé en haute fréquence. Les radio-amateurs utilisent un « wattmètre-réfectomètre » qui est simple et bon marché et, en plus de cela, nous donne non pas une mais DEUX puissances prénommées :

- puissance directe (forward) : P_F
- puissance réfléchie (reflected) : P_R

Par contre, la puissance P_E , effectivement fournie par l'émetteur, et qui est la seule à nous intéresser, n'est pas donnée par l'appareil ; nous l'obtiendrons à partir des deux autres indications. Parfois, l'appareil comporte une échelle graduée en ROS. On peut déterminer ce dernier au moyen de l'abaque de la figure 4, connaissant le rapport

$$\frac{P_R}{P_F}$$

$$P_F$$

Pour nous familiariser et utiliser à bon escient les indications de ce soit - disant wattmètre, nous réalisons le montage de la figure 5. La puissance fournie par l'émetteur est maintenue constante et vaut 200 watts. L'impédance de la charge varie mais, au moyen du coupleur d'antenne, nous maintenons un ROS égal à 1 à la sortie de l'émetteur qui est chargé par une impédance constante égale à $R = 50$ ohms. Dans la ligne A C, le ROS est fonction uniquement de l'impédance de la charge ; l'action du coupleur se manifeste seulement dans la partie DE. Les indications

des deux wattmètres W_1 et W_2 placés de part et d'autre du coupleur sont relevées et inscrites dans les tableaux de la figure. Lors de l'essai n° 3, les deux appareils indiquent :

- wattmètre n° 1 $P_F = 200$ watts
- wattmètre n° 2 $P_F = 266$ watts

Ces résultats sont surprenants car il est difficile d'admettre que la puissance ait pu **augmenter** en s'éloignant de l'émetteur.

Nous constatons que la différence $P_F - P_R$ reste constante et égale à la puissance P_E effectivement fournie par l'émetteur.

$$P_E = P_F - P_R$$

SIGNIFICATION DES EXPRESSIONS :

« puissance directe - puissance réfléchie »

- La « puissance directe » P_F n'est pas la puissance P_E fournie par l'émetteur (puissance valant 200 watts).

Le terme puissance directe n'a **aucune signification réelle**.

- La « puissance réfléchie » P_R n'est pas (comme on l'entend souvent) :

« une puissance perdue qui se transformerait en chaleur » on ne sait pas trop ou ».

Nous pouvons considérer la puissance réfléchie comme un terme correctif, pour passer de la puissance directe P_F à la seule puissance réellement mise en jeu, c'est à dire à la puissance P_E fournie par l'émetteur. Le terme « puissance réfléchie » n'a aucune signification réelle.

Seul, le wattmètre W_1 , placé sur une ligne où le ROS vaut 1, donne des indications directement utilisables.

Nous venons de relever les indications d'un wattmètre pour différentes valeurs du ROS. Nous allons maintenant, dans une ligne chargée par une impédance constante, brancher un wattmètre en différents endroits. Cela nécessite d'avoir une ligne constituée par plusieurs tronçons. J'ai constaté qu'à 10 % près les indications de l'appareil de mesure sont les mêmes, qu'il soit placé à un ventre ou à un nœud de tension ou d'intensité. En réalité, à cause des pertes dans le câble coaxial, le ROS augmente à mesure qu'on se rapproche de l'antenne.

(A suivre)

F6ELM - MAURICE LIMES
7, CITE DES COMBES
19300 EGLÉTONS

Ecoutez F8REF
 vous en saurez
PLUS !

De l'émetteur à l'antenne... Mesures de puissance Pertes en ligne

(suite et fin)

Par F6ELM

PERTES DANS LES LIGNES DE TRANSMISSION ET DANS LES COUPLEURS

Dans ce qui précède, nous avons supposé que les pertes étaient nulles entre l'émetteur et l'antenne : les valeurs citées étaient calculées et non mesurées.

Les pertes dans un coupleur sont parfois indiquées par le constructeur. Un bon coupleur possédant des bobines sur mandrin aéré à peu de pertes (moins de 5 %). La présence d'un symétriseur à tore de ferrite incorporé au coupleur augmente les pertes. La boîte de couplage DRAKE MN 2000 provoque moins de 0,5 db de perte sur toutes les bandes.

Une ligne coaxiale produit un affaiblissement à cause des pertes qui prennent naissance :

- dans l'isolant (pertes diélectriques)
- dans les conducteurs (pertes par effet joule).

Ces pertes sont fonction de la fréquence et du type de coaxial ; elles sont fonction, bien sûr, de la longueur de la ligne et sont exprimées en décibels par mètre. L'abaque de la figure 6 permet de les calculer. La valeur trouvée suppose que la ligne travaille avec un ROS de 1.

Ces pertes ont une influence sur le ROS. A cause d'elles, les ondes stationnaires dans un câble coaxial diminuent d'amplitude à mesure qu'on s'éloigne de l'antenne. Le rapport

$$\frac{U_{max}}{U_{min}}$$

décroit de la même façon.

Le ROS est maximum au niveau de l'antenne et minimum au départ de l'émetteur.

C'est cette dernière valeur que l'on mesure en pratique. Les courbes de la figure 9 établissent la relation entre ces pertes et les deux valeurs du ROS (au départ et à l'arrivée de la ligne).

La présence d'ondes stationnaires augmente les pertes. Ces pertes additionnelles ou pertes de désadaptation s'ajoutent aux précédentes. Elles sont déterminées par l'abaque de la figure 7 en fonction du ROS égal à 1. Comme nous l'avons laissé entendre, une grossière erreur serait de confondre les pertes dues au ROS (que nous appelons pertes additionnelles) avec la puissance réfléchie P_R .

Aucun point commun n'existe entre ces deux puissances.

Bien souvent, la ligne coaxiale aboutit à un symétriseur. D'après Hy Gain, les pertes causées par un balun BN 86 sont voisines de zéro.

EXEMPLE DE CALCUL

Il est intéressant de déterminer l'ordre de grandeur des pertes dans sa propre installation. Le calcul est simple.

Un émetteur qui fonctionne sur 14 MHz (en ne délivrant aucun harmonique !) alimente une antenne au moyen d'une ligne de 30 mètres de câble coaxial RG213. Un coupleur d'antenne MN2000 est utilisé. L'émetteur délivre sur un « tune » une puissance de 200 watts. Quelle puissance arrive-t-il sur l'antenne ? Le ROS mesuré à la station, au départ de la ligne vaut 3.

Dans le coupleur les pertes sont de 0,5 db. Dans le câble coaxial, à 14 MHz, pour un ROS de 1 (c'est à dire en supposant l'antenne bien adaptée) les pertes seraient 0,022 db/m (figure 6) soit 0,66 db dans toute la ligne. Les pertes de désadaptation dues au ROS de 3 valent 0,56 db (figure 7).

Les pertes totales sont donc de :
 $0,5 + 0,66 + 0,56 = 1,72$ db

Lorsque la puissance fournie est 200 watts, ces pertes se répartissent ainsi :

- pertes dans le coupleur : 0,5 db soit 22 watts
- pertes en ligne supposé adaptée : 0,66 db soit 25 watts
- pertes additionnelles de désadaptation : 0,56 db soit 18,5 watts

$$\text{pertes totales} \qquad 65,6 \text{ watts}$$

L'antenne reçoit $200 - 65,5 = 134,5$ watts

Le rendement de la ligne avec le coupleur est :

$$\frac{134,5}{200} = 0,67.$$

Mises à part les pertes joule dans les conducteurs de l'antenne, celle-ci rayonnera la totalité de la puissance reçue soit 134,5 W. Nous constatons que les pertes additionnelles dues à la présence d'ondes stationnaires (ROS de 3) sont inférieures aux pertes normales en ligne ou aux pertes dans le coupleur. Il ne

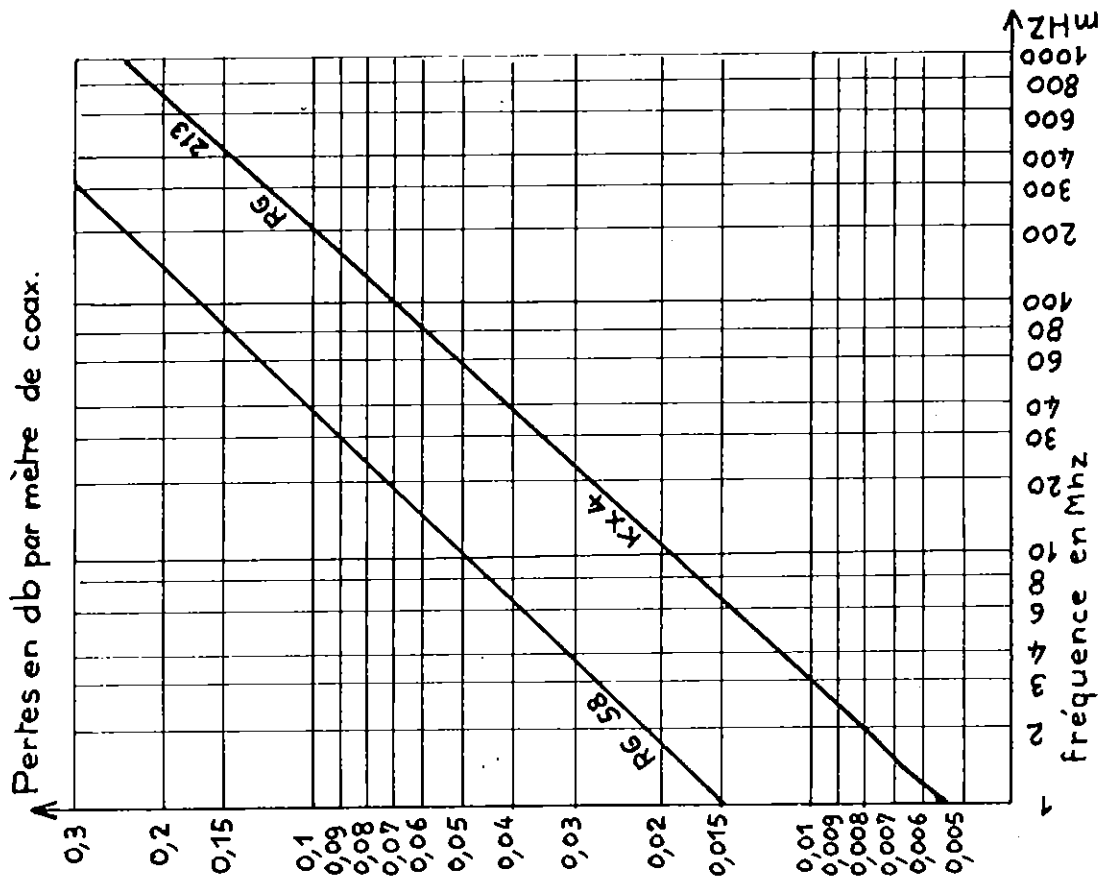
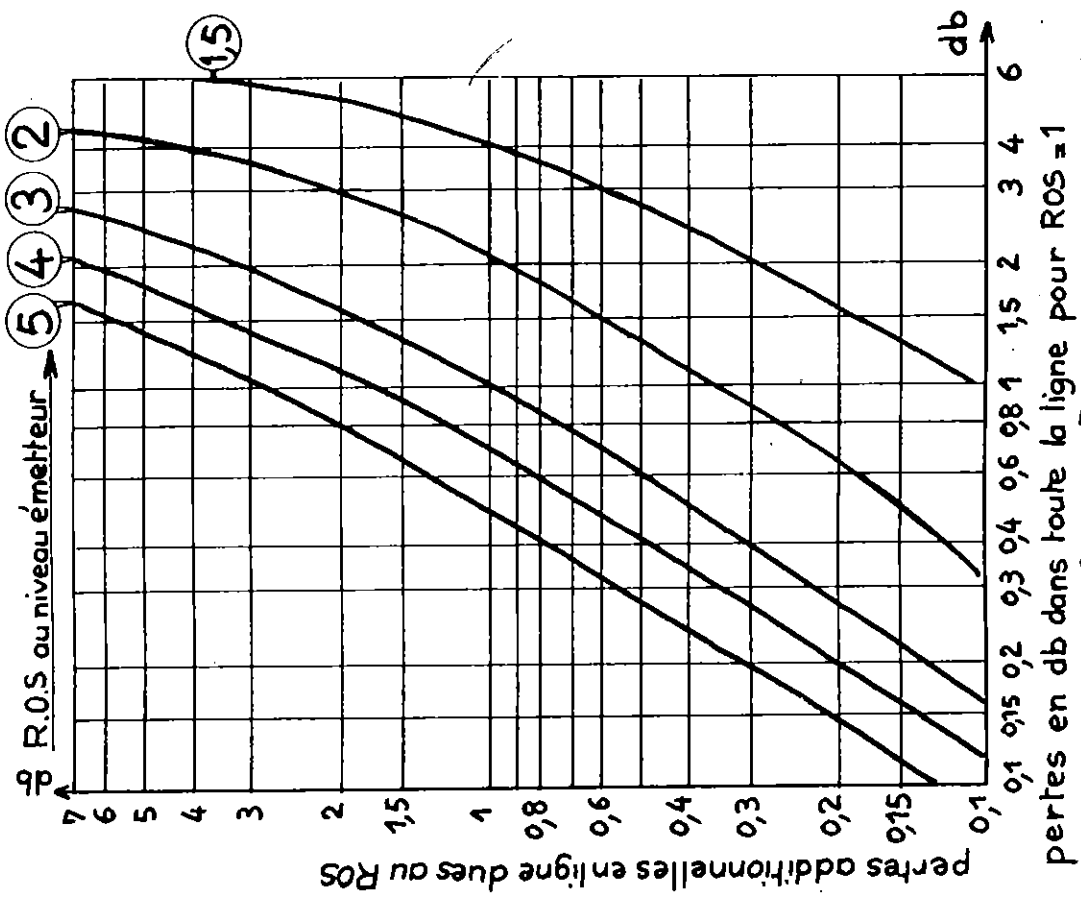


figure 6



pertes en db dans toute la ligne pour ROS = 1
figure 7

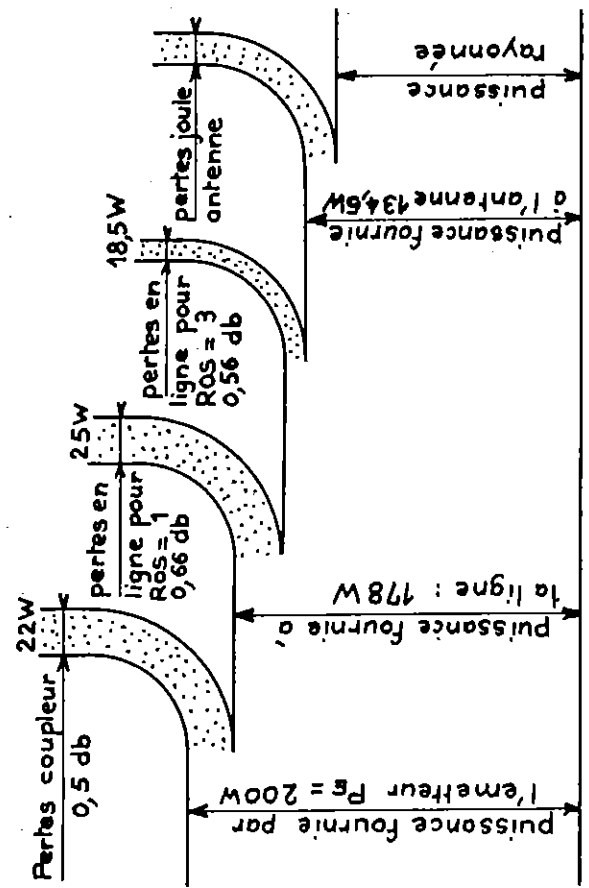
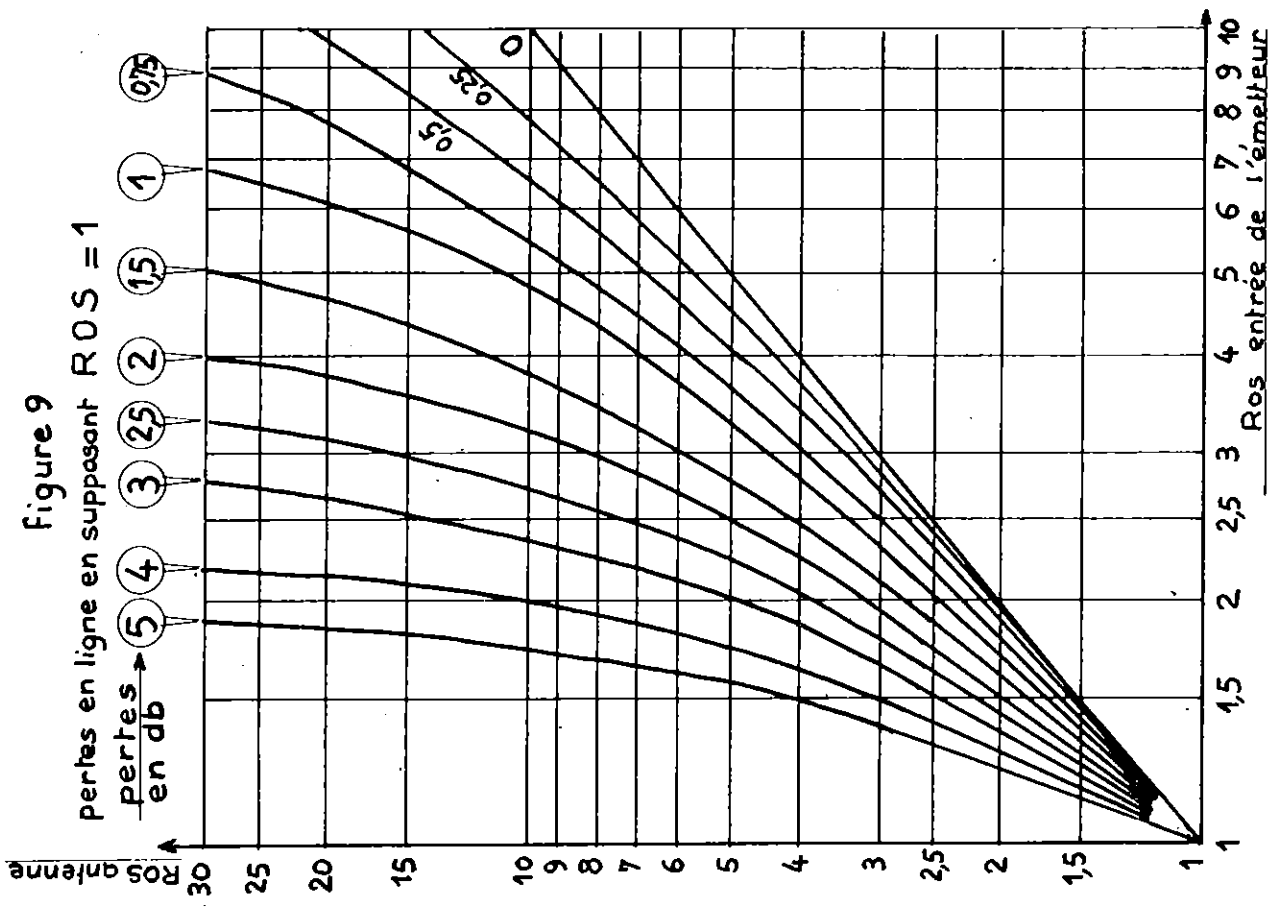
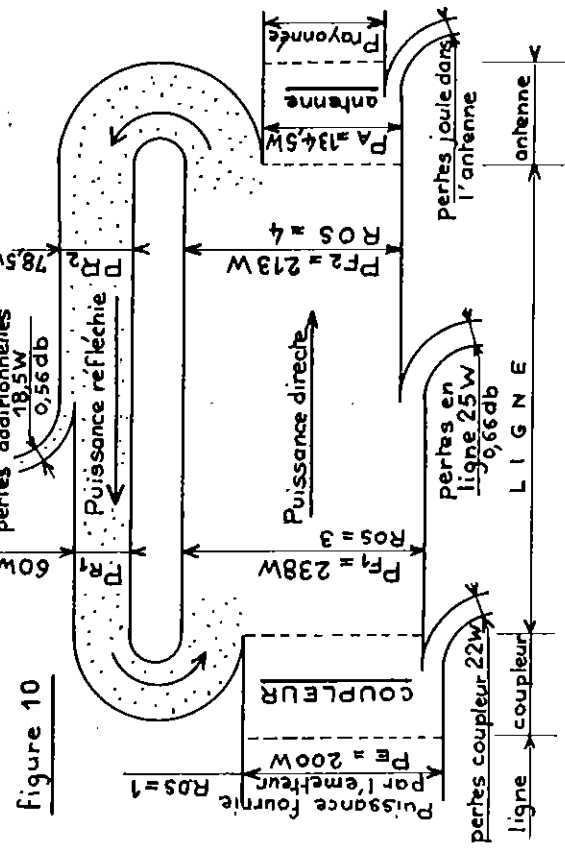


figure 8. Bilan de puissance

La puissance réfléchi P_R n'est pas perdue mais son transport provoque un accroissement des pertes : ce sont les pertes additionnelles



faut donc pas exagérer les méfaits d'un ROS un peu élevé, à condition de pouvoir accorder l'émetteur à la ligne, en utilisant un coupleur d'antenne par exemple. En réalité, dans le cas d'un ROS très élevé, ce ne sont pas les pertes qui sont à redouter mais les surtensions et les surintensités pouvant détruire le coaxial (1). La figure 8 résume l'exemple précédent et montre comment l'énergie est transmise de l'émetteur à l'antenne.

MISE AU POINT.

Pour éviter une mauvaise interprétation de ce texte, je tiens à préciser les points suivants :

- ce qui a été dit suppose que l'accord émetteur-ligne est correctement réalisé, soit directement par le circuit en pi de sortie, soit par l'intermédiaire d'un coupleur d'antenne.
- en écrivant que les expressions « puissance directe et puissance réfléchie » n'ont pas de signification concrète, mon intention n'est pas de mettre en doute la réflexion d'énergie qui se manifeste au niveau d'une liaison mal adaptée, entre la ligne et l'antenne ou entre la ligne et l'émetteur. Ce phénomène imaginé pour expliquer notamment la formation d'ondes stationnaires se justifie indirectement par ses effets. La figure 10 montre ce qui se passe si on fait intervenir ces deux puissances. La figure 8 traduit, d'une manière bien plus simple un résultat global identique.
- bien que toute antenne rayonne la totalité de la puissance effectivement fournie par l'émetteur (moins les pertes en ligne), il ne faut pas conclure que tous les aériens ont la même efficacité ni le même gain.

CONCLUSION

Les indications fournies par un wattmètre-réfectomètre doivent être correctement interprétées. La précision (sauf les modèles BIRD qui utilisent un principe différent) est faible. Beaucoup d'appareils possèdent deux échelles : l'une donne la puissance directe P_F et l'autre le ROS. Sauf si le ROS vaut 1, l'indication de P_F n'offre aucun intérêt. Si, par contre, le wattmètre donne P_F et P_R ne considérez pas cette dernière quantité comme une puissance perdue ; ces deux indications permettent de calculer :

- la puissance fournie par l'émetteur et valant $P_F - P_R$
- le rapport d'ondes stationnaires en fonction du quotient

$$\frac{P_F}{P_R}$$

Je terminerai en citant un extrait de l'article de W1GV du QST de juillet 1979 :

« Que l'adaptation antenne/ligne soit parfaite ou non, inévitablement une petite partie de l'énergie fournie par l'émetteur va être perdue en chaleur et dissipée dans le coupleur, le câble coaxial, les fils de l'antenne et, le reste, tout le reste est rayonnée dans l'espace, par l'aérien.

F6ELM - MAURICE LIMES 7, CITE DES COMBES. 19300 EGLETONS

DOCUMENTATION

- QST juillet 79 - The imperfect antenna system par W1GV
- QST janvier 79 - What does your ROS cost you par W1GV
- QST février 81 - What your wattmeter really read par WA1YTC
- Antenna book de l'ARRL
- Catalogue des câbles coaxiaux Péréna.

Notes

Texte imprécis ou incorrect supprimé par FSCTP

(2) En tout point d'une ligne, y compris à l'extrémité connectée à la charge, l'impédance Z en ce point est liée au ROS par les relations :

$$ROS = \frac{A + B}{A - B} \text{ avec :}$$

$$A = \sqrt{(R + Z_0)^2 + X^2}$$

$$B = \sqrt{(R - Z_0)^2 + X^2}$$

Z_0 = impédance caractéristique de la ligne. R et X sont les composants série de l'impédance Z

(3) Un pont de mesure d'impédance d'antenne et de ligne coaxiale est fabriqué par « Palomar Engineers » Box 455 Escondido - California 92025 USA et « Electospace » - Box 1359 Richardson Texas 75080 USA.

Répertoire des figures :

Figure n°	
1	Equivalence électrique d'une antenne
2	Ligne avec ROS de 1
3	Lignes avec ondes stationnaires
4	Abaque ROS en fonction de P_R/P_F
5	Relevé des indications d'un wattmètre-réfect.
6	Pertes dans une ligne supposée adaptée
7	Pertes additionnelles dues à la désadaptation
8	Bilan de puissance
9	Variation du ROS en fonction des pertes
10	Puissances directe et réfléchie - Bilan de puissance.

De l'émetteur à l'antenne...

Influence de la longueur de la ligne de transmission

Par F6ELM

Abréviations :

- i_c et i_e : intensités normales dans la ligne
 i_g : courant de gaine dû à un fonctionnement anormal
 i_a : courant dans l'antenne
 i_r et i_r : intensités directe et réfléchie.

Dans cette même série d'articles, à la page 968 de Radio-REF de novembre 1982, je mentionnais que la longueur de la ligne de transmission pouvait avoir une influence sur la lecture du ROS. Plusieurs lecteurs m'ont écrit et la plupart des lettres contiennent cette interrogation : « Lorsqu'on installe une antenne faut-il privilégier certaines longueurs de ligne et pourquoi ? »

LONGUEURS PRÉFÉRENTIELLES DES LIGNES

Pour répondre à la question posée, prenons comme exemple une antenne dipôle demi-onde alimentée par une ligne coaxiale. Il est bon de rappeler que la ligne fonctionne d'une manière normale lorsque les trois conditions suivantes sont respectées :

- antenne bien symétrique alimentée au centre,
- ligne coaxiale reliée à l'antenne par l'intermédiaire d'un symétriseur,
- ligne s'éloignant bien perpendiculairement du milieu de l'antenne pour ne pas être soumise au rayonnement de celle-ci.

Dans ce cas, que l'adaptation ligne antenne soit parfaite

ou non, la longueur de la ligne n'a aucune influence sur le ROS. On peut utiliser n'importe quelle longueur de câble coaxial. Que constate-t-on si on fait varier cette longueur ? Un TOS mètre de bonne qualité indiquera toujours la même valeur du ROS. Par contre les réglages du coupleur adaptateur d'impédances, utilisé dans beaucoup de stations, vont varier, puisque l'impédance à l'extrémité côté coupleur du câble coaxial dépend de la longueur de la ligne.

Nous abordons maintenant le cas, plus complexe, des anomalies de fonctionnement du coaxial. Si l'une des trois conditions citées auparavant n'est pas respectée, un courant de gaine i_g circule dans le câble coaxial et c'est ce type de fonctionnement que nous considérons

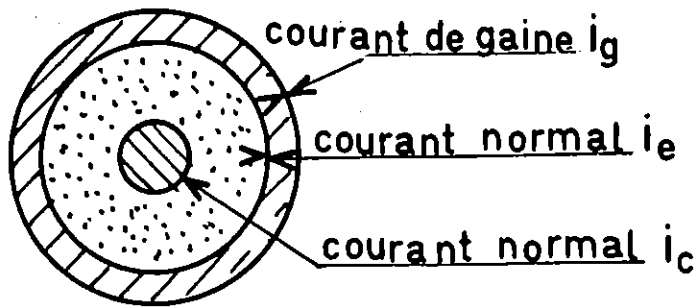


FIGURE 1. L'intensité i_g se propage plus vite que i_c et i_e .

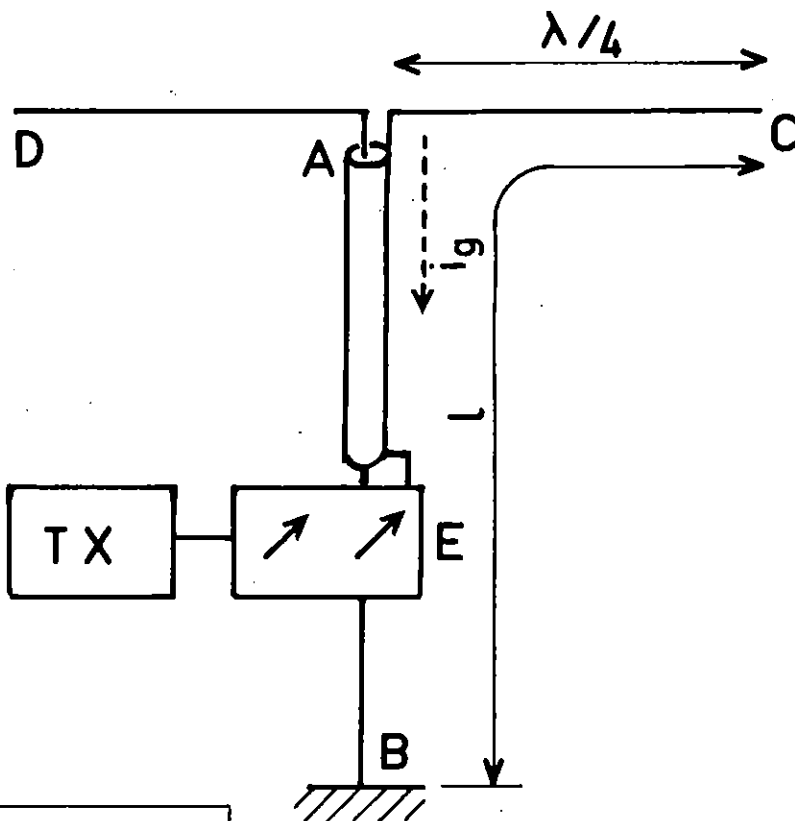


FIGURE 2

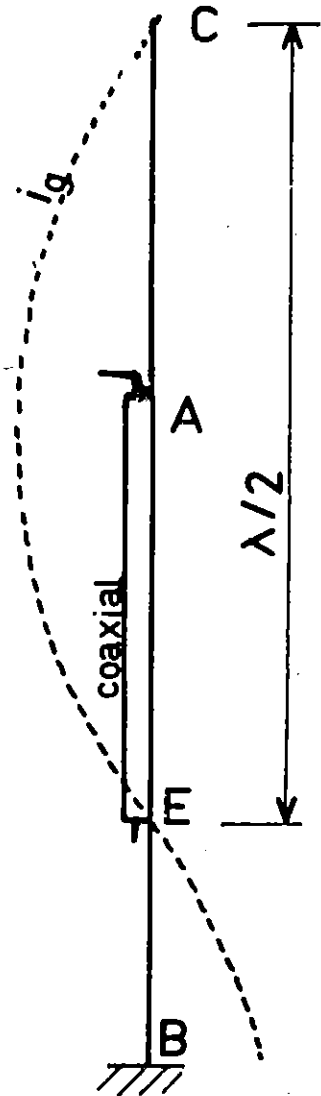


FIGURE 3. Le circuit CAEB doit être éloigné de la résonance pour réduire le courant i_g .

dans tout ce qui suit, en développant les informations un peu succinctes données dans le précédent article.

UN COAXIAL EST UN CABLE A TROIS CONDUCTEURS

La figure 1 est la coupe d'un câble coaxial. Chacune des intensités i_c , i_e , i_g est canalisée en un chemin bien déterminé et ne se mélange pas aux autres. L'intensité i_c circule à la périphérie de l'âme ; la gaine métallique transporte deux intensités : i_e qui circule à l'intérieur et i_g qui circule à l'extérieur. Tout se passe comme si le câble coaxial possédait trois conducteurs isolés. Le rayonnement de la ligne est produit par l'intensité i_g ; cette intensité circule dans le circuit CAEB de la figure 2. On s'arrange pour avoir un courant de gaine minimum en E à l'entrée de l'émetteur ou du coupleur, en donnant au circuit CAE de la figure 3 une longueur multiple de demi-onde. Le demi-dipôle AC valant $\lambda/4$, la ligne coaxiale a donc une longueur multiple impair de quart d'onde.

Le raisonnement précédent tient compte uniquement de l'intensité i_g qui circule à l'extérieur de la gaine, assimilée à un conducteur unifilaire. Par conséquent, le calcul des longueurs de coaxial multiples impairs de quart d'onde ne fait pas intervenir le coefficient de vélocité du câble coaxial.

ACTION SUR LE ROS

Dans un câble coaxial, le ROS est-il lié à la longueur du câble ?

Par définition le ROS dans une ligne est le rapport entre les maxi et mini de tension ou d'intensité. On sait aussi que le ROS dépend de deux impédances et de deux impédances seulement qui sont :

Z_C : impédance caractéristique du câble coaxial.

Z_A : impédance aux bornes d'alimentation de l'antenne.

A une fréquence donnée cette dernière impédance Z_A est fonction des dimensions de l'antenne et de sa situation (hauteur au dessus du sol). Pour changer le ROS dans la ligne, il faut modifier un des trois facteurs :

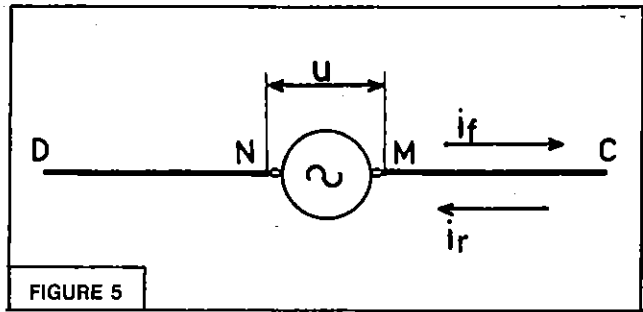
- impédance caractéristique Z_C ,
- dimensions de l'antenne,
- position de l'antenne.

La variation de longueur de la ligne ne peut évidemment pas modifier l'un ou l'autre des facteurs énumérés ci-dessus ; donc toute variation de ROS sera qualifiée d'apparente.

Nous allons approfondir ce qui se passe en examinant pas à pas le fonctionnement du système. Eliminons d'abord l'influence de la ligne de transmission en supposant l'émetteur placé au milieu de l'antenne (figure 5).

RAPPEL DU FONCTIONNEMENT D'UNE ANTENNE DEMI-ONDE

A cause de la symétrie, nous nous occupons uniquement du brin MC, dont la longueur est $\lambda/4$. Rappelons



qu'au cours d'un cycle soit 360° l'intensité se propage sur une distance égale à la longueur d'onde λ . Toutes les courbes de la figure 6 représentent les variations en fonction du temps, de la tension et des intensités que l'on trouve (il est important de le préciser) en MN, aux bornes de l'antenne. En 6a est représentée la tension instantanée u appliquée entre M et N, aux bornes de l'antenne. Sous l'action de cette tension, une intensité directe i_f progresse de M vers C ; cette intensité varie en fonction du temps comme le montre la figure 6b ; elle reste constamment en phase avec u (quelle que soit la longueur du brin MC d'ailleurs). Arrivée à l'extrémité du brin rayonnant l'intensité est réfléchiée : cette réflexion en C fait subir à i_f un changement de phase de 180° . Appelons i_r l'intensité réfléchiée qui part de C et se dirige vers le centre de l'antenne. Lorsque cette intensité i_r arrive en M, elle a parcouru le chemin aller MC, puis le retour CM soit un trajet de $\lambda/2$ ou 180° au total. Cet aller et retour dure donc une demi-période. Ceci fait que l'intensité réfléchiée arrivant en M doit être en opposition de phase avec l'intensité incidente i_f . Mais au cours du changement de sens par réflexion à l'extrémité de l'antenne, l'intensité a subi, comme nous l'avons signalé plus haut, un décalage de phase de 180° . Le décalage total de phase entre l'intensité directe et l'intensité réfléchiée est de $180 + 180 = 360$ degrés.

En d'autres termes, l'intensité réfléchiée arrive, au point d'alimentation M, exactement en phase avec l'intensité directe. Les variations mesurées en M de l'intensité réfléchiée sont tracées sur la figure 6c. En chaque point du brin rayonnant, l'intensité réfléchiée s'ajoute à l'intensité directe pour former l'intensité résultante i_a . En M l'intensité i_a de la figure 6d est exactement en phase avec la tension u appliquée à l'antenne ; cette dernière se comporte comme une résistance pure. Notons en passant que si l'antenne est trop longue ou trop courte, le trajet aller et retour que parcourt l'intensité est modifié, ce qui ne permet plus aux intensités directe et réfléchiée de se retrouver en phase au point M. En ce point la tension et l'intensité résultante sont déphasées et l'impédance d'entrée de l'antenne est réactive.

AGENCEMENT REEL : ANTENNE ET LIGNE COAXIALE

1. Ligne sans courant de gaine

Supposons que l'antenne soit à la résonance et que la ligne fonctionne d'une manière parfaite sans courant de

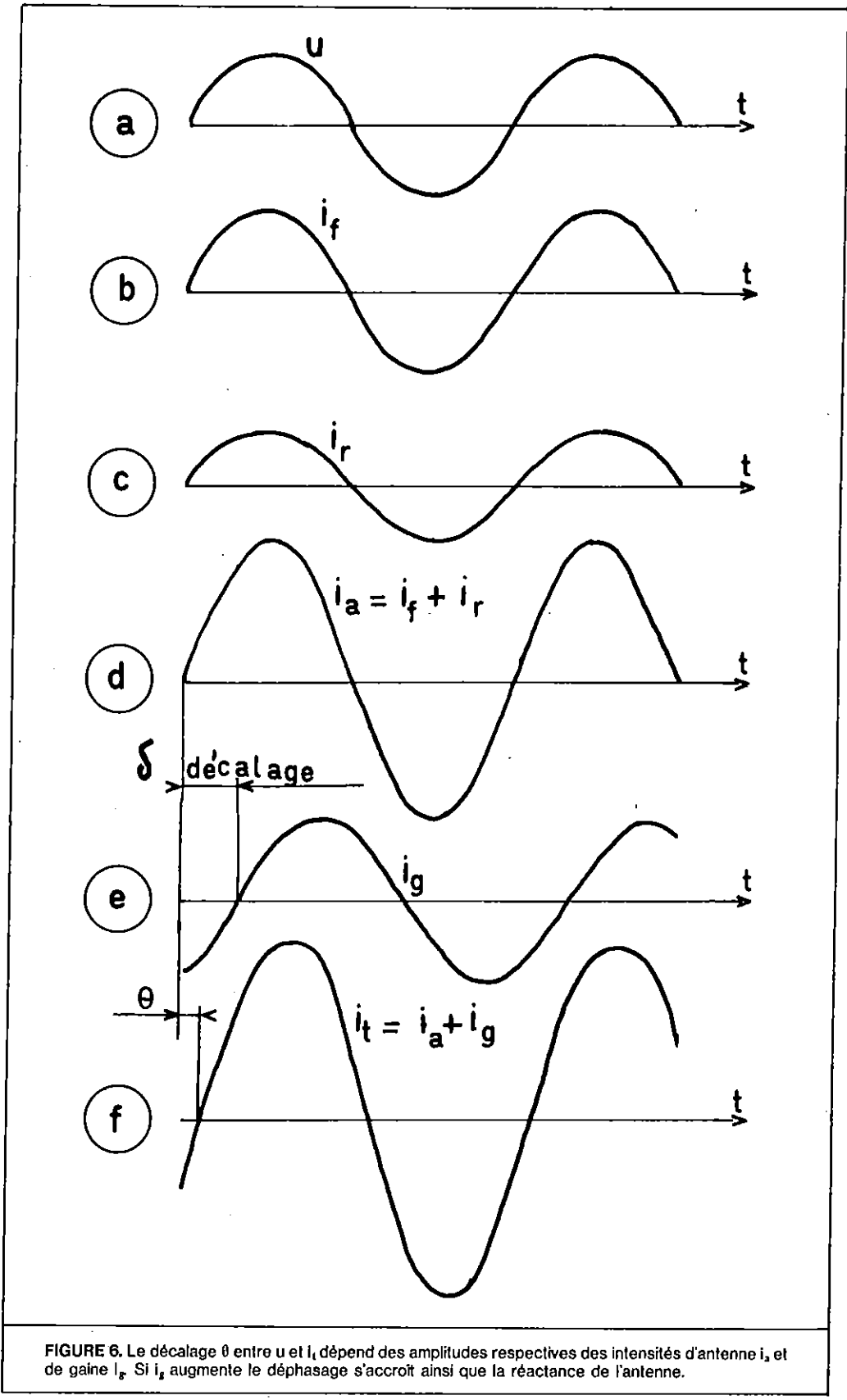


FIGURE 6. Le décalage θ entre u et i_t dépend des amplitudes respectives des intensités d'antenne i_a et de gaine i_g . Si i_a augmente le déphasage s'accroît ainsi que la réactance de l'antenne.

gaine. Une telle ligne ne modifie pas le fonctionnement de l'antenne. En cas de désadaptation en MN, il se produit une réflexion de A vers E de la tension et de l'intensité de la ligne. Ce phénomène a été étudié dans

Radio-REF de janvier 1982, page 18. Les tension et intensité existant en MN changent de sens au même instant ; elles sont toujours en phase et l'antenne reste en résonance.

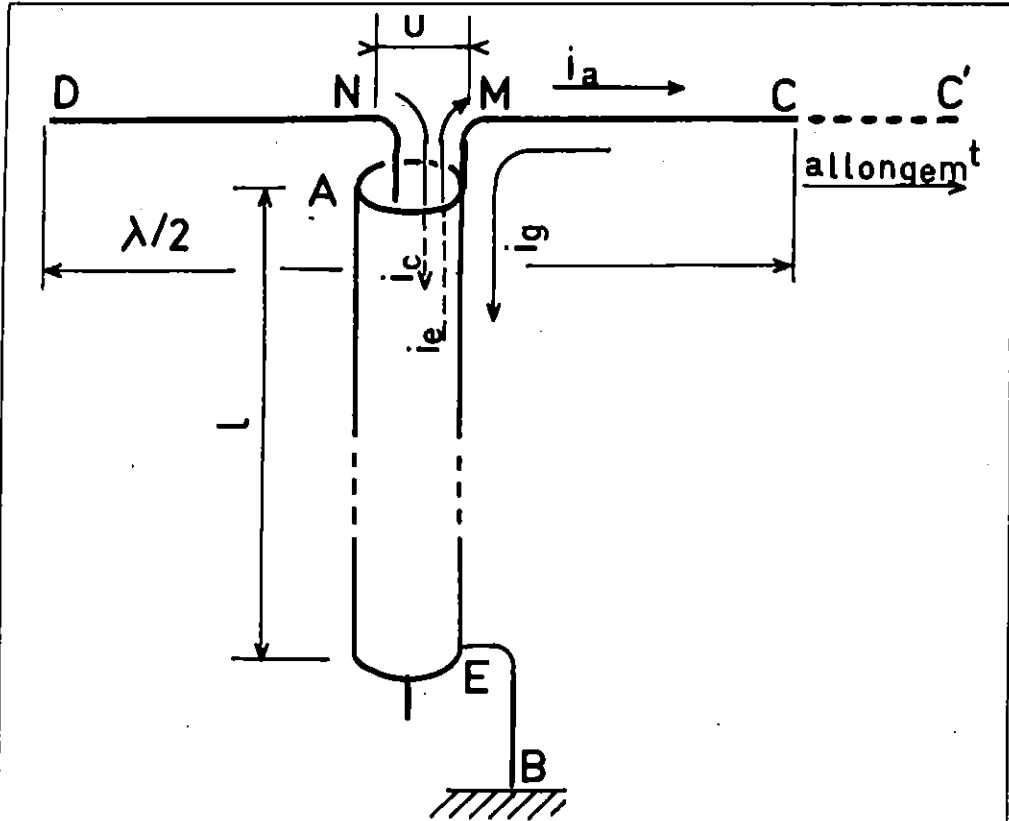


FIGURE 4. Le courant i_g produit un effet semblable à un allongement ou raccourcissement du brin MC de l'antenne.

