

LES CAHIERS DE

CAHIER N°4

TOUTE LA RADIO

RECUEIL D'ÉTUDES DE TECHNIQUE
EXPLIQUÉE ET APPLIQUÉE
PUBLIÉ SOUS LA DIRECTION DE
E. AISBERG

LE
LABORATOIRE

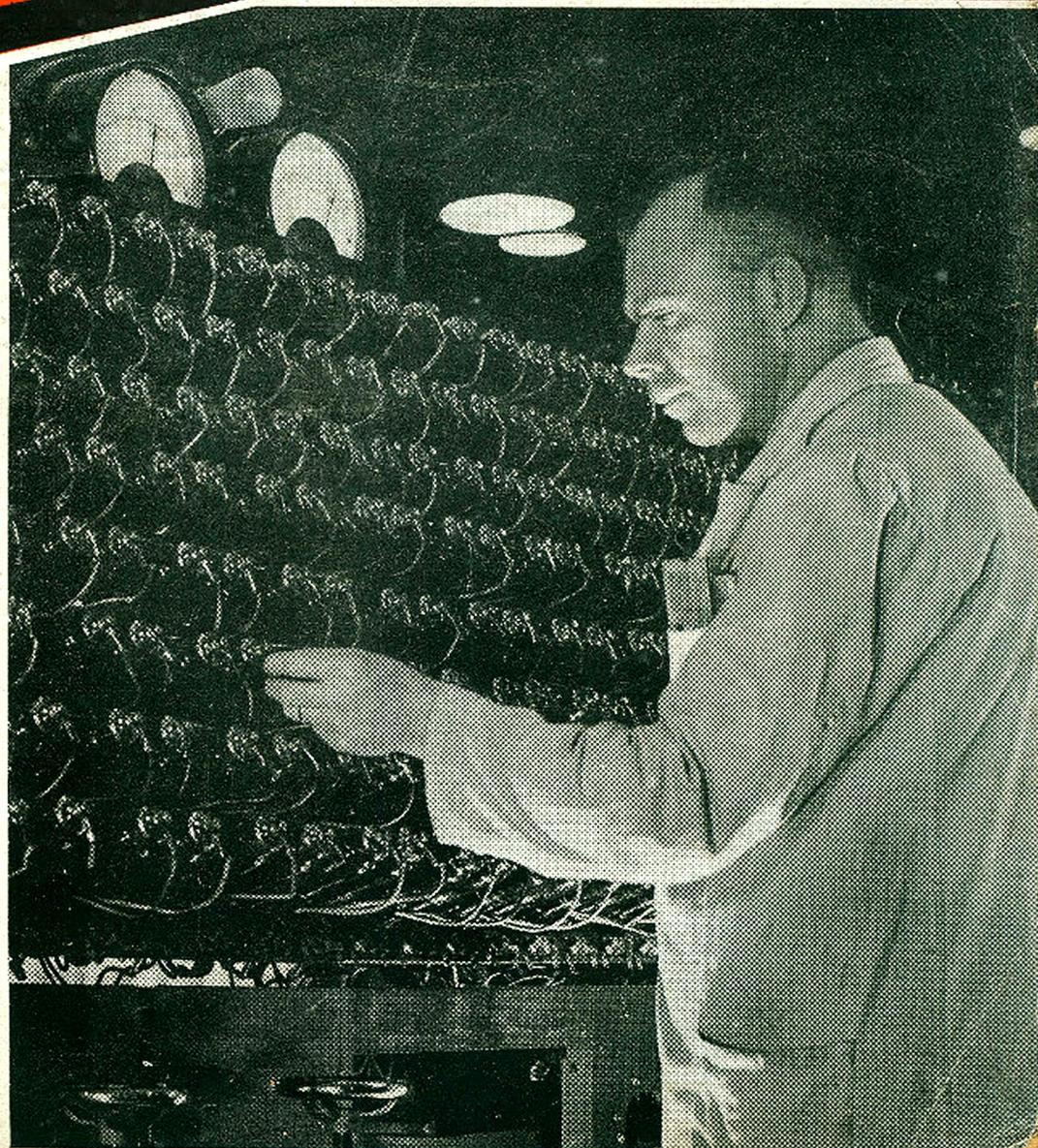
•
PONT UNIVERSEL

•
HYPSONWATTMÈTRE

•
GÉNÉRATEUR B. F.

•
Q-MÈTRE ADAPTATEUR

•
MESURE des BOBINAGES



40Fr.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO, 42 Rue Jacob, PARIS. (v)

Sommaire

- Pont universel avec amplificateur et oscillateur, par F. Haas 2
- Mesures des bobinages, par Lucien Chrétien 5
- Hypsowattmètre à charge variable, par C.-M. Laurent 9
- Baies standard, par A.-L. Jacquet 12
- Balayage polaire et spiral, par H. Dancourt 14
- Générateur B.F. à points fixes, par O. Leboeuf 15
- Q-mètre adaptateur, par F. Haas 17
- Millivoltmètre, par O. Leboeuf 18
- Maximum de tension et de courant, par S. Marmor 19
- Wattmètre de sortie, par R. Besson 23
- R.E.F., par R. Larcher 24

Les Cahiers de TOUTE LA RADIO ont le droit exclusif de la reproduction en France des articles de la revue



NEW-YORK U.S.A.

Tous droits de reproduction réservés pour tous pays.
Copyright by Editions Radio.
Paris, Octobre 1945.

LES CAHIERS DE TOUTE LA RADIO ne constituant pas une publication périodique, aucune souscription ne peut être acceptée. Toutefois, les personnes désirant recevoir les Cahiers contre remboursement à mesure de leur publication, peuvent nous en faire la demande en indiquant à partir de quel Cahier l'envoi doit être fait.

PUBLICITÉ : M. Paul RODET
143, Avenue Emile-Zola - PARIS-XV^e
Téléphone : SÉG. 37-52

**SOCIÉTÉ DES
ÉDITIONS RADIO**

42, Rue Jacob - PARIS-VI^e

COMPTE CHÈQUES POSTAUX :
PARIS 1164-34

Téléphone : LIT 43-83 et 43-84

Le Laboratoire

B IEN des choses ont changé depuis 1939. Si, à l'instar d'un des héros de Wells, un homme pris de sommeil léthargique à cette époque, se réveillait subitement de nos jours, il aurait rencontré de nombreux sujets d'étonnement.

Imaginons que notre « dormeur-qui-se-réveille » soit technicien de la radio. Certes, il serait tout d'abord frappé par les aspects pour lui inaccoutumés de la vie sociale et économique : les misères du ravitaillement, la plaie du marché noir, l'extrême complication des actes naguère si élémentaires (comme, par exemple, l'achat d'un paquet de cigarettes). Et ses premières réactions fourniraient la matière d'un sketch de la veine du « Rêve de M. Belette ».

Mais ce que nous observerions volontiers, ce sont surtout ses impressions dans le domaine de la radio. Il se peut qu'en contemplant les récepteurs exposés chez les revendeurs, il se retrouve en pays de connaissance. En effet, l'aspect extérieur des appareils, pas plus que leur conception, n'ont pas sensiblement varié depuis l'avant-guerre. Les différences présentent surtout un aspect technologique et découlent pour une bonne partie de la raréfaction de certaines matières premières. Le vrai progrès technique n'y trouve pas toujours son compte...

Que notre dormeur réveillé aille, cependant, examiner de près quelques fabriques de récepteurs. Sa surprise sera grande de constater que l'industrie de la radio a, en ces quelques pénibles années, atteint le stade de la MATURITÉ.

L ES entreprises qui, naguère, étaient consacrées uniquement à la production des récepteurs du type amateur, cherchent aujourd'hui à s'attaquer à des problèmes sensiblement plus complexes et entrent, souvent non sans éclat, dans le domaine du matériel professionnel. Les dispositifs de radionavigation, les récepteurs de trafic et, surtout, les appareils de mesure, tentent ces fabricants sortant enfin du cercle vicieux du « 4 lampes plus 1 valve ».

La conception et la réalisation du matériel professionnel posent au technicien des exigences autrement sévères que la création du récepteur ordinaire de radiodiffusion. Il peut reprendre à son compte la boutade de l'un des promoteurs de la théorie de la relativité : « La vérité commence au delà de la cinquième décimale ». La qualité primordiale est la PRECISION. Aussi qui dit matériel professionnel, dit laboratoire bien équipé.

Bien rares dans notre industrie d'avant-guerre, de tels laboratoires font aujourd'hui l'orgueil de nombreuses maisons. Et — point à souligner — leur appareillage est pour une bonne partie d'origine française. L'étude des prototypes, la mise au point et le contrôle des modèles de série s'effectuent dès lors dans des conditions qui permettent d'augurer favorablement des futures destinées de la production radio-électrique nationale. Lorsqu'elle aura à soutenir le choc de la concurrence étrangère, elle sortira de la compétition avec honneur.