2. Ligne avec courant de gaine (figure 4)

Rappelons que dans cette ligne coaxiale AE l'intensité de gaine i_g se propage à la même vitesse que dans le brin rayonnant MC. Par contre, les tensions et les intensités normales se propagent à une vitesse inférieure. Le rapport des deux vitesses est égal au coefficient de vélocité du câble soit 0,66 si l'isolant est du polyéthylène. A cause de cette différence de vitesse, l'intensité i_g circulant en M n'est plus en phase avec la tension u et l'intensité i_e . L'intensité résultante i_l qui circule en M s'obtient en faisant la somme des deux courbes d et e. On obtient la courbe f. L'intensité représentée n'est plus en phase avec la tension u . Sur notre exemple, l'intensité i_l est en retard par rapport à la tension u . Le retard θ de i_l par rapport à u dépend non seulement du décalage V entre i_g et u mais aussi des amplitudes respectives de i_a et i_g . Si i_g augmente, l'intensité i_l est de plus en plus en retard par rapport à la tension u . Donc, à cause de ce retard, l'antenne présente en MN une impédance inductive. Allonger le brin MC donnerait un résultat identique. En conséquence, le courant de gaine perturbe non seulement le fonctionnement de la ligne, mais aussi celui de l'antenne en modifiant son impédance, ce qui entraîne un changement de la valeur du ROS.

Nous n'avons pas encore fait varier la longueur de la ligne AE. Voyons ce qui se passe lorsque cette longueur varie :

- l'intensité de gaine varie (surtout si le circuit CAEB de la figure 3 se rapproche de la résonance),
- le déphasage de i_g par rapport à u varie également, de sorte que l'impédance de l'antenne (impédance apparente) dépend de la longueur du coaxial.

Pour ceux ou celles qui n'auraient pas eu la patience de suivre jusqu'au bout mes « tergiversations », en voici le résumé :

Toute antenne (sauf l'antenne long fil) est alimentée au moyen d'une ligne de transmission. Par suite d'une mauvaise disposition, d'un manque de symétrie, un courant de gaine prend naissance dans la ligne. Ce courant produit un effet identique à un raccourcissement ou allongement de l'antenne. Faire varier la longueur de la ligne équivaut à raccourcir ou allonger plus ou moins l'antenne. Ceci explique les variations de ROS constatées. Tous ces inconvénients sont évités si la ligne fonctionne sans courant de gaine.

DOCUMENTATION :

Les livres spécialisés, les collections de revues offrent une documentation très restreinte.
 « Detuning the line for antenna currents ».
 Antenna book - 13^e édition - page 111 « Novice questions and their answers ».
 QST mai 1979 page 35. « Câble coaxial et antenne » par F9JJ. Radio-REF avril 1971 page 270.

F6ELM. MAURICE LIMES. 7 CITE DES COMBES. 19300 EGLETONS.

La technique

De l'émetteur à l'antenne...

Circuits adaptateurs d'impédances : coupleurs d'antenne, boîtes d'accord

Par F6ELM

A QUOI SERT UN ADAPTATEUR D'IMPEDANCES ?

Le rôle d'un coupleur est d'offrir à l'émetteur une charge lui convenant. Cette charge est le plus souvent une résistance de 50 ohms. Sur la figure 1 nous avons représenté un coupleur fournissant à une ligne coaxiale soumise à un ROS de 7 une puissance de 200 watts. Dans l'exemple choisi, le coupleur débite en S une intensité de 1,4 ampères sous une tension de 255 volts, déphasée en avant d'un angle de 56 degrés. A partir de ces valeurs on peut définir l'impédance existant en S :

- cette impédance ne dépend pas du réglage du coupleur,
- cette impédance est réactive (inductive) : déphasage avant de la tension par rapport à l'intensité,
- cette impédance vaut $\frac{U}{I} = \frac{255}{1,4} = 182$ ohms
- cette impédance est formée d'une résistance et d'une réactance mises en série.

La résistance vaut :

$$R_s = \frac{P}{I^2} = \frac{200}{1,4^2} = 100 \text{ ohms}$$

On peut tout aussi bien considérer que cette impédance de 182 ohms est formée d'une résistance et d'une réactance mises en parallèle. Dans ce cas la résistance vaut :

$$R_p = \frac{U^2}{P} = \frac{255^2}{200} = 325 \text{ ohms}$$

Comme la puissance n'est pas transformée en chaleur, on en déduit que ces **résistances** sont **fictives**. Il en est de même des réactances. Entre les deux représentations, série et parallèle, on choisit arbitrairement le montage en série pour définir et représenter les impédances.

Concrètement, le coupleur transforme la tension et l'intensité qu'il absorbe à ses bornes d'entrée. Bien qu'elles soient abstraites, il est plus simple d'utiliser les impédances (2 variables R et X) plutôt que les tensions et intensités (3 variables U, I, φ) pour expliquer le fonctionnement d'un coupleur.

COMMENT AGIT UN COUPLEUR ?

Le coupleur est prévu pour transformer l'impédance quelconque présentée par la charge, en une résistance de valeur imposée. Le système de transformation est constitué uniquement par des **réactances**, à l'exclusion de tout élément résistif de sorte que, aucune énergie n'est dissipée à travers le coupleur (en réalité il y a des pertes inévitables). Dans le sens de la transmission de l'énergie, c'est la transformation Z entrée en Z sortie qui a lieu. Mais, le coupleur étant réversible, lorsqu'on étudie son fonctionnement, on part toujours de l'impédance de sortie Z_s offerte par la charge, pour aboutir à l'impédance d'entrée Z_e (égale à l'impédance caractéristique Z_c du câble coaxial, pour avoir un ROS de 1). Pour analyser cette transformation, prenons l'exemple de la figure 1. Nous représentons l'impédance de sortie Z_s par la mise en série d'une résistance de 100 ohms et d'une réactance inductive de 150 ohms et nous écrivons :

$$Z_s = 100 + j150 \text{ ohms.}$$

Que les lecteurs effrayés par le symbole j se rassurent : il ne sera aucunement question d'imaginaires dans ce qui va suivre. Le symbole j a simplement pour but de dissuader ceux qui voudraient à tort faire l'addition : 100 = 150 = 250 ohms.

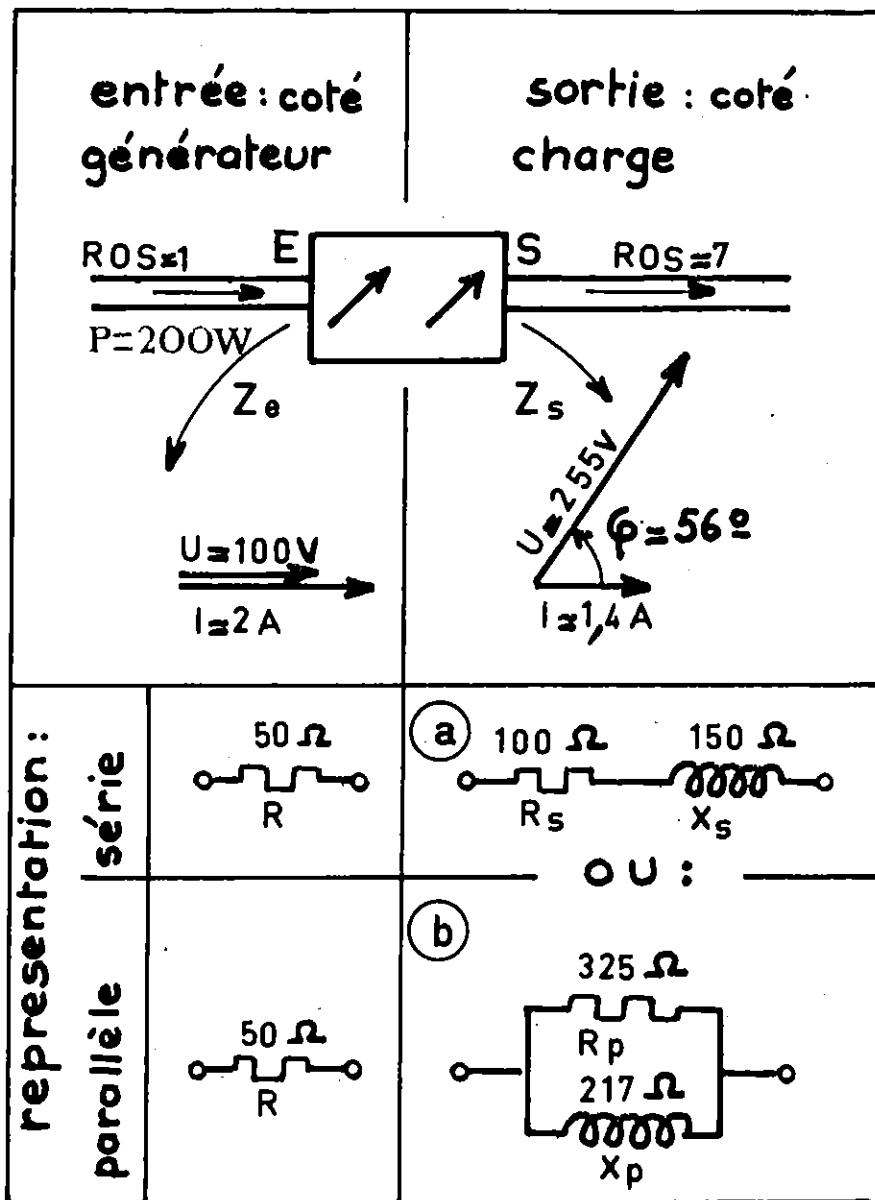


FIGURE 1. Les circuits A et B sont équivalents. Les relations permettant de passer de l'un à l'autre sont :

$$R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s} \quad X_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s}$$

$$R_s = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} \quad X_s = \frac{X_p R_p^2}{R_p^2 + X_p^2}$$

Il faut donc transformer l'impédance.
 $Z_s = 100 + j150$ en une valeur.
 $Z_e = 50 + j0$ (le terme 0 signifie l'absence de réactance).

Il est toujours possible de diminuer ou d'annuler la réactance en montant en série une réactance de signe contraire. Les figures 2a et 2b montrent ce qui se passe. On constate que la résistance reste constante. Apparemment il paraît irréalisable de faire varier la valeur d'une résistance au moyen de réactances. Nous allons voir que c'est possible. Sur la figure 2c, les circuits A et B sont montés en parallèle ; la figure 2d

représente le circuit série équivalent. La résistance varie bien et passe de 100 à 80 ohms. Retenons donc ceci :

Une impédance étant donnée, on la modifie à notre guise (en particulier on peut l'amener à la valeur $50 + j0$) en ajoutant deux réactances convenablement choisies, l'une montée en série, l'autre en parallèle.

Un tel coupleur s'appelle coupleur en L. C'est le plus simple qui existe ; tous les autres dérivent de lui. Il y a 8 combinaisons possibles représentées par la figure 3.

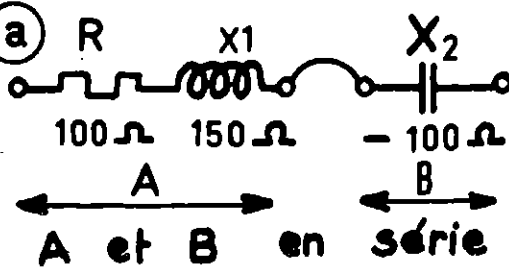
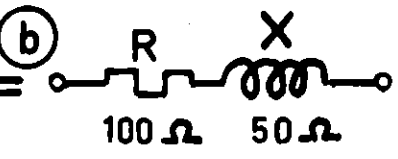
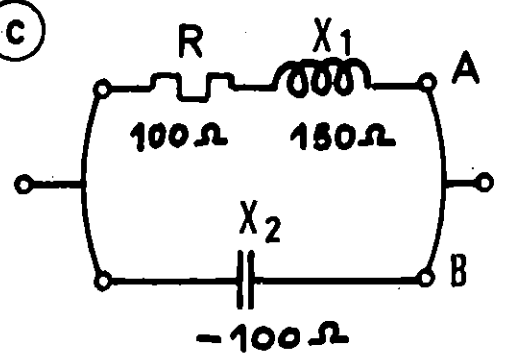
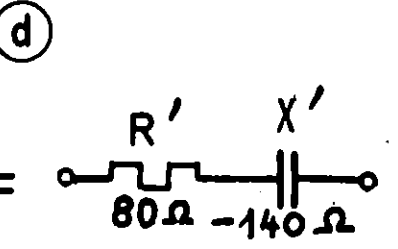
circuits A et B	circuit serie equivalent	conclusion
<p>(a) </p>	<p>(b) </p>	<p>la résistance reste constante $R = 100 \Omega$</p>
<p>(c) </p> <p>A et B en parallèle</p>	<p>(d) </p>	<p>la résistance passe de $R = 100 \Omega$ à $R' = 80 \Omega$</p>

FIGURE 2

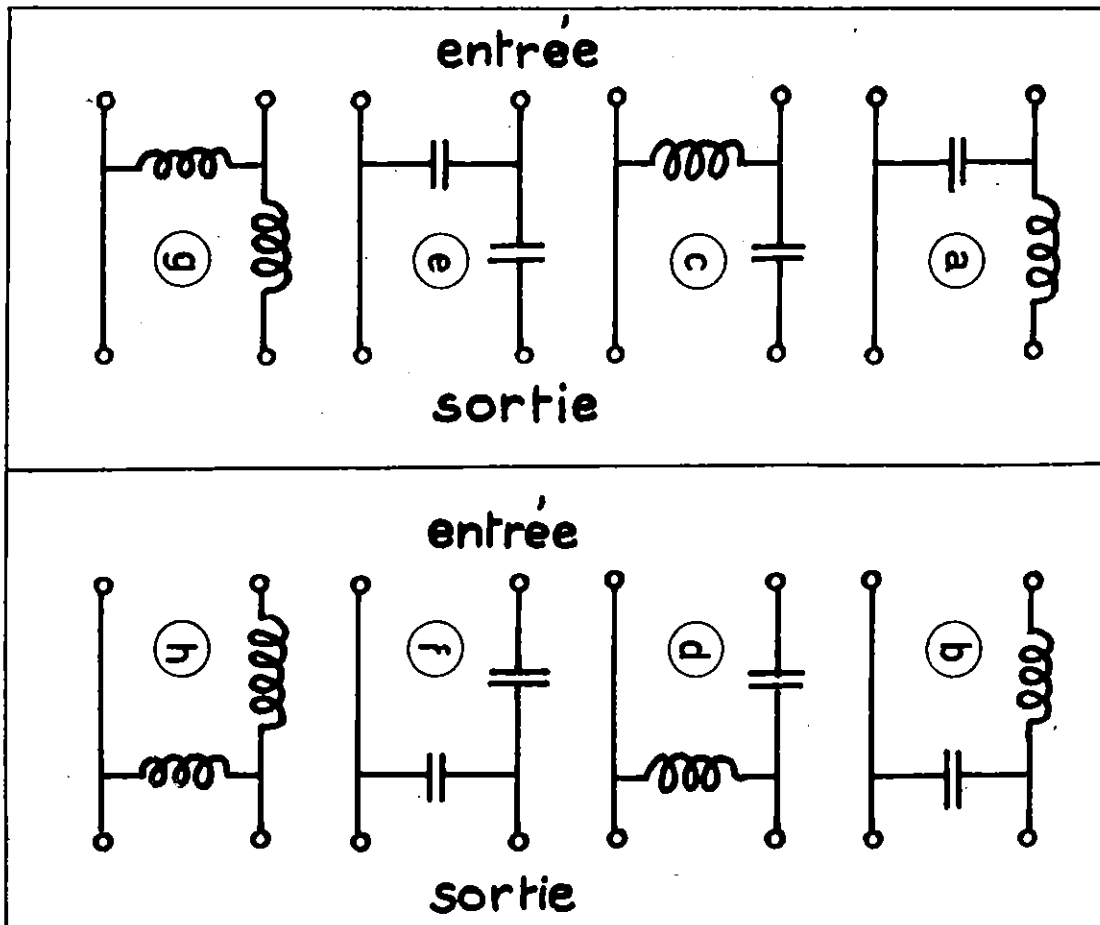


FIGURE 3

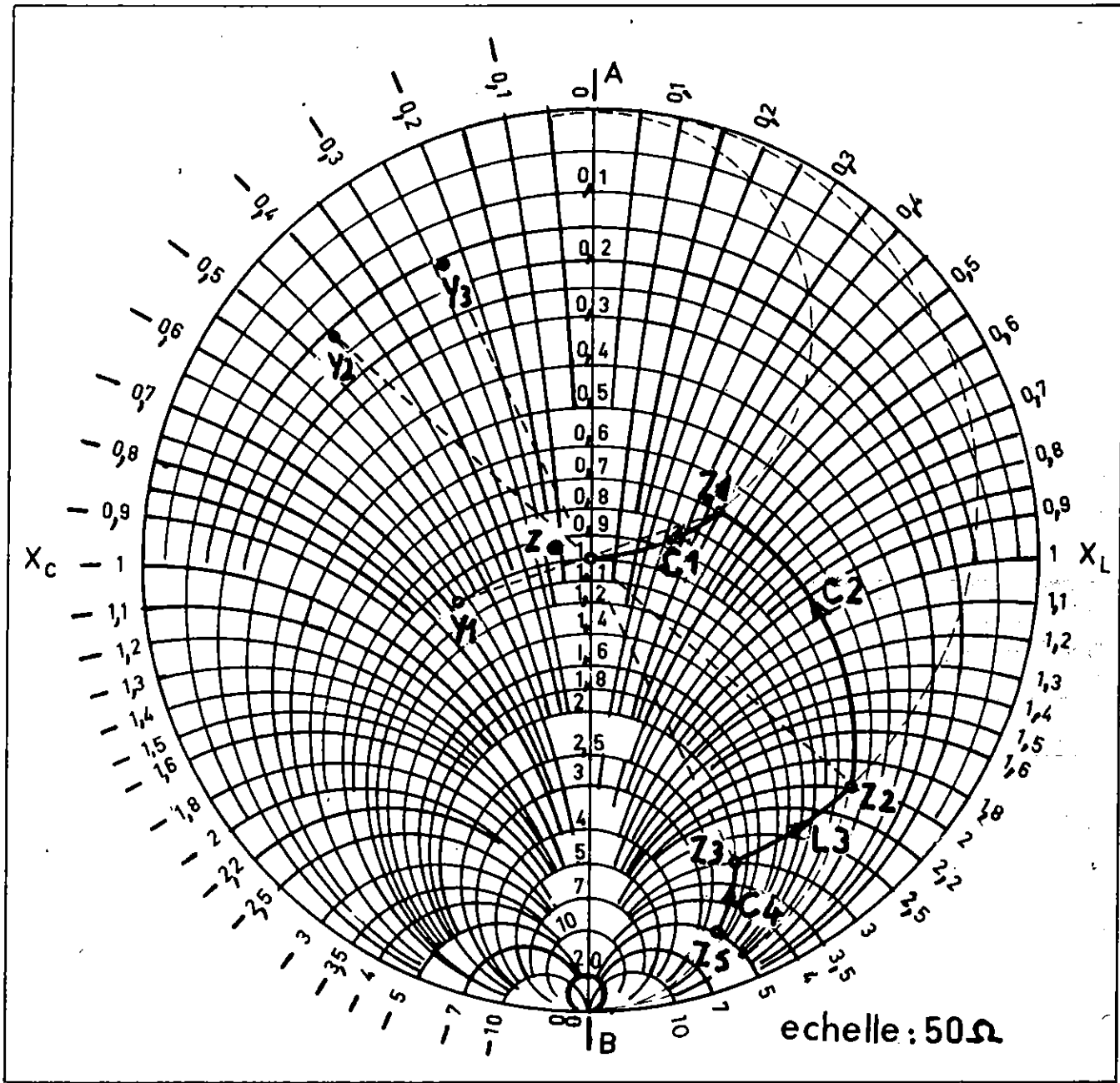


FIGURE 4

ETUDE DU COUPLEUR EN L

Chacun des 8 circuits de la figure 3 a un domaine d'action restreint que nous allons définir au moyen d'un abaque de Smith (1). Prenons un exemple. A la fréquence de 21 MHz un câble coaxial d'impédance caractéristique 50 ohms est chargé par une impédance :

$$Z_s = 100 + j250 \text{ ohms.}$$

Nous utilisons un coupleur en L pour réaliser l'adaptation d'impédances. Lorsque ce résultat est obtenu, l'impédance d'entrée du coupleur est une résistance pure égale à l'impédance caractéristique de la ligne. Dans ce cas nous pouvons, au moyen des abaques des

figures 5, déterminer les valeurs des éléments constitutifs du coupleur.

Nous procédons ainsi :

Sur le diagramme de la figure 4 nous inscrivons l'impédance Z_s . Nous rappelons que l'échelle choisie doit être égale à l'impédance caractéristique de la ligne soit 50 ohms.

A cette échelle, on obtient :

$$Z \text{ échelle} = \frac{100}{50} + j \frac{250}{50} = 2 + j5.$$

Cette valeur s'appelle **impédance normalisée**. Elle est représentée par le point Z_s situé en bas et à droite du diagramme.

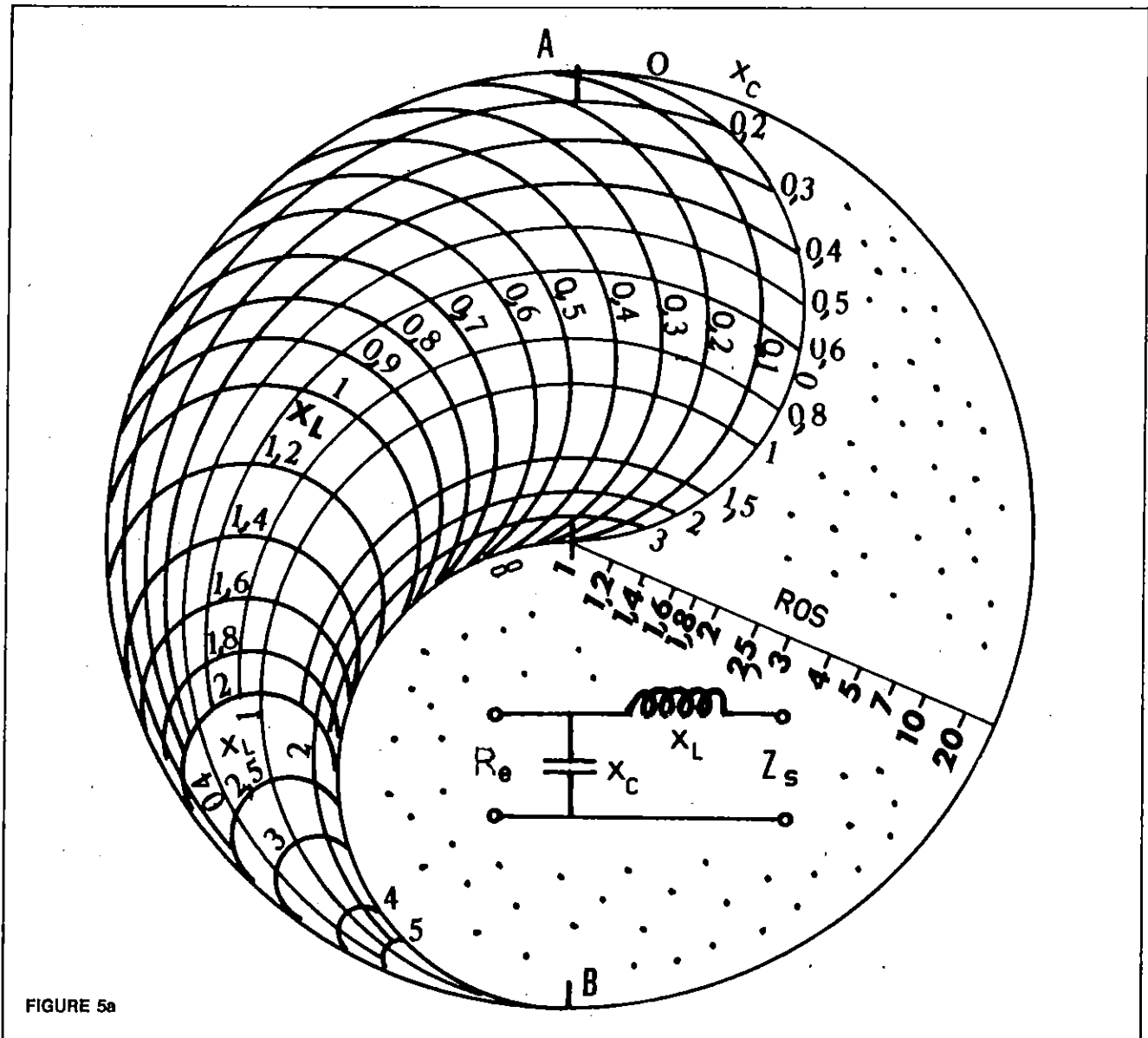


FIGURE 5a

Nous superposons la figure 4 avec l'une des cinq figures 5 a b c d e, en faisant coïncider les points A et B de ces figures. Un moyen pratique consiste à calquer, à partir de la figure 4, les points A, B, Z_s et à superposer sur les différentes figures 5 le calque obtenu. On constate que, seuls les montages 5b et 5d sont utilisables. Choisissons le montage de la figure 5b. Sur cette figure, le point Z_s se situe sur les courbes :

$X_L = 4$ ohms
 $X_c = 2,5$ ohms

Ce sont les valeurs normalisées, (c'est-à-dire à l'échelle 50 ohms) des réactances des éléments L et C du circuit d'adaptation.

On en déduit les valeurs réelles qui sont :

$X_L = 4 \times 50 = 200$ ohms
 $X_c = 2,5 \times 50 = 125$ ohms

A la fréquence de 21 MHz les valeurs sont :

$L = 1,5 \mu\text{H}$
 $C = 60 \text{ pF}$.

Les autres courbes sont utilisables de la même manière.

Le coupleur en L présente un inconvénient : il nécessite une commutation pour passer de l'un à l'autre des montages décrits. En outre, les éléments constituant le coupleur doivent avoir des valeurs importantes. Un coupleur en L utilisant les montages figures 3 a b c d devrait être construit avec un condensateur variable de 2000 pF pour ramener de 5 à 1 le ROS dans un câble coaxial d'impédance caractéristique 50 ohms, à la fréquence de 3,5 MHz. C'est pourquoi on a imaginé des modèles plus perfectionnés comportant deux condensateurs et une self tous trois variables. Nous allons examiner d'un peu plus près le fonctionnement d'un coupleur de cette catégorie : il s'agit du coupleur Mac Coy ou transmatch ou coupleur F3ZZ.

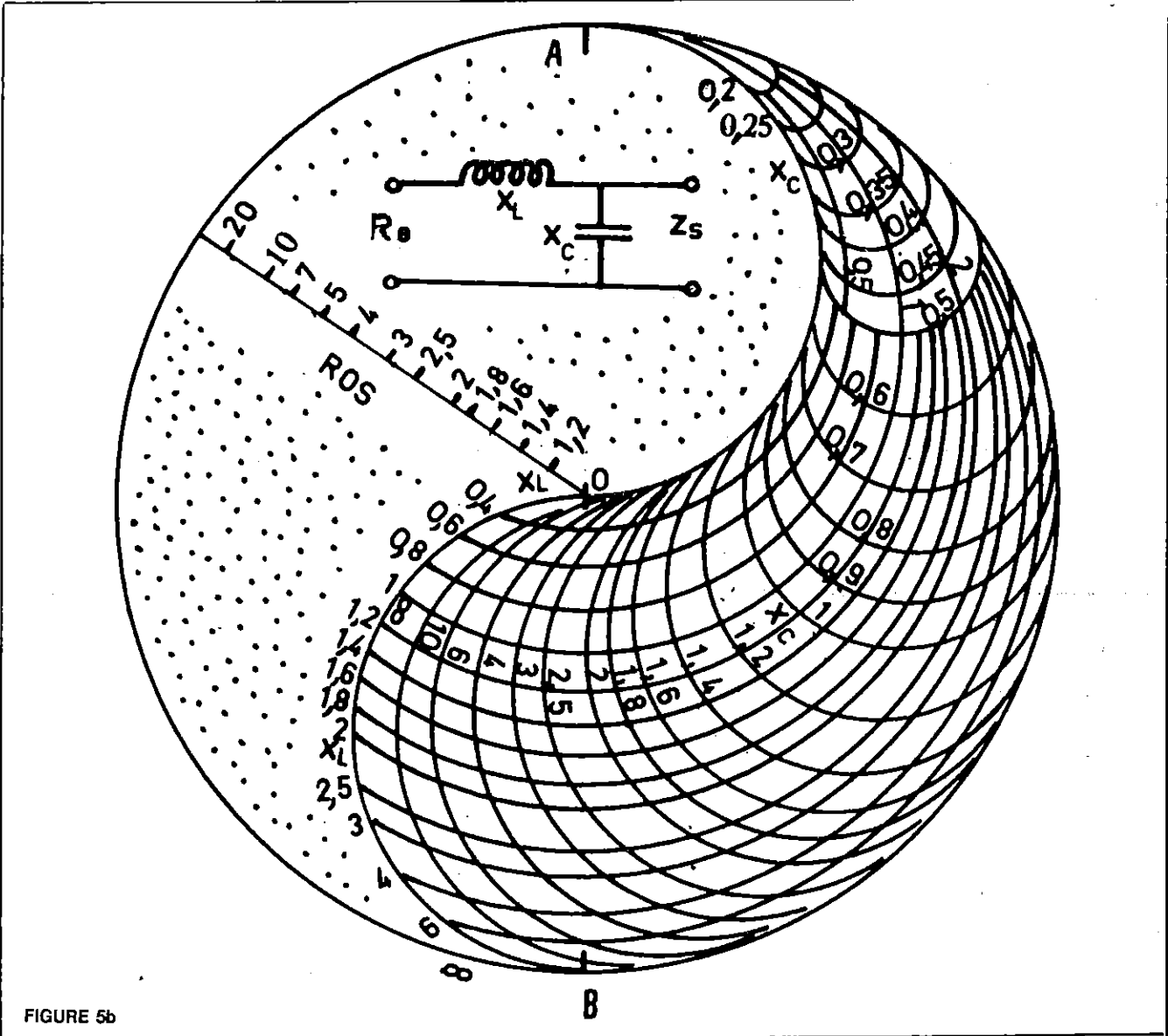


FIGURE 5b

COMMENT SE TRADUIT LE MONTAGE EN SERIE OU EN PARALLELE D'UNE REACTANCE ?

Sur la figure 6, nous avons tracé quatre diagrammes de Smith et sur chacun d'eux est située l'impédance de sortie Z_s . Ajoutons une réactance en série avec Z_s et examinons les figures 6b et 6d. La nouvelle impédance obtenue Z_e a la même résistance que Z_s . Les points Z_e et Z_s sont donc situés sur un même cercle, appelé cercle de résistance, tangent en B à la partie inférieure du diagramme. Remarquons que le condensateur fait tourner l'impédance en sens contraire des aiguilles d'une montre, tandis que le montage en série d'une inductance produit l'effet inverse. Voyons ce qui se passe si nous montons une réactance en parallèle. Dans ce cas, nous avons vu que la résistance variait. Les valeurs Z_s et Z_e sont situées sur un même cercle, mais tangent cette fois en A, à la partie supérieure du diagramme, comme indiqué sur les figures 6a et 6b.

Dans un diagramme de Smith, il y a un point particulier qui est le centre C du cercle extérieur. Ce point

correspond à l'impédance caractéristique Z_c de la ligne. L'impédance d'entrée Z_e du coupleur se rapprochera le plus possible de ce point.

ETUDE D'UN COUPLEUR CLASSIQUE : LE TRANS-MATCH

Ce coupleur est représenté sur la figure 7. En progressant de la sortie vers l'entrée, on trouve différentes impédances Z_s, Z_3, Z_2, Z_1, Z_e qui sont représentées sur l'abaque de la figure 4. Dans ce cheminement, en partant de Z_s , on aboutit, comme nous venons de le dire, au centre du diagramme. Ces différentes impédances ont été relevées sur l'abaque et elles sont indiquées sur le tableau récapitulatif de la figure 7. On a calculé les valeurs des éléments (condensateurs et inductances) constituant le coupleur. Pour se rendre de Z_s à Z_e , le trajet indiqué n'est pas le seul. Nous aurions pu en imaginer plusieurs autres, chacun correspondant à un réglage particulier du coupleur.

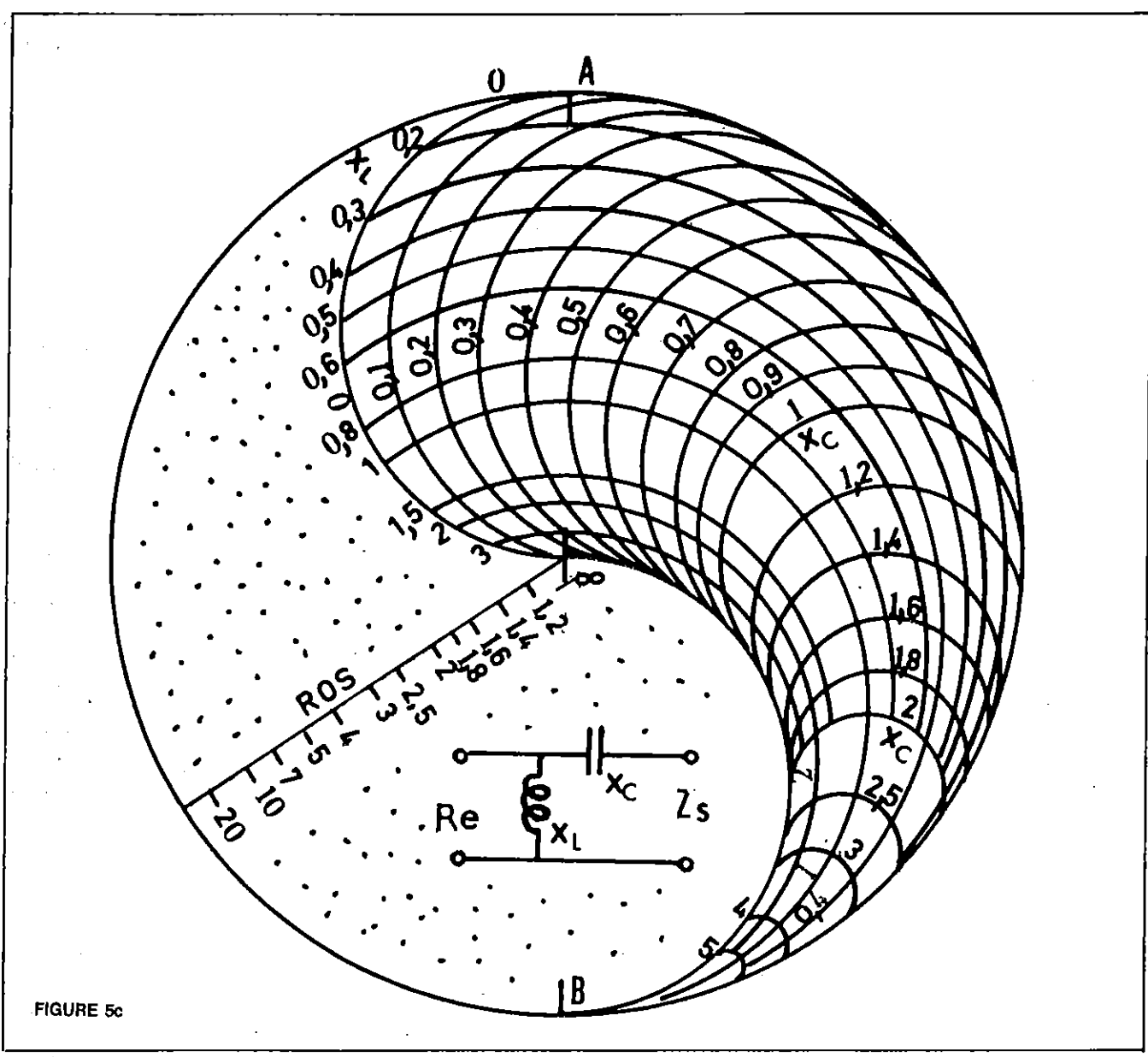


FIGURE 5c

COMMENT REGLER UN COUPLEUR ?

Le coupleur est installé entre l'émetteur et l'antenne comme il est indiqué sur la figure 8. Bien souvent un commutateur incorporé permet de relier l'émetteur à une charge purement résistive de 50 ohms, donnant un ROS de 1. Nous verrons plus loin comment on doit utiliser cette antenne fictive. Le coupleur est correctement réglé lorsque le ROS vaut 1 dans le câble coaxial TE. Pour déterminer le ROS, on mesure les puissances directe (ou incidente) P_F et réfléchie P_R . A partir de ces données, plusieurs procédés permettent d'évaluer le ROS :

a) Par le calcul

Le ROS est donné par la relation :

$$\frac{P_R}{P_F} = \frac{(ROS - 1)^2}{(ROS + 1)^2}$$

Différents abaques évitent de faire le calcul (2).

b) Directement par tarage

La puissance ne doit pas varier au cours de cette mesure : on tare le wattmètre et on lit l'indication du ROS sur une échelle spéciale. Si la puissance varie, la lecture est inexacte.

c) Directement par système à deux aiguilles croisées

Les wattmètres BIRD 4342 et les différents modèles DAÏWA possèdent deux galvanomètres donnant P_F et P_R et, en plus on lit le ROS à l'intersection des aiguilles de ces appareils.

d) Directement par calculateur intégré

La série des wattmètres BIRD « analyst 4380 » comporte un calculateur intégré donnant directement le ROS par affichage digital. Malheureusement ce très bel appareil coûte aussi cher que le transceiver.

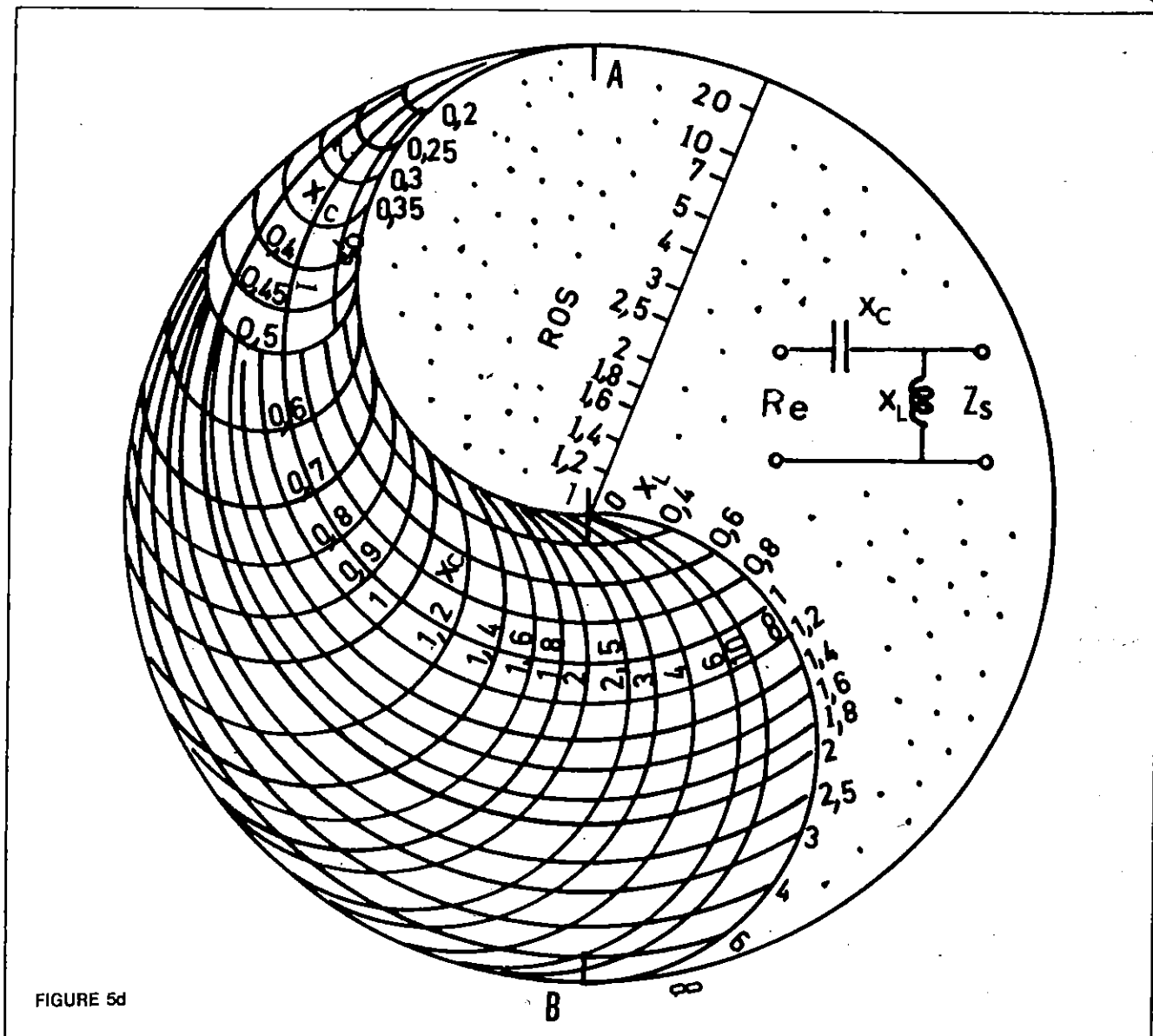


FIGURE 5d

Le circuit en pi placé à la sortie d'un émetteur à tube, constitue une sorte de deuxième coupleur intégré dans l'émetteur, permettant par la manœuvre de CV₁ et CV₂ d'adapter à l'impédance de sortie du tube du PA, l'impédance Z_T qui charge l'émetteur. Si on détruit cette adaptation en modifiant le réglage de CV₁ ou CV₂, la puissance fournie par l'émetteur diminue; les indications P_F et P_R du wattmètre diminuent également, mais le ROS dans le coaxial TE ne varie pas. Par contre, les réglages L₂, CV₃, CV₄, du coupleur font, dans ce même câble, varier le ROS; de ce fait l'impédance Z_T qui charge l'émetteur varie, ainsi que la puissance fournie par l'émetteur à cette charge variable. Les indications du wattmètre dépendent de 5 paramètres comme le résume le tableau ci-dessous.

Indication du réglage	symbole	P _F	P _R	ROS
Final	CV ₁	x	x	non
Load	CV ₂	x	x	non
Transmitter matching	CV ₃	x	x	x
Antenna matching	CV ₄	x	x	x
Inductor	L ₂	x	x	x

Si on possède un wattmètre donnant directement le ROS, indépendamment des puissances, il est assez facile, par la manœuvre du coupleur, d'amener le ROS à la valeur 1. Dans ce cas l'émetteur est chargé en T par une résistance de 50 ohms. Cette opération terminée on adapte l'émetteur à la charge par le réglage de CV₂. Il n'est pas nécessaire d'utiliser l'antenne fictive.

EXPEDITIONS POLAIRES FRANÇAISES
 recherchent pour hivernage Terre Adélie, 1983, absence 14 mois environ.
OPERATEUR RADIO-TELEGRAPHISTE
 Breveté TELECOM, armée ou M.M. avec 8 années min. pratique professionnelle.
 Env. C.V. détaillé, à E.P.F., 47, av. du Maréchal-Fayolle, 75116 PARIS.