En consacrant le présent Cahier au problème fondamental du Laboratoire, nous n'avons pas la prétention de faire un cours complet de mesures ni un recueil de montages d'appareils de mesure. Nous nous sommes bornés à réunir dans les pages qui suivent les descriptions de quelques appareils qui trouveront utilement leur place dans tout laboratoire et dont la conception pratique, souvent inédite, facilitera au technicien l'accomplissement de ses nobles tâches.

PONT UNIVERSEL

POUR LA MESURE DES RÉSISTANCES, CAPACITÉS ET SELF-INDUCTIONS

Analyse des circuits.

Le pont même (fig. 1) se compose d'un potentiomètre étalonné P de 10.000 Ω, d'un groupe de résistances R, comprenant les 8 valeurs : 1 — 10 — 100 — 1.000 — 10.000 — 100.000 Ω — 1 et 10 MΩ, d'une résistance étalon R_e de 1.000 Ω, d'un condensateur étalon C_e de 10.000 pF au mica, d'une résistance variable R_v de 5.000 Ω en série avec C_e, et d'une résistance variable R_p de 0,5 MΩ en parallèle avec C.

Au moyen d'un combinatoire de fonctions, ces éléments sont groupés de manière à réaliser les montages dont la description suit. Un point de la diagonale « galvanomètre » est à la masse, l'autre correspond à la grille de l'amplificateur, décrit à la fin. Les deux autres points, correspondant à la diagonale « pile », sont reliés aux extrémités d'un transformateur de couplage et se trouvent tous les deux à un potentiel variable.

Pont de Wheatstone (résistances).

Le commutateur réalise le circuit de la figure 2. Comme en continu, on a :

$$R_x = PR/R_e$$

avec

$$1 < R < 10^4 \Omega$$

$$10^4 < P < 10^6 \Omega$$

C'est R qui détermine la gamme. On voit sur le schéma de réalisation (fig. 1), qu'en série avec P, il y a une résistance de 1.000 Ω ; son rôle est de limiter la variation de P entre 1 et 10 (pour 1.000 et 10.000 Ω) en donnant plus d'étalement à la lecture. La gamme s'étend ainsi de 1 Ω à 100 MΩ.

Remarquons encore que la mesure s'effectue à 50 (ou même 800) Hz. De ce fait, il n'est pas possible de mesurer la résistance ohmique d'un bobinage, particulièrement s'il est à fer. Cette grandeur peut être déterminée en partant d'une mesure de L (voir ci-après).

Pont de Wien (condensateurs).

La figure 3 montre le circuit utilisé. Le condensateur inconnu C_x, représenté avec sa résistance de fuite r_x, est ici dans la branche voisine du pont. A la place de R_v, on voit maintenant R. R_e est remplacé par C_e, qui se trouve en série avec R_s. Seul, P ne change pas.

Dans ces conditions, on a :

$$C_x = \frac{PC_e}{R} \frac{1}{\text{tg}^2 \varphi + 1}$$

Le second terme est négligeable, tant que tg φ est faible, ce qui implique que le condensateur est tout au moins de qualité acceptable.

Quant à ses fuites, elles se mesurent par tg δ = cotg φ = CωR ; or, à 800 Hz, ω = 2 πf, soit environ 5.000. Comme nous l'avons vu, R, est un potentiomètre de 5.000 Ω. Donc, pour 0 < R_v < 5.000 Ω, tg δ varie entre 0 et 0,25, soit 0 < tg δ < 25 0/0. L'équilibre s'obtient donc par le réglage simultané de P et de R_v.

Toutefois, les bons condensateurs et, en particulier, les modèles au mica et à air, ont une tg δ très faible, ce qui rend

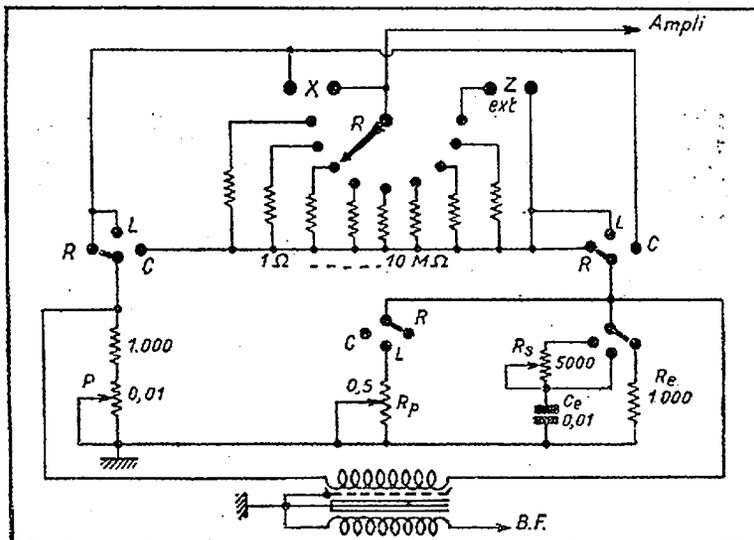


Fig. 1. — Réalisation de la commutation dans le pont universel

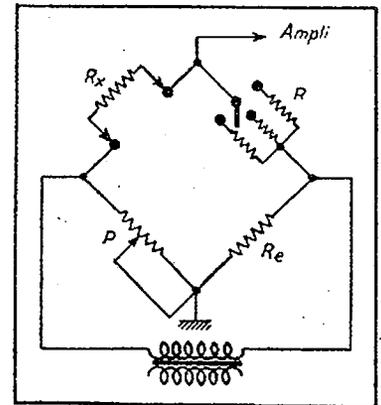


Fig. 2. — Pont de WHEATSTONE

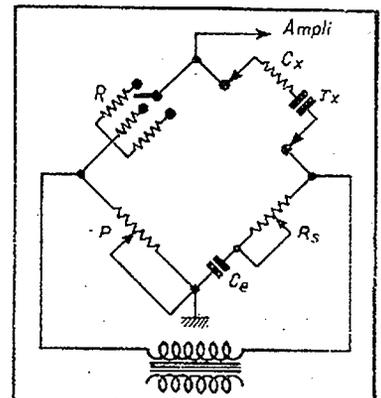


Fig. 3. — Pont de WIEN

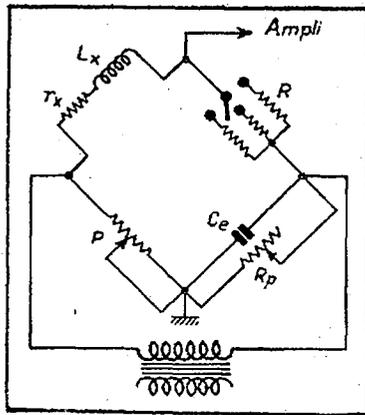


Fig. 4. — Pont de MAXWELL

pratiquement inutile le réglage de R_s . Quant à la graduation de R_p , elle est très simple : 1.000 Ω correspondent à une tg de perte de 5 0/0, 2.000 à 10, etc., à 800 Hz évidemment. La gamme de capacités couverte est de 1 pF à 100 pF.

Pont de Maxwell (self-inductions).

Enfin, le troisième montage (fig. 4) sert à la mesure des coefficients de self-induction. Le bobinage à mesurer L_x , en série avec sa résistance r_x , est mis à la place de R_s de la figure 2 ; R occupe la même position que dans le premier circuit. Le condensateur C_e est shunté par le potentiomètre R_p de 0,5 M Ω ; il n'y a que P qui ne bouge point.

Dans ces conditions, on a :

$$L_x = PRC_s \cdot \frac{1}{\lg^2 Q + 1}$$

Comme dans le cas du pont de Wien, on peut négliger le second terme si la bobine a un Q acceptable, et écrire $L_x = PRC_s$. La gamme mesurable s'étend donc de 10 μ H à 1.000 H.

Le potentiomètre R_p sert à compenser le déséquilibre introduit par r_x , et à le mesurer ; en effet, on a $Q = L\omega/r_x = C\omega R_p$. Toujours à 800 Hz ($\omega = 5.000$), et avec $0 < R_p < 0,5$ M Ω , on a $0 < Q < 25$. D'autre part, on peut déduire r_x par la relation $r_x = L/CR_p$, avec $C = 10^{-8}$ F. La graduation en Q est facile à faire : chaque tranche de 20.000 Ω correspond à une unité de Q, donc $R_p = 100.000 \Omega$ donne $Q = 5$.

Pont de Sauty (comparaisons).

Le commutateur de R a une position R ext., qui permet de substituer à R un étalon extérieur. En plaçant le commutateur des fonctions sur R, on réalise le pont comparateur d'impédances semblables (fig. 5). Son équation de fonctionnement est $X = PZ \text{ ext.}/R_s$. Comme le rapport R_s/R_p peut varier entre 1 et 10, on a $1 < X < 10 Z \text{ ext.}$ Si ce sont des capacités que l'on mesure, on aura au contraire $0,1 < X < 1 C \text{ ext.}$ Il est, toutefois, possible d'inverser le branchement de X et Z ext. pour obtenir l'échelle conjuguée.

Commutation du pont.

La figure 1 montre le schéma du pont universel, qui permet de réaliser les 4 circuits au moyen du combinatoire des

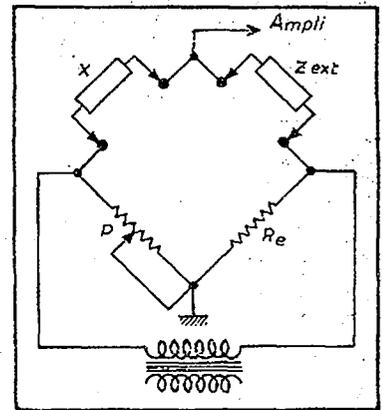


Fig. 5. — Pont de SAUTY

fonctions, constitué par un contacteur à 2 galettes à 4 circuits chacune, 3 positions R, L et C. Pour obtenir une très faible résistance de contact, toutes les lames superposées des deux galettes sont reliées ensemble, ce qui met les contacts en parallèle.

Le transformateur de couplage devra faire l'objet de soins spéciaux, car il doit être à écran statique et à faible capacité. Pratiquement, on enroule d'abord le primaire, puis vient un écran statique, et après, avant le secondaire, un espace d'air, de 3 à 4 mm., réalisé par des cales épaisses de bakélite, placées sous le secondaire. L'impédance du primaire sera celle qui convient à la source ; au secondaire, il faut une valeur moyenne de l'ordre de 500 à 1.000 Ω .

Amplificateur et oscillateur pour pont universel

L'indicateur de zéro

Dans les réalisations plus anciennes, on s'est servi presque exclusivement d'un écouteur comme indicateur de zéro, et cette méthode n'était pas mauvaise pour deux raisons. Tout d'abord, le vulgaire casque est un indicateur très sensible, à condition que la fréquence utilisée pour alimenter le pont tombe dans la zone de la plus grande sensibilité de l'oreille (400 à 1.300 Hz). A 50 Hz cet instrument devient très peu sensible, mais la faute en est essentiellement à notre oreille. Un bon écouteur donne encore un son audible à 1.000 Hz pour une puissance de 10^{-15} W, ce qui avec une impédance de 1.000 Ω correspond à 1 μ V !

D'autre part, notre oreille, si elle est exercée, est un bon discriminateur d'harmoniques, et on arrive aisément à distinguer la fondamentale des harmoniques présents. Toutefois, le casque est

Dans la première partie de cette étude, nous avons décrit le pont proprement dit, qui peut d'ailleurs faire objet d'une réalisation séparée. Toutefois, il est préférable de le réunir dans un même coffret avec l'oscillateur et l'amplificateur de mesure. C'est l'objet de la présente étude.

fatigant à porter, et son emploi comporte une erreur due à la sensibilité personnelle de l'opérateur. C'est pourquoi les méthodes visuelles sont aujourd'hui plus en faveur.

Un indicateur simple et bon marché, qui au surplus ne peut pas être mis en danger par une fausse manœuvre, est l'indicateur cathodique (œil magique ou tréfle cathodique). Cependant il n'est pas assez sensible et exige l'adjonction d'un amplificateur. Comme le Pont Universel permet la mesure des bobinages, des erreurs de détermination dues aux harmoniques peuvent se présenter. Pour cette raison, il est préférable d'utiliser un amplificateur accordé sur la fondamentale.

Amplificateur accordé

La figure 1 donne le schéma de l'amplificateur utilisant une ampliatrice à pente variable 6K7 ou EF9 et un indicateur cathodique 6AF7 ou EMM. La polarisation est faite par le -HT. La sensibilité est réglée par le potentiomètre dans la cathode de la 6K7, qui est de 1.000 à 5.000 Ω , et qui forme un diviseur de tension avec la résistance de 0,1 M Ω reliée à la HT.

La charge anodique est formée par un C.O. accordé sur les deux fréquences 50 et 800 ou 1.000 Hz, commutables par un commutateur couplé avec le contacteur des fréquences de l'oscillateur. La self-induction L est de 10 Hy. Cela étant passé, la capacité d'accord sera de 1 μ F pour 50 Hz, 4.000 μ F pour 800 Hz et 2.500 μ F pour 1.000 Hz. Ces valeurs comportant évidemment aussi la capacité répartie du bobinage ; elles sont donc à ajuster sur le montage.

Pour les deux dernière fréquences, ce n'est d'ailleurs pas la précision absolue qui importe, mais plutôt la correspondance de l'accord du filtre avec l'onde de l'oscillateur.

Hors de la mesure d'un condensateur ou d'un bobinage, on aura deux réglages distincts à faire : l'équilibrage du pont donnant la lecture de C ou L et la compensation du facteur de pertes. Il est logique que les deux influent sur l'indicateur, qui, par la manœuvre du potentiomètre principal, ne s'ouvrira que partiellement. On verra alors de part et d'autre du secteur d'ombre une partie éclairée plus faiblement que le reste, que l'on rétrécira le plus possible par la manœuvre du potentiomètre donnant Q ou $tg \delta$ selon le cas, et en retouchant le potentiomètre principal.

On pourrait penser qu'il est préférable d'appliquer à l'indicateur cathodique une tension déjà redressée, afin d'avoir une lecture plus nette. Bien que ce ne soit pas difficile à réaliser, nous déconseillons cette méthode, car la zone d'ombre moindre indique plus clairement un déphasage dû à une mauvaise compensation de Q ou $tg \delta$.

Le tube cathodique comme indicateur de zéro

Bien que plus coûteux et plus compliqué, le tube cathodique est un indicateur de zéro extrêmement commode. La figure 2 montre schématiquement comment on doit le disposer.

Les plaques verticales sont attaquées par le secondaire du transformateur alimentant le pont au moyen d'un autre amplificateur, tandis que le point haut du pont actionne, au moyen d'un autre amplificateur, la déviation verticale.

La figure 3 montre plusieurs aspects de l'écran du tube. A l'équilibre, on voit un trait horizontal (a), correspondant à la tension d'alimentation du pont. Ce trait est limité par deux verticales AA' et BB' qui, avec les bords supérieur et inférieur du tube constituent les limites de l'épure dans laquelle s'inscrivent les figures. En b, on voit un trait incliné qui indique un déséquilibre sans déphasage. En retouchant le potentiomètre principal, on arrive à coucher ce trait et à obtenir ainsi l'équilibre. Enfin, en c, on voit une ellipse inclinée qui indique simultanément le déséquilibre et le déphasage. Au moyen de cette figure, il est possible de régler séparément l'un et l'autre, d'où le grand intérêt de cette méthode.

Point n'est besoin d'utiliser un gros tube pour faire cette mesure. Un écran de 25 à 50 mm de diamètre suffit amplement.

L'oscillateur

Il serait dommage de ne pas monter l'oscillateur dans la même boîte. Comme montage, on peut utiliser le HARTLEY, la plaque ou la grille accordée. Nous avons préféré le premier montage (fig. 4). Le 50 Hz étant fourni par le

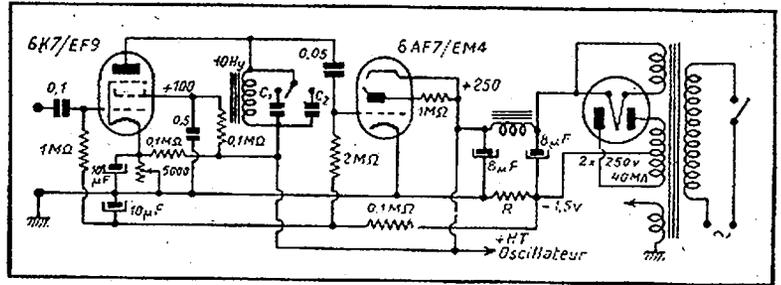


Fig. 1. — Amplificateur accordé avec indicateur cathodique

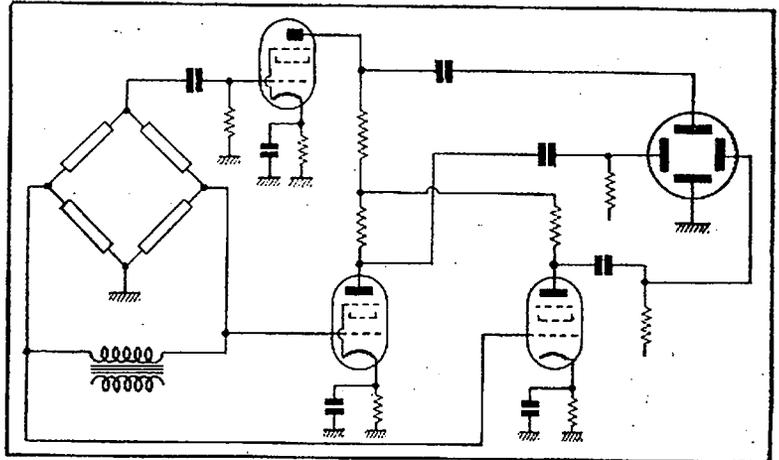


Fig. 2. — Utilisation d'un tube cathodique comme indicateur d'équilibre pour pont universel.