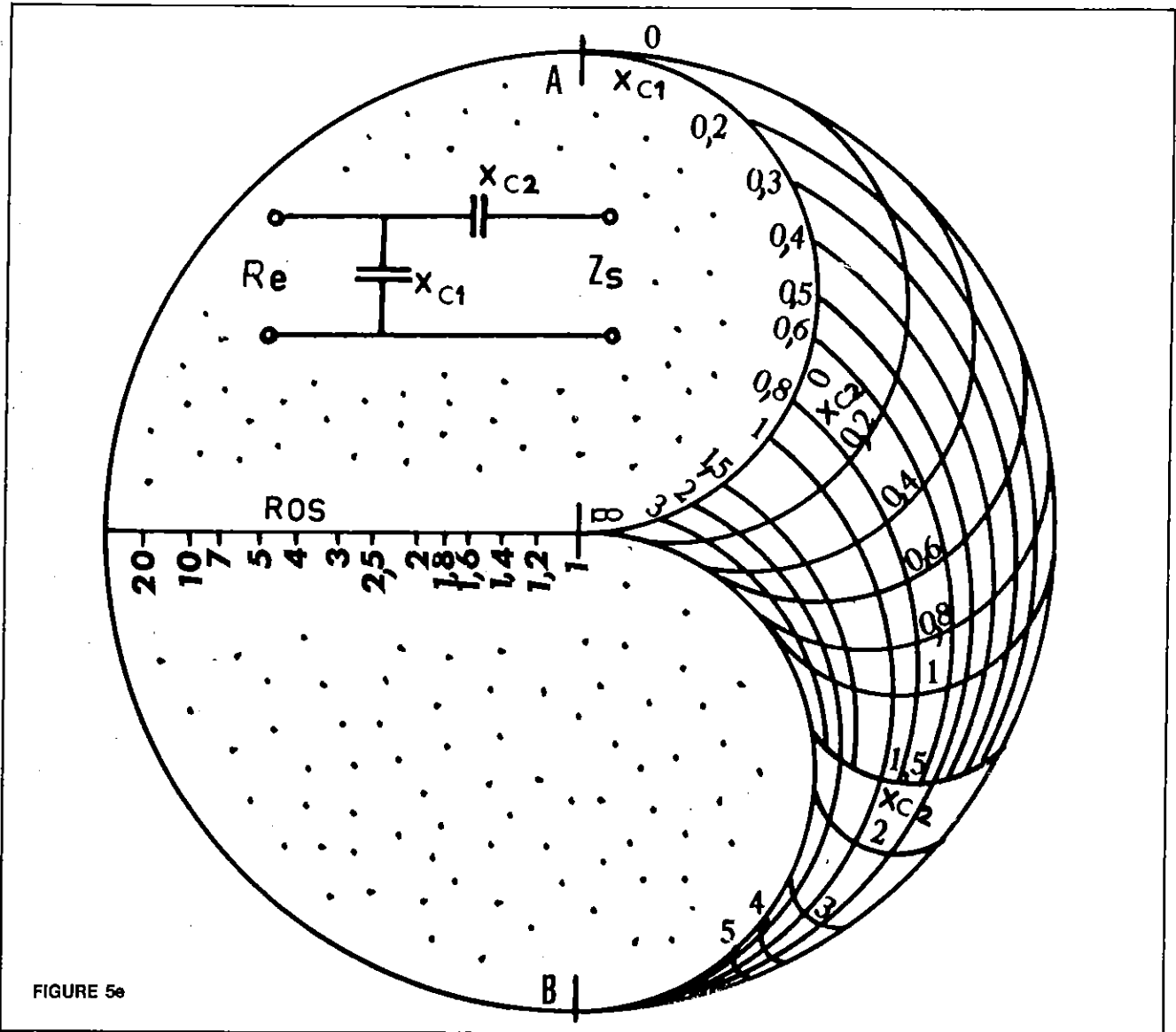


FIGURE 5e

Beaucoup de radioamateurs possèdent un wattmètre classique indiquant, grâce à un commutateur soit la puissance directe P_F soit la puissance réfléchie P_R . Pour avoir un faible ROS, il faut avoir une puissance réfléchie très faible par rapport à la puissance directe. Si on opère avec une puissance directe constante, la diminution de puissance réfléchie entraîne une diminution du ROS. Mais, lorsqu'on règle le coupleur, il ne faut pas conclure que toute diminution de puissance réfléchie lue sur le wattmètre, correspond à une baisse du ROS car, la puissance directe ne restant pas constante, peut varier dans le même sens que la puissance réfléchie. Si la puissance réfléchie est nulle, le ROS vaudra sûrement 1 et ceci, quelle que soit la valeur de la puissance directe. Par contre, si la puissance directe indiquée par le wattmètre passe par un maximum, cela ne signifie pas que le ROS soit égal à 1. Voici un exemple le montrant. Le circuit de sortie en pi L_1, CV_1, CV_2 , est réglé pour adapter l'émetteur à une impédance différente de 50 ohms, par exemple $30 + j20$ ohms. Lorsque l'impédance de charge Z_T atteint cette valeur, la différence entre la puissance directe et la

puissance réfléchie est maximum bien que le ROS soit de 2 dans la ligne coaxiale.
 En figure 9 sont résumées sous forme de tableau, les incidences du réglage du circuit de sortie de l'émetteur, du coupleur d'antenne, sur les lectures du wattmètre de la figure 8, placé dans la ligne TE reliant l'émetteur au coupleur.
 Pour éviter ces ambiguïtés et ces difficultés de mesure, il faut opérer avec méthode et faire les réglages dans un ordre déterminé :
 a) charger l'émetteur par l'antenne fictive. Le ROS vaut 1 dans le coaxial TE.
 b) avec cette charge, régler CV_1 et CV_2 pour obtenir le maximum de puissance de sortie. On doit lire sur le wattmètre : $P_F \text{ max. ; } P_R = 0$. Ne plus retoucher aux réglages de l'émetteur.
 c) remplacer l'antenne fictive par l'antenne réelle. Manœuvrer l'inductance L_2 du coupleur jusqu'à l'obtention d'une chute nette de la puissance réfléchie. Parachever le réglage avec CV_2 et CV_3 jusqu'à annuler la puissance réfléchie. On a alors un ROS de 1 dans le coaxial.

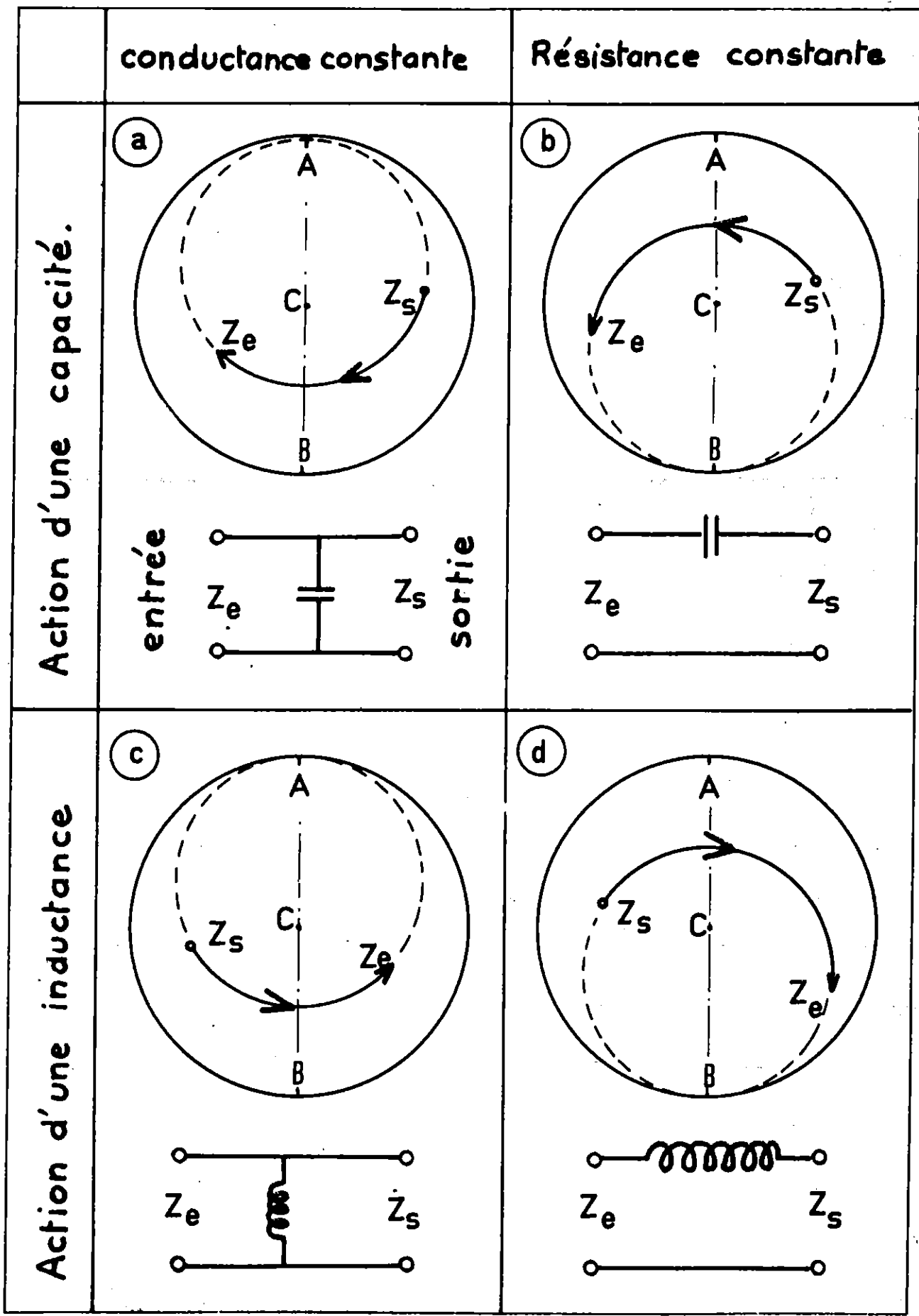


FIGURE 6

Circuit	Valeurs à l'échelle		Valeurs réelles				Elément du circuit		
	50 Ω	1/50 S	Impédance Z Ω		Admittance Y siemens		réactance X ohms	susceptance B siemens	
	R	X	R	X	G	B			
	2	5	100	250			X ₄ = -100	C ₄ = 76 pf	
	2	3	100	150	0,0032	-0,0048		B ₃ = -0,0042	L ₃ = 18 μH
	-0,7	2	35	100	0,0032	-0,009	X ₂ = -77,5		C ₂ = 100 pf
	0,7	0,45	35	22,5	1/50	-0,013			C ₁ = 100 pf
	1	0	50	0	1/50	0			B ₁ = +0,013

FIGURE 7. Connaissant leur réactance X ou leur susceptance B, les valeurs des inductances ou capacités se calculent en fonction de la fréquence exprimée en MHz avec les formules suivantes :

$$C_{\mu F} = \frac{100000}{f \times X_c \text{ ohms}} \quad \text{ou} \quad \frac{1}{6,28 \times F \times B \text{ siemens}}$$

$$L_{\mu H} = \frac{X_L \text{ ohms}}{6,28 \times F} \quad \text{ou} \quad \frac{1}{6,28 \times F \times B \text{ siemens}}$$

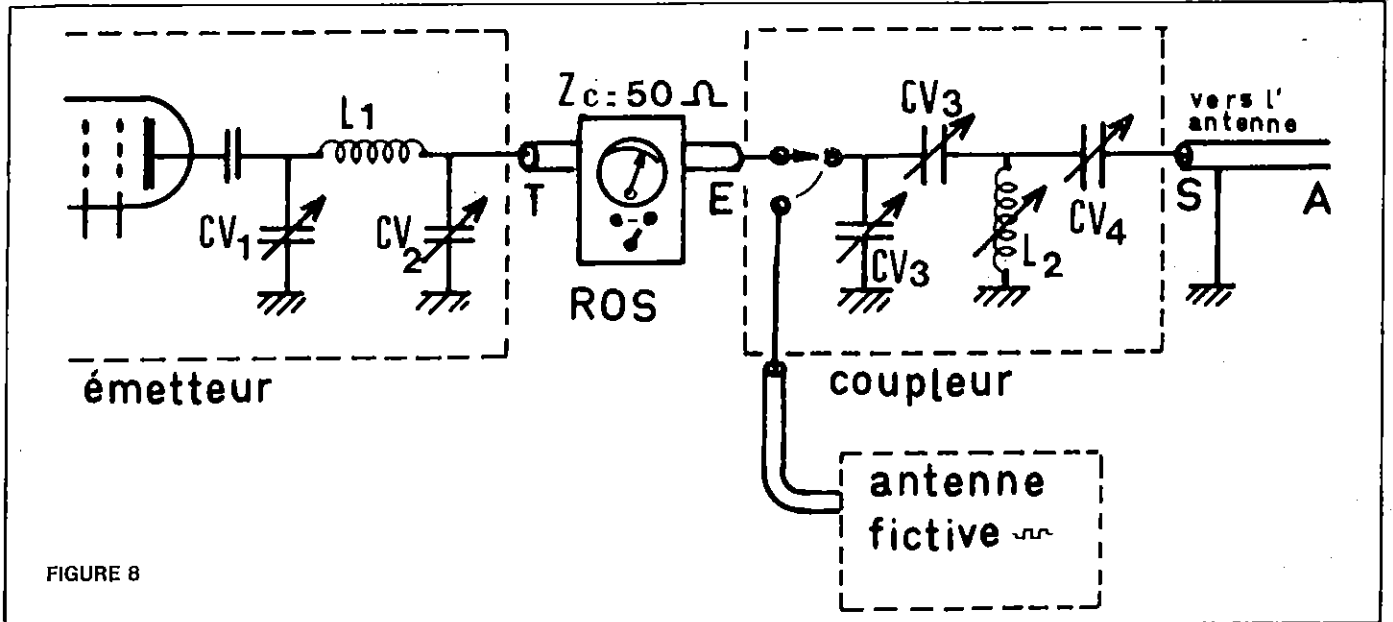


FIGURE 8

cas n°	action des circuits d'adaptation sur les lectures du wattmètre		puissance effectivement cédée par l'émetteur $P_F - P_R$	ligne TE : adaptation de :		ROS
	P_F	P_R		charge à ligne	émetteur à ligne	
①	très grand	très grand	très faible	très mauvaise		très grand
②		0		bonne		1
③		$\neq 0$	maxi	incorrecte	bonne	$\neq 1$
④ cas idéal	maxi	0	maxi	bonne	bonne	1

FIGURE 9

Avant de procéder à la mise en œuvre de tout coupleur, il faut, au moyen d'une antenne fictive, adapter l'émetteur à la charge de 50 ohms que lui offrira le coupleur une fois son réglage terminé. Si on possède un émetteur tout transistors avec PA à large bande, ce réglage initial est inexistant ce qui simplifie l'utilisation de l'équipement.

Notes

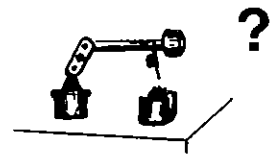
- (1) Voir Radio-REF décembre 1981 et janvier 1982 : le diagramme de Smith par F6ELM.
- (2) Voir Radio-REF août 1981 : mesures de puissance-perdes en ligne figure 4 page 575.

Documentation :

Electronic applications of the Smith Chart. par Phillip H Smith. Mc Graw Hill. NY.

F6ELM. MAURICE LIMES. 7 CITE DES COMBES. 19300 EGGLETONS.

PAGES TECHNIQUES



Adaptation d'impédance d'une antenne à la ligne de transmission

Les lignes d'alimentation utilisées pour transporter l'énergie haute fréquence jusqu'à l'antenne, ont des impédances caractéristiques imposées par les fabricants (de 30 à 200 ohms pour les câbles coaxiaux ; 150, 300, 600 ohms pour les lignes à fils parallèles.

Par Maurice LIMES F6ELM

Suivant le type d'antenne utilisé, la résistance d'entrée varie depuis une dizaine jusqu'à plusieurs milliers d'ohms. Dans les équipements mobiles, l'antenne est souvent raccourcie et le brin rayonnant, qui n'est pas en résonance, possède une impédance d'entrée présentant de la réactance. Il faut adapter l'impédance de l'antenne à l'impédance caractéristique invariable de la ligne, pour que celle-ci travaille avec un ROS voisin de 1.

On pourrait utiliser pour cela les systèmes transformateurs d'impédances destinés à coupler la ligne à l'émetteur (1). Ces appareils réglables sont lourds et encombrants, non étanches et, pour ces raisons, ne peuvent convenir. Il faut, au contraire, un système indéréglaible, étanche, simple et léger, prévu pour fonctionner sur une seule fréquence ou sur une étroite bande. Nous allons examiner les différents procédés mis en œuvre.

1. Adaptation d'impédance par ligne

Nous savons qu'en tous les points d'une ligne désadaptée l'impédance varie en fonction de la position de ce point.

Exemple

Une ligne coaxiale MB, d'impédance caractéristique $Z_c = 150$ ohms et de longueur $0,125 \lambda$ est représentée sur l'abaque de Smith de la figure 1. Les coordonnées des extrémités, lues sur l'abaque sont :

- en M : $R = 0,6 \Omega$ $X_c = -0,8 \Omega$.
- en B : $R = 0,33 \Omega$ $X = 0$.

En tenant compte de l'impédance caractéristique de la ligne, ces valeurs sont en réalité :

$$R_M = 150 \times 0,6 = 90 \text{ ohms.}$$

$$X_M = 150 \times (-0,8) = -120 \text{ ohms.}$$

DE L'EMETTEUR à L'ANTENNE

Si une telle charge est appliquée en M, la ligne offrira en B une résistance de : $R_B = 150 \times 0,33 = 50$ ohms.

Sur la figure 2 nous voyons comment l'impédance Z_M est transformée par la ligne (1) en une résistance R_B de 50 ohms.

Cette valeur constitue la charge bien adaptée à l'impédance caractéristique $Z_c = 50$ ohms de la ligne (2) qui fonctionne ainsi avec un ROS de 1.

Par conséquent, au moyen d'une ligne de longueur et d'impédance caractéristique convenablement choisies, nous adaptons à un coaxial de 50 ohms, une charge fortement réactive. On qualifie la ligne MB de « transformateur d'impédances ».

Par cette méthode, nous pouvons transformer n'importe quelle impédance appliquée à l'entrée de la ligne, en n'importe quelle valeur disponible à la sortie, à condition de disposer d'une ligne d'impédance caractéristique appropriée.

Le problème se simplifie si la charge à adapter à la ligne est une résistance pure, par exemple, une antenne en résonance. La ligne adaptatrice offre à ses deux extrémités deux résistances qui sont (figure 3) :

- R_1 : résistance de la charge.
- R_2 : résistance égale à l'impédance caractéristique Z_c de la ligne (2).

Il n'y a que la ligne quart d'onde (ou comprenant un nombre impair de quarts d'onde) qui offre à ses extrémités des résistances pures différentes.

Ecrivons de deux façons la valeur du ROS φ dans la ligne 1 :

$$\varphi = \frac{Z_c}{R_1} = \frac{R_2}{Z_c}$$

On en déduit : $Z_c^2 = R_1 \cdot R_2$ donc : $Z_c = \sqrt{R_1 \cdot R_2}$

Exemple numérique

Une antenne en résonance, a une résistance d'entrée de 20 ohms ; on l'alimente avec du twin lead de 300 ohms.

La ligne quart d'onde d'adaptation aura une impédance caractéristique de :

$$Z_c = \sqrt{20 \times 300} = 77,5 \text{ ohms.}$$

On utilisera une ligne commerciale d'impédance caractéristique 75 ohms.

2. Adaptation par épingle à cheveux (hair pin)

Ce procédé, représenté par la figure 4, est très simple. Il ne réalise pas

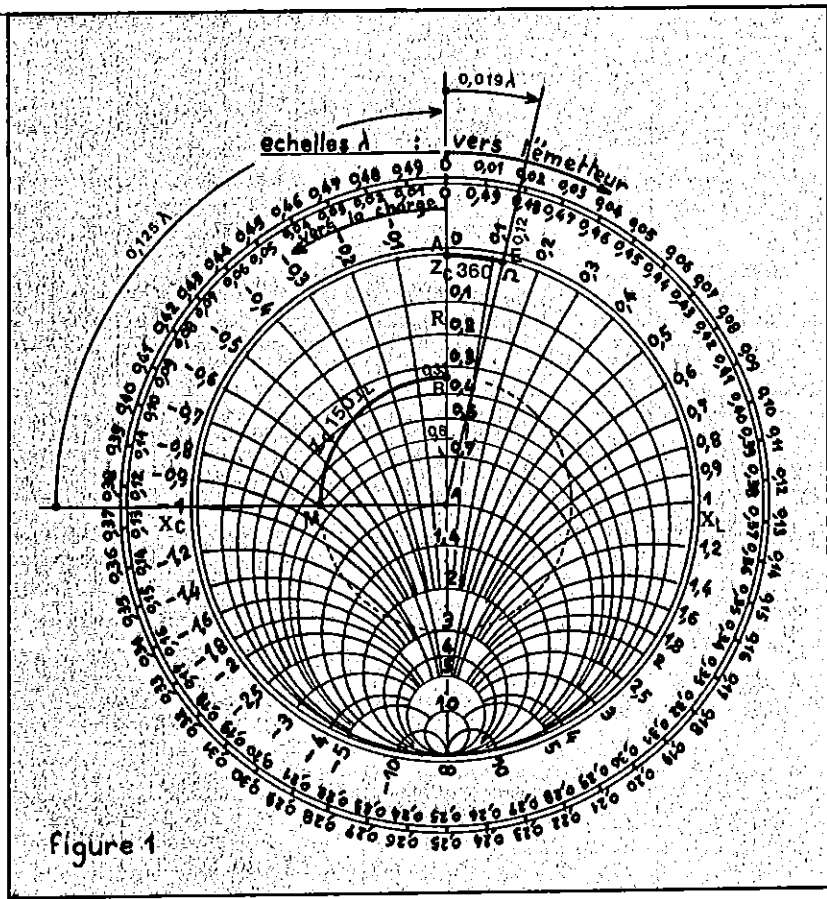


Figure 1

FIGURE 1. L'abaque de Smith est un outil très performant pour étudier le fonctionnement d'une ligne de transmission. Les explications simples et détaillées données dans le texte, permettront au lecteur, non familiarisé avec cette représentation, de comprendre comment on exploite ce procédé.

l'adaptation parfaite : il se contente d'annuler la réactance capacitive présentée par l'antenne.

Il s'emploie lorsque l'antenne offre une impédance série de faible valeur, ce qui se produit avec une antenne raccourcie.

Nous annulons la réactance présentée par l'antenne, en montant, en parallèle, une ligne DEFG, en forme d'épingle à cheveux, ayant une réactance de signe contraire.

Exemple

A la fréquence de 14 MHz, l'impédance au centre d'un brin rayonnant raccourci, équivaut à la mise en série (figure a et b) :

- d'une résistance $R_s = 20$ ohms.
- d'une réactance capacitive $X_s = -30$ ohms.

Nous annulons la réactance capacitive par une réactance inductive convenable montée en parallèle aux bornes de l'antenne (figure d). Pour calculer cette réactance, il faut transformer le montage série R_s, X_s en montage parallèle. Rappelons les relations permettant ce calcul :

$$R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s} = \frac{400 + 900}{20} = 65 \text{ ohms}$$

$$X_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s} = \frac{400 + 900}{-30} = -43 \text{ ohms}$$

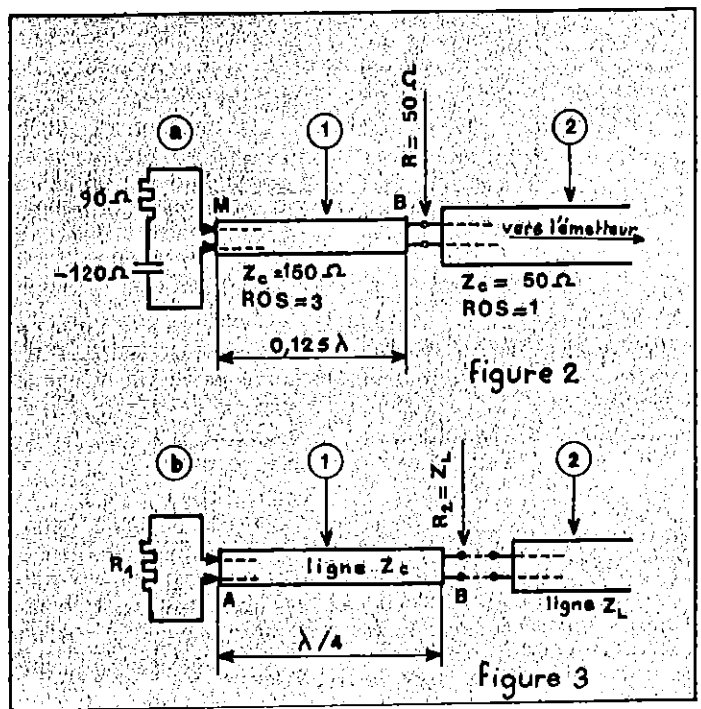


Figure 2

Figure 3

FIGURE 2. Les impédances sont différentes aux extrémités d'une ligne désadaptée. Cette ligne est un transformateur d'impédances.

FIGURE 3. La ligne quart d'onde transforme une résistance en une autre résistance.

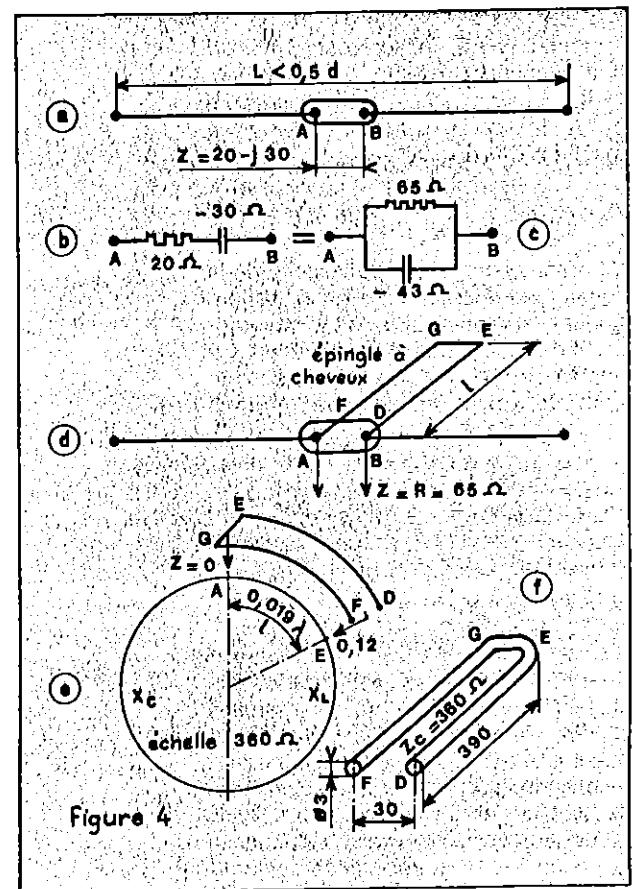


Figure 4

FIGURE 4. Une épingle à cheveux ou « beta match » peut servir d'adaptateur d'impédance si l'impédance d'entrée de l'antenne est faible et capacitive.

On s'aperçoit que la résistance R_p du montage parallèle est bien plus grande que la résistance R_s du montage série, valant 20 ohms. Une fois l'adaptation faite, la réactance s'annule et, avec un câble coaxial d'impédance caractéristique 50 ohms, le ROS vaut

$$\frac{65}{50} = 1,3 \text{ (figure d)}$$

Sans adaptation, le ROS serait de 3,5.

On confectionne l'épingle, en repliant du fil de diamètre 3 mm, avec un écartement de 30 mm (figure f). L'impédance caractéristique, qui correspond à un rapport

$$\frac{e}{d} = \frac{30}{3} = 10, \text{ vaut } 360 \text{ ohms.}$$

Cette valeur est donnée par l'abaque de la figure 5.

Pour annuler la réactance capacitive de -43 ohms présentée par l'antenne, la ligne DEFG offrira entre F et D une réactance égale et opposée de 43 ohms (réactance inductive). Cette réactance varie en fonction de la longueur l de la ligne. On détermine cette longueur à partir d'un abaque de Smith fait à l'échelle de 360 ohms, sur la figure « e ». L'extrémité en court-circuit EG est représentée en A. On reporte en E, sur l'abaque, la valeur de l'impédance Z_{DF} valant sur le diagramme :

$$Z_{DF} = \frac{43}{360} = 0,12 \text{ ohms}$$

La longueur AE, mesurée sur l'échelle des longueurs d'onde vaut $0,019 \lambda$. Cette construction est faite sur la figure 1. A la fréquence de 14 MHz, la longueur de l'épingle vaut :

$$l = 0,019 \times \frac{300}{14} \times 0,95 = 0,39 \text{ m}$$

0,95 est le coefficient de vélocité de la ligne. Pour faciliter l'utilisation, la longueur l est rendue variable par coulisement de l'épingle dans deux colliers. Ce système réglable est employé, sous le nom de « bêta match » par certains fabricants d'antennes.

3. Adaptation d'impédance par stub

Nous avons décrit ce procédé à la page 23 de Radio-REF de janvier 1982.

4. Adaptation en delta (figure 6)

Ce procédé est utilisé pour adapter une ligne à fils parallèles à une antenne dipôle. Les formules indiquant les dimensions du delta sont valables pour une ligne d'impédance caractéristique 600 ohms, alimentant un dipôle demi-onde en résonance, dont l'impédance au centre est une résistance comprise entre 50 et 80 ohms. Cette impédance croît lorsqu'on s'éloigne du centre, pour être maximum aux extrémités (figure a).

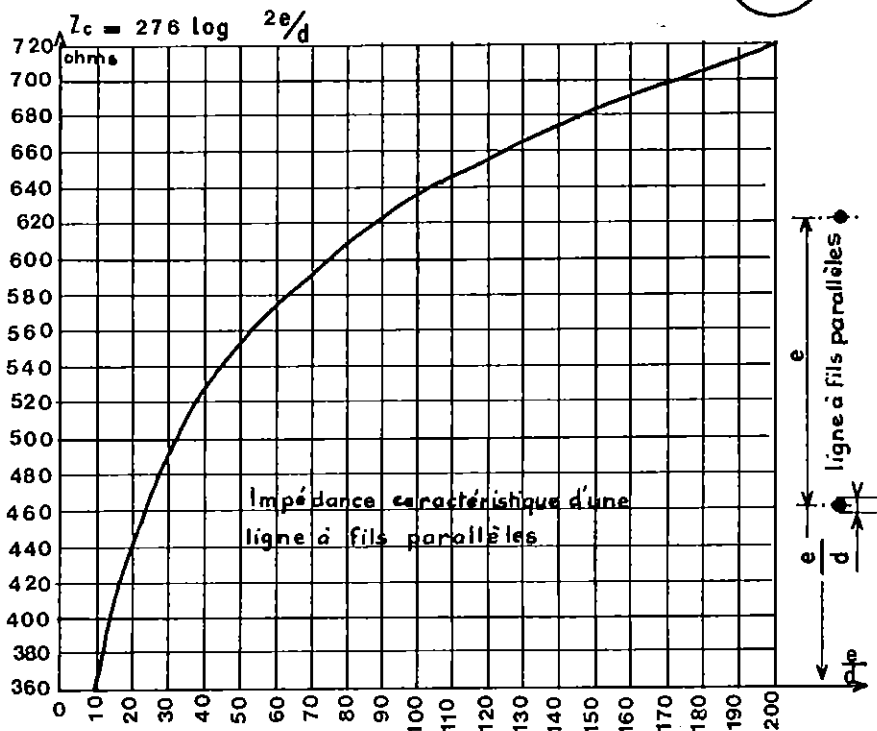


FIGURE 5. Cet abaque permet de calculer l'impédance caractéristique d'une ligne à fils parallèles, en fonction de ses dimensions.

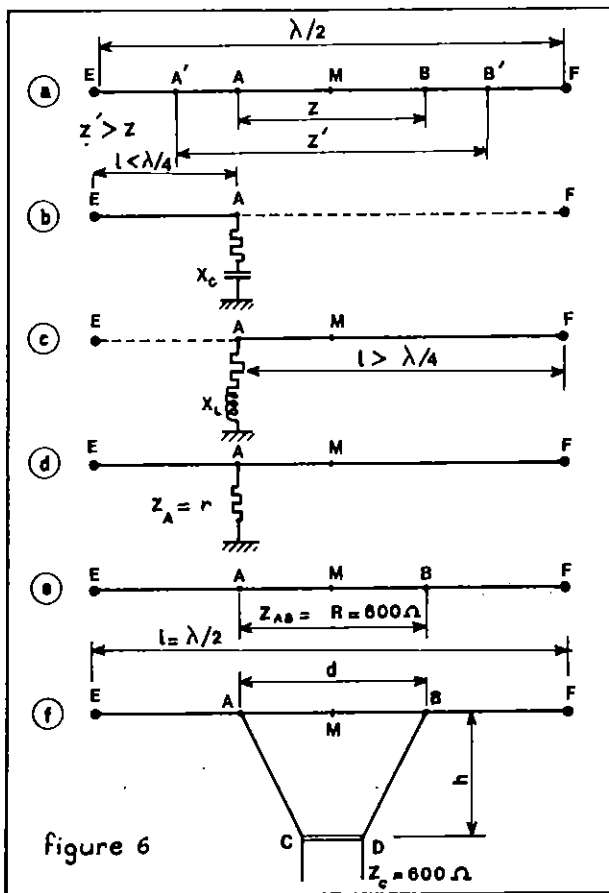


FIGURE 6. Adaptation en delta. Le brin rayonnant EF est en résonance. Quelle que soit la position du feeder sur ce brin, l'impédance par rapport au sol, du point où se fait la jonction, est une résistance pure.

L'impédance caractéristique de la ligne étant supérieure à 80 ohms, on trouvera, sur le brin rayonnant, deux points symétriques A et B, tels que l'impédance Z_{AB} soit égale à l'impédance caractéristique de la ligne c'est-à-dire 600 ohms. Encore faut-il que l'impédance Z_{AB} soit une résistance pure. C'est ce qui a lieu si le dipôle EF est en résonance. Sur les figures « b » et « c » nous avons représenté les impédances, capacitive pour l'un et inductive pour l'autre, de chaque tronçon EA et FA. La réactance obtenue en juxtaposant les deux parties EA et AF s'annule, de sorte que, l'impédance résultante est une résistance pure.

Par conséquent, l'impédance, entre deux points symétriques, d'une antenne en résonance est une résistance pure. Les dimensions du delta permettant d'adapter la ligne 600 ohms sont données par les formules suivantes :

$$d(\text{mètres}) = \frac{300}{F(\text{MHz})} \times 0,12 = 0,12 \lambda$$

$$h(\text{mètres}) = \frac{300}{F(\text{MHz})} \times 0,15 = 0,15 \lambda$$

Remarques

- Les fils AC et BD n'étant pas parallèles, le delta rayonne.
- Le raisonnement que nous avons fait n'est pas très rigoureux car, l'impédance caractéristique de la ligne est supérieure à 600 ohms en AB, puisque l'écartement entre les fils augmente. Il faut considérer l'adaptation en delta comme une variante simplifiée de la ligne exponentielle dont nous n'entreprendrons pas l'étude.
- Une part de réactance inductive est apportée par la partie de la ligne en delta. On équilibre cette réactance en raccourcissant le brin rayonnant demi-onde, qui présente ainsi une réactance capacitive. Pour régler une adaptation en delta, il faut agir, non seulement sur les dimensions du delta, mais aussi sur la longueur EF du brin rayonnant.

• On utilise une telle adaptation si la ligne à fils parallèles est de grande longueur ou si elle transporte une puissance élevée.

• Pour contrôler la qualité de l'adaptation, il faut mesurer un ROS de 1 dans la ligne à fils parallèles. Comme le wattmètre réflectomètre que nous possédons ne peut être utilisé, on vérifie, au moyen de plusieurs ampèremètres insérés dans un des fils, que l'intensité est la même en tous les points.

5. Adaptation par « T match » (figure 7)

On emploie souvent ce système, dérivé du « delta match », pour adapter une ligne symétrique à une antenne Yagi.

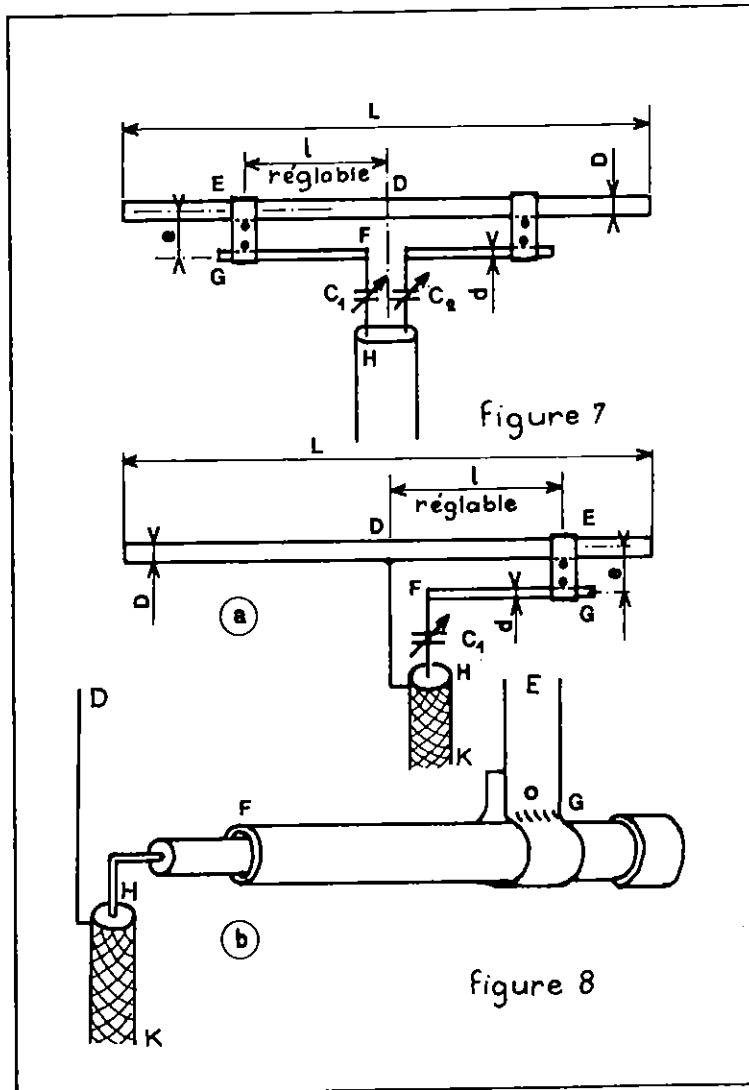


FIGURE 7. Adaptation en T.
 Pour coupler avec une ligne 300 ohms, le brin rayonnant d'une antenne beam, on respectera les valeurs :
 $d = \frac{1}{3}$ ou $\frac{1}{4} D$
 $e = 4 \text{ à } 5 D$
 $l = 0,15 L$
 C_1 et C_2 , maxi : 8 pF par mètre de longueur d'onde.

FIGURE 8. Adaptation en gamma.
 Pour adapter un coaxial de 50 ohms au brin rayonnant d'une antenne directive, il faut tenir compte des proportions suivantes :
 $d = \frac{1}{3}$ ou $\frac{1}{4} D$
 $e = 4 \text{ à } 6 D$
 $l = 0,1 L$
 C_1 , maxi : 8 pF par mètre de longueur d'onde.

Les condensateurs variables C_1 et C_2 ont pour rôle d'annuler la réactance inductive présentée par la boucle DEGF dont la longueur l est inférieure à un quart d'onde. Pour régler le T match, il faut agir sur les condensateurs variables et sur la longueur l de la boucle.

Si la longueur L est inférieure à une demi-onde, le brin rayonnant raccourci présente une réactance capacitive pouvant, si le système est bien calculé, équilibrer la réactance inductive de la boucle et rendant inutile, l'utilisation des condensateurs.

6. Adaptation par « gamma match »

Ce système est asymétrique et permet d'adapter câble coaxial et antenne symétrique (figure 8a).

Le fonctionnement est identique à celui du T match. Bien souvent le condensateur est constitué par un tronçon de coaxial, débarrassé de sa gaine métallique. L'âme et l'isolant sont emboîtés à l'intérieur du tube FG, comme le montre la figure 8b. Dans ce cas, le réglage s'obtient par variation de la capacité (c'est-à-dire en ajustant la longueur du coaxial emboîté) et par déplacement de la barrette EG. Cette disposition est souvent utilisée avec l'antenne cubical quad. Le gamma match joue le rôle de symétriseur mais l'attaque de l'antenne n'a lieu que sur une moitié de la partie rayonnante. On arrive à obtenir une symétrisation correcte, mais il faut connecter la gaine du coaxial au point D situé exactement au milieu de la partie rayonnante.

7. Adaptation par « oméga match »

Le système oméga match est un perfectionnement du gamma match de la figure 8a. On ajoute, entre D et F un condensateur C_2 , ce qui nous permet de réduire la longueur l de la boucle DEGF et de diminuer l'encombrement de l'adaptateur. La figure 9 montre comment, au moyen d'un circuit oméga on fait rayonner, à la manière d'une antenne verticale pour le 80 mètres, un pylône supportant une antenne « beam ». Dans un oméga match, on n'ajuste plus la longueur ED. Ce sont les deux condensateurs variables que l'on règle. L'adaptation d'impédance est obtenue en agissant sur le condensateur C_2 et le condensateur C_1 permet d'amener l'ensemble à la résonance. En réalité, les deux réglages réagissent l'un sur l'autre et doivent être faits simultanément.

Pour voyager en mobile à travers la France, rien de plus facile que de QSO'ter sur les relais VHF et UHF grâce à la carte vendue au REF

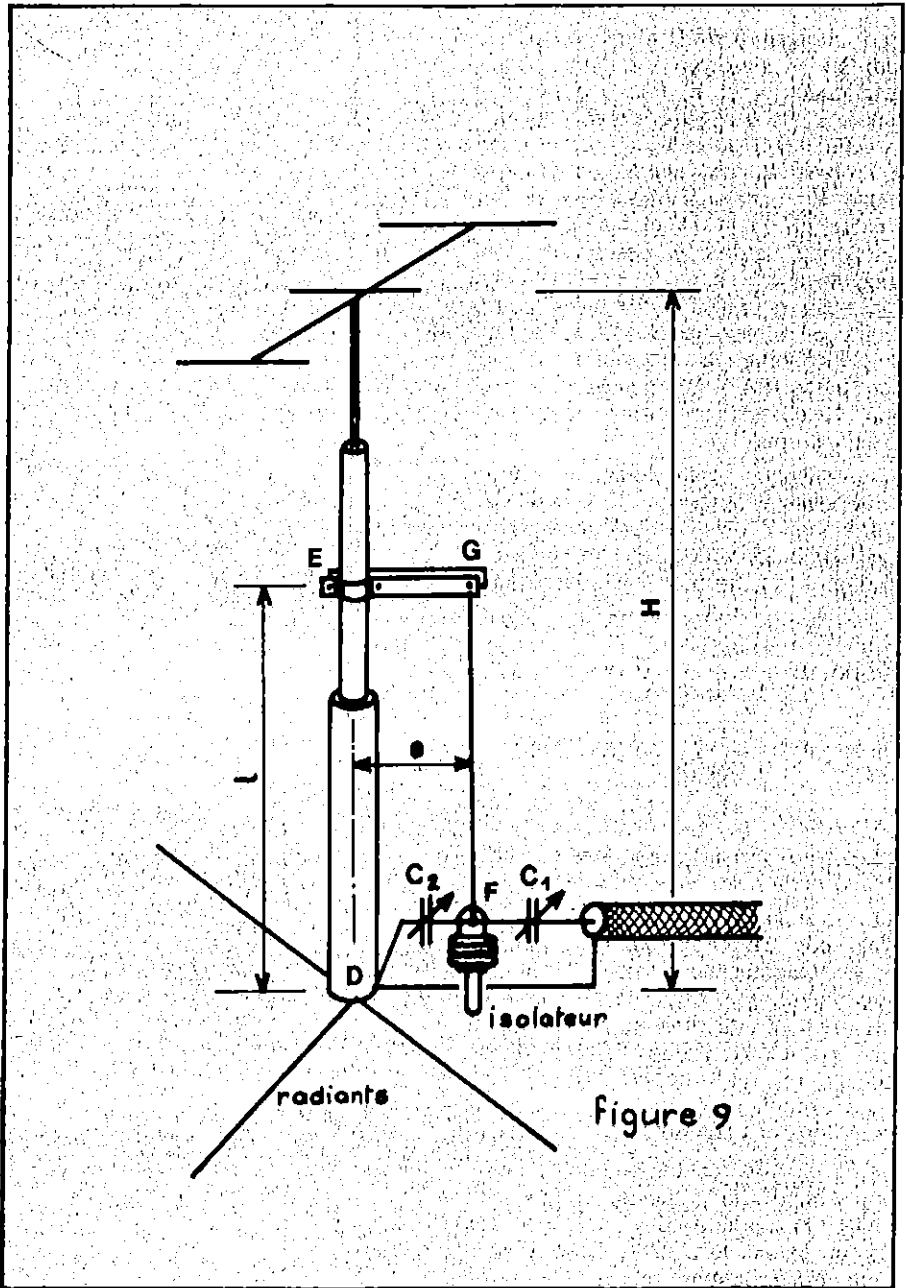


FIGURE 9. Adaptation en oméga. Avec ce procédé, on arrive à faire rayonner un pylône sur 3,5 MHz en l'adaptant à un câble coaxial. On ne fait pas varier la longueur l mais on ajuste la capacité C_2 .