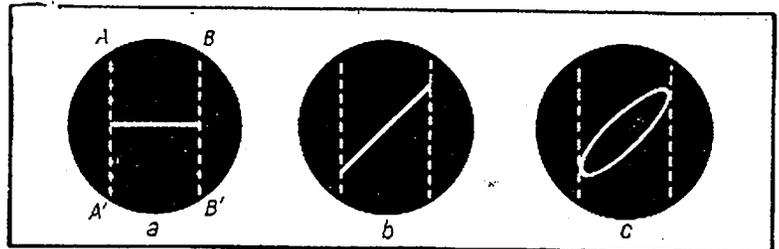


Fig. 3. — Divers aspects de l'image obtenue sur l'écran. ... a) équilibre. — b) déséquilibre. — c) déséquilibre et déphasage.

secteur (bien que l'on puisse le produire par notre oscillateur), il n'y a qu'à ajuster une seule fréquence, 800 ou 1.000 Hz, au gré de l'utilisateur. Il va de soi qu'elle doit être la même que celle de l'accord du filtre utilisé pour l'amplificateur. Cependant, comme il ressort de l'article précédent, 800 Hz ($\omega = 5.000$) est pratique pour les calculs de Q et $tg \delta$.

Il y a une contre-réaction dans la cathode, destinée à donner une grande pureté à l'onde produite. On pourra disposer un potentiomètre de 1.000 à 2.000 Ω afin de rendre le réglage suffisamment précis. A l'oscillographe, on

peut ajuster et la fréquence et la plus faible distorsion.

(Lire la suite page 11)

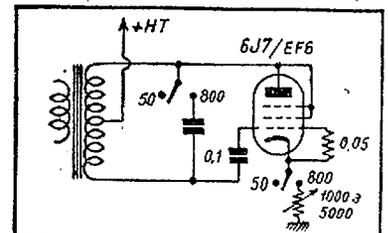


Fig. 4. — Oscillateur B.F. pour pont universel.

QUELQUES MESURES

LC.

SUR LES

QR

BOBINAGES

Comparaison alimentaire

Mesurer quelque chose, c'est traduire ses différentes qualités par des chiffres. Vous me dites que le transformateur de moyenne fréquence construit par X... est meilleur que le transformateur Z. C'est une opinion. Une opinion, cela se discute...

Mais si vous me dites que l'impédance à la résonance du transformateur X... est de 320.000 ohms alors que le transformateur Z... n'accuse que 280.000 ohms... ce n'est pas une opinion, c'est le résultat d'une mesure. Et si la mesure a été bien faite, si vous me précisez dans quelles conditions elle a été effectuée, je n'aurai plus qu'à m'incliner. Je pourrais moi-même vous répondre que l'impédance à la résonance est un point d'intérêt, mais que ce n'est pas le seul. Pour comparer utilement les deux transformateurs, je serais en droit d'exiger d'autres renseignements...

Le marchand de légumes doit me fournir 1 kilogramme de pommes de terre en échange de mon ticket BA. C'est bien; mais il faut encore, pour que je me déclare satisfait, que ces pommes de terre ne soient pas de la grosseur d'une bille... et qu'elles ne soient ni pourries, ni gelées.

Ce dernier exemple alimentaire nous permet de discerner que la mesure peut porter sur des points très différents et cependant complémentaires. Il y a des facteurs quantitatifs (1 kg) et des facteurs qualitatifs. Ce qui est vrai pour mes pommes de terre l'est aussi pour un bobinage.

Un simple enroulement d'accord

Considérons le cas particulièrement simple d'un vulgaire enroulement d'accord destiné à couvrir la gamme 195/560 m d'un récepteur de radiodiffusion. Nos lecteurs comprennent bien que je désignerai comme : « une bobine P.O. » est tout à fait insuffisant. Il faut, comme nous l'écrivons au début, traduire cela par des chiffres.

Mais ici, malgré la simplicité de l'exemple, la chose se complique singulièrement. Nous allons immédiatement comprendre pourquoi.

L'élément quantitatif principal de notre enroulement c'est, évidemment, son coefficient de self-induction (sa « self » comme disent les assassins de la langue française) ou, si vous préférez, son « inductance ». (A noter que cette dernière expression est moins correcte, puisque les officiels nous affirment qu'une inductance est le produit d'un coefficient de self-induction par une pulsation. C'est donc L_0).

Ce serait parfait si notre bobine était une pure inductance. Mais il n'existe pas d'éléments électriques rigoureusement purs.

Une bobine possède bien de l'inductance, mais elle présente aussi une certaine capacité et une certaine résistance...

De la même manière qu'une résistance présente toujours un peu d'inductance et

de capacité... Tout comme une capacité a toujours une certaine inductance et une certaine résistance.

Et, dans le cas présent, une complication supplémentaire surgit. La résistance n'est pas celle que l'on peut mesurer en courant continu au moyen d'un pont de Wheatstone ou d'un ohmmètre. C'est un coefficient de pertes qui varie avec la fréquence...

La résistance de notre bobine « P.O. » est par exemple de 1,5 ohm en courant continu... mais elle atteint 5,75 ohms à la fréquence de 1.000 kc/s et... 10 ohms ou davantage à 1.500 kc/s.

Essayons maintenant de démêler tout cela...

Coefficients quantitatifs

Inductance vraie et inductance apparente

Cherchons à fixer les éléments quantitatifs, ceux qui définissent simplement la grandeur (le kilogramme, pour notre ticket BA).

Nous pouvons penser à un moyen fort simple. Constituons un circuit accordé avec un condensateur C de grandeur parfaitement connue (fig. 1).

L'accord du circuit est défini par la formule de Thomson, véritable « Pont aux ânes » des radio-électriciens :

$$\lambda = 60 \sqrt{L_0 C} \quad (1)$$

Remarquons, pour être tout à fait précis, que cette formule suppose que la résistance est négligeable par rapport à $\sqrt{4L_0/C}$, faute de quoi il faudrait utiliser une expression beaucoup plus compliquée. Mais la condition posée est toujours vérifiée par un circuit radioélectrique qui se respecte.

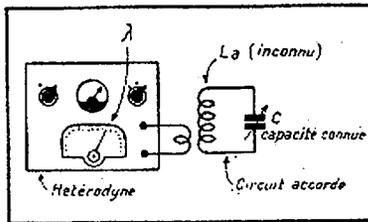


Fig. 1. — Mesure de l'inductance par la méthode du circuit accordé.

Nous pouvons ainsi avoir accès au principal élément quantitatif : L_0 , coefficient de self-induction. Il nous suffira, connaissant C, de mesurer λ avec un ondemètre précis. Cette dernière quantité étant exprimée en mètres, L_0 sera obtenu en microhenrys si C est exprimé en millimicrofarads.

Cette méthode simple nous réserve des surprises. Si, afin d'être en accord avec notre conscience professionnelle, nous effectuons deux mesures, l'une pour $\lambda = 200$ mètres et l'autre pour $\lambda = 560$ mètres, nous aurons la surprise de constater que nous arrivons à deux valeurs légèrement différentes.

Et cela ne doit pas nous étonner. Tout le monde sait qu'un bobinage possède une longueur d'onde propre. Or, si, dans la formule, on fait $C = 0$, on doit nécessairement trouver $\lambda = 0$... ce qui est en contradiction avec la phrase précédente.

Pour retrouver des résultats s'accordant avec l'expérience, il faut modifier la relation (1) de la manière suivante :

$$\lambda = 60 \sqrt{L(C_0 + C)} \quad (2)$$

dans laquelle C_0 est la capacité répartie de la bobine, celle qui, avec l'inductance vraie L, définit la longueur d'onde propre λ_0 .

$$\lambda_0 = 60 \sqrt{LC_0} \quad (3)$$

La grandeur de L_0 que nous pouvons mesurer par la formule (1) n'est pas l'inductance vraie mais l'inductance apparente, à la longueur d'onde λ ...

Il est facile de montrer qu'inductance vraie et inductance apparente se confondent quand la capacité C_0 devient négligeable par rapport à C.

D'où la règle de conduite :

Pour mesurer approximativement l'inductance vraie avec la simple méthode du circuit accordé, il faut opérer avec une grande capacité aux bornes du bobinage. Mais il ne s'agit que d'une mesure approximative et l'on peut exiger une mesure précise.

A la recherche de l'inductance vraie

Dans ces conditions, il faut utiliser un « pont » de mesure.

On opère généralement en basse fréquence et l'on peut ainsi déterminer L_0 en séparant cette grandeur des autres coefficients.

Les « ponts » d'atelier usuels, prévus surtout pour la mesure des résistances et des condensateurs, ne permettent point de mesurer des inductances aussi faibles que celles des circuits d'accord. La précision serait tout à fait dérisoire... Faut-il renoncer à cette mesure ?

Non. On peut facilement établir la relation :

$$L = \frac{L_0}{1 + L_0 C_0 \omega^2}$$

L_0 étant l'inductance apparente à la pulsation ω .