Conclusions

Si un brin rayonnant présente à son entrée, une impédance différente de l'impédance caractéristique de la ligne, cette dernière travaille avec des ondes stationnaires et les pertes augmentent. Les procédés d'adaptation que nous venons de voir, permettent à la ligne de fonctionner avec un ROS de 1, mais ne modifient pas le comportement de la partie rayonnante de l'aérien.

Quand on examine le montage d'une antenne Yagi, le fonctionnement du système adaptateur reste souvent obscur. Bien que nous n'ayons pas décrit la totalité des procédés mis en œuvre, je souhaite que cette lecture contribue à dissiper la part de mystère qui subsiste.

Note

(1) Voir Radio-REF juin 1983 page 643 : « Circuits adaptateurs d'impédances ».

MAURICE LIMES F6ELM
7, CITE DES COMBES
19300 EGLETONS

LES NOUVELLES FOURNITURES :

STYLO MONTRE - STYLO - CUBE PAPIER -
 ETIQUETTE ADHESIVE DU SIGLE REF -
 ETIQUETTE ADHESIVE ADRESSE REF -
 GLOBE LUMINEUX - CARTES IMPRIMEES PAR LE REF -
 NOUVELLE BROCHE AVEC VOTRE INDICATIF ET VOTRE PRENOM

DE L'EMETTEUR A L'ANTENNE

liaison ligne - antenne les symétriseurs

Par
Maurice LIMES
F6ELM

Lorsqu'un récepteur à entrée symétrique (antenne dipôle, ligne à fils parallèles...) est alimenté par une ligne asymétrique, telle qu'un coaxial, on utilise un adaptateur placé à la jonction.

Le but de cet appareil est d'empêcher que des intensités différentes circulent dans les deux moitiés rayonnantes de l'antenne. Ce déséquilibre des intensités engendre un courant indésirable, dit courant de gaine, qui est conduit à la terre par la ligne asymétrique.

Avant d'aborder la présente étude, nous conseillons au lecteur de bien vouloir se reporter au Radio-REF de novembre 1982 où, dans la même rubrique : « De l'émetteur à l'antenne », nous avons expliqué pourquoi et comment ce courant prend naissance ; nous avons étudié le fonctionnement anormal qui en résulte, et mis en évidence un inconvénient majeur, qui est le rayonnement de la ligne à la manière d'une antenne.

Le système utilisé est désigné en français par « symétriseur » et en anglais par « balun » qui est la contraction de balanced-unbalanced (symétrique-asymétrique). Lorsque ligne et antenne sont symétriques ou dissymétriques toutes deux, la liaison a lieu directement. C'est le cas du câble coaxial alimentant une antenne ground plane, et de la ligne à fils parallèles reliée à une antenne Lévy.

Pour jouer leur rôle, qui est d'empêcher la circulation du courant de gaine, les baluns procèdent de plusieurs façons :

- Dériver le courant de gaine, ou l'empêcher de passer, comme le fait une self de choc.
- Par l'intermédiaire d'enroulements judicieusement disposés, relier la gaine du coaxial au centre de symétrie de l'antenne, qui est un point de potentiel nul. La cause de circulation du courant de gaine est ainsi supprimée.

- A sa jonction avec l'antenne, transformer la ligne coaxiale asymétrique en une ligne symétrique.

De très nombreux modèles de symétriseurs, qui diffèrent par leur principe ou par leur réalisation ont été imaginés. Nous décrivons les systèmes les plus connus. Nous n'entrons pas dans les détails de fabrication qui se trouvent dans les articles techniques traitant ce sujet, paraissant dans les revues spécialisées. Certains symétriseurs fonctionnent pour une seule fréquence ; d'autres sont utilisables sur une large bande.

1. SYMETRISSEURS UTILISANT UN QUART D'ONDE

a) Emploi d'une ligne coaxiale quart d'onde

Voici une façon d'expliquer comment fonctionne le symétriseur représenté par la figure 1-g. Le principe consiste à relier la gaine du coaxial à un point de potentiel nul.

En « a ». Nous avons représenté une antenne dipôle. Les brins rayonnants aboutissent en A et B. La tension U d'alimentation est appliquée entre ces bornes. On retrouve la moitié de cette tension entre la terre et chacune des bornes A et B. Le potentiel par rapport au sol, du point M, centre de symétrie de l'aérien, est nul. Ce point est inaccessible physiquement.

En « b ». Le point M existe matériellement à la jonction des deux résistances égales R. Leur impédance 2R, branchée en parallèle sur celle de l'antenne, modifie le fonctionnement de la ligne d'alimentation.

En « d ». Au lieu d'utiliser deux résistances, nous connectons aux bornes de l'antenne,

une ligne B, E, G, A, en forme « d'épingle à cheveux », de longueur l. Le point de potentiel nul est situé à l'extrémité GE de l'épingle. Par rapport au sol, le potentiel le long de BE, décroît depuis

$$U \frac{x}{2} \text{ jusqu'à } 0$$

En « e ». La partie rayonnante AB est alimentée par le câble coaxial DH dont la gaine est, en M, reliée à un point de potentiel nul. Le courant de gaine parcourt le trajet DMGA. A partir de M, la ligne MH fonctionne sans courant de gaine. Nous avons ainsi résolu le problème.

En « f ». Les gaines extérieures DE, FG, de deux câbles coaxiaux parallèles, remplacent l'épingle à cheveux précédente.

En « g ». C'est sous cette forme que se présente le symétriseur. La gaine DE est celle du câble coaxial qui alimente l'antenne. L'âme du coaxial FG ne joue aucun rôle et on court-circuite chaque extrémité F et G. Nous avons ainsi connecté, aux bornes AB, la « boucle » DEGF dont l'impédance Z_{DF} , montée en parallèle, perturbe le fonctionnement de l'antenne et de la ligne d'alimentation. Cette impédance est fonction de la longueur l de la ligne court-circuitée représentée en « c ».

- Si $l < \lambda/4$: Z_{DF} est une inductance.
- $l > \lambda/4$: Z_{DF} joue le rôle d'une capacité.
- $l = \lambda/4$: Z_{DF} est infinie.

Dans ce dernier cas, la boucle dont l'impédance est infinie, ne modifie pas le fonctionnement de l'aérien. Si le circuit parallèle équivalent à l'antenne, présente de la réactance entre ses bornes A et B, on peut annuler cette réactance, en réalisant une ligne DEGF offrant une réactance Z_{DF} égale et de signe contraire. Dans ce cas, le symétriseur sert, en plus, d'adaptateur d'impédances. Quelle que soit la fréquence, l'appareil que nous venons de voir, remplit sa fonction de symétriseur. Par contre

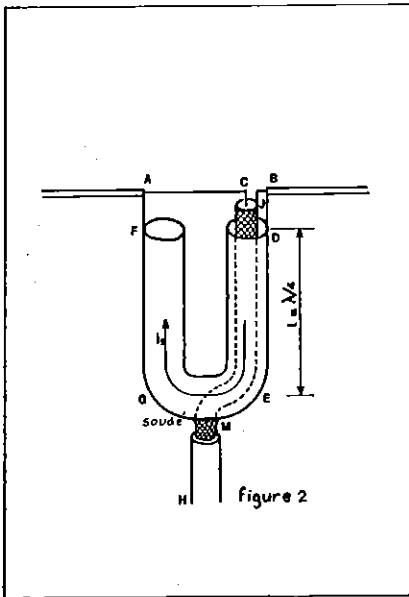


FIGURE 2. Le point M, par suite de la symétrie, est au potentiel zéro. Le courant de gaine, qui circule sur la face externe du tube, ne peut passer sur la gaine du coaxial. La longueur $\lambda/4$ a été choisie pour que l'impédance présentée par la ligne en U, entre D et F, soit non réactive, et la plus grande possible.

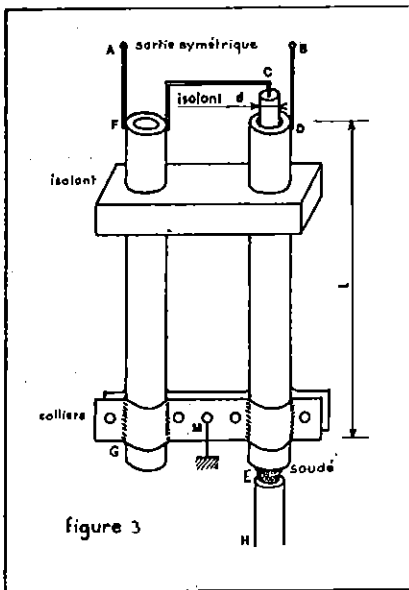


FIGURE 3. Ce symétriseur est réglable par couissement des tubes dans les collers métalliques. La gaine métallique du câble coaxial est coupée et soudée en E. Le tube métallique DE emboîté et ajusté, sur l'isolant, remplace la gaine enlevée.

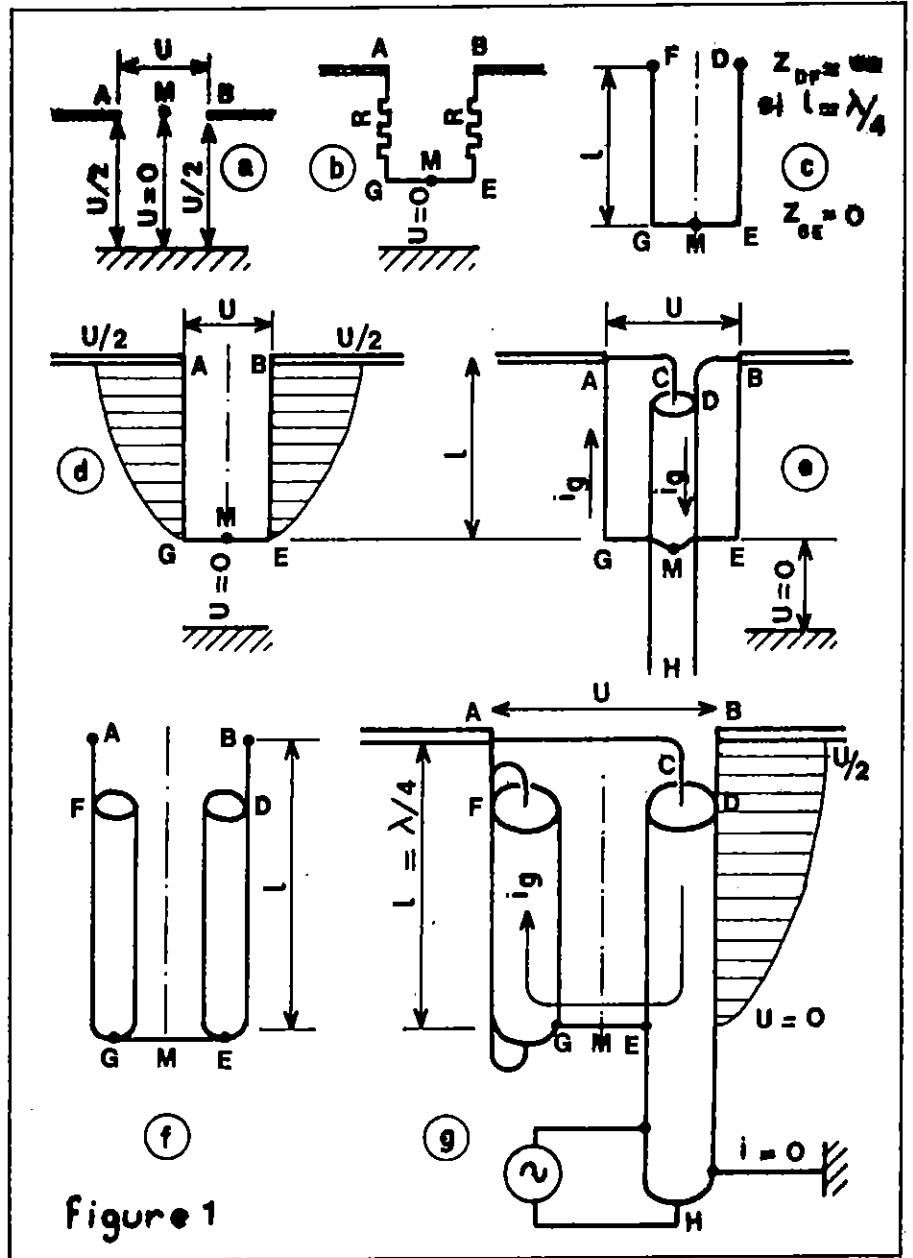


Figure 1

FIGURE 1. Balun quart d'onde. Le symétriseur peut être réalisé sous les formes « a » et « g », cette dernière étant la plus courante. Le système ne fonctionne que pour une seule fréquence.

l'adaptation d'impédances n'est correcte que pour une seule fréquence. Le calcul de l ne fait pas intervenir le coefficient de vitesse du câble coaxial.

b) Emploi d'une ligne en U

La figure 2 représente un symétriseur à ligne en U constituée par un tube de cuivre coudé. La gaine du câble coaxial est soudée au point M dont le potentiel par rapport au sol est nul.

c) Symétriseur réglable

La figure 3 est un système dérivé du précédent et très employé avec les antennes Yagi. Le déplacement des colliers en laiton fait varier la longueur l qui reste voisine de $\lambda/4$ et, comme nous l'avons dit, la réactance présentée par le symétriseur, mise en parallèle aux bornes de l'antenne, varie, ce qui permet d'ajuster le ROS dans la ligne d'alimentation.

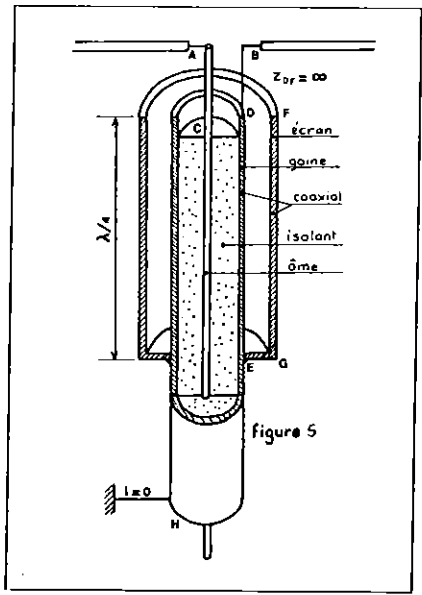


FIGURE 5. Symétriseur à écran coaxial.

2. SYMETRISSEUR A LIGNE DEMI-ONDE (figure 6)

Ce symétriseur appelé aussi trombone utilise une longueur EF de câble coaxial de longueur $\lambda/2$. Avec ce système, un coaxial d'impédance caractéristique 50 ohms, pourra alimenter une charge symétrique, placée en AB, de résistance 200 ohms. Le rapport des impédances de sortie et d'entrée est de 4.

3. SYMETRISSEUR A LIGNES PARALLELES (figure 7)

Les deux lignes 1 et 2 sont identiques. Leurs extrémités inférieures connectées en parallèle, constituent l'entrée dissymétrique du balun. Leurs extrémités supérieures, connectées en série, forment une sortie symétrique. Comme précédemment, l'impédance d'entrée est le quart de l'impédance de sortie. La longueur l des deux lignes

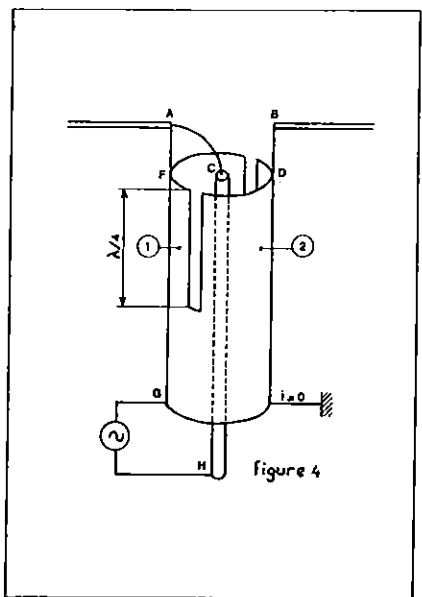


FIGURE 4. Balun à coaxial fendu.

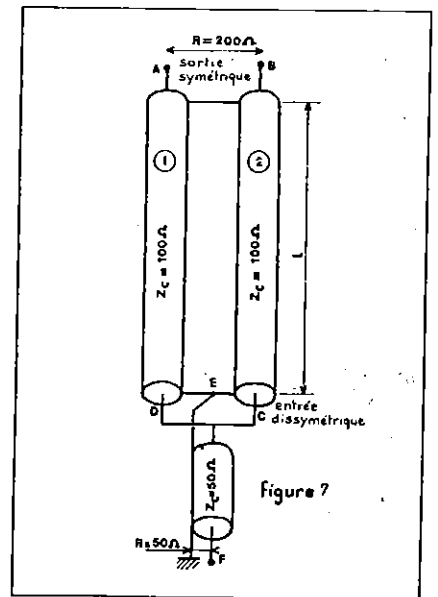


FIGURE 7. Symétriseur à lignes parallèles. On donne aux lignes une longueur supérieure au quart d'onde de la plus basse fréquence de travail et on enroule les deux lignes pour diminuer l'encombrement.

d) Symétriseur à coaxial fendu

Ce montage représenté sur la figure 4 est employé avec du coaxial rigide fonctionnant en UHF. Les deux demi-coquilles 1 et 2, séparées par les fentes opposées jouent le rôle de la ligne en U de la figure 2.

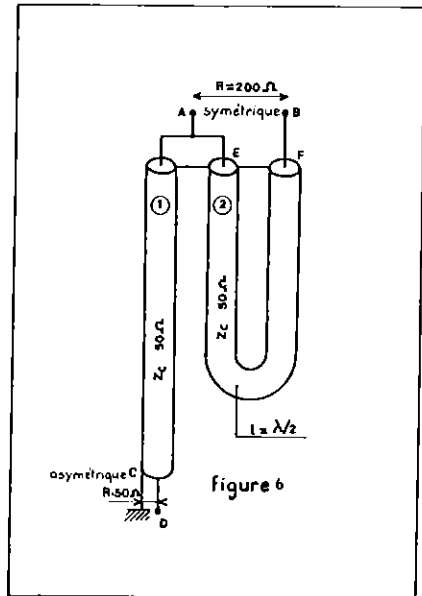
e) Symétriseur à écran coaxial

La figure 5 montre, en coupe ce symétriseur appelé « bazooka ».

L'écran GF qui entoure la gaine métallique ED constitue avec cette gaine un nouveau câble coaxial court-circuité à sa base en EG et de longueur $\lambda/4$. L'impédance Z_{0r} est donc très grande. Sans entrer dans les détails de fonctionnement, disons qu'aucun courant ne peut passer des bornes d'entrée A et B du dipôle, à la partie extérieure F de l'écran. Aucun courant de gaine ne circule sur la face externe du coaxial.

FIGURE 6. Balun à coaxial demi-onde. Le calcul de la longueur du coaxial 2 tient compte du coefficient de vitesse de ce câble :

$$l = \frac{1}{2} \times 0,66 \times \frac{300}{f}$$



importe peu. Ce balun fonctionne sur une bande assez étendue de fréquence.

4. SYMETRISSEUR A LARGE BANDE COLLINS

Les indications de la figure 8 permettent de réaliser un balun à large bande de 6 à 30 MHz. Ce symétriseur, qui donne d'excellents résultats, a le défaut d'être encombrant.

5. SYMETRISSEURS A BLOCAGE DU COURANT DE GAIN

Ces appareils ne sont pas vraiment des symétriseurs, mais ils jouent le même rôle.

a) Symétriseurs à bobine d'arrêt

Figure 9. Le câble coaxial enroulé sur lui-même agit comme une bobine d'arrêt. Ce système est performant pour les fréquen-

ces élevées, au-delà de 14 MHz. Pour augmenter et étendre l'efficacité, on enroule le coaxial sur un tore de ferrite. L'action du symétriseur représenté sur la figure 10 se manifeste à partir de 4 MHz. A 3,5 MHz les résultats obtenus sont médiocres.

b) Symétriseur à bagues de ferrite (figure 11)

Ce système est simple et d'autant plus efficace que la fréquence est élevée. Le fonctionnement est possible sur toutes les bandes amateur à condition d'employer suffisamment de bagues. Dans le QST de mars 1983, l'ingénieur américain Walter Maxwell W2DU, bien connu des radioamateurs, a obtenu de bons résultats, même sur la bande 160 mètres, en empilant côte à côte, sur une hauteur d'environ 300 mm, 50 bagues de ferrite Amidon FB 43.2403. Il faut employer du coaxial de petit diamètre car, pour diminuer la masse, les bagues sont de dimension réduite.

6. SYMETRISSEURS A TRANSFORMATEUR

Ils sont très utilisés car peu encombrants ; ils fonctionnent sur une large bande de fréquence. La figure 12 rappelle le principe du transformateur. Le rapport des impédances est égal au carré du rapport des nombres de spires du secondaire et du primaire d'un transformateur supposé parfait :

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2$$

En réalité, on utilise un autotransformateur au lieu d'un transformateur, mais la relation précédente s'applique.

a) Symétriseur de rapport 1/1

Il utilise un autotransformateur à trois enroulements. Le principe est utilisé sur la figure 13a. La réalisation pratique avec un tore de ferrite est montrée en « b ». On peut également bobiner le balun sur un mandrin droit non magnétique.

b) Symétriseur de rapport 4/1

La figure 14 « a » rappelle le principe.

Le secondaire AD a deux fois plus de spires que le primaire AB. Le rapport des impédances est bien de 4. La figure 14b montre un symétriseur un peu particulier utilisant 4 enroulements. Les enroulements AA, BB, sont couplés et bobinées à spires alternées sur le même noyau de ferrite, comme le montre le détail « c ». Ce symétriseur utilise deux barreaux séparés.

On peut aussi réaliser un symétriseur de rapport 4 en disposant les deux enroulements de la figure « a » :

- soit sur un tore de ferrite
- soit sur un tube non magnétique pour obtenir un balun à air.

7. COMMENTAIRES SUR L'UTILISATION DES TRANSFORMATEURS A NOYAU DE FERRITE

Un balun à noyau de ferrite est essentiellement un transformateur à large bande. Ce

FIGURE 8. Balun Collins. La bobine ombrée a ses deux extrémités en court-circuit. La longueur de coaxial n'est pas critique. Les dimensions sont données pour l'utilisation entre 6 et 30 MHz. Coaxial utilisé : 5,1 m de Kx4. Diamètre intérieur de l'enroulement : 170 mm. Longueur de la bobine : environ 100 mm.

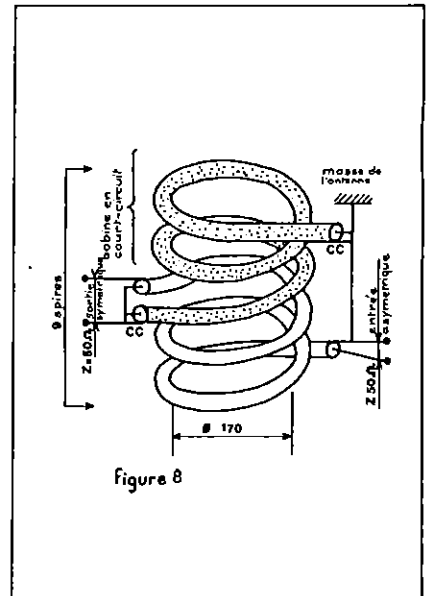


Figure 8

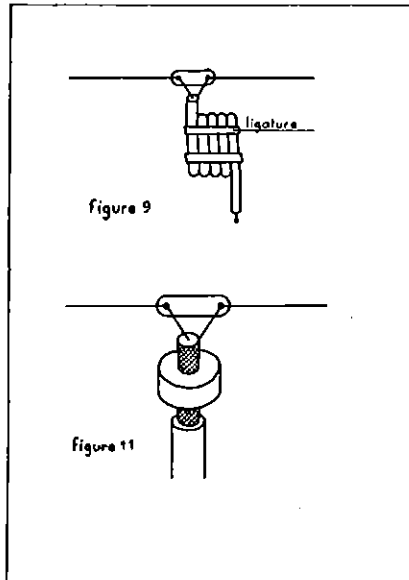


Figure 9

Figure 11

FIGURE 9. Cette bobine d'arrêt, très simple à réaliser, (10 tours de coaxial enroulés sur un diamètre de 200 mm) n'est pas efficace pour les bandes 80 et 40 mètres.

FIGURE 11. A condition d'empiler un nombre important de bagues, ce système est efficace et performant. W2DU recommande l'utilisation de ce type de balun.

FIGURE 10. Ce balun large bande ne peut être utilisé qu'à partir de 4 MHz. Le diamètre intérieur du tore est 35 mm. Pour une puissance inférieure à 200 watts, on emploie du coaxial RG58. Pour que la disposition soit symétrique, l'entrée et la sortie sont diamétralement opposées. C'est pourquoi l'enroulement revêt une forme inhabituelle. Il faut enrouler le câble toujours dans le même sens. Les nombres minimum de spires, en fonction de la plus basse fréquence d'utilisation, sont donnés par le tableau suivant. A la fréquence de 3,5 MHz, le balun est peu efficace.

f	3,5	7	14	21	28	MHz
n	12	10	6	4	4	Spires

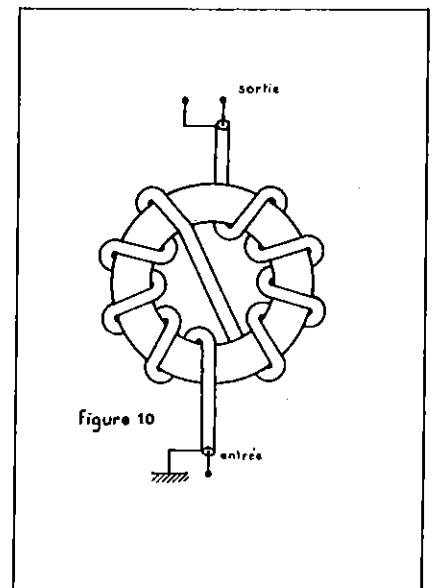


Figure 10

genre d'appareil, très employé, entraîne s'il est mal conçu, bien des inconvénients. Citons les plus importants :

- Introduction d'une réactance indésirable, présentée par le balun, ce qui accroît le ROS de la ligne.
- Modification de la fréquence de résonance de l'antenne associée au balun.
- Réduction de la bande de fréquence d'utilisation de l'antenne.
- Pertes et échauffement importants, surtout si la ferrite est saturée. Dans ce cas le balun engendre des harmoniques.
- Modification des caractéristiques de la ferrite lorsqu'elle s'échauffe.
- Le rapport de transformation au balun n'est pas constant et varie suivant la nature de la charge : résistance pure ou charge réactive.
- Le fonctionnement du balun est d'autant plus défectueux que la charge est désadaptée. Le comportement d'un balun installé dans une ligne avec ROS dépend de l'endroit où il est situé. On constate un échauffement, qui se manifeste surtout si on place le balun en un point de haute impédance, sur une ligne à fils parallèles (ventre de tension).

Documentation

- Les antennes par M Le Drezen. (Institut National des Cadres Techniques des PTT).
- Antenna book ARLL.
- Radio Handbook - W6SAI.
- Fundamentals of single sideband (Collins Radio Company).
 - Simple and efficient broadband balun - W1JR - Ham Radio septembre 1978.
 - A new class of coaxial line transformers - W6TC - Ham Radio février 1980.
 - High performance broadband balun - K4KJ - Ham Radio février 1980.
 - When a balun is a balun - W1FB - QST août 1982.
 - Some aspects of the balun problem - W2DU - QST mars 1983.

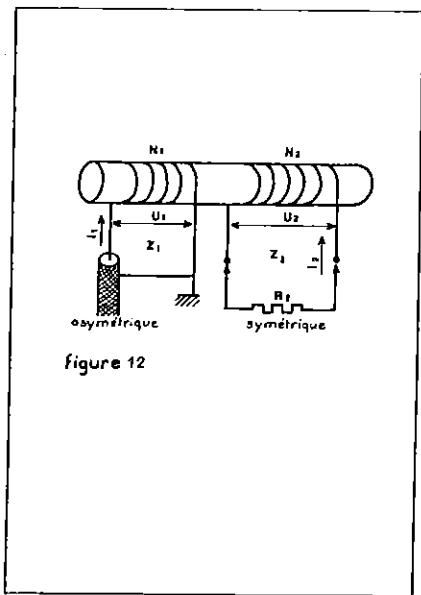


FIGURE 12. Principe du symétriseur à transformateur. La charge est une résistance. Impédance de sortie du secondaire :

$$Z_2 = \frac{U_2}{I_2}$$

Impédance d'entrée du primaire :

$$Z_1 = \frac{U_1}{I_1}$$

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2$$

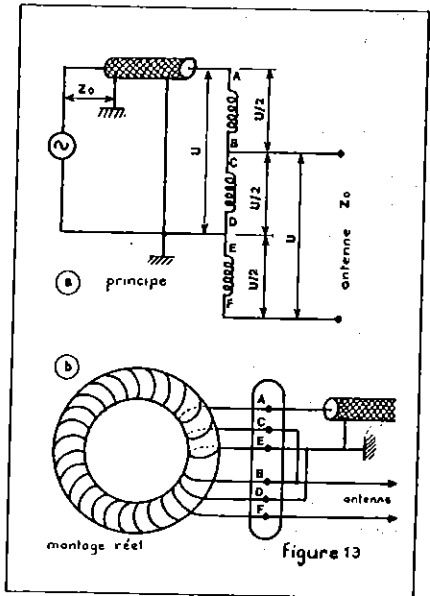


FIGURE 13. Balun de rapport 1. La réalisation pratique se présente sous la forme d'un transformateur à 3 enroulements.

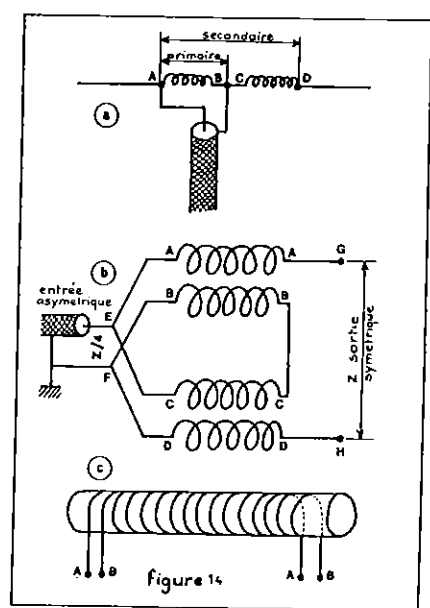
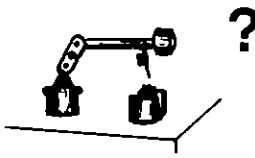


FIGURE 14. Symétriseur de rapport 4. Principe du balun. Réalisation d'un balun double ferrite.

MAURICE LIMES. 7, CITE DES COMBES. 19300 EGLETONS.

PAGES TECHNIQUES



De l'émetteur à l'antenne

A la suite de plusieurs lettres de lecteurs demandant des explications supplémentaires sur les baluns à ferrite, nous allons examiner en détail le fonctionnement de ce type d'appareil et justifier pourquoi un balun de rapport 1 possède trois enroulements.

Par
Maurice LIMES
F8ELM

1. Comment agit un balun ?

La *figure 1a* représente une antenne dipôle directement alimentée par un câble coaxial. Tout se passe comme sur la *figure 1b* : le générateur est situé au milieu de l'antenne et la gaine du coaxial fait partie du système rayonnant. L'impédance d'entrée de l'antenne dépend des longueurs des parties rayonnantes, donc de la longueur AB du câble coaxial.

Sur la *figure 2a*, on utilise un symétriseur de rapport 1. Le montage équivalent est représenté en *2b*. Chaque brin rayonnant est alimenté par un générateur de f e m moitié de celle du précédent, et les deux générateurs sont montés en série. La partie AB ne rayonne plus et sa longueur est sans influence sur l'impédance d'entrée de l'antenne.

3. Propriétés essentielles d'un transformateur

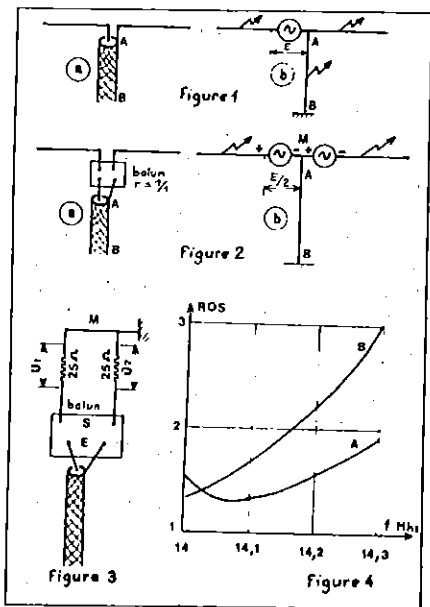
Rappelons les propriétés principales de cet appareil. Ce qui va être dit s'applique à un transformateur parfait. Nous indiquerons les conséquences des imperfections de fonctionnement du transformateur réel. La *figure 5* montre un transformateur abaisseur de tension alimentant une résistance sous 12 volts. De l'examen de la figure, il ressort que :

- La tension aux bornes d'un enroulement est proportionnelle au nombre de spires ; au contraire l'intensité est inversement proportionnelle. Donc :

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_1}{I_2} = k$$

(rapport de transformation)

$$= \frac{1}{10}$$



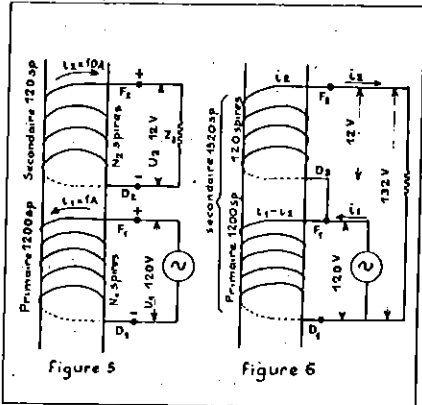
2. Efficacité d'un balun à bobine d'arrêt

Au moyen du montage de la *figure 3* on détermine l'efficacité d'un balun en mesurant les tensions U_1 et U_2 qui doivent être égales si le balun est parfait.

Les courbes de la *figure 4* sont relatives à une antenne Yagi tribande, réglée pour la bande télégraphie 20 mètres et alimentée (courbe A) par un symétriseur constitué par une bobine de 10 spires de coaxial enroulées sur un diamètre de 150 mm. Après avoir remplacé cette bobine par un balun de rapport 1 à noyau de ferrite (type transformateur), la courbe B a été relevée. L'antenne ne résonne plus à l'intérieur de la bande. L'antenne étant réaccordée, on constate que le ROS croît plus vite avec le balun ferrite, qu'avec le balun self de choc.

Les symétriseurs - Compléments

- Les puissances au primaire et au secondaire sont égales : $P = 120 \times 1 = 12 \times 10 = 120$ watts.
- Les intensités au primaire et au secondaire sont de sens contraire (ainsi que les champs magnétiques engendrés). Cette propriété explique les avantages de l'autotransformateur.
- A un instant donné, les polarités sont les mêmes aux extrémités correspondantes (début ou fin) des enroulements. Les débuts des enroulements D_1 et D_2 sont, à l'instant considéré, tous deux négatifs.



● On vérifie que les impédances sont proportionnelles au carré du nombre de spires.

$$Z_2 = \frac{U_2}{I_2} = \frac{12}{10} = 1,2 \text{ ohm}$$

$$Z_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{120}{1} = 120 \text{ ohms}$$

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{1,2}{120} = \frac{1}{100}$$

$$\left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 = \left(\frac{120}{1200}\right)^2 = \frac{1}{100}$$

$$\text{donc } \frac{Z_2}{Z_1} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 = k^2$$

Pour avoir un rapport d'impédance de 4, il faut un rapport de transformation de 2, le secondaire ayant deux fois plus de spires que le primaire.

● Pour éviter les fuites magnétiques, les enroulements primaire et secondaire ne sont pas séparés mais imbriqués l'un dans l'autre (figures 7c et 8c).

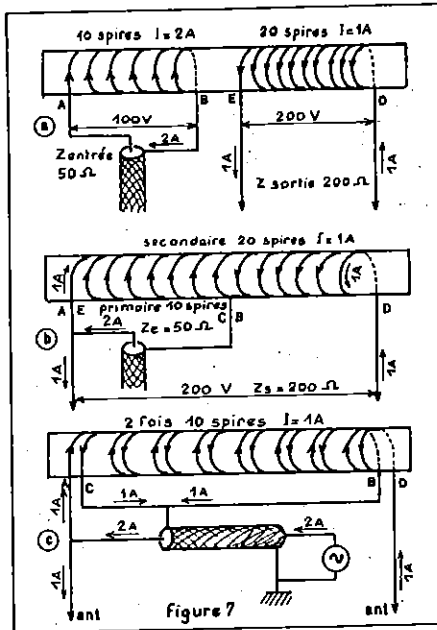
4. Fonctionnement en auto-transformateur

Sur la figure 6, les enroulements sont montés en série. Nous obtenons un primaire de 1200 spires et un secondaire ayant 1200 + 120 = 1320 spires, qui délivre 132 volts. L'intensité dans la partie commune D, F₁ est la différence entre les intensités I₁ et I₂. Cette diminution d'intensité, d'autant plus grande que le rapport de transformation est voisin de 1, entraîne une réduction importante des pertes Joule. En d'autres termes, à dimensions égales, un auto-transformateur a une puissance supérieure à celle d'un transformateur. En contrepartie, il n'y a pas de séparation donc pas d'isolation entre les circuits primaire et secondaire et un auto-transformateur ne peut pas toujours fonctionner en symétriseur. Pour cette raison, un balun de rapport 1 possède un troisième enroulement.

Examinons d'abord le balun de rapport 4 puis le balun de rapport 1. Le point de départ est le schéma du transformateur à enroulements séparés que nous modifions pour obtenir l'auto-transformateur équivalent, en conservant les mêmes nombres de spires aux enroulements correspondants. Enfin nous terminons par la réalisation pratique. Tous les cas des figures considérées utilisent le même primaire de 10 spires, alimenté sous 100 volts, ayant une impédance d'entrée de 50 ohms et absorbant une puissance de 200 watts.

5. Symétriseur de rapport 4 (figure 7)

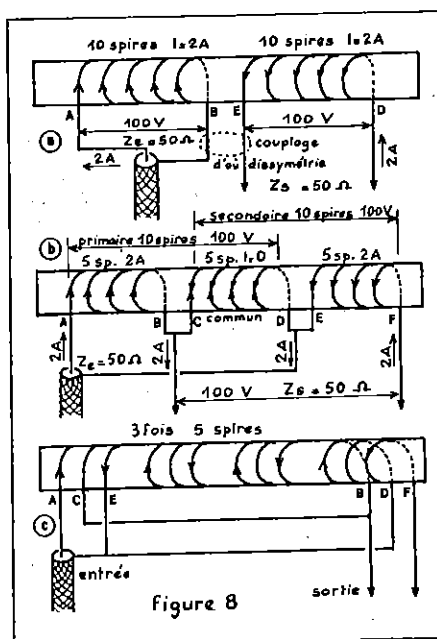
En « a » nous indiquons le principe. Les 10 spires du primaire sont parcourues par un courant de 2 ampères et les 20



spires du secondaire par une intensité de 1 ampère. L'auto-transformateur équivalent représenté en « b » possède les mêmes nombres de spires au primaire et au secondaire que le transformateur « a ». Pour l'ensemble des enroulements, nous trouvons que 20 spires sont parcourues par un courant de 1 ampère. Les pertes sont bien moindres que dans le transformateur « a ». La gaine du coaxial est reliée en B au milieu de l'enroulement secondaire, ce qui assure une symétrisation correcte. En « c », nous imbriquons les deux enroulements pour avoir un meilleur couplage.

6. Symétriseur de rapport 1 (figure 8)

En « a » les deux enroulements primaire et secondaire ont le même nombre de spires, et sont parcourus par les mêmes intensités, soit en tout 20 spires traversées par 2 ampères.



sées par 2 ampères. En « b » la moitié d'un enroulement soit 5 spires fait office d'auto-transformateur. L'intensité est nulle dans l'enroulement CD. Nous avons au total 10 spires parcourues par 2 ampères, soit 2 fois moins de pertes que dans le transformateur « a ». En « c » les trois enroulements sont imbriqués pour avoir le couplage maximum.

Au lieu d'utiliser un barreau droit, on peut disposer les enroulements sur un tore. Cela ne modifie pas ce qui vient d'être dit.

7. Symétriseur demi-onde

a) Propriétés d'une demi-onde (figure 9)

Sur la figure 9b nous avons déplié le coaxial EF du symétriseur demi-onde représenté par la figure 11. Une impédance de charge, adaptée à l'impédance caractéristique Z₀, est disposée en B, entre l'âme et la gaine. Nous branchons, au départ de la ligne en A, un générateur dont la fréquence F a servi à calculer la longueur de la ligne demi-onde. La tension de ce générateur est représentée sur la figure 9a.

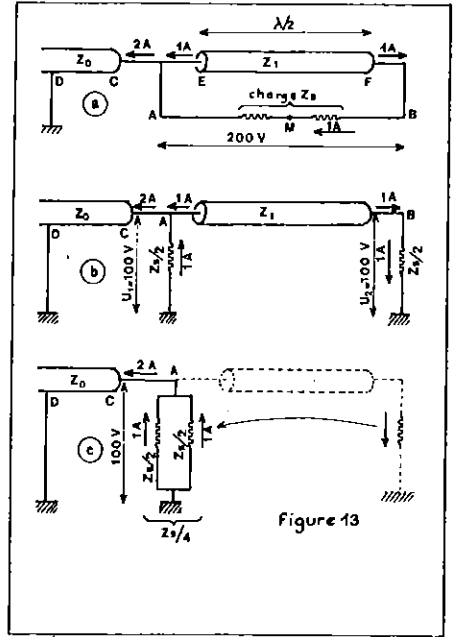
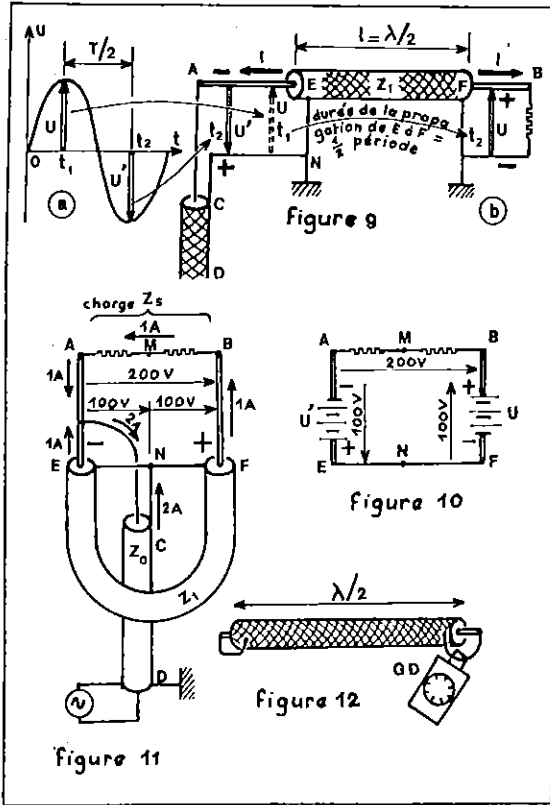
A l'instant t₁, une tension positive U est appliquée, rendant l'âme positive par rapport à la gaine. Cette tension se propage vers la charge en B, qu'elle atteindra une demi-période plus tard, à l'instant t₂, rendant ainsi le point B positif. Que se passe-t-il si la charge de la ligne, en B est désadaptée ? En ce point, il y a réflexion de la tension et de l'intensité et formation d'ondes stationnaires. A cause d'elles, on peut considérer que la tension varie au cours de la translation mais elle retrouve la même valeur toutes les demi-ondes. Par conséquent la valeur de la charge, donc l'adaptation, donc le ROS dans la ligne importent peu.

A l'instant t₂ considéré, c'est au tour de la tension négative U' d'être appliquée à l'entrée du coaxial et le point A devient négatif.

La figure « b » représente les tensions existant, au même instant t₂, aux deux extrémités A et B d'une ligne demi-onde. On constate que, par rapport à la gaine EF, les polarités des extrémités A et B du coaxial, sont de signe contraire. C'est ce qu'indique la figure 10, où nous avons matérialisé les deux tensions U et U' par deux générateurs de tension 100 volts.

Une ligne demi-onde, quel que soit son ROS possède la propriété remarquable suivante :

● les tensions et les intensités aux deux extrémités sont toujours égales et de signe contraire. On dit qu'une ligne demi-onde produit un déphasage de 180 degrés de la tension et de l'intensité. Le balun utilise cette particularité,



b) Fonctionnement du balun (figure 11)

Rapprochons les extrémités E, F, de la gaine et rellions les par une courte connexion. Nous mettons en série les deux tensions U et U', de sorte que la charge branchée à la sortie du balun, entre A et B est soumise à une tension efficace de 200 volts, alors qu'une tension de 100 volts existe entre A et N à l'entrée. Au moyen d'une ligne demi-onde, il est donc facile de doubler la tension. Sur la figure 10, on vérifie que les points M et N sont au même potentiel, ce qui prouve que la sortie du balun, entre A et B est symétrique par rapport à la gaine du coaxial.

c) Relation entre les Impédances (figure 13)

Bien que le balun symétrise toute charge, qu'elle soit inductive ou capacitive, nous supposons que la charge est une antenne en résonance, dont l'impédance est une résistance pure Zs. A partir de cette valeur, nous déterminons les impédances caractéristiques de la ligne demi-onde Z1, et de la ligne d'alimentation Z0.

La figure 13 « a », représente la ligne demi-onde chargée par l'impédance de sortie Zs, qui est une résistance valant par exemple 200 ohms, soumise à une tension de 200 volts et parcourue par un courant de 1 ampère. Compte tenu du sens des intensités, on s'aperçoit que la ligne coaxiale qui alimente le balun débite une intensité double, soit 2 ampères. En « b » nous avons représenté différemment la charge Zs, formée

de 2 résistances de 100 ohms mises en série. L'extrémité B du coaxial est chargée par une résistance Z/2. Si on veut que la ligne demi-onde travaille avec un ROS de 1, son impédance caractéristique Z1, sera égale à Z/2, mais ce n'est pas une obligation, le fonctionnement du balun étant indépendant de l'impédance caractéristique, donc du ROS de la ligne demi-onde. On s'aperçoit, sur la figure, que la ligne coaxiale CD débite 2 ampères sous une tension de 100 volts. L'impédance de charge de la ligne CD est de 100:2 = 50 ohms, ce qui justifie la multiplication d'impédances par 4, du symétriseur demi-onde.

En « c » nous obtenons une représentation équivalente, en déplaçant la charge de B en A, après avoir changé le sens de l'intensité et de la tension à travers cette charge. Nous voyons que, pour fonctionner avec un ROS de 1, la ligne CD doit avoir une impédance caractéristique

$$z_0 \text{ égale à } \frac{Z_s}{4}$$

Remarque. Si on donne à la ligne EF une longueur de λ au lieu de $\lambda/2$, l'impédance de sortie du balun est nulle et le dispositif ne fonctionne pas.

d) Bande passante du symétriseur

Le symétriseur est prévu pour fonctionner sur une seule fréquence. La figure 12 montre comment, avec un grid dip, on ajuste la longueur du coaxial pour qu'il mesure exactement une demi-onde. En réalité, même pour une an-

tenne mono-bande, nous ne travaillons pas sur une seule fréquence, mais sur une bande plus ou moins étroite. Pour déterminer le comportement du balun dans ces conditions, on suppose que :

- la fréquence ne varie pas ; donc la charge conserve une impédance constante.
- par contre on fait varier la longueur EF de part et d'autre de la demi-onde.

De cette étude, il ressort que :

- seule une longueur valant exactement

$$\frac{\lambda}{2} \text{ assure l'équilibre parfait.}$$

- le déséquilibre se manifeste par l'inégalité des tensions U1 et U2, de la figure 13b.

- pour une même variation de longueur de la demi-onde, ou pour une même variation de fréquence, le déséquilibre entre U1 et U2 est d'autant plus grand, que l'impédance caractéristique Z1 est élevée. Pour cette raison, on donne à Z1 une valeur moitié de la valeur théorique qui était de 100 ohms. On prend dans la pratique :

$$Z_0 = Z_1 = \frac{Z_s}{4}$$

soit pour Zs = 200 Ω : Z0 = Z1 = 50 ohms.

$$\text{En prenant } Z_1 = \frac{Z_s}{2} = 100 \Omega,$$

le balun fonctionne avec un ROS de 1 dans la demi-onde, donc avec le minimum de pertes, mais sa bande passante est plus réduite que précédemment.

Un rectificatif de F6ELM est publié page 376



DE L'EMETTEUR à L'ANTENNE

Par Maurice LIMES F6ELM

Les symétriseurs (fin)

Nous terminons la description des baluns (voir Radio-REF n° 1 et 4) par un appareil à large bande, utilisable de 3,5 à 30 MHz, facile à fabriquer. Il s'agit d'une amélioration du balun à self de choc dont les détails de réalisation ont été donnés dans Radio-REF de janvier 1984 page 35.

Ce balun représenté par la figure 1 s'obtient en enroulant le câble coaxial autour d'un tore de ferrite. Cet enroulement isole, en haute fréquence, la charge symétrique, de la ligne asymétrique. La ligne étant isolée de l'antenne, le potentiel haute fréquence du centre de symétrie, au point milieu M' de la partie rayonnante, est fixé par les conditions de rayonnement, la proximité d'obstacles, la symétrie de l'aérien. Compte-tenu de l'environnement, une symétrie parfaite est très difficile à obtenir, de sorte que le potentiel de M' ne sera pas nul. Avec ce type de balun, il subsistera un faible courant de gaine.

Il est préférable que ce soit le symétriseur lui-même, et non la situation de l'aérien, qui impose au point milieu M' d'être au potentiel du sol. C'est là le but de l'amélioration proposée.

1. Rappel du fonctionnement

Le balun dont nous venons de parler est schématisé par la figure 2 « a ». Il est formé par la ligne CD, GH, d'impédance caractéristique 50 ohms, enroulée autour d'un noyau magnétique. Cet enroulement est interposé entre la ligne d'alimentation et la charge de 50 ohms, constituée par deux résistances R de 25 ohms mises en série. Les intensités I_1 et I_2 sont égales et de sens contraire. Le flux résultant est nul dans les enroulements. Le système n'a aucun effet, si ce n'est d'allonger inutilement la ligne. J'ai mesuré les tensions U entre la charge et la terre. Les valeurs ne sont pas stables ; elles varient en fonction de la fréquence ; la tension U_3 entre le point milieu M' et la terre n'est pas nulle. Dans le cas où la charge est une antenne disposée d'une manière symétrique, le point milieu doit être au potentiel du sol.

Relions donc M' à la terre (figure 2b). Sous l'action de la différence de potentiel U_3 , un courant I_3 s'écoule, exactement comme s'il y avait un générateur entre M' et la terre. Ce courant réapparaît à la prise de terre M₁ de l'émetteur

où il se partage en deux courants inégaux mais de même sens I_3 et I_4 qui traversent : l'un le générateur CD du balun. L'autre parcourt la gaine, l'enroulement GH. A cause de la résistance intérieure R_i du générateur, I_3 est inférieur à I_4 . Puis que I_3 et I_4 sont en phase, les champs magnétiques que ces intensités engendrent dans les enroulements du balun s'ajoutent. A ce moment-là, le balun n'est plus simplement un allongement de la ligne : c'est une inductance qui oppose une impédance élevée au passage des courants en phase et une très faible impédance au passage des courants en opposition de phase. Ce système isole la charge symétrique de la ligne asymétrique. L'impédance d'isolement, c'est-à-dire la réactance de la bobine doit être au moins égale à 10 fois l'impédance caractéristique de la ligne, pour que le fonctionnement soit satisfaisant.

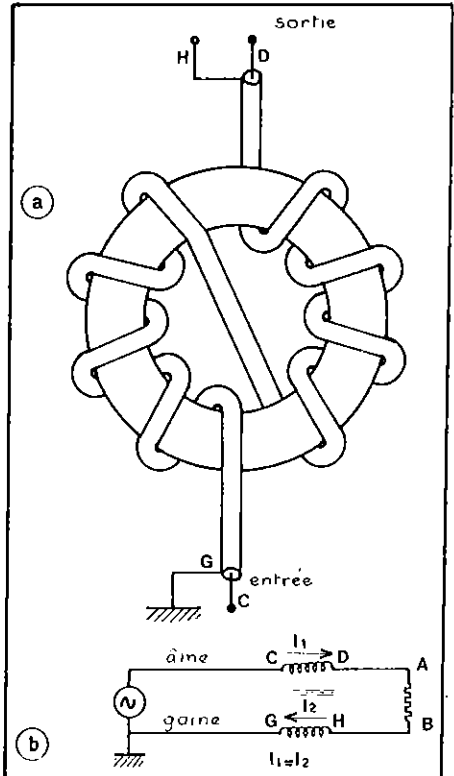


Figure 1
Ce balun isole mais ne symétrise pas. Il ne fixe pas le potentiel de la charge.

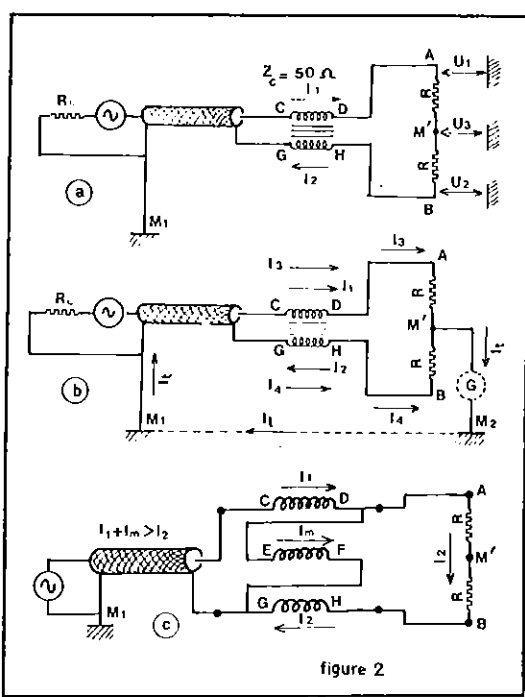


Figure 2
« a » - Les intensités I_1 et I_2 égales et opposées, produisent un champ magnétique résultant nul dans les enroulements.
« b » - Les enroulements s'opposent au passage de l'intensité $I_1 = I_3 + I_4$ qui crée un champ magnétique.
« c » - Symétriseur de rapport 1, à trois enroulements, représenté comme un transformateur à lignes.

Mais en réalité, le point milieu imaginaire M' de l'antenne ne peut pas être réuni à la terre, de sorte que, si nous remplaçons les résistances de charge, par une antenne, le courant magnétisant $I_1 = I_3 + I_4$ ne circulera pas comme dans les conditions de la figure « b ». Nous allons rendre ce courant indépendant de la charge et il pourra circuler même avec la charge déconnectée. C'est pourquoi on relie la sortie et l'entrée du symétriseur avec un troisième enroulement EF parcouru par l'intensité I_m (figure c). Un tel circuit se représente comme un auto transformateur à trois enroulements ayant chacun le même nombre de spires (figure 3b). Sous cette forme, la symétrie est évidente.

2. Réalisation pratique

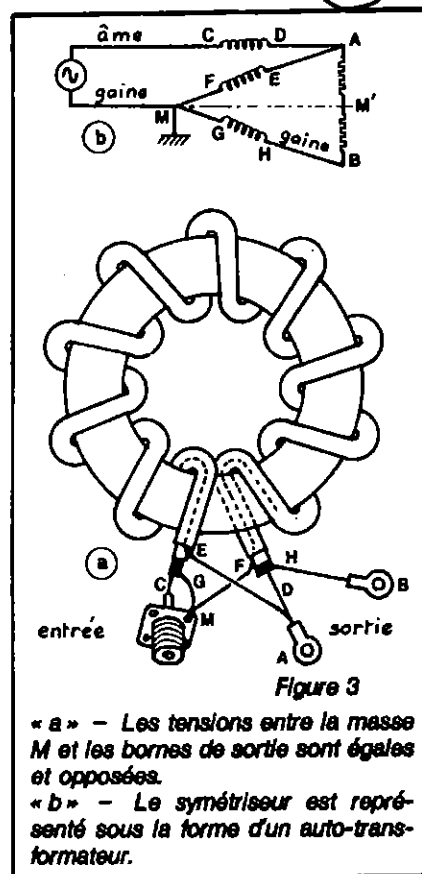
Il est facile d'ajouter à notre balun self de choc, le troisième enroulement qui manque. Cet enroulement EF est représenté sur la figure 3 « a » ; il est obtenu en disposant contre la gaine isolante de protection d'un coaxial RG58, un fil émaillé de diamètre 1,5 mm. Une gaine isolante de diamètre 7 mm est enfilée sur l'ensemble pour le maintenir. La symétrie n'est pas parfaite car les enroulements EF et GH sont faits avec des conducteurs de diamètres différents : 1,5 mm pour l'un et 4 mm pour l'autre. Ce montage est comparable au symétriseur à trois enroulements repré-

senté page 36 figure 13 de Radio-REF, de janvier 1984. On peut disposer les enroulements comme l'indique la figure 1. C'est W1JR qui a imaginé et décrit cette forme particulière d'enroulement, ce qui diminue sa capacité répartie et permet d'accroître la fréquence maximum d'utilisation.

3. Faut-il considérer un symétriseur à trois enroulements comme une ligne enroulée ?

Ce qui vient d'être dit, nous amène à considérer les enroulements d'un symétriseur de rapport 1 comme une ligne d'impédance caractéristique bien définie. Cette impédance doit être voisine de celle de la charge, non pas pour avoir un faible ROS (qui n'intervient pas car la ligne enroulée est courte par rapport à la longueur d'onde) mais pour avoir un bon fonctionnement aux fréquences élevées. Cette faible valeur d'impédance caractéristique nécessite d'avoir des fils très rapprochés. On utilise du fil émaillé dont l'isolant est de faible épaisseur. On peut aussi torsader les fils (2 à 3 spires par cm) au lieu de les disposer côte à côte.

De même, le balun de rapport 4, qui ne comporte que deux enroulements, peut être considéré comme un transformateur à ligne.



De l'émetteur à l'antenne...

Comment fonctionne un wattmètre réflectomètre

par F6ELM

Après s'être familiarisé avec l'utilisation du wattmètre équipant sa station, un OM un peu curieux se posera peut-être cette question :

Pourquoi les indications de cet appareil sont-elles indépendantes de son emplacement sur un câble coaxial présentant du ROS, alors que la tension et l'intensité qui lui sont appliquées varient tout au long de la ligne ?

Nous allons essayer de satisfaire la curiosité de cet OM et, pour cela, nous prenons l'exemple concret d'une ligne coaxiale supposée sans perte, fonctionnant dans les conditions suivantes :

impédance caractéristique $Z_c = 50$ ohms
 ROS = 3 - Coefficient de réflexion $k = 0,5$ (1).
 puissance directe $P_F = 200$ watts efficaces
 puissance réfléchie $P_R = 50$ watts efficaces
 puissance rayonnée : $200 - 50 = 150$ watts eff.

La puissance directe est produite par la tension et l'intensité de même nom ; leur rapport est égal à Z_c ; elles sont constantes, en phase et valent, exprimées en valeurs efficaces :

$$U_F = 100 \text{ volts} \quad I_F = 2 \text{ ampères.}$$

Ces quantités sont liées par les relations bien connues :

$$P_F = U_F I_F = Z_c I_F^2 = \frac{1}{Z_c} U_F^2 \quad (1)$$

De même, la puissance réfléchie est produite par la tension et l'intensité réfléchies qui sont constantes mais en opposition de phase, et proportionnelles à U_F et à I_F ; elles valent :

$$U_R = k U_F = 50 \text{ volts} \quad I_R = k I_F = 1 \text{ ampère.}$$

Nous retrouvons les mêmes relations que précédemment entre les grandeurs réfléchies :

$$P_R = U_R I_R = Z_c I_R^2 = \frac{1}{Z_c} U_R^2 \quad (2)$$

A partir de ces tensions et intensités fictives que sont U_F , I_F , U_R , I_R , on détermine la tension U et l'intensité I existant réellement en tout point de la ligne, au moyen des relations :

$$\vec{U} = \vec{U}_F + \vec{U}_R \quad \vec{I} = \vec{I}_F + \vec{I}_R$$

U et I varient tout au long de la ligne entre 150 et 50 volts pour l'une et entre 1 et 3 ampères pour l'autre. Elles sont en phase seulement aux ventres et aux nœuds dont nous venons de citer les valeurs.

Dans la ligne de transmission représentée sur la figure 1, toutes les distances sont mesurées à partir de l'antenne ou de la charge A (rappelons qu'une demi-longueur d'onde équivaut à 180°). En B, point quelconque, situé à une distance α degrés, le wattmètre est soumis à la tension U_B et à l'intensité I_B . Faisons apparaître ces valeurs au moyen d'un abaque de Smith. Sur la figure 2, les différents points A, B, C... sont situés sur le cercle de ROS 3 qui a un rayon moitié du rayon du cercle extérieur (le rapport des rayons est égal au coefficient de réflexion K valant 0,5).

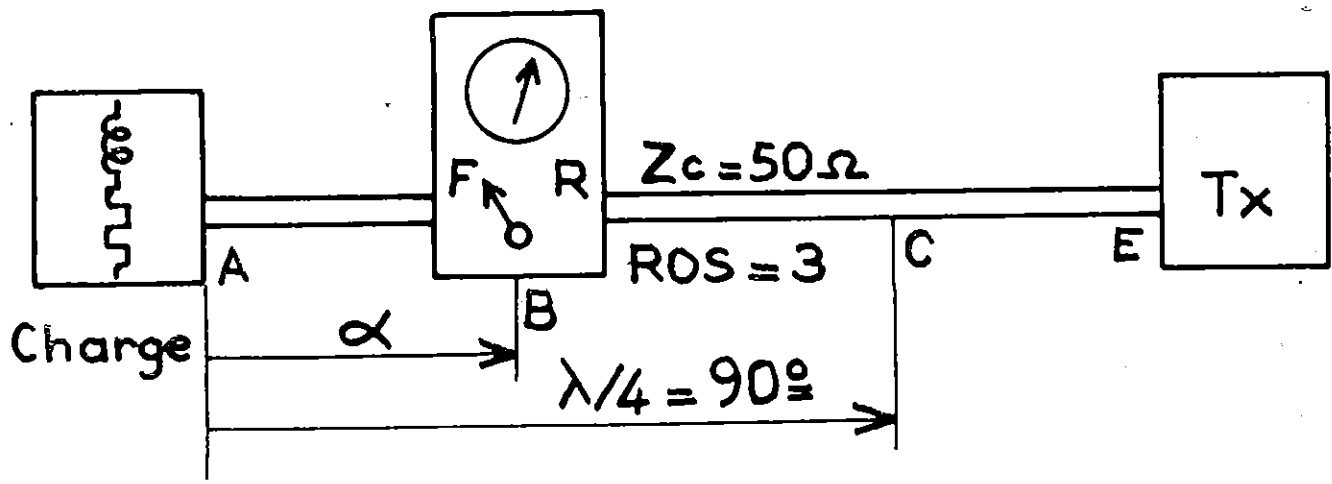
Le point A correspond à l'impédance de la charge ; les longueurs de ligne se reportent le long du cercle de ROS en doublant la distance α exprimée en degrés. C'est ainsi que l'arc AB est le double de la longueur α de la ligne AB. En tenant compte de l'échelle, on mesure en B :

$$U_B = 134 \text{ volts} \quad I_B = 1,6 \text{ ampères.}$$

I_B est déphasée en avant de U_B d'un angle φ valant 46 degrés. (amusez-vous à calculer le produit $U_B I_B \cos \varphi$ soit $134 \times 1,6 \times \cos 46^\circ$ et déduisez quelle puissance transporte effectivement la ligne).

La figure 3 est le schéma du wattmètre. Le transformateur d'intensité T à tore de ferrite, inséré entre les deux prises coaxiales P_A et P_E alimente deux résistances égales R_1 montées en série. Les tensions v_1 aux bornes de chaque résistance sont égales et proportionnelles à l'intensité I_B . Dans le modèle examiné, 1 ampère dans la ligne engendre 1 volt. Dans la relation $v_1 = K_1 I$ le terme K_1 vaut 1 volt par ampère. L'une de ces tensions $+v_1$ est en phase avec l'intensité I_B ; l'autre tension $-v_1$ est de phase opposée. Les deux condensateurs C_1 et C_2 montés en série sont soumis à la tension U_B valant 134 volts ; ils forment un diviseur de tension de sorte que la tension $v_2 = K_2 U$ est en phase avec U_B et lui est proportionnelle. On peut, en agissant sur le condensateur ajustable C_1 , régler K_2 entre les valeurs limites

$$\frac{1}{20} \text{ et } \frac{1}{100}$$



Les points A B C se retrouvent sur la figure 2

FIGURE 1.

Sur la figure 2, la tension v_1 et l'intensité I_B qui sont proportionnelles et en phase peuvent être représentées, à condition de changer d'échelle, par la même valeur MB. Il en est de même pour les tensions v_2 et U_B . Ainsi, sur ce diagramme, les vecteurs MB' et MB représenteront les tensions v_1 et v_2 .

Pour mesurer la puissance directe, nous mettons le commutateur sur la position F : les deux tensions v_1 et v_2 sont mises en série et s'ajoutent vectoriellement car elles ne sont pas en phase ; la tension u appliquée entre les bornes ST du voltmètre vaut :

$$\vec{v}_1 + \vec{v}_2$$

De même, en commutant sur R, pour mesurer la puissance réfléchie, on applique au voltmètre la tension u' :

$$-\vec{v}_1 + \vec{v}_2$$

Sous l'action de ces deux tensions : $\vec{v}_2 \pm \vec{v}_1$ le voltmètre dévie. Nous allons montrer que, après tarage, la déviation $v_2 + v_1$ dépend uniquement de la puissance directe P_F et que la déviation $v_2 - v_1$ dépend uniquement de la puissance réfléchie P_R . Il faut pour cela que ces deux déviations soient indépendantes de la position du wattmètre tout au long du câble coaxial.

Rôle et principe du tarage.

Le but du tarage est d'adapter le réflectomètre à l'impédance caractéristique de la ligne. Un wattmètre prévu pour un coaxial de 50 ohms ne peut pas être utilisé sur une ligne 75 ohms et réciproquement. Le

principe du tarage est très simple. Si, dans la figure 1, nous remplaçons par une résistance de 50 ohms, la charge utilisée, le ROS devient égal à 1 et la puissance réfléchie est nulle. Le voltmètre ne doit pas dévier et, pour cela, il faut que dans la position R la tension à ses bornes soit nulle, donc :

$$-\vec{v}_1 + \vec{v}_2 = 0$$

Dans ce cas particulier de ligne « sans ROS » la tension U et l'intensité I sont toujours en phase ; les tensions v_1 et v_2 le sont aussi, de sorte que, la somme vectorielle précédente devient une somme arithmétique :

$$-v_1 + v_2 = 0 \text{ ou } v_1 = v_2$$

$$\text{c'est à dire } K_1 I = K_2 U$$

$$\text{ou } \frac{K_1}{K_2} = \frac{U}{I} = Z_c = 50 \text{ ohms}$$

Nous avons fixé K_1 à la valeur 1 V/A de sorte que K_2 vaudra $\frac{1}{50}$

En somme, le tarage consiste simplement, le wattmètre étant placé dans une ligne chargée par une antenne fictive, à réaliser par la manœuvre de C_1 , l'égalité des tensions v_1 et v_2 .

Reportons-nous à la figure 2. Les tensions v_1 et v_2 sont représentées, avons-nous dit, par les longueurs MB' et MB. Imaginons que, de 3, le ROS passe à la valeur 1 : U_R et I_R s'annulent ; les points B et B' viennent en 0 ; les tensions v_1 et v_2 sont égales et représentées par MO. Grâce à cette égalité, nous vérifions que le tracé de la

A propos de l'article « Comment fonctionne un wattmètre réflectomètre » page 95 de Radio-REF février 1982, la rédaction prie FGELM et les lecteurs de l'excuser d'avoir omis 2 figures qui voient (figures 3 et 4).

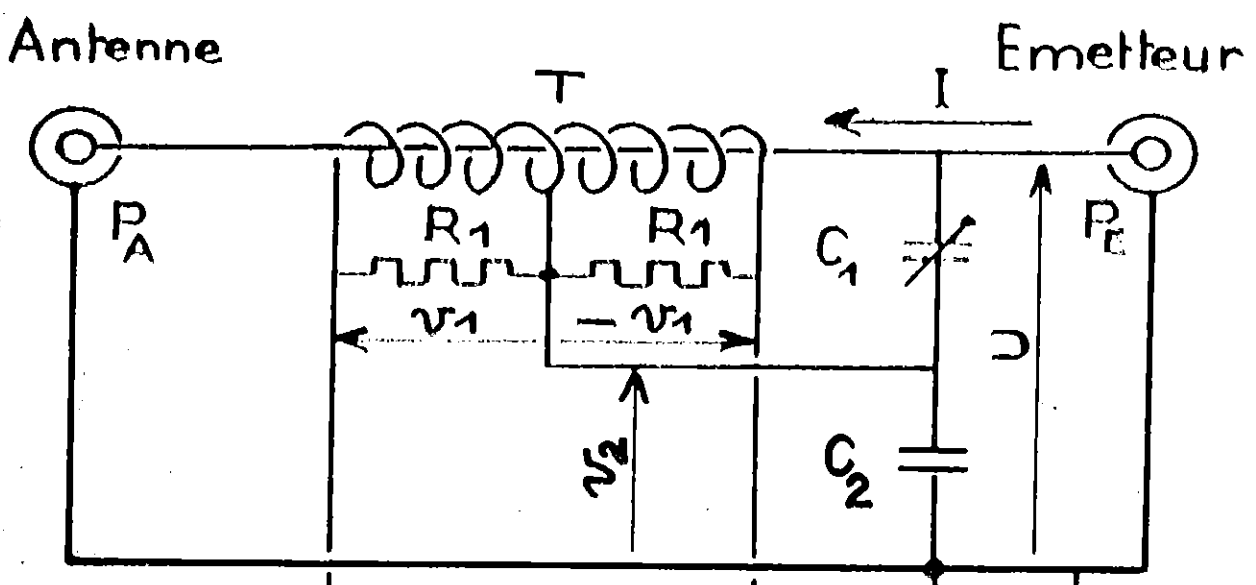
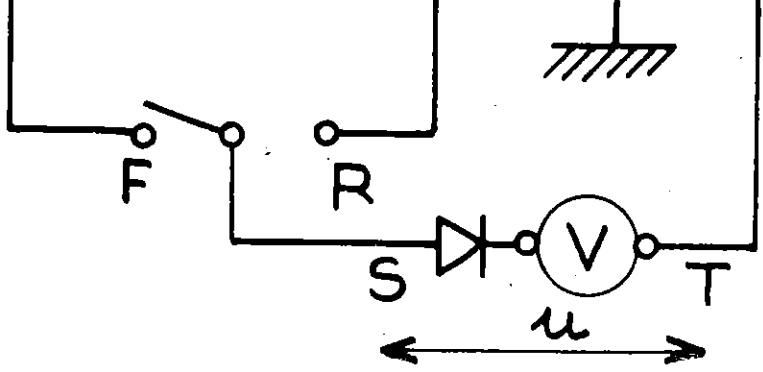


Figure 3



$$v_1 = k_1 I$$

$$v_2 = k_2 U$$

$$k_1 = 1 \text{ volt par ampère}$$

$$k_2 = \frac{1}{50} \text{ pour } Z_c = 50 \Omega$$

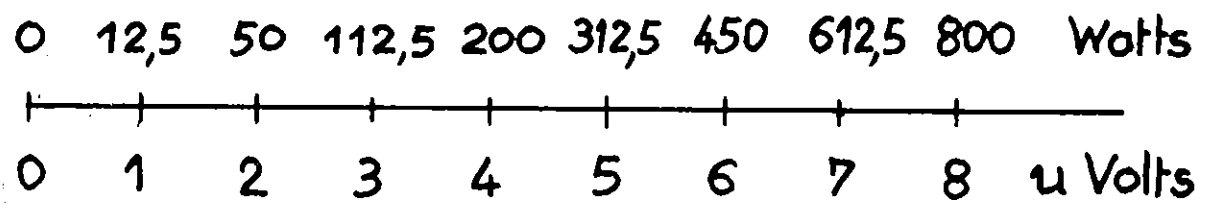
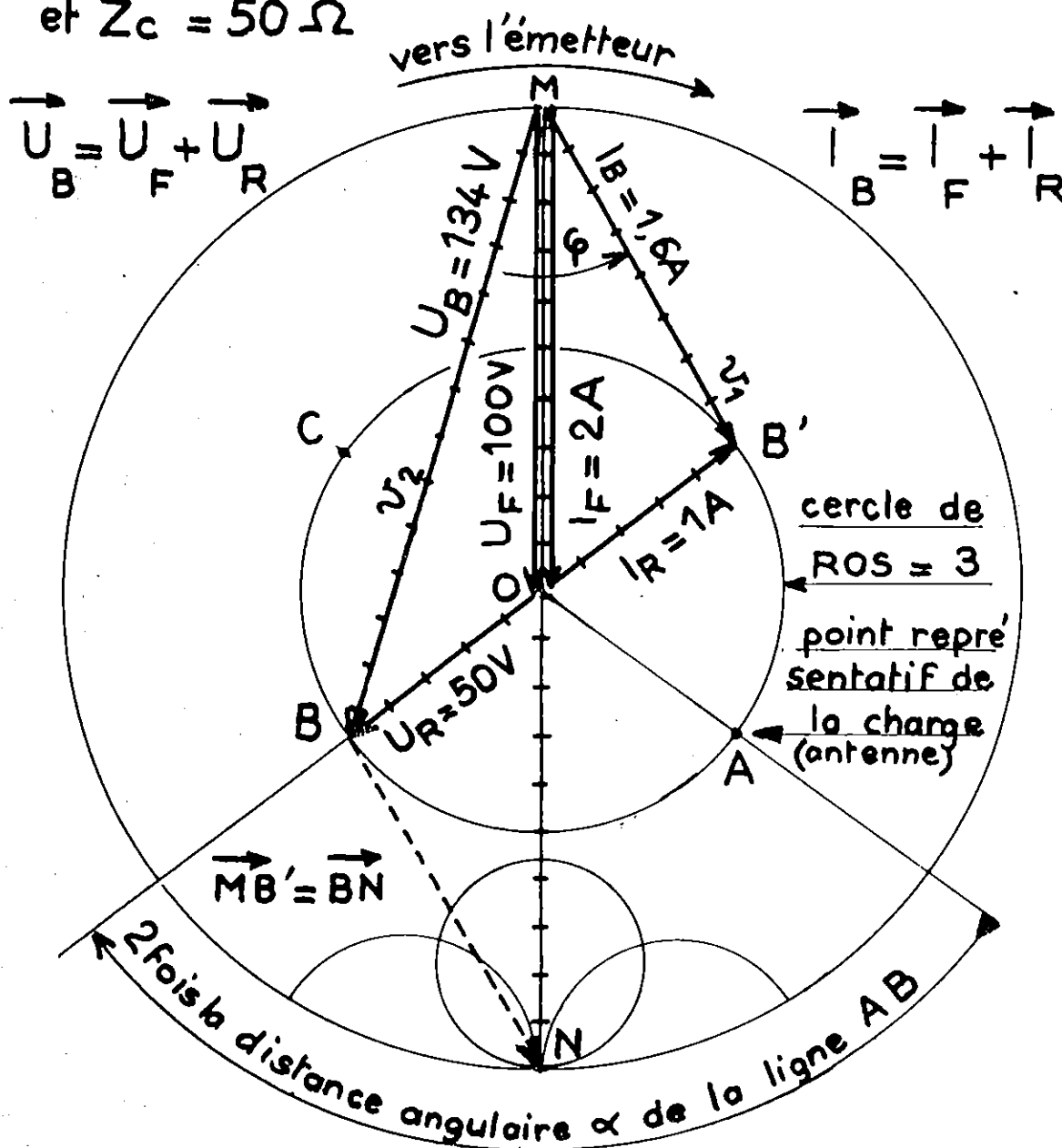


Figure 4

Diagramme des tensions et intensités dans la ligne au point B pour $ROS=3$ et $Z_c = 50 \Omega$



Echelles : tensions en ligne : 1 division = 10 volts

intensités en ligne : 1 division = 0,2 amp.

tensions v réflectomètre : 1 division = 0,2 volts

Figure 2

figure 2 correspond à un wattmètre bien adapté à l'impédance 50 ohms de la ligne coaxiale.

Si nous déplaçons le wattmètre le long de la ligne, les points diamétraux B et B' changent de position en tournant sur le cercle de ROS 3 de sorte que les tensions $\vec{v}_1 = \vec{MB}'$ et $\vec{v}_2 = \vec{MB}$ varient. Par contre leur somme : $v_1 + v_2 = MB + MB' = MB + BN = MN$ est constante.

Cette somme, représentée par le diamètre MN du cercle extérieur, n'est autre que le double de la tension directe U_F soit $100 \times 2 = 200$ volts. La tension appliquée réellement au voltmètre est

$$\frac{200}{50} = 4 \text{ volts}$$

en tenant compte du rapport de réduction de tension de 1/50. (2).

D'une manière identique, la différence :

$-\vec{v}_1 + \vec{v}_2 = -\vec{MB}' + \vec{MB} = \vec{B'M} + \vec{MB} = \vec{B'B}$ est aussi constante. Cette différence, figurée par le diamètre B'B du cercle de ROS est égale au double de la tension réfléchie U_R soit $50 \times 2 = 100$ volts. Si on tient compte du rapport de réduction de tension de 1/50, la tension u' appliquée au voltmètre sera :

$$\frac{100}{50} = 2 \text{ volts}$$

En usant d'un artifice, nous parvenons ainsi à mesurer les tensions imaginaires que sont U_F et U_R . Les puissances directe et réfléchie étant liées à ces tensions U_F et U_R (relations 1 et 2), à chaque graduation u de l'échelle de tension du voltmètre associé à son redresseur, correspond une puissance P_F ou P_R proportionnelle au carré de la tension u . Les graduations ne sont pas linéaires (figure 4).

Voilà comment, en faisant la somme ou la différence de deux tensions, nous mesurons une puissance ! En branchant notre wattmètre en différents endroits, le long du câble coaxial, si nous constatons que les indications varient, n'en déduisons pas que le ROS n'est pas constant ; il y a de fortes chances pour que l'appareil ne soit pas correctement taré pour s'adapter à l'impédance caractéristique du coaxial.

Notes

(1) Le coefficient de réflexion vaut, en fonction du ROS :

$$K = \frac{ROS - 1}{ROS + 1}$$

(2) Il s'agit de la tension efficace appliquée à l'ensemble voltmètre-redresseur, entre les bornes ST.

MAURICE LIMES.
7 CITE DES COMBES. 19300 EGLETONS

De l'émetteur à l'antenne... ROS mètre et fiabilité

Par F6ELM

Dans le numéro de juin 1982 de Radio REF j'écrivais à la page 517 :

« On ne fait pas varier le ROS le long d'un câble coaxial alimentant une antenne en ajustant la longueur de ce dernier ». Peu de temps après, plusieurs OM m'ont communiqué les résultats de leurs essais dans ce domaine : les lectures du ROS mètre varient notablement suivant la longueur de la ligne. Pour trouver la cause de cette contradiction, j'ai essayé de déterminer la précision des mesures de ROS avec les appareils utilisés par les radio-amateurs.

Venant à point, un article de W6SAI, publié dans la rubrique « Ham Radio Techniques » du mois de juin 1982 nous fait part des résultats de mesures de ROS faites avec plusieurs wattmètres pour différentes longueurs de câble coaxial. Des précautions sont prises pour éviter les erreurs systématiques dues par exemple au rayonnement de l'antenne capté par le câble coaxial ou à la présence d'harmoniques. J'ai refait ces essais avec le dispositif décrit par W6SAI et représenté par la figure 1.

MONTAGE UTILISE

Les essais s'effectuent à la fréquence de 14 MHz. A la sortie de l'émetteur, j'utilise un filtre passe-bas Barker Williamson type 430-20 ayant une fréquence de coupure de 15 MHz, pour éliminer les harmoniques. Une charge non rayonnante de 50 ohms est reliée à une ligne quart d'onde de 75 ohms. L'impédance à l'extrémité A vaut :

$$\frac{75^2}{50} = 112,5 \text{ ohms}$$

Cette valeur constitue l'impédance de charge de la ligne coaxiale AB essayée, faite avec du câble RG213U d'impédance caractéristique 50 ohms. Le ROS théorique vaut :

$$\frac{112,5}{50} = 2,25$$

En confectionnant plusieurs tronçons de longueurs $\lambda/8$ et $\lambda/4$ on fait varier la distance AB par bonds de $\lambda/8$ depuis 0 jusqu'à $3\lambda/4$. Dans la longueur maximum ainsi obtenue, soit AB = 10,6 m, les pertes valent, 0,25 db à 14 MHz; elles sont insuffisantes pour provoquer une variation sensible du ROS.

APPAREILS ESSAYES

Les appareils soumis à l'essai sont basés sur deux principes différents :

a) Le coupleur directif (ou directionnel), représenté par la figure 2.

C'est un dispositif qui, placé sur une ligne de transmission donne une indication de la puissance se propageant dans une direction, indépendamment de la puissance se propageant dans la direction opposée. Avec deux coupleurs directifs convenablement disposés, il est possible d'obtenir simultanément les valeurs

de la puissance directe et de la puissance réfléchie transportées par une ligne.

Les modèles essayés appartenant à cette catégorie sont :

- le wattmètre BIRD 43 utilisant un seul coupleur directif orientable. Cet appareil bien connu est utilisé par tous les professionnels.
- le wattmètre MONACOR dont le coupleur comporte deux lignes. Cet appareil est prévu pour une utilisation C.Biste.

b) appareils à tore de ferrite.

Le fonctionnement a été expliqué en détail dans les pages 95 et 307 de Radio REF 1982. Les wattmètres essayés : Drake W4, Daiwa, Heathkit HM 102 mettent en œuvre cette réalisation.

Certains appareils ont une échelle spéciale graduée en ROS; d'autres mesurent les puissances directes et réfléchies dont le rapport est lié au ROS par la relation :

$$\frac{P_R}{P_F} = \left(\frac{\gamma - 1}{\gamma + 1} \right)^2$$

Le wattmètre Daiwa possède un ingénieux système à aiguilles croisées dont l'intersection indique la valeur du ROS.

RESULTATS DES MESURES

7 essais ont été faits en faisant varier la longueur de la ligne AB depuis 0 jusqu'à $3\lambda/4$. Pour une longueur donnée de ligne, j'ai fait une mesure avec chacun des cinq wattmètres essayés. J'aurais dû relever des indications très voisines : c'est loin d'être le cas. Les résultats sont donnés sous forme de courbes figure 3. L'impédance présentée par la ligne au point B de raccordement avec le wattmètre, a été mesurée au pont. Ces valeurs figurent dans le tableau ci-après.

longueur de la ligne	impédance	
	R ohms	X ohms
0	110	- 10
$\lambda/2$	100	- 10
$\lambda/8$	35	- 30
$5\lambda/8$	40	- 40
$\lambda/4$	20	0
$3\lambda/4$	20	0
$3\lambda/8$	40	40

Reportées sur un abaque de Smith, ces coordonnées sont situées approximativement sur le cercle théorique de ROS valant 2,25.

COMMENTAIRES

De l'examen des courbes de la figure 3, il ressort que :

1° Placés dans les mêmes conditions (même longueur de ligne, même puissance) les wattmètres donnent des indications variant beaucoup d'un modèle à l'autre. Manifestement certains appareils sont impropres à une utilisation sérieuse.

2° Un même appareil n'indique pas exactement la même valeur de ROS suivant la longueur de ligne utilisée. Tous les appareils, sans exception, sont dans ce cas. Les écarts très faibles pour le BIRD deviennent considérables pour le modèle Monacor.

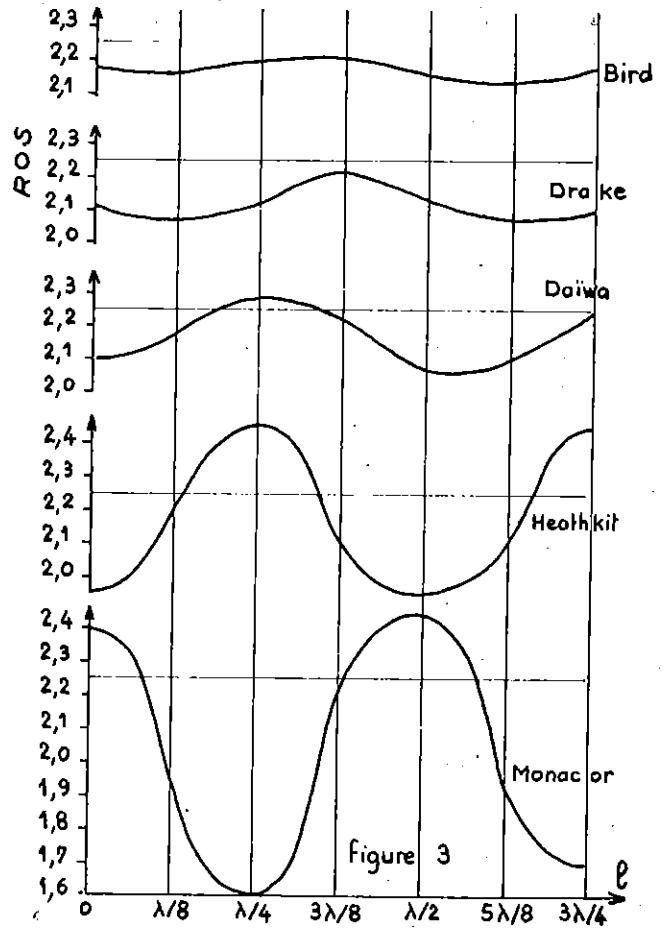


FIGURE 3

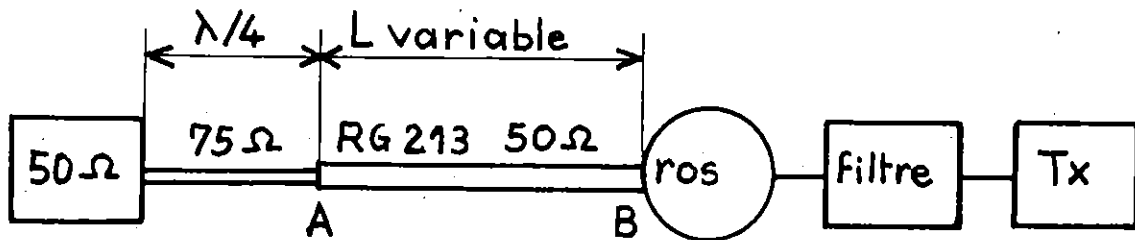


FIGURE 1

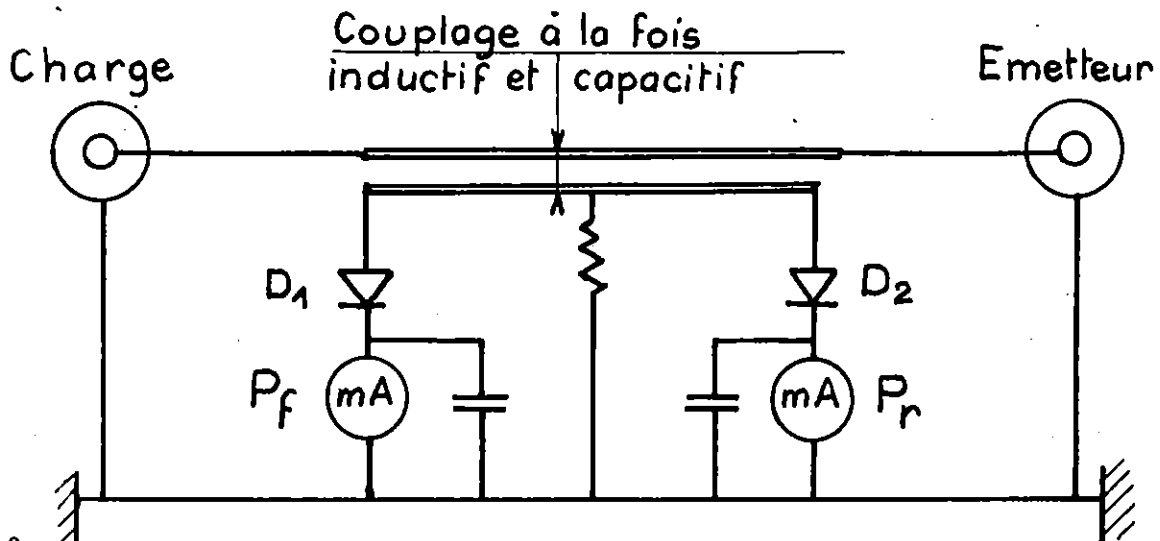


FIGURE 2

3°) Les appareils les plus fiables sont ceux dont la courbe se rapproche le plus d'une droite horizontale.