L étant l'inductance vraie.

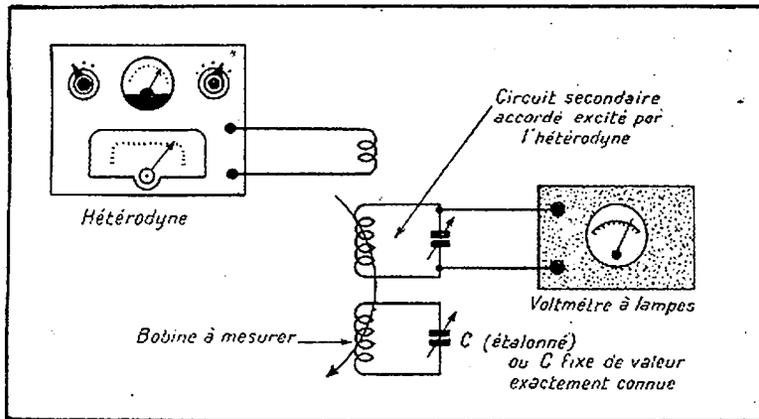


Fig. 2. — Méthode basée sur l'absorption de l'énergie par le circuit accordé pour sa fréquence de résonance.

C_0 , la capacité propre ou capacité répartie du bobinage.
Le problème se ramène donc à dissocier C_0 des autres constantes.

Transformation d'une parabole en droite

Nous pouvons y arriver très simplement de la manière suivante.

Reprenons la formule (2). L'analyse élémentaire nous apprend que c'est l'équation d'une parabole. Une parabole n'est pas une courbe très rare, mais on ne peut guère tracer une parabole avec une règle. Pour déterminer cette courbe, il nous faudrait en calculer de nombreux points...

Il est certain qu'on peut tracer une droite avec beaucoup plus de précision qu'une parabole... Avec deux points, une droite quelconque est honnêtement déterminée... N'est-il pas possible, par un coup de baguette magique, de transformer cette fâcheuse parabole en simple droite ?

C'est parfaitement possible. Elevons l'expression (2) au carré et nous trouvons :

$$L^2 = 3.600 L (C_0 + C)$$

Cette fois, c'est l'équation d'une droite — pour la reconnaître, nos apprentis mathématiciens écriront simplement :

$$\begin{cases} L^2 = y \\ C = x \end{cases}$$

pour trouver :

$$y = 3.600 Lx + 3.600 LC_0$$

Si on fait $y = 0$, on trouve :

$$x = -C_0$$

Et pour $x = 0$

$$y = 3.600 LC_0$$

Cette dernière expression étant précisée la formule (3).

Cette droite est, pourrait-on dire, le comprimé des éléments quantitatifs de notre bobine... Eclairons tout cela par un exemple.

Exemple d'application

Reprenons ce bobinage inconnu dont il s'agit de connaître tous les éléments. Nous l'associons à un condensateur variable préalablement étalonné. En d'autres termes, nous avons tracé avec précision sa courbe de variation et nous savons exactement à quelle valeur de capacité correspond chacun des points de l'index. Nous constituons ainsi un circuit accordé.

Nous mesurons la longueur d'onde pour deux valeurs aussi différentes que possible de la capacité. Mais cette mesure est assez délicate. On ne peut songer à contrôler la résonance au moyen d'un voltmètre amplificateur, car on ajouterait une capacité souvent mal déterminée aux bornes du circuit.

La meilleure méthode est d'observer la réaction du circuit sur l'hétérodyne ou sur un circuit secondaire, alimenté par l'ondemètre et connecté à un voltmètre amplificateur (fig. 2).

Remarquez qu'à défaut de condensateur variable étalonné, la mesure peut se faire avec des condensateurs fixes de valeur exactement connue.

Pour déterminer une droite, il suffit de deux points. Il est cependant largement préférable de faire trois mesures. Par exemple :

C (μuF)	λ (m)	λ^2
460	560	313.600
220	400	160.000
16	200	40.000

Nous tracerons le graphique et nous aurons l'heureuse surprise de constater que nos points sont rigoureusement en ligne droite (fig. 3).

Prolongeons la droite au delà de l'axe des ordonnées. Elle coupe l'axe des abscisses en un point P dont la position nous donne précisément la capacité répartie C_0 . La valeur trouvée ici est de 43 μuF . Entre nous, c'est un chiffre plutôt considérable et qui trahit un isolement très mince et un enroulement mal étudié. Mais nous avons choisi une telle bobine pour avoir un graphique plus facile à lire.

La coupure avec l'axe des ordonnées, au point O, nous donne le carré de la longueur d'onde propre : ici 31.000 environ. D'où $\lambda_0 = 176$ mètres environ.

Cette méthode est beaucoup plus précise que la détermination directe de λ .

Calcul de l'inductance vraie

Nous pouvons maintenant calculer facilement l'inductance vraie. Nous avons évidemment :

$$\lambda_0 = 60 \sqrt{LC_0}$$

$$\text{ou, en tirant } L = \frac{\lambda_0^2}{3.600 C_0}$$

Pour avoir L en microhenrys, il faut exprimer λ_0 en mètres et C_0 en millimicrofarads. Le résultat est donc :

$$L = \frac{31.000}{3.600 \times 0,43}$$

Soit environ 180 μH aux erreurs de mesure près.

L'inductance apparente calculée à la longueur d'onde de 400 mètres est de :

$$\frac{160.000}{3.600 \times 0,220} \text{ ou } 210 \mu\text{H.}$$

A 560 mètres on trouverait :

$$\frac{313.600}{3.600 \times 0,460} \text{ soit environ } 190 \mu\text{H}$$

Il est juste d'ajouter que l'écart serait moins considérable si la capacité répartie était plus faible, ce qui serait plus conforme aux réalités habituelles, car pour des bobinages plus normaux que celui qui nous sert d'exemple, la capacité répartie n'est souvent que de quelques micromicrofarads. La précision de la mesure dépend donc essentiellement de la rigueur avec laquelle on a déterminé le point bas.

Pour que la précision soit acceptable, il faut naturellement tracer le diagramme à grande échelle.

Nous avons maintenant déterminé les éléments quantitatifs de notre bobinage. Examinons les facteurs de qualité.

Facteur de pertes

Nous avons laissé de côté la troisième grandeur : résistance R qui s'exprime en ohms.

Nous avons déjà noté que cette résistance effective n'a que des rapports assez lointains avec la résistance que l'on mesure en courant continu. Tout ce qu'on peut dire, c'est qu'elle est nécessairement supérieure.

Cette résistance effective est le facteur de pertes. De quelles origines sont ces dernières ?

1° Pertes ohmiques. — C'est la résistance en courant continu compliquée du fait qu'en haute fréquence le courant n'emprunte pas toute la section du conducteur. Dans une bobine à couche unique, il utilise la périphérie pour les fréquences moyennes et simplement une pellicule interne pour les courants de très haute fréquence. Dans les bobines à plusieurs couches, la répartition est encore plus compliquée.

Dans les fréquences moyennes, on combat cet effet par l'emploi de fil divisé.

2° Pertes par courants de Foucault. — Les conducteurs plongés dans un champ alternatif à haute fréquence sont le siège de courants tourbillonnaires. L'énergie dépensée est fournie par la bobine. L'amortissement est augmenté. Cela se traduit extérieurement par l'accroissement de la résistance effective R.

Les masses métalliques environnantes (supports, équerres, blindages) participent au même effet. C'est par ce mécanisme que le blindage d'un enroulement augmente sa résistance apparente.

Enfin, le même effet se produit éventuellement dans les particules métalliques du circuit magnétique.

3° Pertes par hystérésis diélectriques. — La capacité propre du bobinage est une capacité de très mauvaise qualité. Les pertes sont d'origine diélectrique et se produisent dans l'isolant du fil, dans le

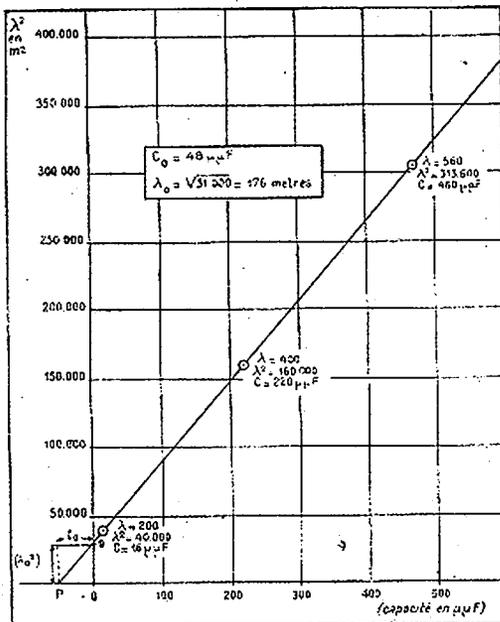


Fig. 3. — Tracé de la droite d'accord du circuit oscillant. Détermination de la capacité résiduelle.