4°) Comme on peut s'y attendre, une variation de $\lambda/2$ de longueur de ligne ne modifie pas ou très peu les lectures des appareils essayés. Les différentes courbes présentent une « période » de $\lambda/2$.

POURQUOI DE TELLES INEXACTITUDES ?

On peut se demander à quoi sont dues les erreurs de mesure constatées. Dans une ligne coaxiale, les seules grandeurs directement accessibles à la mesure sont la **tension** et l'**intensité** dont la valeur et le déphasage varient tout le long. Les puissances directe et réfléchie qui sont l'objet de la mesure ont été imaginées pour expliquer et pour justifier de façon simple et claire, il est vrai, les phénomènes d'ondes stationnaires dans les lignes. Le principe de la mesure de ces puissances n'est pas simple du tout !

Quelle que soit la **puissance** fournie par l'émetteur, on doit toujours mesurer la même valeur de ROS. Les erreurs de mesure que l'on constate en faisant varier la puissance sont dues à la non-linéarité des diodes D1 et D2.

Quel que soit l'**emplacement** du wattmètre sur la ligne, ou la longueur de celle-ci, on doit toujours mesurer les mêmes puissances directe et réfléchie, donc le même ROS. Les erreurs de mesure que l'on constate dans ce cas sont dues à une mauvaise conception et réalisation du coupleur directif. Ce système ne souffre pas la médiocrité. Il doit être fabriqué avec une très grande précision alliée à une excellente rigidité mécanique : dans ce cas on obtient un appareil robuste et indé réglable, pouvant fonctionner à des fréquences élevées. Tous les appareils professionnels sont de ce type. On évalue la qualité d'un coupleur par le « facteur de directivité » exprimé en décibels. Le wattmètre BIRD 43 dont la réalisation mécanique est irréprochable possède un facteur de directivité supérieur à 30 db et

l'erreur maximum est de 7 % ; malheureusement son prix restreint son utilisation dans le domaine amateur. La plupart des coupleurs directifs à lignes, de réalisation OM, manquent de rigidité et de précision ; leur facteur de directivité n'excède pas 15 db et l'erreur de mesure peut atteindre 35 % ! Les appareils à tore, à condition qu'ils soient bien réglés et bien adaptés à l'impédance caractéristique de la ligne, conviennent bien pour une utilisation amateur.

CONCLUSION

Le fait que plusieurs constructeurs conseillent une ou deux longueurs préférentielles de câble coaxial pour raccorder leurs antennes, peut faire croire que le ROS à l'extrémité d'une ligne dépend de la longueur de cette dernière. En réalité, c'est l'impédance qui est fonction de la longueur et non le ROS.

La mesure du ROS comme le montrent les courbes de la figure 3 peut donner lieu à d'importantes erreurs. Il vous est facile, en utilisant le système décrit ici, de tester le comportement de votre ROSmètre, à la suite de quoi, vous pourriez peut-être regarder ce dernier d'un œil soupçonneux !

Mais je suppose que vous avez parfaitement bien accordé votre antenne et pris vos précautions pour travailler avec un ROS nul, c'est-à-dire égale à 1 (hi !). Eh bien, voilà qui va vous consoler : les mêmes essais faits avec une ligne bien adaptée montrent que tous les wattmètres se conduisent honnêtement et indiquent, comme il se doit une puissance réfléchie nulle.

Je serais heureux si cet article amorçait des échanges de vues à ce sujet qui se prête bien à l'expérimentation sans nécessiter un gros budget, et intéresse beaucoup d'OM. Radio REF vous est ouvert.

Je remercie F1BU, F8UM, F6CQU, F6GRU qui ont bien voulu me prêter les appareils essayés.

F6ELM. MAURICE LIMES. 7 CITE DES COMBES. 19300 EGLETONS:

Vous pensez
PUBLICITE ?
pensez
RADIO-REF !

Téléphonez au
16-45-68-47-05
de 15 h à 17 h

Ecoutez F8REF
vous en saurez
PLUS !

Manifestez votre attachement au REF
même en « mobile » : Achetez auprès de
votre section départementale un pare-
soleil REF.

De l'émetteur à l'antenne... Essai du pont d'impédance MFJ 202 (1)

par F6ELM

PRESENTATION DE L'APPAREIL

Cet appareil de mesure se présente sous la forme d'un robuste boîtier, en tôle d'aluminium de dimensions 85 × 55 × 110 mm.

Deux prises coaxiales SO 239 permettent de relier le pont :

- à l'impédance inconnue en utilisant un câble coaxial
- au récepteur de trafic qui joue un double rôle :
 - déterminer la fréquence de la mesure
 - indiquer l'équilibre du pont.

Cet équilibre s'obtient par les réglages de résistance et de réactance situés sur la face avant. Une pile intérieure de 9 volts alimente le pont.

UTILISATION DU PONT

L'appareil sert principalement à mesurer l'impédance des antennes. Le résultat de la mesure est donné sous forme d'une impédance série comportant deux termes : résistance et réactance.

La résistance est lue directement sur le cadran. La réactance doit être calculée en fonction de la capacité de condensateur d'équilibrage et de la fréquence. Le calcul est simple. En réalité on ne mesure pas l'impédance de l'antenne mais celle présente à l'extrémité du câble coaxial. Se reporter à Radio REF de décembre 1981 page 821.

ETUDE DU FONCTIONNEMENT

Cette étude a été faite dans Radio Ref de septembre 1980 : Mesure des impédances d'antenne par F6AZS. Rappelons le principe :

La figure 1 schématise le pont. La diagonale CD est alimentée par le générateur de bruit permettant de faire des mesures de 1 à 100 MHz. La diagonale AB est reliée au détecteur de zéro (le récepteur de trafic de la station) par une prise coaxiale. Entre B et F une seconde prise coaxiale relie le pont à l'impédance inconnue ($R_i X_i$). Le pont est en équilibre si les impédances des branches BC et BD sont égales et de même nature, ce qui nécessite :

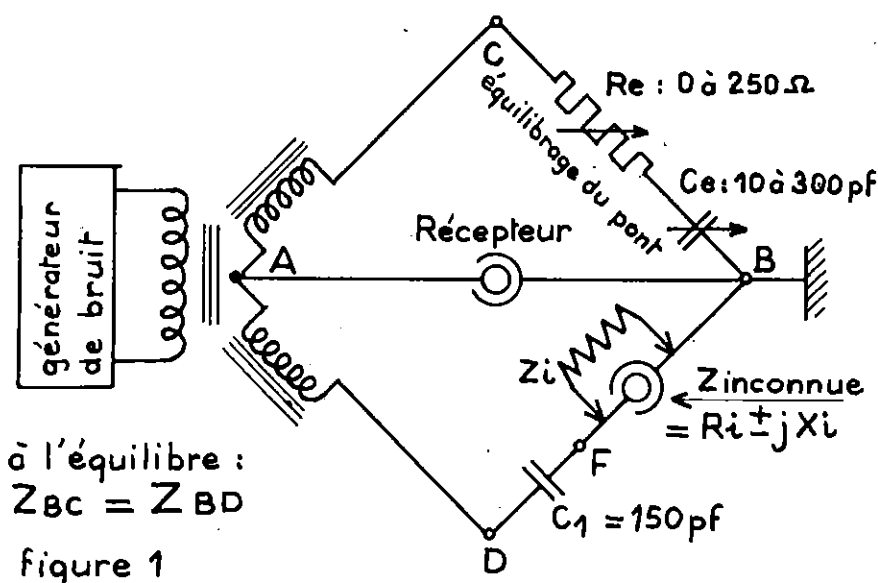
des résistances égales : $R_{BD} = R_{BC}$

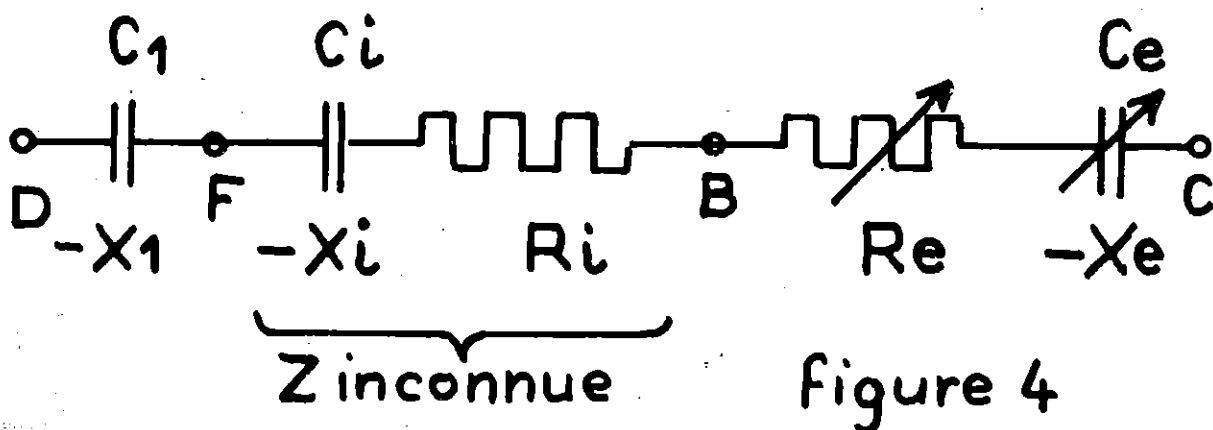
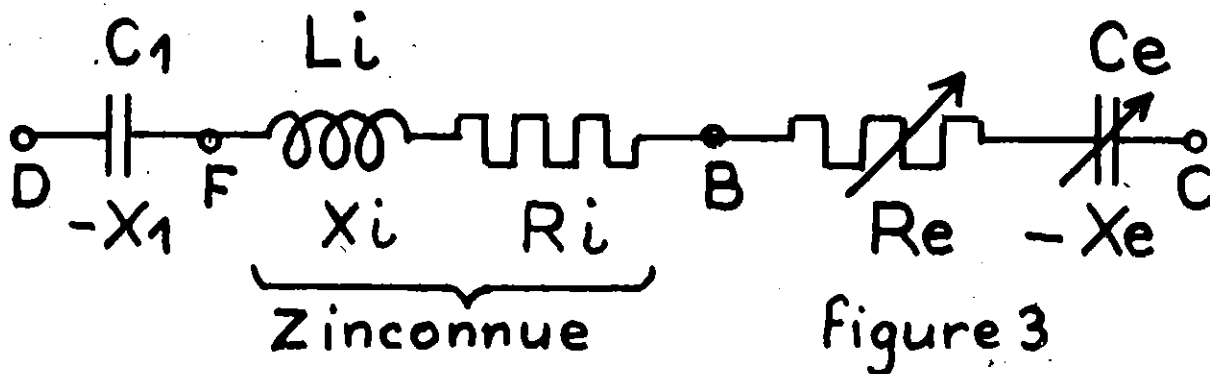
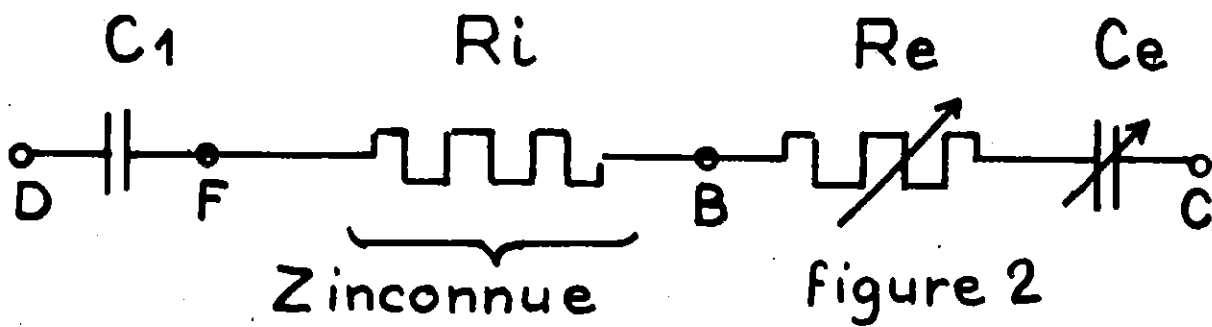
des réactances égales et de même signe : $X_{BD} = X_{BC}$

Ces relations vont être appliquées dans le paragraphe suivant. Rappelons que la réactance d'une capacité se calcule avec la formule :

$$X_{c \text{ ohms}} = \frac{160.000}{f_{\text{MHz}} \times C_{\text{pf}}}$$

Cette réactance est négative.





MESURE D'UNE RESISTANCE (Figure 2)

L'égalité des impédances $Z_{BD} = Z_{BC}$ se traduit par deux relations :

1°) $C_1 = C_e = 150 \text{ pf}$

Pour faciliter la lecture, la position 150 pf de C_e est repérée par la lecture $C_d = 0$. C'est ce qui explique la graduation un peu particulière utilisée pour repérer C_d .

2°) $R_i = R_e$

La valeur de R_i est lue directement ; la valeur maximum mesurable est 250 ohms.

MESURE D'UNE IMPEDANCE INDUCTIVE (figure 3)

Cette impédance est de la forme $Z = R + jX$.

L'égalité des impédances Z_{BD} et Z_{BC} donne :

1°) $R_i = R_e$ (lecture directe)

2°) $-X_1 + X_i = -X_e$

$X_i = X_1 - X_e$

$$X_i = \frac{160.000}{150 F} - \frac{160.000}{C_e \times F}$$

en faisant intervenir la graduation C_d :

$$X_{(ohms)} = \frac{1061}{F} - \frac{160.000}{F(150 + C_d)}$$

MESURE D'UNE IMPEDANCE CAPACITIVE (Figure 4)

Elle est de la forme $Z = R - jX$

Comme précédemment nous écrivons :

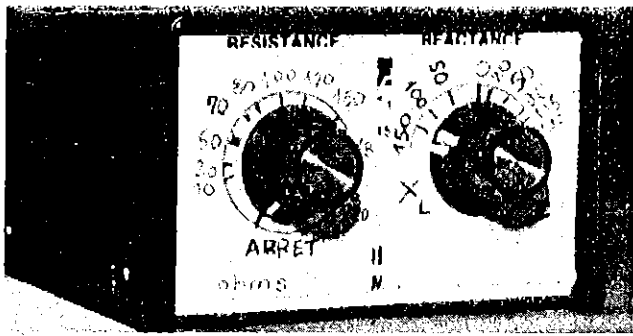
1°) $R_i = R_e$ (lecture directe)

2°) $-X_1 - X_i = -X_e$

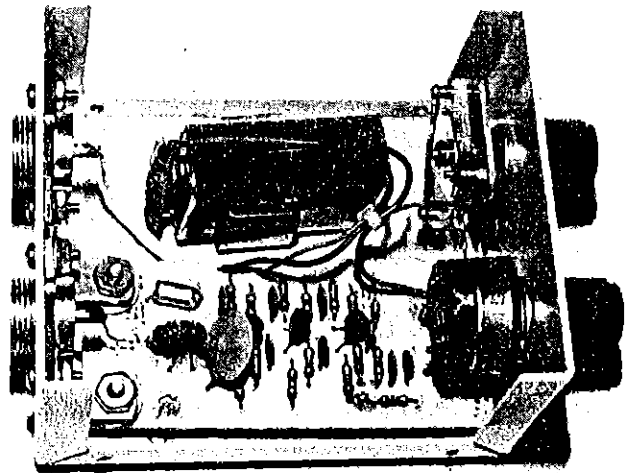
$X_i = X_e - X_1$

$$X_i = \frac{160.000}{C_e \times F} - \frac{160.000}{150 F}$$

$$X_{(ohms)} = \frac{160.000}{F(150 - C_d)} - \frac{1061}{F}$$



L'étalonnage des cadrans « résistance » et « réactance » a été refait.



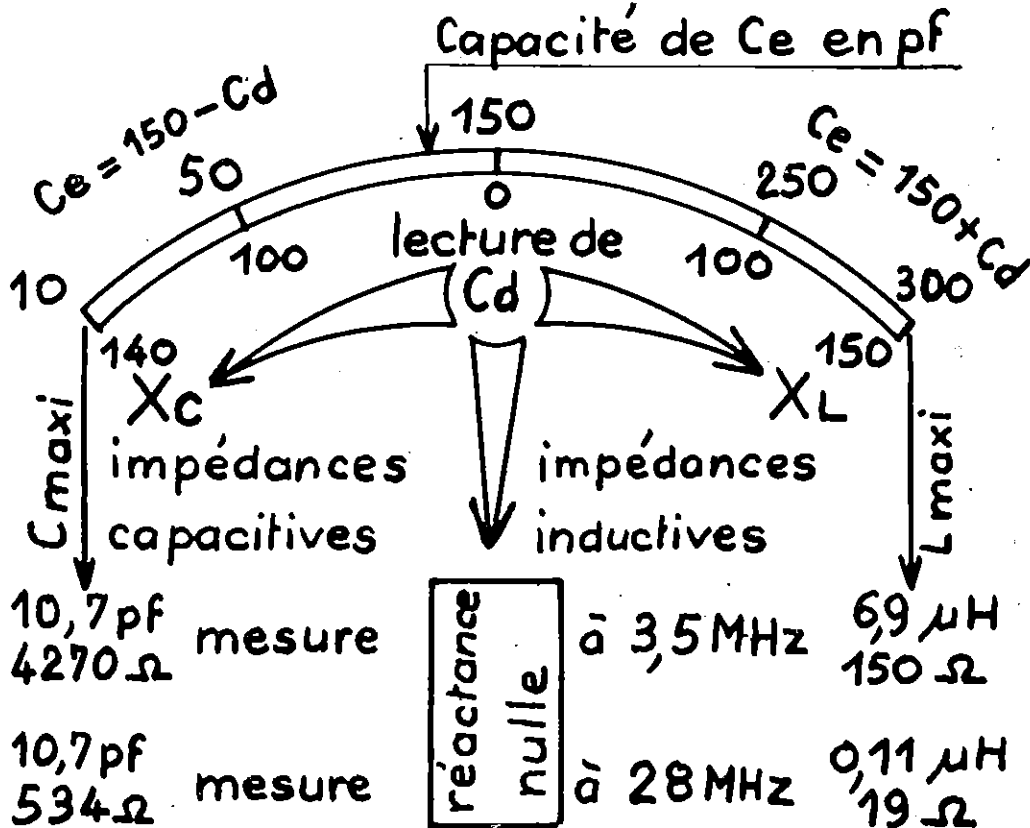
COMMENTAIRES - PRECISION DES MESURES

Si l'impédance inconnue est comprise dans la zone de mesure de l'appareil (figure 5) l'obtention de l'équilibre par action sur R_0 et C_0 est facile et très nette. Il faut agir à la fois et par petites retouches sur la résistance et la capacité du pont. On remarque que l'appareil ne peut mesurer que des réactances inductives de faibles valeurs. L'appareil est livré avec un adaptateur constitué par une résistance de 220 ohms pouvant se monter en parallèle sur l'impédance mesurée: Ce système permet d'accroître l'étendue des mesures. Dans ce cas, les valeurs de R_1 et X_1 font l'objet d'un calcul un peu long.

Les appareils de ce type ne sont pas particulièrement précis mais j'ai été surpris de constater que, les zones X_L et X_C du cadran des réactances étaient inversées ! J'ai donc refait les étalonnages résistance et réactance ; il m'est difficile d'évaluer la précision.

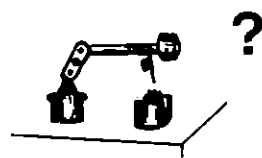
Cet appareil est utile pour la mise au point des antennes, surtout des antennes verticales.

(1) Ce pont d'impédance est disponible chez « Atlas France » 28 rue Saint Eloi. 51000 Chalons sur Marne.



**étendue des mesures de réactances
de 3,5 à 28 MHz figure 5**

PAGES TECHNIQUES



De l'émetteur à l'antenne...

Dans un article de W1ICP, traduit par F8TQ (1), l'auteur explique qu'il est avantageux d'alimenter une antenne avec une « échelle à grenouille », au lieu d'employer un câble coaxial. Les pertes dans la ligne à fils parallèles sont très réduites, de sorte qu'il n'est pas utile d'adapter le brin rayonnant au feeder, alors que cette adaptation d'impédances est nécessaire, si on utilise un câble coaxial (2).

Par Maurice LIMES F6ELM

Pour alimenter leurs antennes Lévy, delta loop..., les radioamateurs emploient une ligne à fils parallèles : il est intéressant de connaître l'ordre de grandeur des pertes dans ce type de feeder. On s'apercevra que ce n'est pas une ligne universelle, capable d'alimenter n'importe quelle antenne, avec toujours un excellent rendement.

Quel que soit le type de ligne utilisé (coaxial, ligne à fils parallèles), la méthode de calcul des pertes est la même : il faut connaître l'affaiblissement de la ligne et y ajouter les pertes supplémentaires de désadaptation dues au ROS (3). Grâce aux abaques établis par les fabricants, on connaît les affaiblissements des principaux câbles coaxiaux. Il n'en est pas ainsi pour les lignes en « échelle à grenouille » qui sont fabriquées par les utilisateurs. Nous allons exposer une méthode simple, mais donnant seulement des résultats approchés, applicable si la ligne alimente une charge uniquement résistante, de valeur R_0 très inférieure à l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne. C'est le cas du brin rayonnant demi-onde en résonance, relié à une ligne d'impédance caractéristique 600 ohms. Le principe exposé par M. Babin (ex F8ML) dans un article de Radio-REF datant de mai 1939 est basé sur les remarques suivantes :

1°) Dans une ligne du type échelle à grenouille, les pertes dans les isolants ou pertes diélectriques sont très faibles par rapport aux pertes joule. Nous tiendrons compte uniquement des pertes dues à la résistance des fils.

Calcul des pertes d'une ligne à fils parallèles Limites d'utilisation de ces lignes

2°) Ces pertes sont très difficiles à calculer puisque, à cause des ondes stationnaires, l'intensité est différente en chaque point de la ligne. Mais tout se passe comme si le courant, gardant une valeur constante, égale à sa valeur à un ventre d'intensité, circulait dans une ligne moitié moins longue. Les pertes calculées à partir de ce raisonnement sont inférieures à leur réelle valeur. L'erreur commise est d'autant plus grande que Z_c et R_0 sont voisines.

3°) Si la ligne est chargée par une résistance R_0 de valeur inférieure à l'impédance caractéristique Z_c de la ligne, l'intensité aux ventées ne dépend pas de cette impédance caractéristique. Autrement dit, le calcul des pertes fait intervenir la résistance de charge et non le ROS.

4°) La résistance r de la ligne n'est pas sa résistance mesurée en courant continu. Le courant haute fréquence circulant surtout à la périphérie du conducteur, ce n'est pas la surface, mais le périmètre de la section qui intervient. Cette résistance est fonction de la fréquence. Pour un fil de cuivre de longueur L et de diamètre d , elle vaut :

$$r_{\text{ohms}} = \frac{0,15}{d \text{ (mm)}} \times L \text{ (mètres)} \times k$$

Le coefficient k est donné en fonction de la fréquence par le tableau de la figure.

5°) Exprimées en pour cent, les pertes dans la ligne valent :

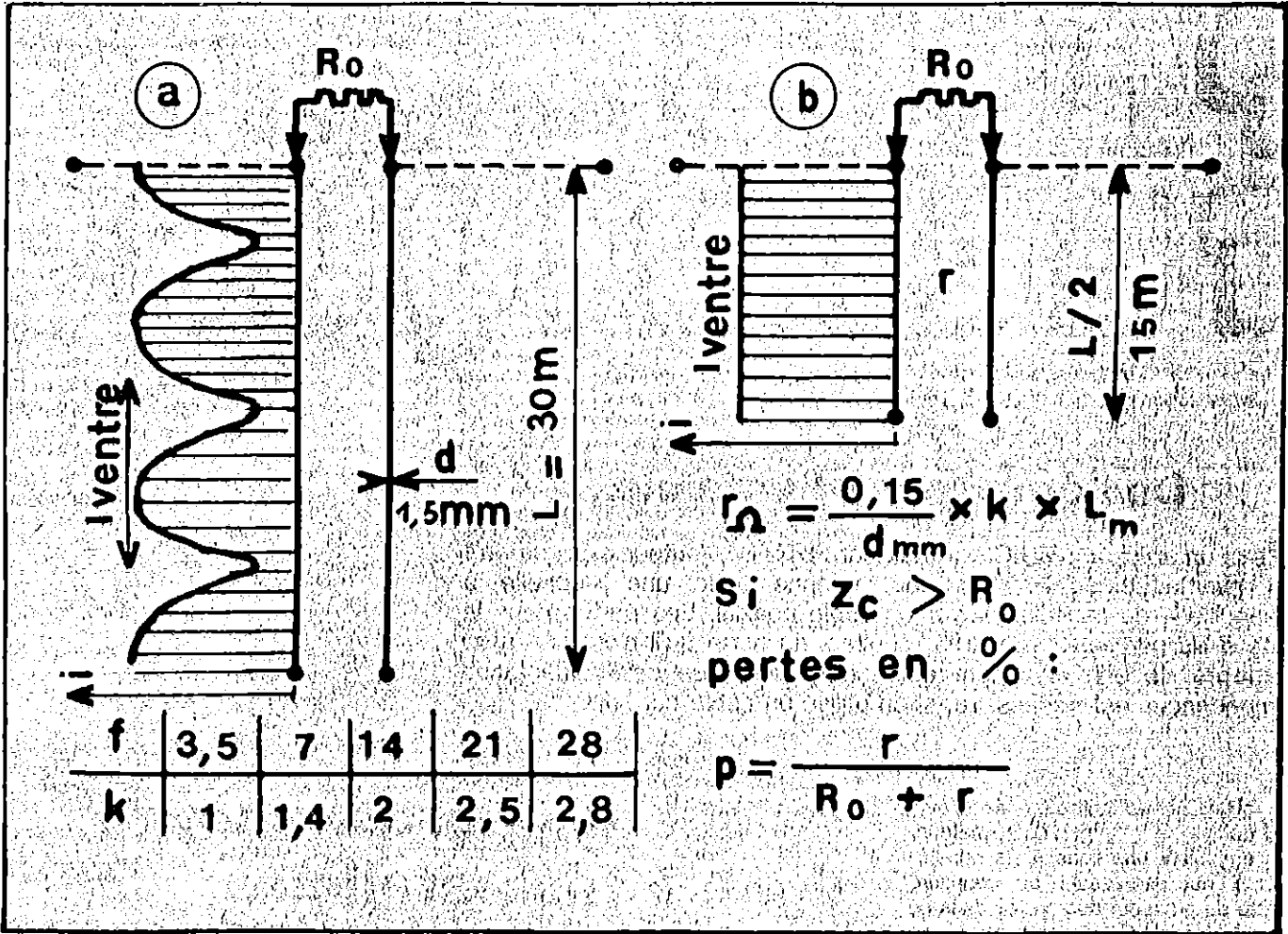
$$p = \frac{r}{R_0 + r}$$

Exemple 1

Une ligne d'impédance caractéristique 600 ohms alimente à la fréquence de 28 MHz un brin rayonnant demi-onde en résonance dont la résistance d'entrée R_0 vaut 50 ohms. La ligne de longueur 30 mètres est faite en fil de cuivre de diamètre 1,5 mm.

La résistance de charge de 50 ohms étant bien plus faible que l'impédance caractéristique (ROS de 12), nous pourrions appliquer la méthode indiquée.

La résistance r de la moitié de la ligne s'obtient en calculant la résistance d'un seul fil. Sa valeur à la fréquence de 28 MHz fait intervenir le coefficient multiplicateur 2,8 soit :



Les ondes stationnaires d'intensité ne sont représentées que sur un seul conducteur de la ligne d'alimentation. Les pertes sont approximativement les mêmes dans les deux lignes des figures a et b.

$$r = \frac{0,15}{1,5} \times 30 \times 2,8 = 8,4 \text{ ohms}$$

Les pertes dans la ligne valent :

$$p = \frac{8,4}{50 + 8,4} = 0,144 \text{ soit } 14,4 \%$$

Exprimées en décibels ces pertes valent 0,675 dB. En comparaison, un câble coaxial KX4, d'impédance caractéristique 50 ohms, de même longueur, procure 1,05 dB de pertes.

Exemple 2

L'échelle à grenouille précédente alimente une antenne W8JK dont l'impédance d'entrée, très faible, est d'environ $R_0 = 10$ ohms. Le ROS est de

$$\frac{600}{10} = 60$$

dans la ligne 600 ohms.

Les pertes calculées comme précédemment valent :

$$p = \frac{8,4}{10 + 8,4} = 0,46$$

soit 46 % de pertes.

Un système d'adaptation placé entre la ligne et l'antenne est nécessaire. On pourrait aussi diminuer les pertes en utilisant un fil de fort diamètre pour faire la ligne. Avec du fil de diamètre 3 mm, les pertes ne valent plus que 30 %.

Conclusion

L'échelle à grenouille n'est pas absolument parfaite et les pertes dans la ligne sont fonction du degré de désadaptation d'impédances. Ce feeder est intéressant pour les aériens simples, pour lesquels la désadaptation n'est

pas trop importante. Il est à proscrire pour les aériens à faible résistance de rayonnement : dans ce cas la désadaptation d'impédance provoque un ROS considérable entraînant des pertes importantes.

NOTES :

- (1) Voir Radio-REF de juillet 1983 page 817.
- (2) Si le coaxial est très court, les pertes seront faibles, même avec un ROS important. Avec un rendement plus ou moins bon, on arrive à faire fonctionner sur 21 MHz une antenne FD4 (voir Radio-REF de décembre 1983 page 1333).
- (3) Vous trouverez un exemple de calcul de pertes dans un câble coaxial en lisant Radio-REF d'octobre 1981 page 653.

A l'intention des OM désireux d'expérimenter leur transceiver dans de
bonnes conditions
la SECTION RADIOAMATEUR
de la **BASE NAUTIQUE de NEUILLY/MARNE**
tient à leur disposition :

1 antenne TH3MK3
1 antenne VHF sur pylône 30 mètres
commandées à partir d'un local chauffé.

Rendez-vous via F3VE. Tél. (1) 308 21 86

De l'émetteur à l'antenne...

Anomalies de fonctionnement des lignes de transmission coaxiales

Par F6ELM

Nous allons clore cette série d'articles consacrés au transfert de puissance « de l'émetteur à l'antenne », en examinant les causes et les conséquences du fonctionnement anormal d'une ligne de transmission.

ABREVIATIONS

- i_a = intensité circulant dans l'antenne.
 i_c = intensité circulant dans l'âme du coaxial.
 i_e = intensité circulant dans la gaine extérieure du coaxial.
 i_g = courant dû à un mode anormal de fonctionnement.
 i_t = intensité dans la prise de terre.

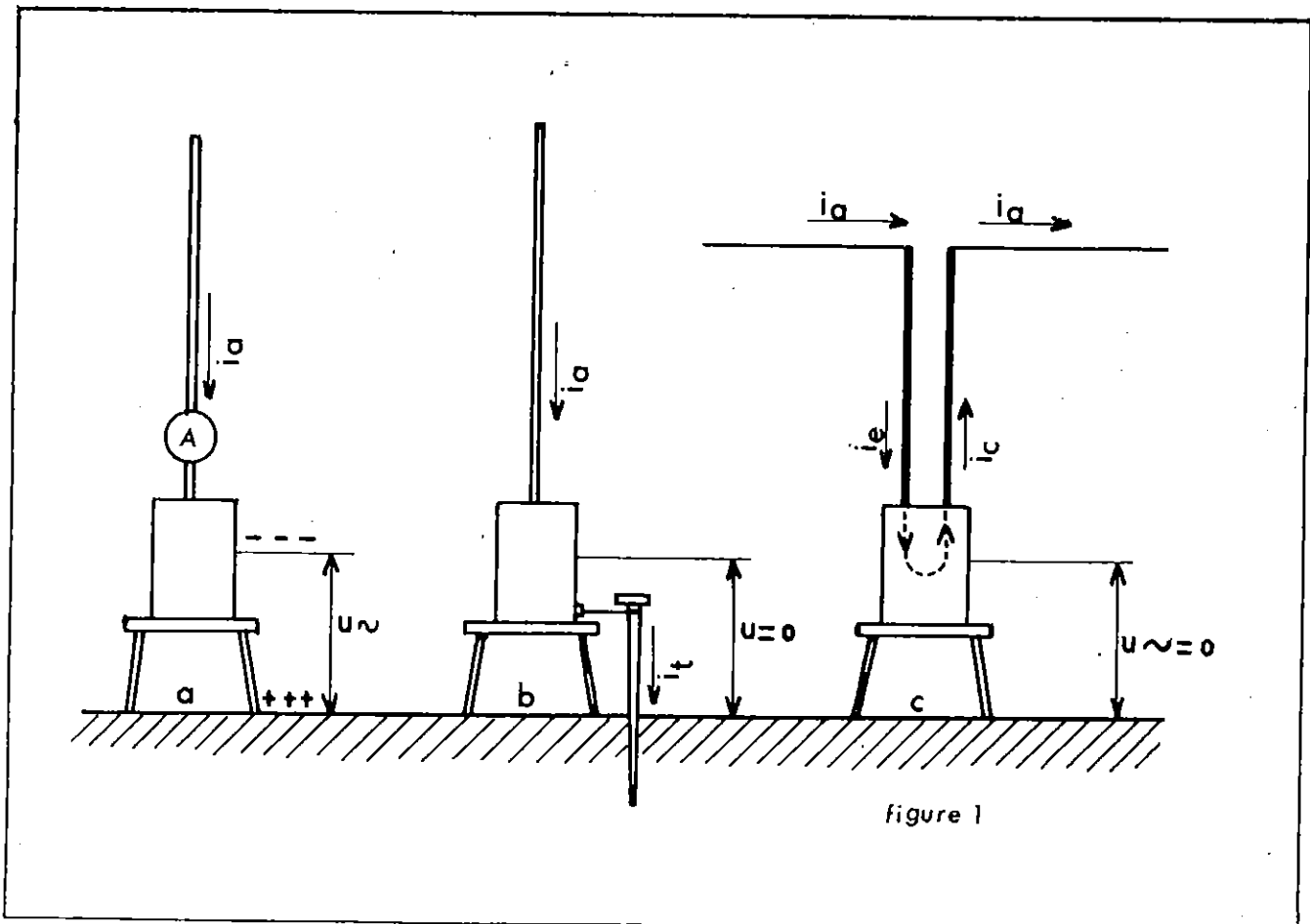


figure 1

LE BALLET DES ELECTRONS

La figure 1a représente un émetteur portable posé sur un support isolant. Une intensité circule dans l'antenne et fait dévier l'ampèremètre thermique. Vous êtes vous posé la question : comment un courant peut-il circuler dans cette tige verticale isolée à une extrémité ? Nous

savons que l'intensité est due à la circulation d'électrons libres. On pourrait imaginer que ces électrons s'échappent de l'antenne. Il n'en est rien car les électrons se déplacent très difficilement dans les gaz ; nos électrons sont confinés dans la structure métallique de la tige qu'ils ne quittent jamais. Le courant dans l'antenne est causé par le déplacement des électrons allant sans

cesse, tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre. Une comparaison nous permet d'approfondir ce qui se passe. Imaginons des voyageurs empruntant un couloir de métro et se précipitant vers la sortie malheureusement fermée. Ces passagers, après s'être agglutinés au portillon rebroussement chemin et se dirigent tous ensemble vers l'autre extrémité du couloir qui est aussi fermée ; les individus cheminent ainsi incessamment d'une extrémité à l'autre du tunnel. Ce tunnel est une antenne demi-onde ; les électrons sont bien sûr les gens dont le déplacement est l'image de l'intensité alternative. Le nombre de passagers franchissant une extrémité du tunnel est nul : ce point est un nœud d'intensité. La tension est figurée par la concentration de la foule ; cette densité varie : elle est maximum aux extrémités du couloir qui sont les ventres de tension. Le nombre de va et vient par seconde est la fréquence. Nous pourrions aussi expliquer le rôle joué par la longueur du tunnel, mais arrêtons là cette comparaison. Nous comprenons pourquoi il n'est pas nécessaire d'avoir un circuit fermé pour faire circuler un courant alternatif haute fréquence. Revenons à la figure 1. A un instant donné, le courant d'électrons a le sens indiqué par la flèche i_a : dans ce cas, à cause de l'afflux d'électrons, le boîtier de l'émetteur est porté à un potentiel négatif. L'instant d'après, le courant s'inverse et le potentiel du châssis est positif. Le rythme de ces variations est celui de la fréquence d'émission, de sorte que la masse de l'émetteur est soumise à une tension haute fréquence. Si, par une courte connexion, nous relierons à la terre le châssis de l'émetteur (figure 1b) le

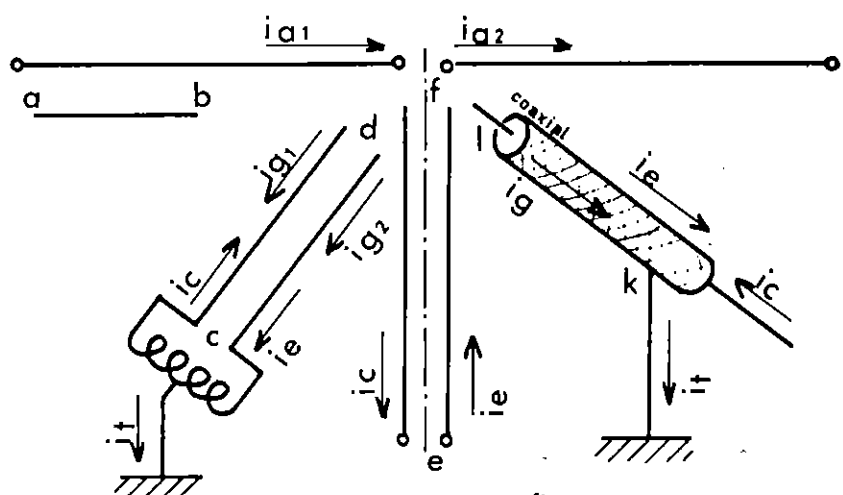
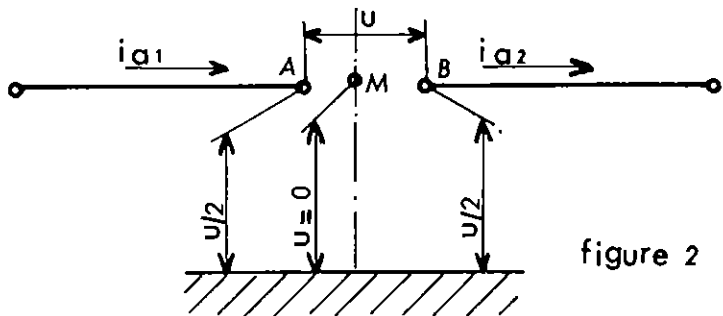
potentiel de ce dernier reste fixe. Un courant haute fréquence i_i circule entre l'émetteur et la terre, celle-ci constituant une réserve inépuisable d'électrons. Ce sera le cas de tous les émetteurs reliés à l'antenne, soit directement, soit par une ligne unifilaire. Sur la figure 1c, nous avons représenté le même émetteur, mais la liaison avec l'antenne s'effectue avec une ligne bifilaire (twin lead, câble coaxial). Les intensités i_c et i_e qui circulent dans cette ligne sont telles qu'il y a autant d'électrons qui arrivent que d'électrons qui quittent l'émetteur. Celui-ci n'est soumis à aucune variation de potentiel, lequel est fixé par la prise de terre et aucun courant ne circule dans cette connexion.

SYMETRIE D'UNE ANTENNE DIPOLE

L'antenne de la figure 2 est symétrique par rapport à son milieu M. Que l'antenne soit accordée ou non, on constate que le point M est au potentiel du sol c'est-à-dire zéro volt. Entre A et B, la tension d'attaque vaut U. A cause de la symétrie, nous retrouvons la moitié de cette tension soit U/2 entre le sol et chaque extrémité A et B. Les intensités i_{a1} et i_{a2} circulant de part et d'autre de l'entrée de l'antenne sont égales et de même sens.

ACTION DE L'ANTENNE SUR LA LIGNE DE TRANSMISSION

La figure 3 représente une antenne symétrique entourée de plusieurs lignes de transmission disposées différemment.



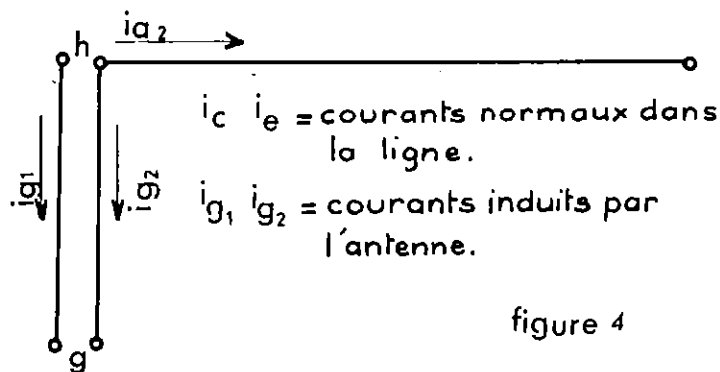


figure 4

Le conducteur ab placé parallèlement à l'aérien est fortement couplé à celui-ci ; les extrémités ab sont soumises à une différence de potentiel HF qui engendre un courant dans le conducteur. La ligne bifilaire d'alimentation cd disposée obliquement est, à un degré moindre, couplée à l'antenne, de sorte que des courants égaux et de même sens i_{g1} i_{g2} , appelés « courants d'antenne » circulent dans les fils, en produisant un rayonnement indésirable. Les choses sont différentes avec la ligne ef qui est perpendiculaire au milieu de l'antenne. La F.e.m. induite dans cette ligne par le courant d'antenne i_{a1} est égale et opposée à la Fem induite par le courant i_{a2} . Le couplage entre l'antenne et sa ligne est nul, pour le seul cas d'une ligne perpendiculaire au milieu de l'antenne. C'est ainsi que la ligne gh perpendiculaire à l'extrémité de l'antenne zeppelin de la figure 4 est couplée à cette dernière et rayonne tout comme l'aérien, mais à un degré moindre. Si la ligne de transmission est un coaxial kl (fig. 3), il n'y a pas de courant induit dans le conducteur intérieur, mais seulement dans la gaine du câble.

FONCTIONNEMENT NORMAL D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION COAXIALE

Considérons la figure 5. Il s'agit d'une antenne dipôle symétrique alimentée en son centre par une ligne coaxiale dissymétrique : c'est pourquoi la liaison se fait avec un symétriseur. La gaine du coaxial est reliée au centre M de l'antenne qui est, nous l'avons vue, au potentiel zéro.

La ligne fonctionne en mode normal. Indépendamment du ROS, même important qu'il peut y avoir dans cette ligne, on constate que :

- en deux points quelconques F F' se faisant face, une intensité i_c circule dans l'âme et une intensité i_e circule dans la gaine. Ces deux intensités sont toujours égales et opposées (figure 8). Leurs effets s'annulent, le câble coaxial ne rayonne pas (1).
- La gaine extérieure est constamment au potentiel zéro (potentiel de la terre) ; s'il y a du ROS, la tension de l'âme par rapport à la gaine varie tout au long de la ligne (figure 10).
- Aucun courant ne circule dans la prise de terre de l'émetteur.

Toutes les lignes n'ont pas le comportement idéal que nous venons de décrire.

FONCTIONNEMENT EN MODE ANORMAL D'UNE LIGNE

Imaginons que l'installation précédente fonctionne sans symétriseur. Reportons-nous à la figure 6. La gaine du câble coaxial, directement reliée à l'extrémité A de l'antenne est soumise à la moitié U/2 de la tension d'alimentation. A cause de cette différence de potentiel, un courant haute fréquence i_g appelé « courant de gaine » circule dans le coaxial, en plus des courants normaux i_c et i_e .

La figure 7 représente une antenne dipôle dissymétrique. Cette dissymétrie peut être causée par l'inégalité des longueurs des brins rayonnants ou par la présence d'obstacles environnants. Le point M milieu de AB n'est plus au potentiel zéro. Même en utilisant un balun, la gaine du coaxial n'est pas à la même tension que la terre et un courant i_g circule dans le coaxial.

La disposition de la figure 12 concerne une antenne en apparence bien symétrique, alimentée à travers un symétriseur. Malheureusement, le coaxial pour rejoindre la station longe parallèlement l'antenne sur quelques mètres et se comporte en quelque sorte comme un élément parasite couplé avec l'aérien qui a ainsi perdu sa symétrie, ce qui entraîne, comme précédemment la circulation d'un courant i_g .

Dans tous les cas représentés sur les figures 6, 7, 12 la ligne ne remplit plus les conditions de fonctionnement normal parce que :

- En certains points P P' se faisant face (figure 9) les intensités i' ont le même sens ; les points où les courants sont égaux et opposés ne sont pas face à face.
- A cause du courant de gaine, il circule plus de courant dans un conducteur que dans l'autre (2).
- Cet excès i_g de courant s'écoule par la prise de terre (figure 12).
- Le potentiel de la gaine du câble coaxial n'est pas nul ; il varie tout comme celui d'une antenne et présente des ventres et des nœuds de tension (figure 11).

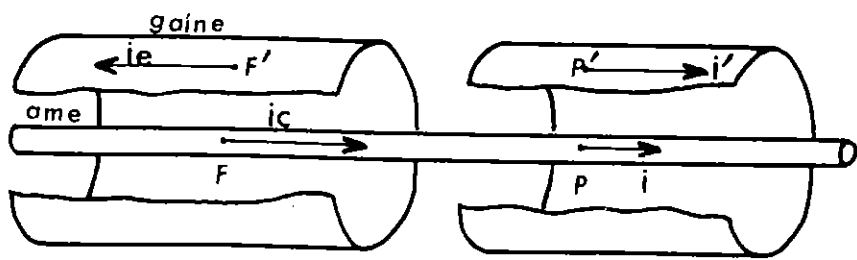
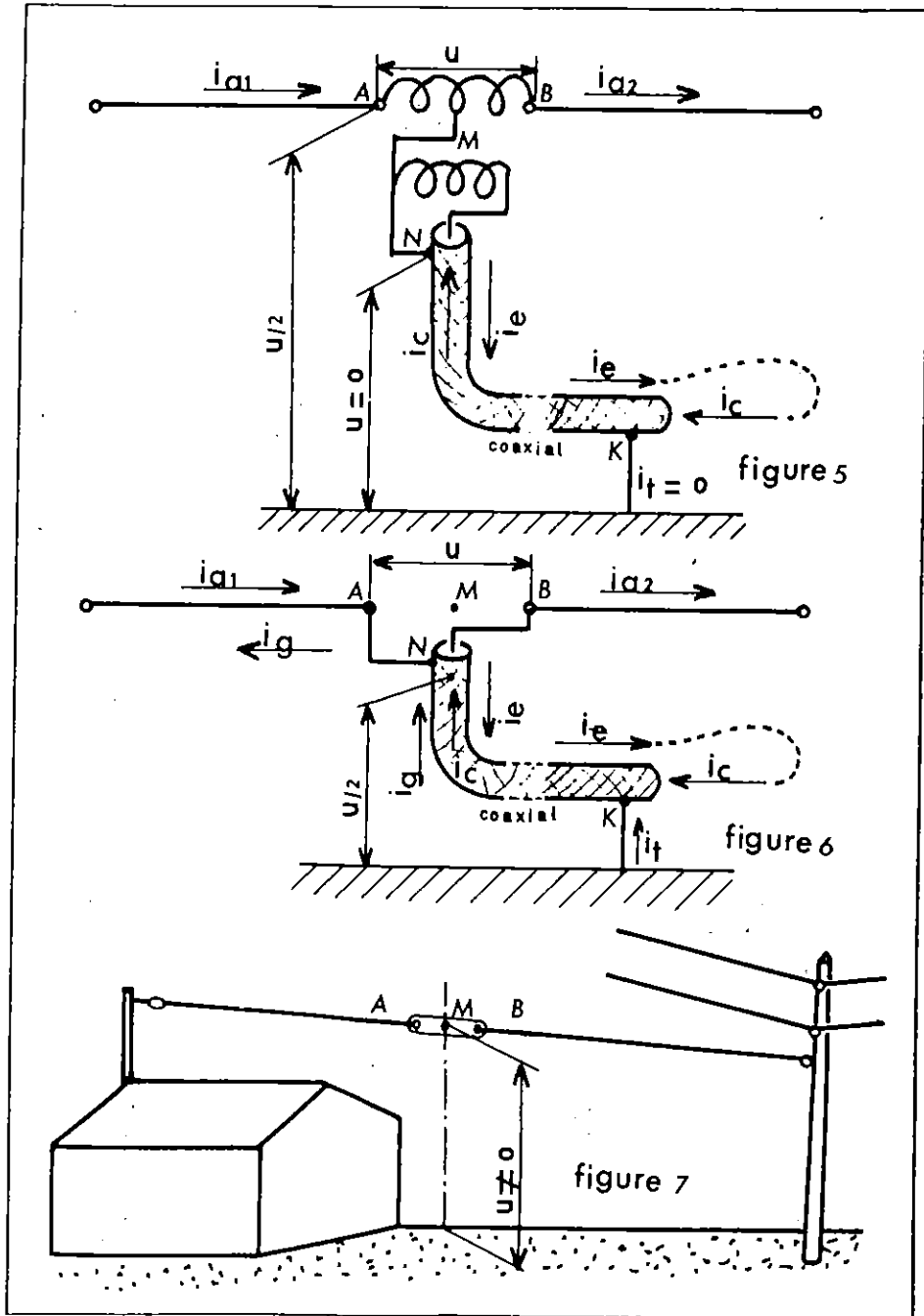


figure 8

figure 9

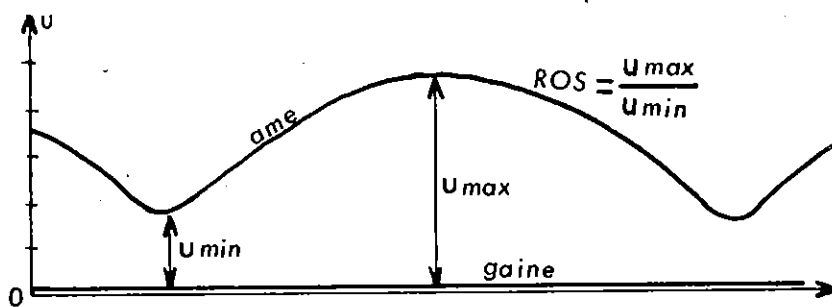


figure 10

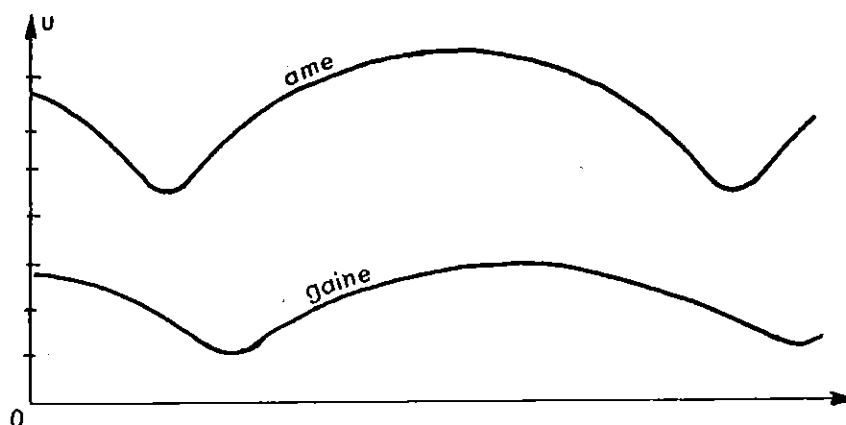


figure 11

INCONVENIENTS DU FONCTIONNEMENT EN MODE ANORMAL

a) Déformation du diagramme de rayonnement de l'antenne

Sur la moitié gauche de l'antenne de la figure 6, le courant i_g s'ajoute (vectoriellement) au courant d'antenne i_a , alors que rien n'est changé sur la moitié droite reliée à l'âme du coaxial. La modification du diagramme de rayonnement de l'antenne est un inconvénient mineur.

b) Rayonnement de la ligne coaxiale.

Le déséquilibre des intensités dans la ligne fait que celle-ci se comporte comme une ligne unifilaire et rayonne.

c) Rayonnement de la connexion à la prise de terre.

L'intensité HF s'écoulant par cette connexion produit aussi un rayonnement.

d) Retours haute fréquence.

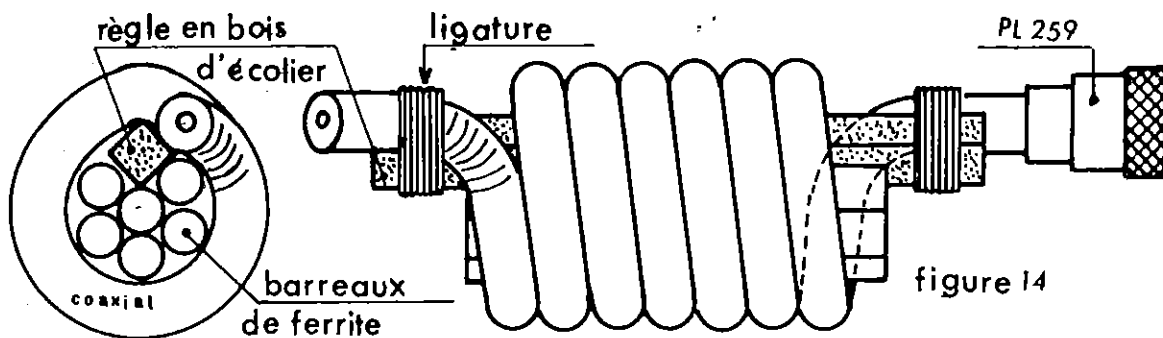
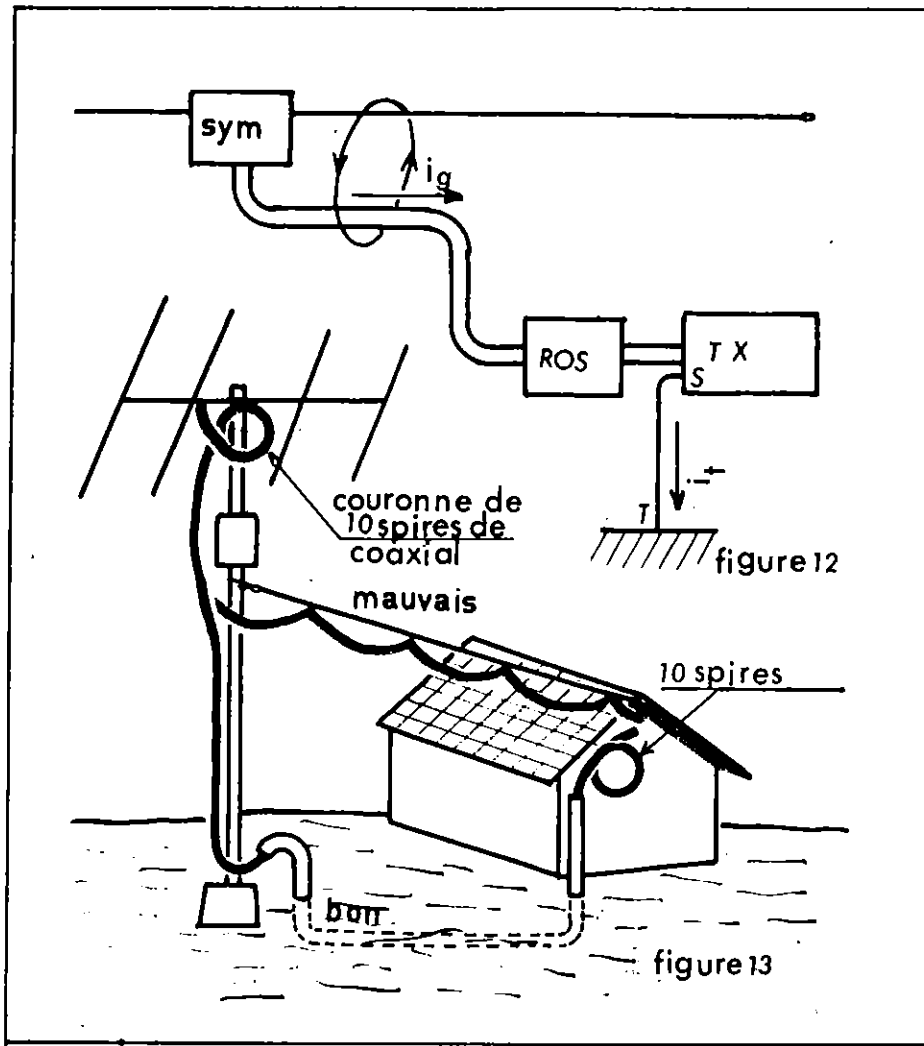
A cause du rayonnement de la ligne de terre, cette connexion se comporte un peu comme une antenne. Sur la figure 12, le point S est porté à un certain potentiel HF fonction de la longueur ST et du régime d'ondes stationnaires qui s'établit sur ce fil. La masse de l'émetteur est soumise à une tension HF ; il y a des risques d'accrochage.

e) Brouillages et perturbations

Dans un immeuble collectif il est fréquent que la ligne coaxiale, la connexion de terre voisine avec les antennes de télévision, ou cotoie les fils du secteur, les lignes téléphoniques qui vont ainsi capter les rayonnements indésirables dont nous venons de montrer l'existence. C'est une cause courante de QRM télévision.

f) Sensibilité importante aux parasites

Pour bien comprendre, il faut se rappeler que : « Tout élément qui émet un rayonnement à l'émission va pouvoir capter un signal à la réception », de sorte que le coaxial, la ligne de terre, pourront, le cas échéant, jouer le rôle d'antenne de réception mais en récoltant surtout des parasites. Ainsi, toute installation formée d'une antenne symétrique et d'une ligne coaxiale voit augmenter son aptitude à capter les parasites et champs indésirables, lorsque la jonction est directe, sans symétriseur. Malheureusement 90 % des antennes de réception télévision des particuliers sont dans ce cas et possèdent de ce fait une grande réceptivité à nos émissions ! Retenons que les antennes, qu'elles soient d'émission ou de réception sont soumises aux mêmes règles d'installation (3).



g) Difficultés de mesure du ROS.

La mesure du ROS se fait en comparant le courant réfléchi au courant partant de l'émetteur. Si à cause du courant de gaine les intensités sont inégales dans les deux conducteurs de la ligne coaxiale le ROS mesuré est inexact et, de plus, l'indication du TOS mètre varie suivant l'endroit où se situe l'appareil (4).

h) Pertes d'énergie

Les rayonnements indésirables réduisent d'autant le rayonnement utile de l'aérien. Certains des inconvénients cités n'affectent que le fonctionnement de la station. Bien plus graves sont les brouillages et perturbations des téléviseurs et chaînes Hi Fi du voisinage. Nous allons examiner les moyens à mettre en œuvre, dans le domaine antenne - ligne de transmission, pour éviter cela.

MOYENS POUR EVITER UN FONCTIONNEMENT ANORMAL DE LA LIGNE

Tout d'abord, il convient de se rapprocher des conditions idéales de fonctionnement c'est-à-dire :

- disposer d'une antenne bien symétrique avec ligne bifilaire et balun si nous utilisons un câble coaxial.
- soustraire le plus possible la ligne du rayonnement de l'antenne en utilisant les dispositions suivantes :
 - coaxial relié au milieu de l'antenne et s'éloignant perpendiculairement à l'aérien (5).
 - coaxial bien plaqué contre le pylône ou placé dans un tube d'acier.
 - coaxial enterré et non aérien pour rejoindre la station (figure 13).

Ces règles sont parfois impossibles à respecter. Dans ce cas il faut annuler ou réduire le déséquilibre des intensités dans le câble coaxial. Le courant de mode normal se présente toujours sous la forme de deux courants égaux et opposés circulant dans les deux conducteurs. Aucun champ n'est produit par l'ensemble de ces deux courants. Une inductance disposée sur leur passage n'a aucun effet de blocage mais, par contre, arrête le courant de mode anormal dit courant de gaine. On confectionne simplement cette inductance avec la ligne elle-même, que l'on enroule pour former une couronne d'une quinzaine de spires de 20 cm de diamètre environ. On peut aussi enrouler le coaxial autour d'un gros noyau magnétique formé par cinq ou

six barreaux de ferrite d'antenne de récepteur radio (figure 14) ou autour d'un circuit magnétique de THT de téléviseur. Des bagues de ferrite enfilées sur le câble coaxial et disposées à intervalles irréguliers de 1 à 2 m atténuent le déséquilibre des courants.

NOTES

- (1) Le ROS n'est pas la cause du rayonnement d'une ligne bifilaire, ni des retours HF sur un émetteur.
- (2) Les courants de même fréquence i_1 et i_2 circulent dans le même conducteur : la gaine du coaxial. Ils s'ajoutent vectoriellement compte-tenu de leur déphasage. On ne peut pas dire si l'intensité est plus grande dans l'âme ou dans la gaine, d'autant plus que les intensités dans ces conducteurs varient pour former des ondes stationnaires.
- (3) Le décret du 2 juillet 1966 rend obligatoire le montage d'un symétriseur sur les antennes collectives de télévision.
- (4) Pour tester une ligne de transmission, un moyen simple et efficace consiste à allonger de 1 à 1,5 m le coaxial entre l'antenne et le ROS mètre. Si l'indication du ROS change, c'est qu'il y a un couplage indésirable entre l'antenne et la ligne. Ce test n'est valable que si l'appareil de mesure est d'excellente qualité.
- (5) Bien qu'alimentée par une ligne coaxiale et un balun, l'antenne FD4 n'est pas symétrique et sa ligne rayonne légèrement.

DOCUMENTATION

- Règles concernant l'établissement des stations d'émission par F2XW. Radio-REF décembre 1975 et numéros suivants.
- ROS TOS par F8MK. Radio-REF juillet 1975.
- Ham Radio Techniques - Avril 1982.
- Antenna book ARRL.

F6ELM. MAURICE LIMES. 7 CITE DES COMBES. 19300 EGLETONS.

« LES DIPLOMES FRANÇAIS » PRIX 25 F

une édition complète sur les diplômes nationaux, départementaux et des clubs de France et DOM-TOM (voir fournitures)

Merci d'adresser votre courrier REF à votre délégué régional,
il est en mesure de répondre à vos questions.

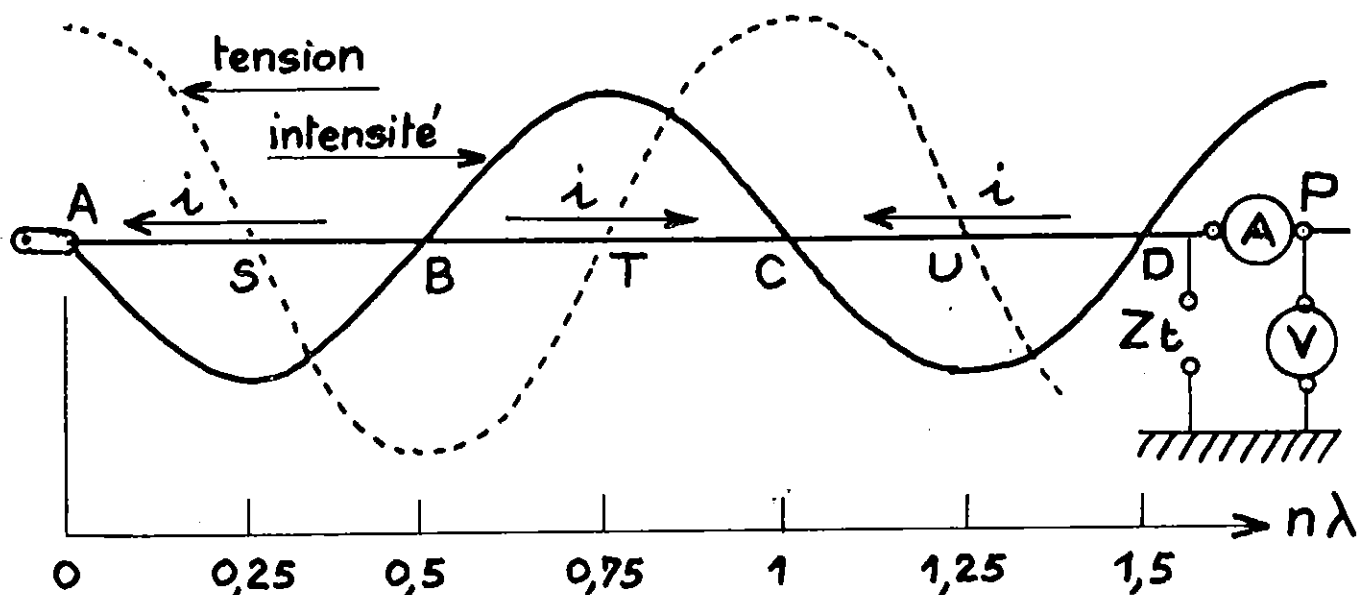
Vous éviterez ainsi d'augmenter la charge de travail de celui qui, bénévolement faut-il le rappeler, nous représente, notre Président national et qui ne peut tout faire

Vous qui n'êtes pas encore (ou plus) représenté, incitez vos bureaux départementaux à se réunir au niveau de votre région pour désigner votre délégué régional. Il vous tiendra informé des suites réservées aux questions que vous pouvez vous poser et aux actions que vous souhaitez voir mener au plan national. Il siègera pour vous au Conseil d'Administration de notre association. Ainsi vous ne resterez plus ignoré, dans votre charmant petit coin de France, vous participerez !

A propos d'antennes multibandes

Par F6ELM

Nous nous réjouissons de disposer de nouvelles bandes décimétriques de fréquences ; en contre-partie, un souci nouveau apparaît qui concerne le choix et la mise au point des antennes. Il est exclu d'avoir une antenne par bande ; la solution consiste à utiliser une ou deux antennes multibandes. Après le rappel des principes fondamentaux, nous expliquerons comment fonctionnent les principales antennes multibandes avec leurs possibilités et leurs limites. Notre but est de donner des informations et non d'étudier en détail telle ou telle antenne. A cause de son caractère universel, l'antenne du type Levy, fera l'objet d'une étude plus détaillée. Nous ne parlerons ni des antennes verticales, ni de la log-périodique cette dernière étant surtout utilisée par les professionnels.



Ondes stationnaires dans une antenne figure 1

Le brin rayonnant

La figure 1 représente une portion de brin rayonnant d'une antenne reliée à l'émetteur par une ligne d'alimentation qui n'est pas dessinée. Nous verrons plus loin comment la position de cette ligne modifie la répartition des ondes de tension et d'intensité sur le brin rayonnant. En un point quelconque P, l'intensité I peut être mesurée avec un ampèremètre thermique. L'intensité est toujours nulle aux extrémités libres de l'antenne. La différence de potentiel entre le fil et le sol est mise en évidence par l'éclairement plus ou moins intense d'une lampe au néon branchée entre P et la terre. La tension et l'intensité varient tout au long du brin rayonnant : quand l'une est maximum, l'autre est nulle

(1). La figure 1 montre ces variations en fonction de la longueur : ce sont des portions de sinusoides appelées demi-ondes qui, groupées par deux forment une onde, entière. A un instant donné, l'intensité a le sens indiqué par les flèches, ce qui permet de tracer des alternances positives et négatives. Deux demi-ondes consécutives sont en opposition de phase. Le quotient de la tension par l'intensité mesurées au point P est une impédance Z_t caractérisant ce point. Cette impédance varie tout au long du fil ; elle est assimilée au montage en série d'une résistance et d'une réactance. La figure 2 représente une antenne alimentée en son milieu et comportant deux demi brins rayonnants séparés. La ligne de transmission est chargée par l'impédance Z_c qui existe

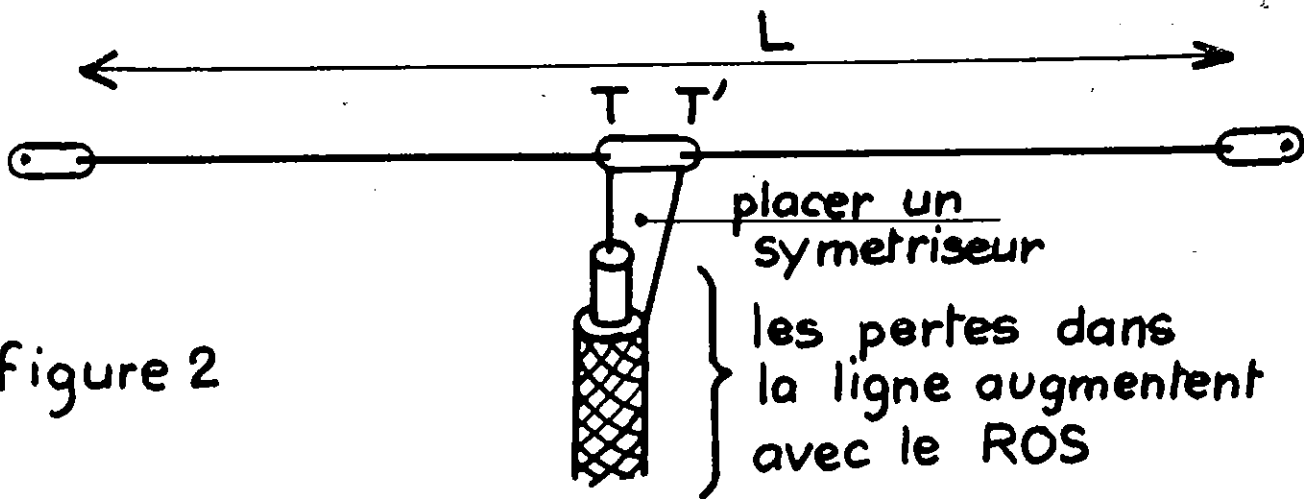
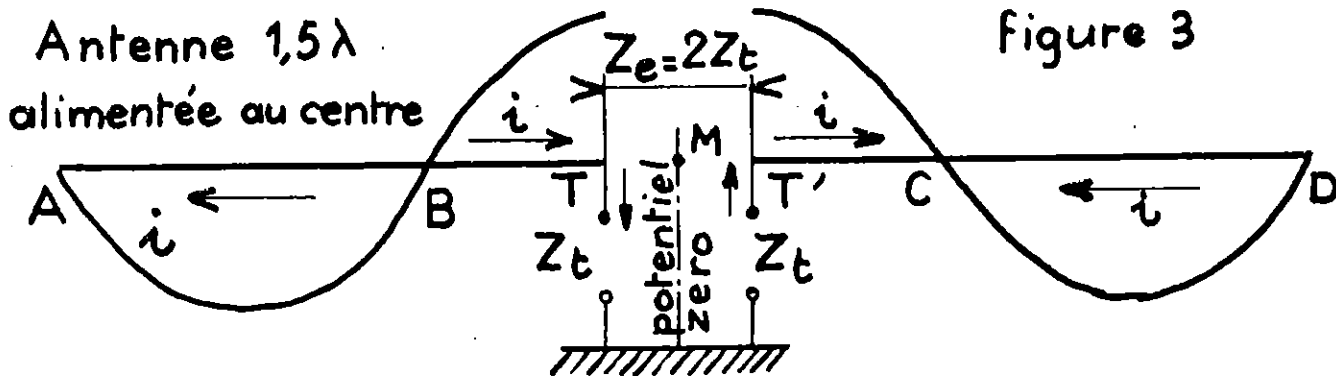


Figure 2

entre les points T et T' : c'est l'impédance d'entrée de l'antenne représentée sur la figure 3. On a une idée de la valeur de cette impédance en considérant les valeurs de la tension et de l'intensité au point T. Lorsque l'impédance d'entrée se réduit à une résistance on dit

que le dipole est en résonance (2) et on vérifie qu'un nombre entier de demi-ondes d'intensité se loge sur la longueur du brin rayonnant, ce qui nous donne le moyen de calculer cette longueur. Il y a plusieurs fréquences produisant la résonance d'un brin rayonnant et, pour



Le milieu M de l'antenne est au potentiel zéro. Entre T et T' l'impédance Z_e de l'antenne à la résonance vaut une centaine d'ohms.

une même fréquence, plusieurs longueurs de brin rayonnant peuvent entrer en résonance. Sur l'antenne AD de la figure 3, on voit que les demi-ondes d'intensité sont au nombre de 3 : l'antenne vibre sur l'harmonique 3 ; c'est une antenne $1,5 \lambda$. L'impédance présentée au milieu T est faible car en ce point, la tension est approximativement nulle. Si, sur la figure 1, on limite en C la longueur du brin rayonnant, l'antenne AC est dite

onde entière et vibre sur l'harmonique 2. L'impédance en son milieu B est très élevée (plusieurs milliers d'ohms). Enfin, l'antenne résonante la plus courte et la plus simple est le dipole demi-onde AB dont l'impédance théorique en son milieu S est, comme chacun sait, de 73 ohms. Cette antenne particulière porte le nom de doublet

En appelant :

- n le nombre d'ondes que comporte l'antenne,
 - F MHz la fréquence,
- nous calculons la longueur en mètres du brin rayonnant par la relation :

$$L = (n - 0,025) \frac{300}{F}$$

$$\text{d'où } n = \frac{L F}{300} + 0,025$$

Le coefficient de correction 0,025 est dû à l'effet de raccourcissement artificiel de l'antenne à ses extrémités.

Si l'antenne est en résonance, le nombre n vaudra exactement :

0,50 1,00 1,50 2,00 2,50 etc.

Impédance au centre d'un dipole

Nous venons de voir que l'impédance au centre d'un dipôle dépend du nombre de longueurs d'onde pouvant se loger sur le brin rayonnant.

Si cette impédance pouvait se déterminer d'une manière précise et sûre, l'étude et les calculs d'antennes s'en trouveraient grandement facilités et aucune mise au point ne serait nécessaire. Malheureusement de très nombreux facteurs interviennent tels que :

la hauteur, le diamètre, la disposition, l'environnement du brin rayonnant.

La courbe de la figure 4 donne les composantes (résistance et réactance) de l'impédance au centre d'un dipôle, en fonction du nombre de longueur d'onde contenues sur le brin rayonnant. Je précise que les valeurs de R et X sont données et titre indicatif, sans aucune précision ; dans certaines situations les valeurs maximales peuvent facilement être doublées.

Exemple : Un doublet de 41 mètres prévu pour la bande 80 m peut-il fonctionner sur la nouvelle fréquence de 18,1 MHz ?

A cette fréquence on logera :

$$n = \frac{41 \times 18,1}{300} + 0,025 = 2,50 \text{ longueurs d'onde}$$

Les coordonnées du point 2,5 situé sur l'axe de la spirale sont :

R = 160 ohms

X = 0 ohm

soit Z = 160 + j0

Ce dipôle fonctionne à la résonance avec cinq demi-ondes ; le ROS dans un coaxial d'impédance caractéristique 75 ohms sera d'environ 2.

Transmission d'énergie de l'émetteur à l'antenne (figure 2)

Ce transfert de puissance doit se faire avec le moins de pertes possible. Dans le cas d'un doublet, les pertes se situent principalement dans la ligne d'alimentation ; elles sont très faibles dans l'antenne proprement dite. Dans Radio REF n° 8/9 et n° 10 de 1981, vous trouverez un exemple de calcul de pertes dans un câble coaxial. Une antenne dipole alimentée en son milieu par un câble coaxial, doit être en résonance et comporter un nombre impair de demi-ondes, pour trois raisons :

- l'impédance au centre de l'antenne est faible (de 50 à 200 ohms) et voisine des impédances caractéristiques des câbles coaxiaux courants.
- cette impédance ne présente pas de réactance.
- l'attaque de la ligne a lieu en un point où la tension est nulle ce qui rend possible la liaison directe de la gaine du coaxial au brin rayonnant (3).

Les deux premières constatations sont nécessaires pour avoir un faible ROS donc peu de pertes dans le coaxial. Un doublet demi-onde qui fonctionne sur la fréquence fondamentale accepte également les harmoniques impairs.

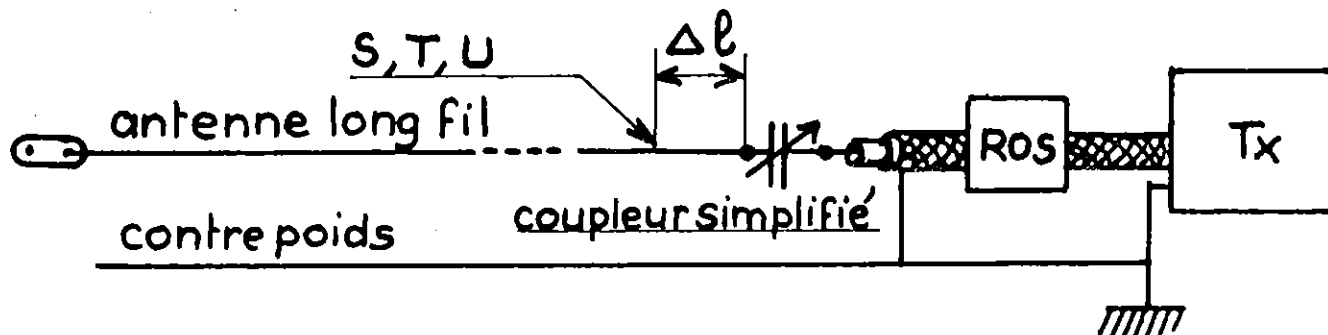


figure 5

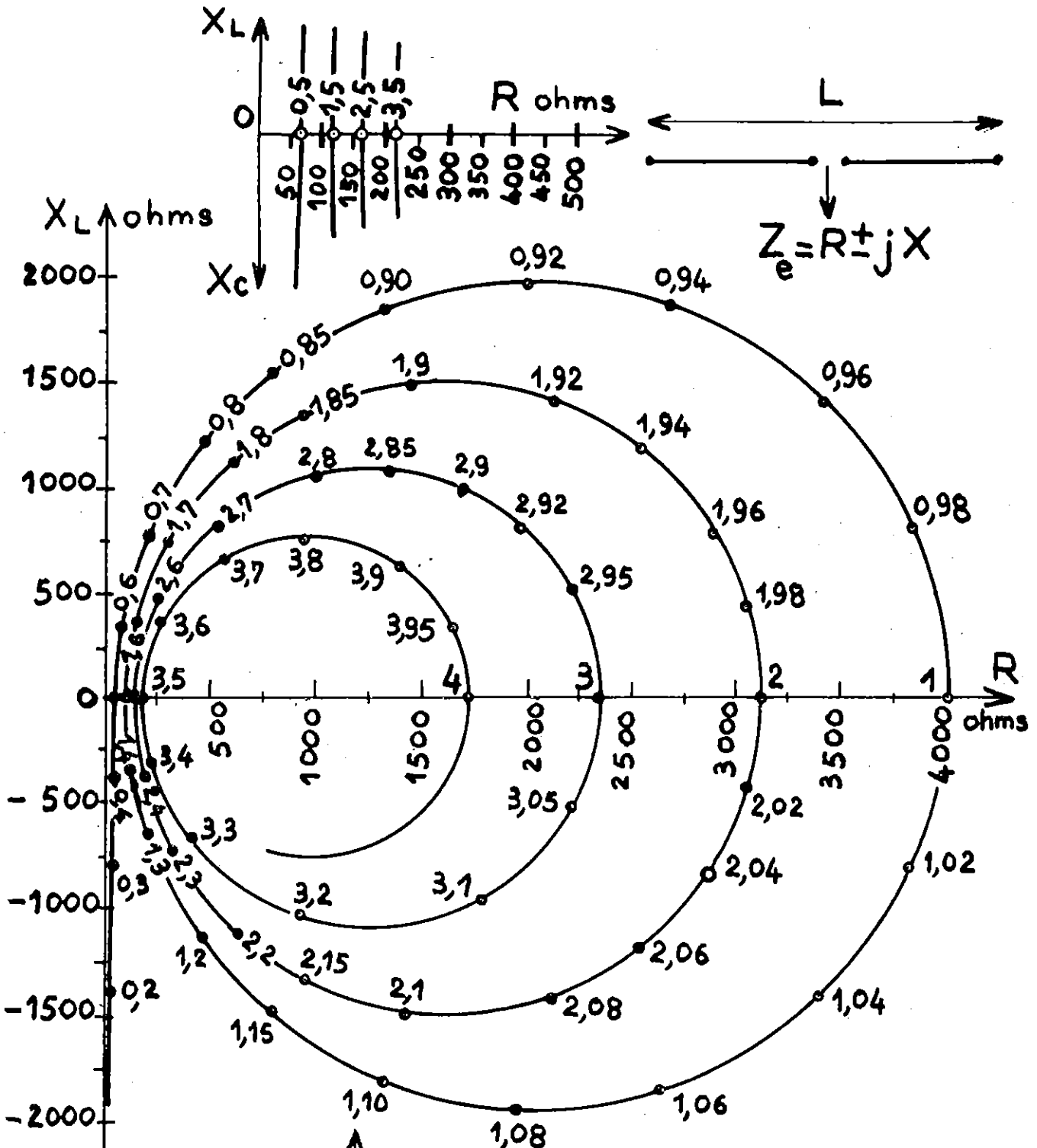


figure 4.

impédance au centre d'un dipole.

Un dipole en résonance, contenant un nombre entier de longueurs d'ondes ne peut pas être alimenté en son centre par un câble coaxial car, en ce point, l'impédance de plusieurs milliers d'ohms exclue toute possibilité d'adaptation à la ligne coaxiale.

Le ROS très élevé entraîne des pertes considérables dans la ligne, qui rendent impossible tout transfert d'énergie.

Les principaux types d'antennes multibandes

C'est à cause des pertes dans le câble coaxial que le dipole précédent ne peut pas fonctionner sur les harmoniques pairs. Nous allons essayer de pallier à cet inconvénient.

1^{er} type d'antenne multibande : supprimer la ligne de transmission.

Puisque le coaxial ne permet pas de travailler avec un ROS élevé, nous supprimons cette ligne et nous alimentons directement l'antenne à une extrémité. Ce type d'antenne est désigné par « long fil ». Un coupleur est nécessaire pour relier l'antenne à l'émetteur. La

longueur du fil peut être quelconque. F9HJ fait remarquer qu'avec un fil de longueur légèrement supérieure à un nombre impair de quarts d'onde, l'extrémité reliée au coupleur est située un peu au-delà des points S, T, U... de la figure 1. En ces points existe une faible impédance présentant une réactance inductive. Un simple condensateur variable monté en série dans le fil annule cette réactance en permettant le couplage direct avec l'émetteur (figure 5). Il existe des coupleurs plus perfectionnés et plus souples d'emploi permettant de travailler avec des antennes de longueur quelconque, pour n'importe quelle fréquence (voir Radio REF juillet 1978). L'utilisation d'un contre poids est vivement recommandée.

2^e type d'antenne multibande : Utiliser une ligne à faibles pertes

On remplace le câble coaxial par une ligne de transmission ayant peu de pertes même avec un ROS très élevé. Ce feeder est très courant, très simple à fabriquer et peu onéreux : c'est la classique « échelle à grenouilles » représentée par la figure 6. Bien qu'ayant des pertes supérieures, le twin lead convient également. Comme précédemment, la puissance HF prove-

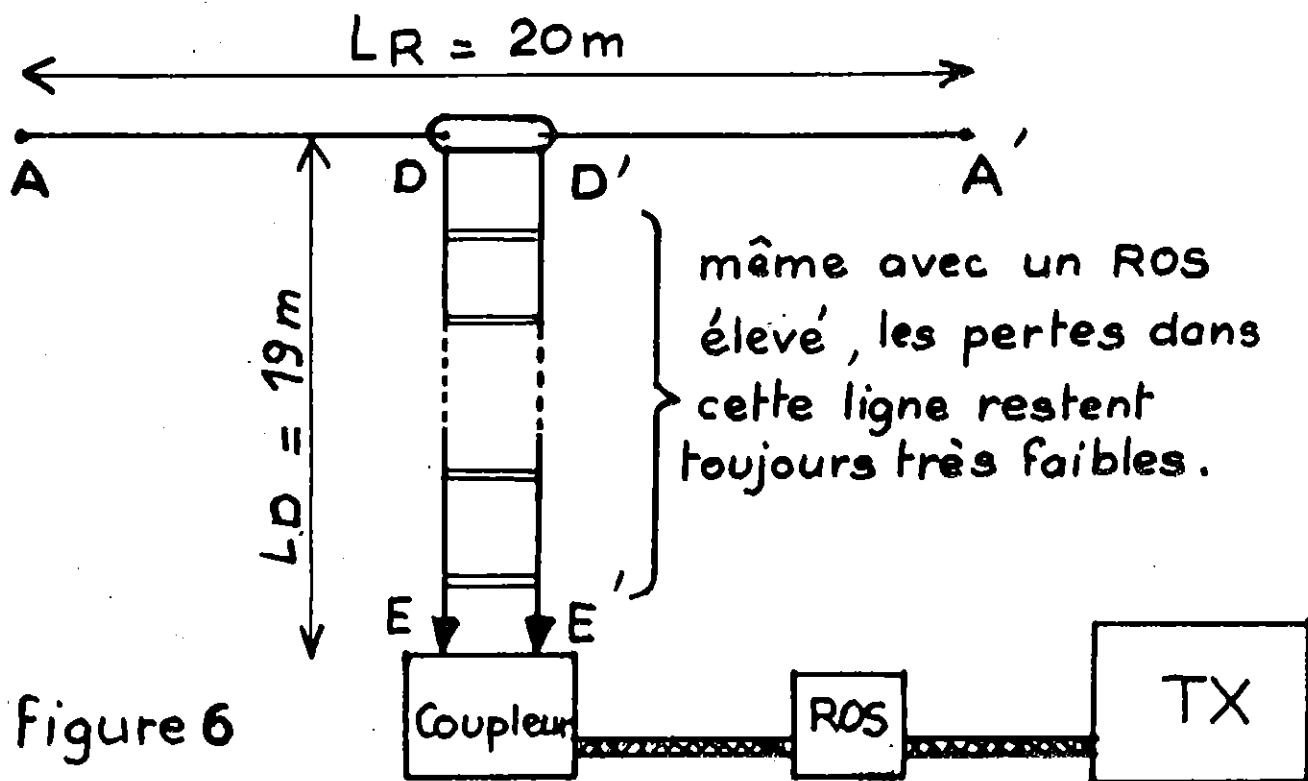
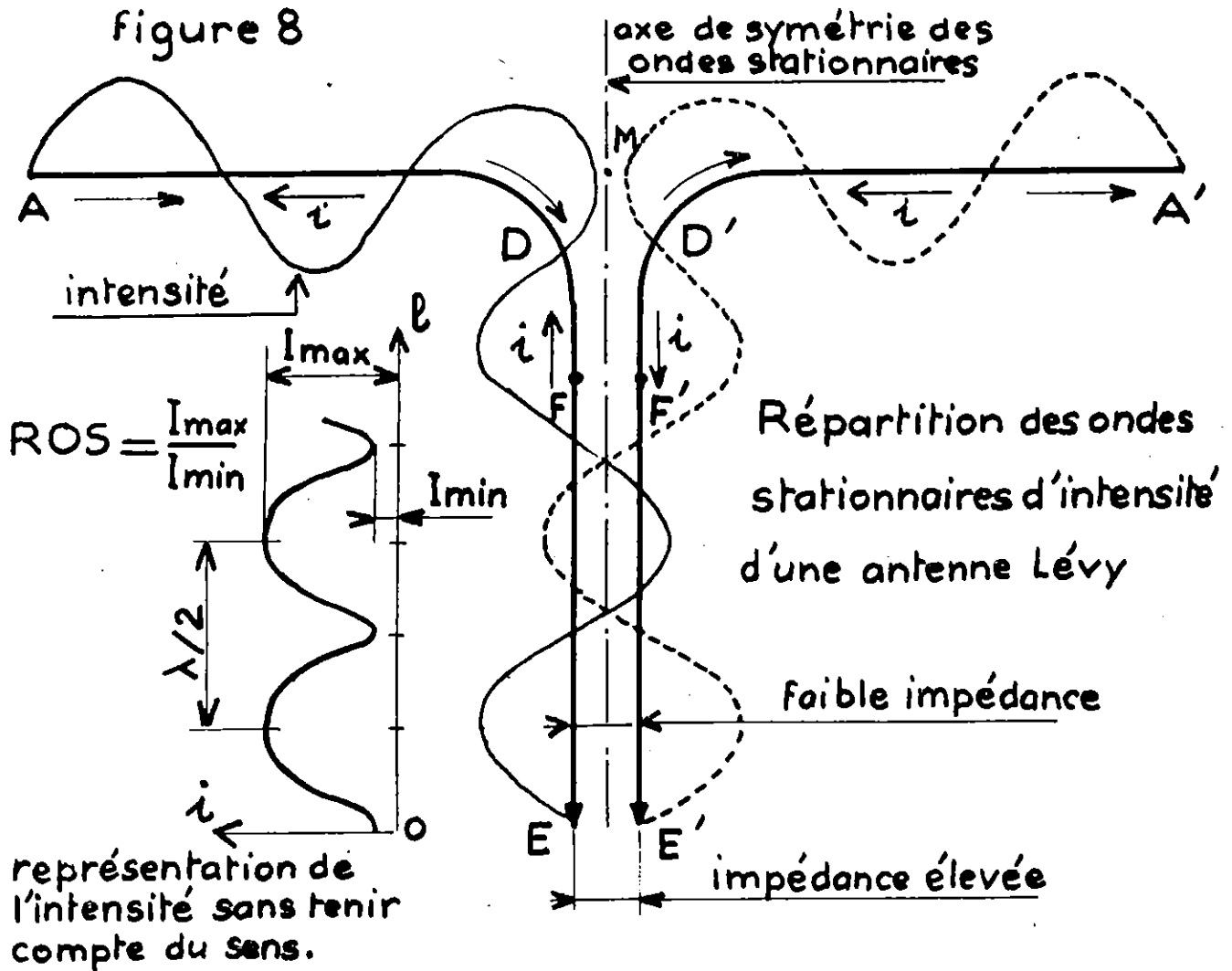


Figure 6

nant de l'émetteur est transportée par une ligne coaxiale jusqu'à une boîte de couplage qui assure la liaison et l'adaptation entre les deux lignes de transmission. L'accord est obtenu lorsque le ROS vaut 1 (ou tout au moins atteint un minimum voisin de 1) dans le

coaxial. Par contre le ROS peut être très grand dans la ligne à fils parallèles qui est le siège d'ondes stationnaires. Pour ne pas compliquer, représentons seulement les ondes d'intensité et reportons-nous à la figure 8.

figure 8



1. La ligne ne rayonnant pas, les intensités en deux points F F' se faisant face sont nécessairement égales et de sens contraire.