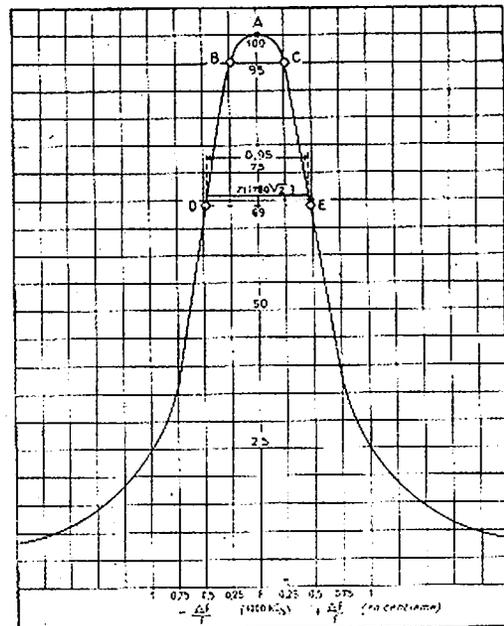


Fig. 6. — Courbe de résonance. En abscisses, désaccord relatif. En ordonnées, tension relative.

support de la bobine et tous les isolants placés dans le champ électrique.

4° Pertes par hystérésis magnétiques. — Ces pertes n'existent que dans les bobines utilisant un noyau magnétique.

Il est facile de montrer que toutes ces pertes augmentent avec la fréquence.

Les coefficients d'amortissement d'un bobinage

On pourrait sembler-il se contenter d'exprimer la qualité d'une bobine par la valeur de R à une fréquence déterminée.

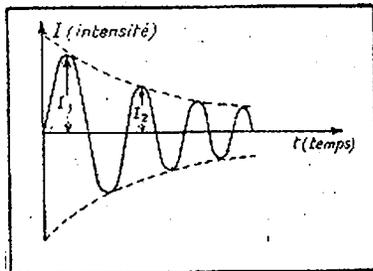


Fig. 4. — Oscillations amorties.

Mais un enroulement de 4 ohms pourra être excellent ou déplorables... suivant la fréquence à laquelle il aura été utilisé. On a donc cherché à définir des facteurs de qualité dont la signification physique soit plus claire...

Il y a d'abord le coefficient d'amortissement $R/2L$ qui apparaît dans les équations différentielles des circuits. C'est une grandeur un peu négligée des praticiens.

Une autre grandeur bien connue des anciens radioélectriciens qui s'occupaient jadis des ondes amorties est le *décroissement logarithmique*, encore appelé parfois *décroissement logarithmique*. C'est un nombre abstrait, ce qui est particulièrement indiqué pour un coefficient de qualité.

Supposons qu'on excite un circuit accordé sur sa fréquence propre. Il sera le siège d'oscillations amorties (fig. 4). L'étude mathématique indique que l'on a entre deux oscillations successives, le rapport :

$$\frac{I_2}{I_1} = e^{-aT}$$

a étant le coefficient d'amortissement défini plus haut et e la base des logarithmes népériens.

La quantité aT est le *décroissement logarithmique*, c'est donc

$$\delta = \frac{R}{2L} T$$

T étant la pseudo-période.

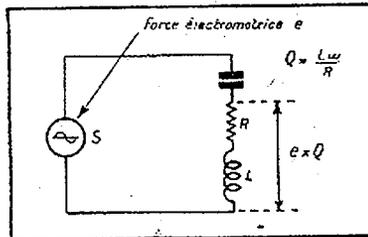


Fig. 5. — A la résonance, la tension aux bornes de L est sensiblement celle de la source S multipliée par Q.

On appelle encore parfois « *décroissement* » la quantité,

$$\frac{\delta}{\pi} = d$$

Et ce nouveau facteur est précisément l'inverse du facteur de surtension. En remarquant que $\omega = 2\pi/T$, on peut, en effet, écrire :

$$d = \frac{R}{L\omega} \quad \text{et} \quad \frac{L\omega}{R}$$

L'expression de droite étant le facteur de surtension.

Ce facteur, désigné tantôt par la lettre Q, tantôt par la lettre S, a une signification physique précise.

Dans un circuit (fig. 5), c'est le rapport entre la force électromotrice appliquée et la tension recueillie aux bornes de la bobine. C'est aussi un coefficient numérique, donc sans dimension.

Est-ce tout ? Non, pas encore. Nous pouvons encore utiliser la constante de temps du circuit, inverse du coefficient d'amortissement :

$$\theta = \frac{2L}{R}$$

Enfin, la qualité d'un circuit peut aussi s'apprécier au moyen de l'impédance à la résonance.

$$Z = \frac{L}{RC}$$

A beaucoup de ces coefficients on peut faire le reproche qu'ils ne définissent pas le bobinage, mais le circuit. Les pertes dans le condensateur doivent nécessairement intervenir et peuvent, par conséquent, fausser le résultat. C'est théoriquement exact. C'est pratiquement faux, parce que les pertes dans le condensateur sont toujours négligeables, en comparaison avec celles du bobinage.

Nous avons donc en définitive l'embaras du choix... Cette abondance traduit simplement le fait, qu'en réalité, aucune notation de qualité n'est entièrement satisfaisante.

Le « décrément » était parfaitement suggestif de la qualité d'un circuit aux temps des oscillations amorties. Il l'est beaucoup moins aujourd'hui.

Le facteur de surtension correspond à un fait physique parfaitement net. Mais il a le tort de varier avec la fréquence. Le facteur de surtension d'un excellent circuit moyenne fréquence est inférieur à celui d'un mauvais circuit destiné à fonctionner sur des ondes plus courtes...

Quoi qu'il en soit, la tendance actuelle est à l'adoption du facteur de surtension. Mais il faut bien comprendre qu'il ne suffit pas de dire qu'un bobinage possède un facteur de surtension de 200. Il faut dire à quelle fréquence. Et, si l'on veut faire mieux encore, il faut tracer la courbe du facteur de surtension dans la gamme d'utilisation du bobinage considéré.

Cette courbe sera utilement complétée par un graphique donnant la valeur de l'impédance à la résonance dans la même gamme. C'est, en effet, de ce facteur que dépend le gain de l'étage considéré.

Mais comment mesurer ces coefficients de qualité ? Il existe des appareils spéciaux. Nous n'en dirons même pas le principe. Ils ne sont pas réalisables à l'aide des moyens usuels, et ils coûtent une petite fortune. Le radioélectricien peut cependant avoir recours à différentes méthodes. Nous ne pouvons, faute de place, les décrire toutes. Nous indiquerons la plus connue : celle de la courbe de résonance.

On trace une courbe de résonance du circuit en valeurs relatives, c'est-à-dire pour les ordonnées, en ramenant les valeurs à E/E_{max} .

(E_{max} étant la tension correspondant à la résonance et E la tension correspondant à un désaccord Δf par rapport à la fréquence de résonance f .)

En abscisse on utilise aussi le désaccord relatif $\Delta f/f$.

Exemple de mesure du facteur de surtension

Par exemple, on pourra procéder très simplement de la manière suivante. On s'arrange pour que la résonance corresponde à une déviation égale à 100 divisions du voltmètre amplificateur.

Admettons que la résonance se produise à 1.000 kC/s. Nous couplons le circuit à l'ondemètre de manière à obtenir une déviation égale à 100 divisions. Cela nous donne le point A (fig. 6).

Désaccordons le générateur de 2,5 kilocycles. L'écart absolu est de 2,5 kC/s. L'écart relatif est de 25/1.000 ou 0,25/100; la déviation du voltmètre amplificateur est de 95 divisions. Cela nous donne le point B. Le même désaccord dans l'autre sens nous donnera le point C.

Utilisons maintenant un désaccord de 5 kC/s, qui correspond à un désaccord relatif de 5/1.000 ou 0,5/100; la déviation

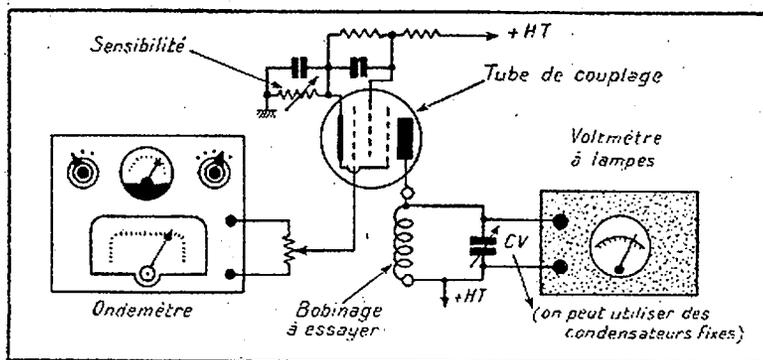


Fig. 7. — Comparateur de bobinages à lampe de couplage.

est de 69 divisions. Nous fixons ainsi le point D, puis le point E, etc...

La courbe étant tracée il nous suffit de mesurer la largeur pour un affaiblissement égal à $1/\sqrt{2}$ ou 0,71 (ou 3 décibels).