2. Un régime continu d'ondes stationnaires s'établit le long de chaque demi-antenne ADE et A'D'E' en respectant l'alternance positive et négative des demi-ondes consécutives, qui sont toujours de sens contraire.

3. La ligne transporte une certaine puissance HF qu'elle cède à la charge : le brin rayonnant. On peut aussi expliquer la formation des ondes stationnaires dans la ligne, par réflexion sur la charge et superposition des intensités incidentes et réfléchies (voir Radio-REF janvier 1982 p. 18). Sur la partie gauche de la figure 8, les ondes d'intensité sont représentées sans tenir compte du sens de i. Le ROS vaut I_{max}/I_{min} .

4. La forme des ondes stationnaires sur la ligne est très éloignée de la sinusoïde. La continuité du régime d'ondes stationnaires sur une demi-antenne n'est pas parfaite.

5. Quelles que soient les « formes des ondes », l'antenne possède un axe de symétrie passant par M. Sur le brin rayonnant AA', les ondes adjacentes à M peuvent être incomplètes, mais elles ont toujours le même sens à cause de cette symétrie. L'alternance n'est plus respectée et la répartition diffère de celle représentée sur la figure 1. (4)

6. Toujours à cause de cette symétrie, on peut considérer que le centre de l'antenne est EE'. La courbe de la figure 4 nous donnera l'ordre de grandeur de l'impédance en ces points, connaissant le nombre de longueurs d'onde pouvant se loger sur l'antenne développée de la figure 7. (5)

Le rôle du coupleur est de transmettre à la ligne parallèle symétrique, la puissance transportée par le câble coaxial dissymétrique.

Pour cela, il faut :

- assurer la transformation asymétrique/symétrique (le coupleur joue le rôle d'un symétriseur),
- réaliser l'adaptation de l'impédance de 50 ohms

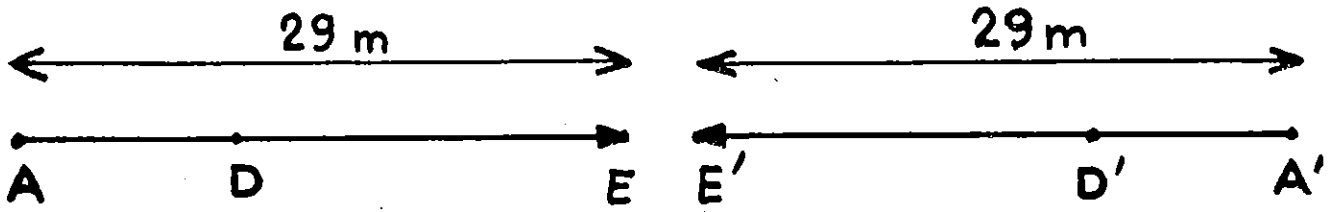


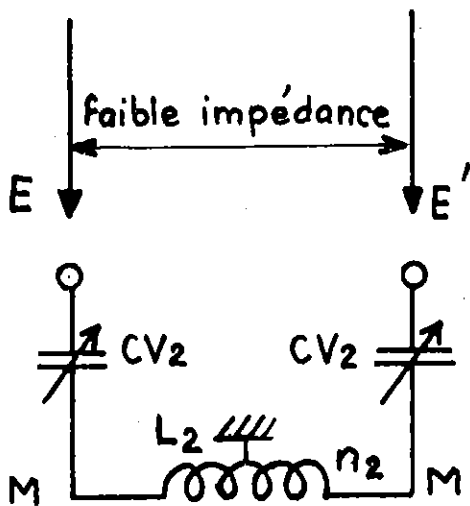
Figure 7 Antenne "développée".

existante à l'extrémité du coaxial ($ROS = 1$) avec l'impédance $Z_{EE'}$ de la ligne parallèle. Si nous prenons l'exemple courant d'une ligne de 600 ohms d'impédance caractéristique, soumise à un ROS de 8, $Z_{EE'}$ variera, suivant la position des points EE' entre 4800 et 75 ohms.

Malgré le rapport très élevé de 64 entre ces valeurs extrêmes, le problème de l'adaptation est résolu par

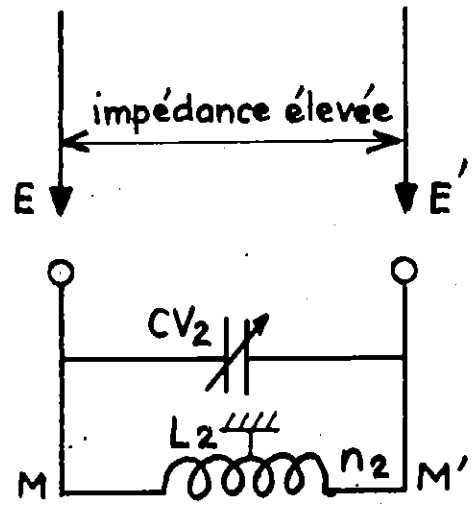
le classique coupleur à accord série ou parallèle. Son fonctionnement s'explique ainsi :

- on peut toujours annuler la réactance existant à l'extrémité de la ligne, entre E et E' au moyen d'une réactance égale et opposée, montée en parallèle, produite par l'inductance L_2 ou les condensateurs CV_2 du coupleur des figures 9 et 10. L'énergie est alors transférée à une résistance pure, pouvant être, suivant la position de EE' :



Coupleur série

Figure 9



Coupleur parallèle

Figure 10

Lorsque le circuit L_2CV_2 est relié à la ligne, le réglage consiste à annuler la réactance entre E et E' : l'impédance est alors purement résistive entre ces points; on dit que les feeders sont "accordés". Ensuite il faut obtenir une impédance Z_{DT} égale à l'impédance caractéristique Z_c du câble coaxial.

- **une résistance de faible valeur.** Il faut utiliser un montage résonant série qui se comporte comme un générateur de faible impédance de sortie en délivrant une forte intensité sous une faible tension.

- **une résistance de valeur élevée.** Il faut utiliser un circuit résonant parallèle jouant le rôle d'un générateur d'impédance élevée.

Si l'antenne a des dimensions imposées (c'est le cas de l'antenne Lévy et de l'antenne center-feed) on peut obtenir, pour de nombreuses bandes de fréquences, le même type d'accord (l'accord parallèle est souvent préféré à l'accord série). Signalons qu'une antenne du genre de la figure 6 fonctionne :

- pour n'importe quelle fréquence,
- pour n'importe quelle longueur L_R (6) du brin rayonnant, qui, nous l'avons vu ne comporte pas nécessairement un nombre entier de demi-ondes,
- pour n'importe quelle longueur L_D du feeder,
- avec un feeder en plusieurs parties, constituées par du twin lead ajouté à l'échelle à grenouilles, sans se soucier de leurs impédances caractéristiques respectives.

Ceci surprendra sans doute les amateurs réalisant et indiquant au millimètre près les dimensions de leur antenne.

Nous savons déterminer, très grossièrement, l'impédance Z_{EE} existant à l'extrémité des feeders. Par exemple, si l'antenne ayant les dimensions indiquées sur la figure 6, fonctionne sur 3,5 MHz, on pourra loger :

$$n = \frac{29 \times 2 \times 3,5}{300} + 0,025 = 0,7 \text{ longueurs d'onde.}$$

Sur la courbe spirale, le repère 0,7 a pour coordonnées une résistance de faible valeur ce qui justifie l'utilisation d'un coupleur type série représenté par la figure 9. Sur cette même antenne, à la fréquence de 10,1 MHz, se logent :

$$n = \frac{29 \times 2 \times 10,1}{300} + 0,025 =$$

d'où

$$n = 1,98 \text{ longueurs d'onde}$$

La résistance en E est, dans ce cas, très élevée ce qui nécessite un accord parallèle du coupleur figure 10.

La mise au point d'un coupleur est parfois déroutante parce qu'on ne sait pas dans quel sens il faut agir. En calculant le nombre de longueurs d'onde contenues dans l'antenne, on prédétermine comme il vient d'être dit le mode de couplage à adopter. Parfois il n'est pas possible de faire passer le ROS par un minimum parce qu'on est limité par la capacité trop faible ou la résiduelle trop grande du condensateur CV2 : il faut alors modifier la bobine L2 du coupleur. A ce sujet la remarque suivante qui est valable quel que soit le genre (série ou parallèle) du couplage, va nous aider :

- Si le ROS diminue quand on augmente la capacité de CV2, il faut augmenter le nombre de spires de la bobine L2 et inversement. Après avoir obtenu un minimum de ROS au moyen de CV2, on poursuit cette diminution au

moyen de CV1 ; les deux réglages réagissent l'un sur l'autre ce qui nécessite des retouches successives. Lorsque le coupleur série est utilisé, il arrive que l'accord ne s'obtienne que pour un nombre important n , de spires de la bobine L1. Plusieurs réalisations de coupleurs ont été décrites dans les numéros de Radio-REF de mars 1969 : coupleur F3LG ; juin 1971 : coupleur F3ZZ ; mars 1982 : coupleur F9HJ. Il existe des coupleurs commerciaux type transmatch, munis d'un symétriseur sur ferrite en sortie, pouvant attaquer un feeder à lignes parallèles. Une étude de l'antenne Lévy a été publiée dans Radio-REF de février 1980. D'autres antennes alimentées par ligne parallèle permettent, d'une manière moins souple que l'antenne symétrique qui vient d'être décrite, un fonctionnement sur plusieurs bandes. Citons l'antenne Zeppelin l'antenne G5RV...

3° type d'antenne multibande.

Réaliser une adaptation correcte pour toutes les fréquences de fonctionnement

Le ROS reste raisonnable ; ces antennes peuvent être alimentées par un câble coaxial présentant l'avantage de pouvoir se loger discrètement à peu près n'importe où. En contrepartie, le câble coaxial est, de tous les systèmes utilisés, celui qui procure le plus de pertes.

1^{er} moyen : faire varier la longueur du brin rayonnant en fonction de la fréquence de manière à obtenir toujours la vibration en demi-onde.

Cette variation artificielle de longueur est due à l'emploi de « trappes » fonctionnant comme un circuit bouchon (voir Radio-REF octobre 1981). On obtient ainsi des antennes fonctionnant sur 3, 4 et même 5 bandes de fréquences bien déterminées. Le circuit bouchon n'est efficace que pour une plage étroite de fréquences de sorte que la bande passante d'une telle antenne est plus réduite que celle d'un doublet. Malgré cela ce genre d'antenne est très utilisé et très apprécié par les radio-amateurs.

2^e moyen : utiliser plusieurs brins rayonnants.

Il s'agit du multi-dipole représenté par la figure 11. L'impédance offerte au câble coaxial est la résultante des deux impédances ZD1 et ZD2 de chacun des dipôles. En principe, l'une des deux est très grande et ne modifie pas la valeur de l'autre. On voit sur le tableau de la figure 11 que ce multi-dipole genre 2BDP fonctionnera correctement sur 3,5 et 7 et 21 Mhz mais pas sur 14 MHz. La mise au point est assez délicate car il y a réaction mutuelle d'un dipole sur l'autre. Le nombre des fréquences de fonctionnement reste très limité.

3^e moyen : choisir le point d'attaque du feeder pour qu'en ce point l'impédance soit la même pour toutes les fréquences de travail.

L'antenne Windom avec sa prise au tiers du brin rayonnant utilise ce principe et fonctionne sur la fondamentale et certains harmoniques. L'antenne FD4 de Fritzel est une version moderne de l'antenne Windom. Elle s'alimente avec un coaxial de 50 ohms et un symétriseur.

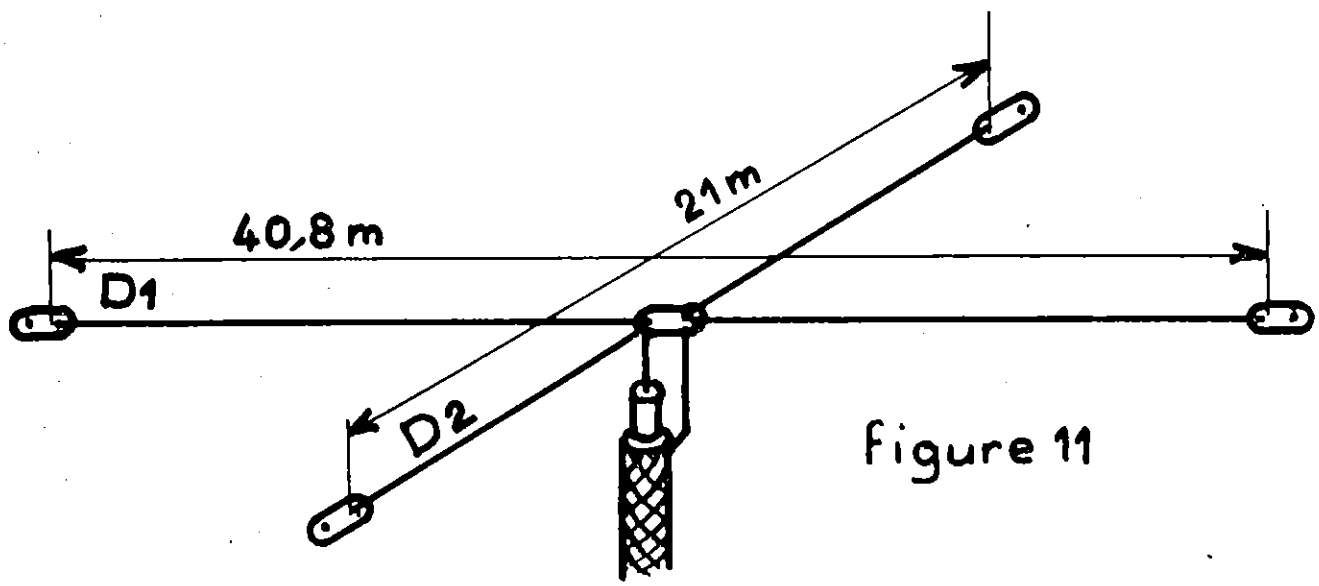


Figure 11

Fréquence		3,5	7	14	21
nombre de longueurs d'onde	D ₁	0,5	0,98	1,93	2,88
	D ₂	0,27	0,51	0,98	1,5
impédance au centre	D ₁	70	très grande	très grande	très grande
	D ₂	40-j1000	70	très grande	110
impédance résultant		70-j5	70	fonctionnement impossible	110
ROS pour Z ₀ = 75Ω		1,1	1,1	fonctionnement impossible	1,5

4^e moyen : utiliser une antenne apériodique. Une telle antenne n'entre pas en résonance et l'impédance présentée au point d'alimentation est constante et indépendante de la fréquence. Par rapport aux précédents systèmes (antenne à trappes, multipôle, antenne FD4) qui ne peuvent fonctionner que pour un certain nombre de longueurs d'ondes bien déterminées, ce genre d'antenne offre le gros avantage de couvrir sans trous une plage assez étendue de fréquences. Voici, figure 12 quel est le principe de fonctionnement. Un fil tendu horizontalement à une certaine hauteur h au-dessus du sol présente, tout comme une ligne de transmission, une impédance caractéristique Z_c que l'on sait calculer (7). Ce fil, relié au sol à une extrémité par une résistance égale à Z_c et

alimenté à l'autre extrémité par un émetteur, rayonne comme une antenne directive. L'absence d'ondes de tension et d'intensité fait que ces grandeurs varient progressivement le long du fil. Leur quotient montre que l'impédance est constante en tous les points et égale à Z_c : elle est donc indépendante de la fréquence. A l'extrémité B il y a une perte de puissance U_BI_B dissipée dans la résistance. C'est l'inconvénient de ce genre d'aérien. Sur ce principe fonctionne l'antenne Rhombic ; malheureusement ses dimensions importantes limitent son installation. L'antenne W3HH ou T2FD décrite dans Radio-REF de mars 1981 occupe un espace plus réduit, fonctionne sans trous de 7 à 30 MHz et peut être réalisée facilement par un amateur ; sa mise au point est un peu délicate.

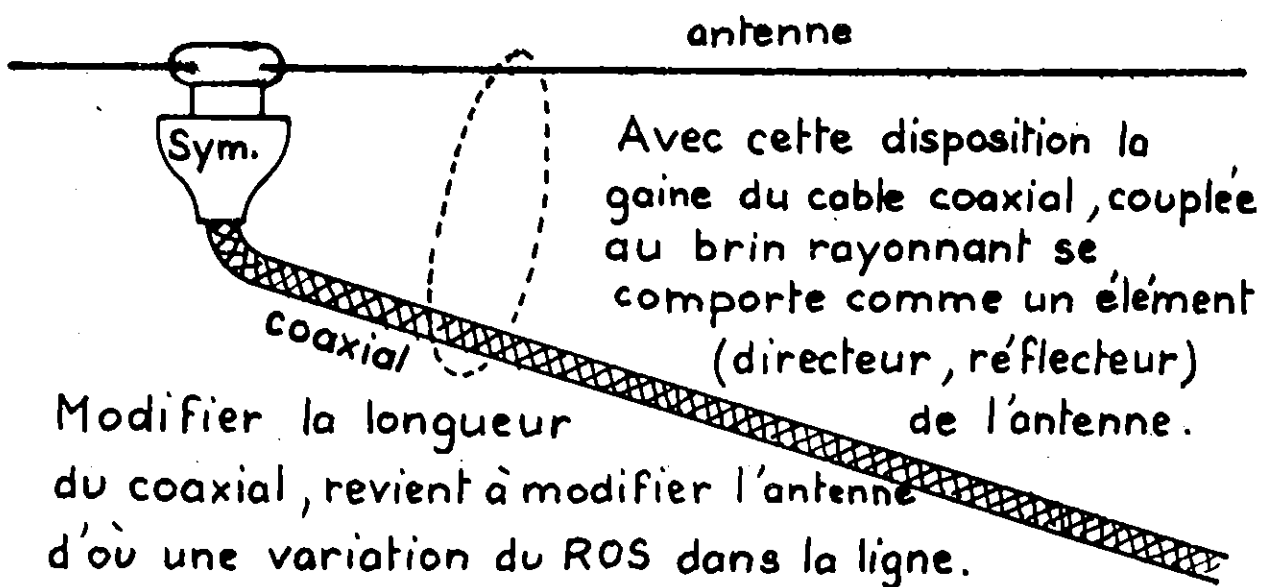
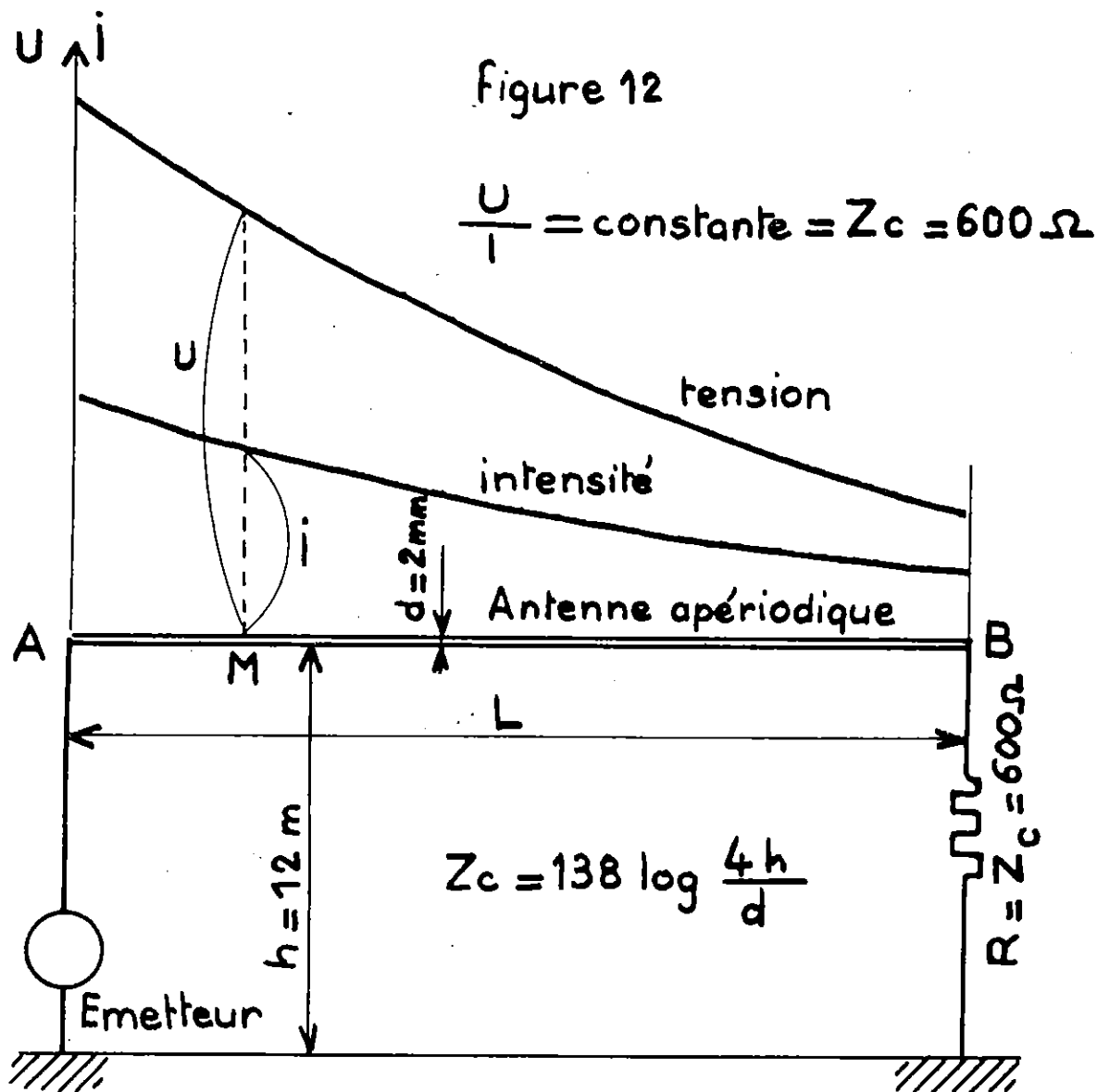


Figure 13

A l'issue de ce rapide tour d'horizon, il apparaît que l'antenne la mieux adaptée aux besoins des radio-amateurs, la moins chère, est l'antenne symétrique alimentée par une ligne à fils parallèles.

Mise en résonance du brin rayonnant

Rappelons que pour régler un doublet et l'adapter à la ligne coaxiale, il faut mettre en œuvre les principes de base suivants :

1. A une fréquence donnée, la mise en résonance d'une antenne ne peut s'obtenir qu'en agissant sur la longueur du brin rayonnant. La longueur du câble coaxial est sans influence sur la résonance de l'antenne.

2. Dans le coaxial aboutissant à l'antenne et pour une fréquence donnée, le ROS ne peut varier que :

- si on modifie l'antenne,
- si on change l'impédance caractéristique du câble coaxial en changeant le câble lui-même.
- si on intercale un adaptateur entre le câble et l'antenne.

On ne fait pas varier le ROS le long d'un câble coaxial en ajustant la longueur de ce dernier (8).

Mesure de la fréquence de résonance du brin rayonnant

Cette mesure nécessite certaines précautions. Le centre de l'antenne n'est pas à notre portée ; nous avons seulement accès à l'extrémité du feeder. Afin que l'impédance présentée à l'entrée de la ligne soit la même que celle existant au centre du brin rayonnant, il faut que, dans toute mesure, la longueur du câble coaxial soit égale ou multiple d'une demi-longueur d'onde. Si cette condition n'est pas remplie, la solution pratique consiste à utiliser un ROSmètre. La valeur du ROS est indépendante de la longueur de la ligne qui peut être quelconque. A la fréquence de résonance, le ROS devient minimum mais pas nécessairement égal à 1. N'oublions pas que le ROS mètre est très peu précis.

Directivité d'une antenne multibande

Lorsqu'un dipole fonctionne en multi-onde, il devient très nettement directif. Cette directivité est atténuée en montant l'antenne en V inversé (communiqué par F3ET).

Notes

(1) En réalité l'intensité aux nœuds B, C, D et la tension en S, T, U sont très faibles mais ne s'annulent pas complètement.

(2) Lorsqu'une antenne dipole est en résonance c'est non seulement au centre mais en tous les points du brin rayonnant que la réactance est nulle. Application : antenne Conrad Windom.

(3) La liaison directe du coaxial à l'antenne est à proscrire : il faut utiliser un symétriseur.

(4) Au point de jonction de la ligne au brin rayonnant, l'alternance dans la succession des ondes positives et négatives d'intensité (et de tension) est rompue. Cette constatation est valable quelque soit le type d'antenne et de ligne bifilaire qui l'alimente. Mais si cette alimentation se fait à un ventre d'intensité, l'alternance et la continuité, comme le montre la figure 3, continuent à être respectées.

(5) Ceci s'applique seulement à un feeder type échelle à grenouille dont le coefficient de vélocité est très voisin de 1. Une descente L en twin lead sera remplacée, pour faire le calcul, par une longueur L' plus grande, de lignée ouverte valant

$$L' = \frac{L}{0,82}$$

(6) Pour rester efficace, l'antenne aura une longueur de brin rayonnant au moins égale au quart de la plus grande longueur d'onde à transmettre.

(7) L'impédance caractéristique d'un fil parallèle au sol est :

$$Z_c = 138 \log \frac{4h}{d}$$

h = hauteur du fil

d = diamètre du fil

(8) Si l'antenne est couplée inductivement avec le coaxial par suite d'une mauvaise disposition de celui-ci (figure 13) les courants induits dans la gaine métallique extérieure, font que la lecture du ROS est erronée. De plus, la variation de longueur du coaxial se traduit par une modification du système rayonnant ; on constate que le ROS varie.

Références

- Problème général de l'antenne à l'émission. L'antenne cette inconnue par J. Leclair Radio-REF avril 1955 et suivants.
- Ma ligne d'alimentation accorde mon antenne (article humoristique) QST avril 1977.
- Ham radio techniques - W6SAI avril 1982.

F6ELM. LIMES MAURICE. 7 CITE DES COMBES. 19300 EGLETONS

ARTICLES TECHNIQUES

★ ★ ★ ARTICLE : FORT

★ ★ ARTICLE : MOYEN

★ ARTICLE : DEBUTANT

Rendement des antennes verticales

Par F6ELM

Dans plusieurs articles j'ai eu l'occasion d'écrire que : « Une antenne rayonne toute la puissance qu'elle reçoit ».

En appliquant ceci à la lettre, on aboutit à la conclusion que n'importe quel système rayonnant, à condition d'être adapté à la ligne de transmission, devient un merveilleux radiateur d'ondes ! Est-ce pour cette raison que beaucoup de radioamateurs considèrent que le ROS dans la ligne traduit le rendement de l'aérien, alors que ce ROS reflète seulement la qualité de l'adaptation et le rendement de la ligne coaxiale ? Il est évident que le rendement de l'antenne dépend des pertes dans l'antenne elle-même. Ces pertes deviennent importantes lorsqu'on raccourcit l'aérien ; nous allons approfondir ceci, en pensant intéresser les possesseurs d'antennes verticales décimétriques (fixes ou mobiles), celles-ci étant souvent plus courtes que le quart d'onde.

MISE EN RESONANCE D'UNE ANTENNE VERTICALE

Une antenne est en résonance si l'impédance mesurée à ses bornes (et non à l'entrée de la ligne d'alimentation) ne présente aucune réactance. Il n'est pas nécessaire qu'une antenne soit en résonance pour rayonner, mais un des avantages que présente l'antenne en résonance est de faciliter l'adaptation d'impédances avec le coaxial (1).

L'antenne verticale quart d'onde a une impédance purement résistive de 30 à 40 ohms : elle est donc en résonance. Une antenne plus courte offre à la ligne d'alimentation une charge constituée par une résistance et un condensateur mis en série. On va annuler l'effet de la capacité au moyen d'une bobine montée en série dans l'antenne. Tout en maintenant l'ensemble en résonance on peut raccourcir l'élément rayonnant autant que l'on veut en employant une bobine de très forte inductance, ayant un grand nombre de spires. Pour les loger on utilise du fil fin ; la bobine a une résistance élevée, ce qui produit beaucoup de pertes. C'est pour cette raison que le rendement des antennes raccourcies est mauvais.

PUISSANCES MISES EN JEU PERTES ET RENDEMENT D'UNE ANTENNE

Prenons l'exemple d'une antenne verticale avec radiants et bobine centrale, alimentée par un coaxial de 50 ohms d'impédance caractéristique. Pour amener l'antenne munie de sa bobine à la résonance on ajuste la longueur du fouet jusqu'à ce que le ROS mesuré dans le coaxial, à l'entrée de l'antenne passe par un minimum. Soit 2 cette valeur (2). Dans ces conditions, nous mesurons aux bornes A d'alimentation de l'antenne :

- intensité efficace $I_A = 2,8$ ampères
- tension efficace $U_A = 70,5$ volts.

A la résonance, la tension et l'intensité mesurées en A sont en phase de sorte que la puissance absorbée par

l'antenne (3) est égale à :

$$P_A = U_A I_A = 70,5 \times 2,8 = 200 \text{ watts.}$$

Sur ces 200 watts absorbés par l'antenne supposons que seulement 80 watts soient rayonnés, la différence 120 watts étant perdue sous forme de chaleur.

Nous attribuons à ces trois puissances les symboles suivants :

- P_A = puissance absorbée = 200 W
- P_R = puissance rayonnée = 80 W
- P_p = pertes dans l'antenne = 120 W

En prenant comme référence l'intensité I_A à l'entrée de l'antenne, intensité valant 2,8 ampères, nous définissons trois résistances liées aux trois puissances ci-dessus, par la relation bien connue :

$$P = RI^2 \text{ ou } R = P/I^2$$

I^2 a pour valeur $2,8 \times 2,8 = 7,84$.

Les trois résistances sont appelées :

- résistance à la résonance : R_A

$$R_A = \frac{P_A}{I^2} = \frac{200}{7,84} = 25,5 \text{ ohms}$$

- résistance de rayonnement : R_r

$$R_r = \frac{P_r}{I^2} = \frac{80}{7,84} = 10,2 \text{ ohms}$$

- résistance de pertes : R_p

$$R_p = \frac{P_p}{I^2} = \frac{120}{7,84} = 15,3 \text{ ohms}$$

On vérifie que : (4)

$$R_A = R_r + R_p$$

$$25,5 = 10,2 + 15,3$$

La résistance à la résonance s'obtient aussi en faisant le quotient de la tension par l'intensité mesurées aux bornes de l'antenne soit :

$$R_A = \frac{U_A}{I_A} = \frac{70,5}{2,8} \approx 25,5 \text{ ohms}$$

Seule la résistance de pertes R_p dissipe de la chaleur : c'est une vraie résistance. Les autres ne sont pas vraiment des résistances. La résistance de rayonnement est une résistance fictive qui, traversée par l'intensité de référence (5) absorberait une puissance égale à la puissance rayonnée. **Dans le cas d'antennes raccourcies**, la résistance de rayonnement est **uniquement fonction de la longueur de l'antenne** et non de la façon dont l'antenne est disposée ou construite. La courbe accompagnant ce texte, donne la valeur de la résistance de rayonnement d'une antenne verticale en fonction du nombre de longueurs d'onde pouvant se loger tout le long de l'antenne. Cette courbe ne s'applique pas aux antennes directives comportant des éléments parasites : réflecteurs, directeurs. La résistance de pertes R_p est très variable. Elle n'est pas directement liée aux dimensions de l'antenne. Elle peut être diminuée par l'emploi de radiants, l'utilisation de conducteurs de gros diamètre et de bobines à faibles pertes. La résistance à la résonance R_A est la résistance d'entrée de l'antenne. Elle est liée au ROS par l'une de ces relations :

$$ROS = \frac{R_A}{Z_C} \text{ ou } ROS = \frac{Z_C}{R_A}$$

Z_C est l'impédance caractéristique du coaxial. On choisit la relation qui donne au ROS une valeur supérieure à 1. Dans l'exemple traité on aurait :

$$ROS = \frac{Z_C}{R_A} = \frac{50}{25,5} \approx 2$$

Le rendement de l'antenne est le quotient de la puissance rayonnée par la puissance absorbée, c'est-à-dire :

$$n = \frac{P_r}{P_A} = \frac{R_r I^2}{R_A I^2} = \frac{R_r}{R_A} = \frac{10,2}{25,5} = 0,4$$

Une conclusion s'impose :

Si nous utilisons une antenne raccourcie munie d'une bobine, travaillant à la résonance, nous pouvons calculer le rendement de ce système en faisant le **quotient de deux résistances** faciles à trouver :

- la résistance d'entrée R_A qui se mesure avec un pont d'impédances ou se déduit d'une mesure de ROS à condition d'avoir le système en résonance,
- la résistance de rayonnement R_r qui est donnée par la courbe en fonction de la longueur de l'antenne.

Exemple

Une antenne verticale a une longueur de 4,10 mètres. Le ROS dans un coaxial d'impédance caractéristique $Z_C = 50$ ohms atteint la valeur minimum 1,6 à la fréquence de 14,1 MHz.

A cette fréquence, sur une longueur de 4,1 mètres se logent un nombre de longueurs d'onde que l'on calcule ainsi :

$$n = \frac{LF}{300} + 0,025 \quad (6)$$

$$n = \frac{4,1 \times 14,1}{300} + 0,025 = 0,22 \text{ longueurs d'onde.}$$

La courbe donne pour 0,22 λ une valeur de résistance de rayonnement de 20 ohms environ.

La valeur de la résistance à la résonance R_A se calcule connaissant le ROS mais, il y a deux valeurs qui, avec un coaxial de 50 ohms donnent un ROS de 1,6. Ce sont :

$$R_A = 50 \times 1,6 = 80 \text{ ohms.}$$

$$R_A = \frac{50}{1,6} = 31 \text{ ohms.}$$

A cause de la dimension réduite de l'antenne, il est certain que la résistance est inférieure à 50 ohms. La valeur de 31 ohms est seule à considérer. Le rendement vaut :

$$n = \frac{R_r}{R_A} = \frac{20}{31} = 0,64$$

Si le ROS était égal à 1, l'antenne présenterait une impédance purement résistive R_A valant 50 ohms. Le rendement vaudrait alors :

$$n = \frac{20}{50} = 0,4$$

Ce qui confirme que le rendement de l'antenne n'est pas meilleur pour un ROS de 1. L'antenne considérée était de dimensions importantes. Faites un calcul semblable avec l'antenne de votre équipement mobile, pour la bande 80 mètres et vous constaterez que le rendement est très faible.

Rappelons pour terminer que cette méthode de mesure du rendement s'applique à condition que l'antenne soit ajustée au minimum de ROS, que l'on mesure **directement à la sortie** de l'antenne, sans interposition de boîte de couplage.

Notes

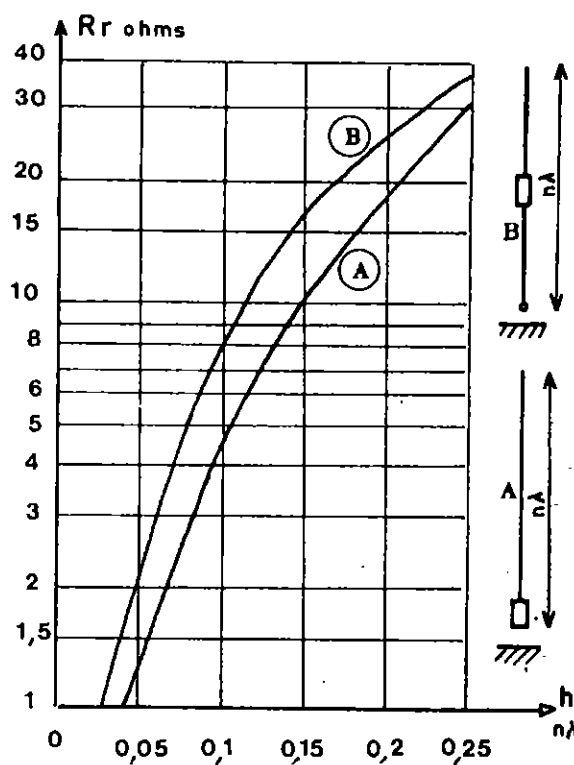
- (1) Radio-REF avril 1983 - L'antenne Lévy - page 354.
- (2) Le ROS à la résonance est minimum mais pas nécessairement égal à 1.
- (3) La puissance absorbée par l'antenne est la différence entre les puissances directe et réfléchie.
- (4) Cette relation n'est pas générale. Elle s'applique dans le cas considéré ici : antenne à la résonance alimentée à un ventre d'intensité de la ligne.
- (5) La résistance de rayonnement dépend de l'endroit où on mesure l'intensité de référence. Il faut donc définir ce point qui se situe en principe à un ventre d'intensité. C'est le cas ici.
- (6) Radio-REF juin 1982 page 509.

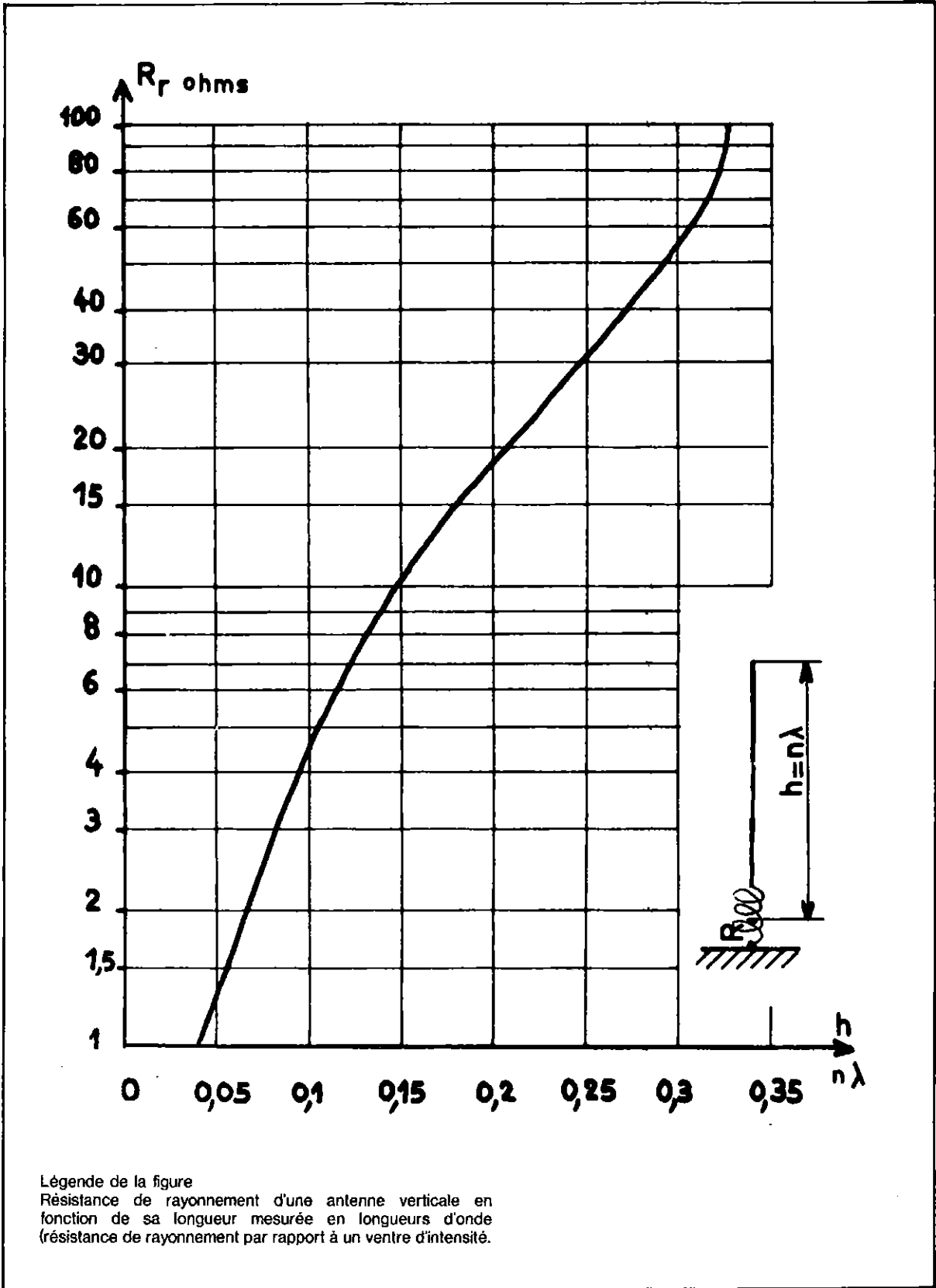
Documentation

- Ham Radio septembre 1982.
- « Efficiency of short antennas » W1GV.

La figure page 795 de Radio-REF de juillet 1983, donne la résistance de rayonnement d'une antenne verticale avec self à la base contrairement à la légende et au texte accompagnant le dessin.

Sur la figure ci-contre sont représentées les courbes relatives aux antennes avec self à la base (courbe A) et self au centre (courbe B) dont le rendement est supérieur à celui de l'antenne self à la base.





Légende de la figure
Résistance de rayonnement d'une antenne verticale en fonction de sa longueur mesurée en longueurs d'onde (résistance de rayonnement par rapport à un ventre d'intensité).

F6ELM. MAURICE LIMES. 7, CITE DES COMBES. 19300 EGLETONS.