Nous trouvons ici environ 95/100. Nous pouvons en déduire que le facteur de surtension est 100/95 ou 105 environ.

La précision est faible

Il est évident d'après cela que le tracé complet de la courbe de résonance est inutile. Il suffit de déterminer le désaccord correspondant à l'affaiblissement 0,71, de doubler cette valeur et d'en prendre l'inverse.

La méthode n'offre une certaine garantie de précision que si l'ondemètre permet de mesurer exactement des faibles désaccords. C'est toujours possible... si l'on dispose d'un générateur basse fréquence qui permet le contrôle.

Faute de quoi, la méthode ne peut donner qu'une idée de l'ordre du grandeur. Connaissant maintenant L_0/R , L et ω , on peut déterminer R si l'on veut.

Il est très important de remarquer qu'on mesure en réalité le coefficient de surtension d'un circuit amorti par un voltmètre amplificateur. Cet amortissement peut ne pas être négligeable pour un circuit de très bonne qualité.

Le véritable problème usuel

La méthode de mesure du facteur de surtension apparaît donc sans doute un peu décevante au praticien. Mais, heureusement, la détermination de Q en valeur absolue n'offrira souvent pour lui que peu d'intérêt. Pour lui, le problème se posera sous une forme beaucoup plus simple.

Il s'agira tout simplement de savoir si une bobine est meilleure qu'une autre. Le problème peut être alors résolu avec élégance et précision.

Le principe est indiqué par le croquis (fig. 7). Le montage comporte un tube de couplage avec l'hétérodyne. On fait varier la sensibilité en agissant sur la grille du tube. La tension développée dans le bobinage accordé par un condensateur à faibles pertes est mesurée par un voltmètre.

Notons, en passant, que certains ondemètres du commerce sont prévus avec ce montage intérieur qui permet de nombreuses mesures intéressantes. Pour que la méthode soit applicable, il faut que les bobinages à comparer aient la même in-

ductance vraie. Le montage nous permet de vérifier qu'il en est bien ainsi.

On règle l'hétérodyne sur 550 kC/s et on accorde le bobinage n° 1. La résonance étant constatée sur le voltmètre, on remplace 1 par 2. La résonance doit se produire rigoureusement pour le même réglage du condensateur. Au besoin, nous réglerons l'inductance 2 pour qu'il en soit ainsi.

Après quoi, même vérification pour 1.500 kC/s ($\lambda = 200$ m). En effet, un seul point de comparaison ne suffit pas. Il se pourrait que la bobine 2 ait un coefficient de self-induction un peu plus petit et une capacité répartie un peu plus grande. A chacune des deux bobines correspondrait une droite ($\lambda' = f(C)$) différente. Mais, quand deux droites ont deux points communs... elles coïncident. S'il n'y avait point coïncidence en bas de gamme, on corrigerait la courbe au moyen d'un « trimmer » mis aux bornes de la bobine dont la capacité répartie est la plus faible.

Après quoi, il suffit de mesurer les déviations fournies par les deux bobines pour le même réglage de sensibilité. Elles sont proportionnelles à L_0/RC . Or, comme L et C sont égales, elles sont inversement proportionnelles à R . Ou, si nous voulons encore, proportionnelles à L_0/R , puisque C_0 et L sont identiques.

Connaissant le facteur de surtension d'un enroulement, on peut déterminer l'autre facilement.

Conclusions

Avons-nous tout dit sur les bobinages ? Hélas... Il faudrait y consacrer au moins une dizaine de cahiers de « Toute la Radio ».

Nous avons simplement voulu montrer à nos lecteurs l'importance et les difficultés de cette question. Nous répétons que cette importance est certaine. Il ne saurait exister de bon récepteur avec de mauvais bobinages.

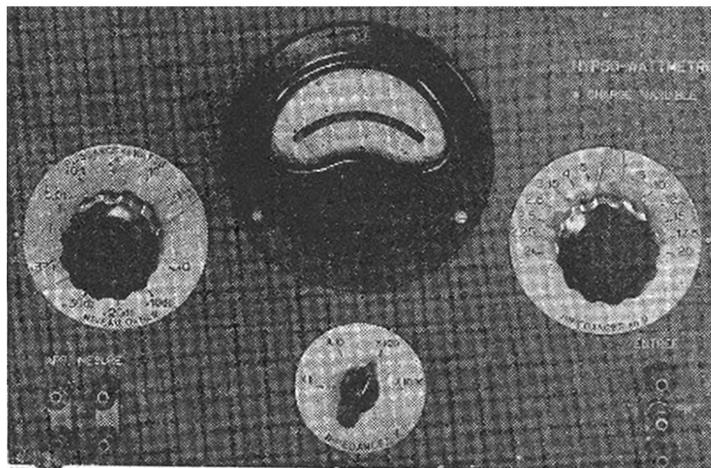
Lucien CHRETIEN,
Ingénieur E.S.E.

Voir page 12
sous le titre
"QUERELLES DE LANGAGE"
l'amusante polémique
suscitée par
l'étude ci-dessus

Pour mesurer les watts et les décibels et déterminer les charges optima

HYPSON- WATTMÈTRE A CHARGE VARIABLE

AU SERVICE DES
TECHNICIENS B. F.



BUT DE L'APPAREIL

Cet appareil est destiné à comparer la puissance fournie par les amplificateurs basse fréquence ou les radio-récepteurs avec une puissance prise arbitrairement comme niveau de référence. Nous justifions cette façon de procéder qui s'impose lorsqu'on désire que cette comparaison, effectuée aux fréquences acoustiques, suive une loi inspirée de la physiologie de l'audition. Comme cette loi a un caractère logarithmique, il est normal d'adopter une graduation du même genre. L'appareil a donc été gradué en décibels. Il aurait tout aussi bien pu l'être en décinepers, mais le neper est surtout utilisé dans la technique téléphonique, et nous nous sommes conformé à l'usage en radio.

En résumé, cet appareil permet d'apprécier des différences de niveau (en puissances). Il était naturel, par conséquent,

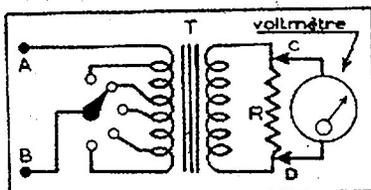


Fig. 1. — Charge variable. — L'impédance vue des bornes AB varie suivant la position du commutateur. La résistance R restant constante, le voltmètre peut être gradué directement en puissances ou en décibels.

de lui donner un nom indiquant cette fonction. L'appellation ci-dessus nous fut suggérée par un éminent spécialiste de la B. F. Comme elle est logique et nouvelle, nous l'avons adoptée. En effet, le radical vient du grec « hypso » qui signifie hauteur, le reste du nom se passant de commentaire. Ce néologisme semble être bien justifié. On s'en sert pour désigner certains altimètres appelés hypsomètres. Le même nom est porté par des appareils utilisés en téléphonie pour comparer des différences de niveau électrique sur les lignes. Notre choix est donc judicieux et nous a évité d'adopter un vocable anglo-saxon.

Pour être utilisé après n'importe quel amplificateur ou récepteur radio, il est nécessaire que l'appareil présente toujours une impédance convenable, qu'il soit substitué à la bobine mobile du haut-

parleur, à une ligne, ou au transformateur de sortie. Il présente donc une impédance variable de 2 à 20.000 ohms selon une progression convenablement choisie.

Le niveau de référence adopté est, par convention internationale, égal à 1 milliwatt. La comparaison peut s'effectuer jusqu'à 20 watts (soit sur 43 décibels) et à toute fréquence comprise entre 30 et 20.000 hertz, le transformateur ayant été calculé en conséquence.

UTILISATIONS DIVERSES

L'hypsonwattmètre a été muni d'une graduation supplémentaire en watts, ce qui permet de lire directement la puissance. On peut donc l'utiliser comme wattmètre de sortie (outputmeter). Comme on peut faire varier l'impédance de charge, il est possible de déterminer expérimentalement la charge optimum pour l'étage de sortie, que ce soit celle qui assure la meilleure sensibilité, ou celle qui permet la plus grande puissance.

D'autre part, on sait que, dans la zone centrale d'audibilité, les impressions physiologiques auditives suivent une loi approximativement logarithmique (Fechner), les différences de niveau que l'oreille perçoit étant à peu près de l'ordre du décibel. Cela justifie l'emploi de cette graduation. L'avantage de l'hypsonwattmètre est donc de donner une idée générale de la façon dont l'oreille comparera deux puissances. C'est ainsi que le passage de 10 à 20 watts ne nous fait passer que de 40 à 43 db au-dessus du milliwatt. Soit gain 3 db seulement.

L'hypsonwattmètre constitue donc la solution correcte à un certain nombre de problèmes fréquemment posés. Nous allons voir que c'est aussi la solution la plus simple.

CONCEPTION GÉNÉRALE

Pour comparer deux puissances, le plus simple est de les dissiper dans une même résistance pure et de mesurer la tension développée aux bornes, ce qui s'effectue avec un simple voltmètre que l'on pourra, directement graduer en puissances ou en décibels.

En puissance :

$$\frac{W_1}{W_2} = \frac{\frac{E_1^2}{R}}{\frac{E_2^2}{R}} = \left(\frac{E_1}{E_2} \right)^2$$

En décibels :

$$N = 10 \log_{10} \frac{W_1}{W_2}$$

Afin que l'impédance de l'appareil ainsi constitué soit variable, nous intercalerons entre cette résistance et les bornes d'entrée un transformateur de rapport variable (fig. 1). Cela permet de plus d'isoler, au point de vue des tensions continues, la résistance de charge de l'appareil à essayer ce qui est le plus souvent une nécessité.

Mais le transformateur introduit obligatoirement des pertes, autrement dit la puissance recueillie au secondaire et dissipée dans la résistance est légèrement plus faible que celle appliquée au primaire. Le rendement du transformateur est égal au rapport de ces puissances et

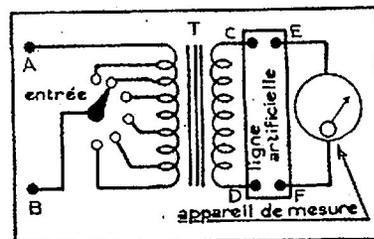


Fig. 2. — Sensibilités multiples. — La ligne artificielle permet, tout en conservant une impédance constante côté secondaire, de n'appliquer au voltmètre qu'une partie de la tension.

est compris entre 0,8 et 0,9. Pour que la lecture de la puissance sur l'appareil de mesure soit correcte pour toutes les prises du transformateur, il faut que son rendement soit le même pour chacune. L'appareil de mesure recevra une graduation en conséquence, puisqu'il devra indiquer par exemple 1 watt alors qu'il n'en reçoit effectivement que 0,85 watt dans le cas d'un rendement de 0,85.

Enfin, il est souhaitable d'augmenter l'étendue des mesures en prévoyant plusieurs sensibilités. On pourrait obtenir ce résultat en utilisant un voltmètre à plusieurs sensibilités. Mais il faut que son impédance ne soit pas modifiée. Il est plus simple d'utiliser un atténuateur à impédance constante ou ligne artificielle entre le transformateur et l'appareil de mesure.

On obtient ainsi que l'impédance côté transformateur reste constante, alors que le rapport des tensions à l'entrée et à la sortie de la ligne artificielle varie et prend telle valeur que l'on désire (fig. 2). L'appareil de mesure, qui n'est autre qu'un voltmètre à redresseur, présente une impédance égale à celle de la ligne artificielle. Ses indications ne sont valables qu'en courant sinusoïdal. Si l'on désire mesurer la puissance en courant non sinusoïdal, par exemple en courant musical, il faut lui substituer un appareil quadratique de même impédance. Cette possibilité a été prévue dans notre réalisation.

LE TRANSFORMATEUR

Le transformateur doit être à prises et à rendement constant. Il est destiné à fonctionner à la sortie d'un amplificateur B. F. Dans ces conditions, une étude due à M. Henri Renault, des Etablissements L.I.E., nous indique qu'aux fréquences téléphoniques, ce sont les résistances des enroulements qui jouent un rôle prépondérant dans le rendement, les autres facteurs pouvant être négligés.

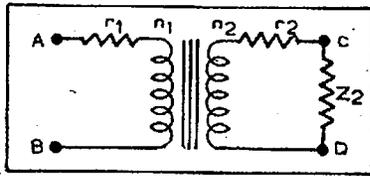


Fig. 3. — Schéma de principe du transformateur. — r_1 et r_2 représentent les résistances des enroulements.

Considérons alors un transformateur de nombre de tours primaire n_1 et de résistance primaire r_1 , de nombre de tours secondaires n_2 et de résistance secondaire r_2 fermé sur l'impédance de charge Z_2 (fig. 3).

Si nous pratiquons des prises au primaire et au secondaire, nous appellerons les nombres de tours et résistances correspondants :

n'_1, n''_1, \dots et r'_1, r''_1, \dots pour les prises du primaire ;
 n'_2, n''_2, \dots et r'_2, r''_2, \dots pour les prises du secondaire.

Il suffira, d'après l'étude citée, pour que le rendement ρ soit constant pour toutes ces prises, que les deux conditions suivantes soient remplies :

1° Au primaire :

$$\frac{r_1}{n_1^2} = \frac{r'_1}{n'^2_1} = \frac{r''_1}{n''^2_1} = \dots = k$$

k étant une constante.

2° Au secondaire :

$$r_2 + kn_2^2 = \frac{1 - \rho}{\rho} Z_0 = \text{constante}$$

pour tous les r'_2 et n'_2 .

On réalise ces conditions par un choix convenable des diamètres de fil et en constituant les résistances telles que r_1 et r_2 par la somme de la résistance de l'enroulement et d'une résistance extérieure. Cette dernière disposition n'est en général nécessaire qu'au secondaire.

Le rendement maximum possible du transformateur sera celui de la prise secondaire correspondant au plus grand nombre de tours, pour un enroulement homogène. C'est la prise donnant le rendement le plus faible en l'absence de résistances additionnelles. Cela résulte de

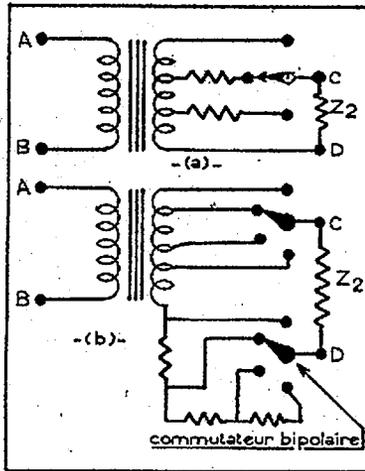


Fig. 4. — Position des résistances pour obtenir ρ constant. — On peut utiliser soit une résistance particulière à chaque prise (a), soit une résistance à prises de réalisation plus aisée, mais qui nécessite un commutateur supplémentaire (b).

l'examen de l'expression de la deuxième condition.

La figure 4 donne deux possibilités de dispositions des résistances additionnelles en 4a et 4b.

Le rendement se trouve ainsi déterminé, à moins qu'on ne se fixe arbitrairement une valeur plus basse ; et l'on calcule les nombres de tours à l'aide de l'expression :

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \rho \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2$$

Les impédances primaires correspondant aux diverses prises seront rigoureusement proportionnelles aux carrés du rapport des nombres de tours.

Pour diminuer le plus possible le nombre de prises, celles du primaire ont été choisies pour affecter d'un facteur de multiplication les impédances correspondant aux prises secondaires. Ces facteurs sont 1, 10, 100 et 1.000. Ainsi, pour une même prise secondaire, on pourra avoir par exemple 2, 20, 200, 2.000 Ω .

Pour le choix des impédances secondaires, on a adopté une progression logarithmique qui présente l'avantage de rendre constant l'accroissement relatif d'impédance $\Delta Z/Z$. Chaque valeur se déduit de la précédente en la multipliant par un facteur constant qui est ici racine vingtième de 10, soit 1,12. En réalité, nous avons arrondi les valeurs trouvées et modifié un peu la progression pour n'avoir pas un trop grand nombre de plots au commutateur et comporter les valeurs d'impédances classiques.

En prenant pour base 2 : 2,25 ; 2,5 ; 2,8 ; 3,15 ; 4 ; 5 ; 6 ; 7 ; 8 ; 10 ; 12,5 ; 15 ; 17,5 ; 20

avec les facteurs de multiplication 1, 10, 100 et 1.000, on aura 60 combinaisons.

Remarque. — On peut concevoir un commutateur plus simple en prenant pour base 2,5 3 4 5 6 8 10 12,5 15 17,5 20.

Le commutateur primaire aura une résistance de contact aussi faible que possible. De même que le commutateur secondaire, il sera bipolaire, mais ne com-

portera que 4 directions, alors que ce dernier en comporte 15.

Afin d'avoir une entrée symétrique pour les push-pull, il a été prévu un point milieu au primaire, ce qui a conduit à doubler la commutation. Les bornes d'utilisation normales sont A-B et, dans le cas du push-pull, impédance lue celle plaque à plaque (fig. 7). Le transformateur devra transmettre également toutes les fréquences de 30 à 20.000 Hz. De plus, sa distorsion non linéaire sera aussi faible que possible, par exemple inférieure à 10/0 à 30 Hz.

LIGNE ARTIFICIELLE

Elle est du type en gamma pour des raisons de simplicité de réalisation. Le calcul en est très simple. Si on adopte les notations de la figure 5, on a :

$$r = Z_2 (k - 1)$$

$$R = Z_2 \frac{1}{k - 1}$$

Où Z_2 est la valeur de l'impédance de la ligne et $k = u/v$ le rapport des tensions d'entrée et de sortie. Si on connecte une impédance égale à Z_2 aux bornes EF, l'impédance présentée à l'entrée aux bornes CD est encore Z_2 .

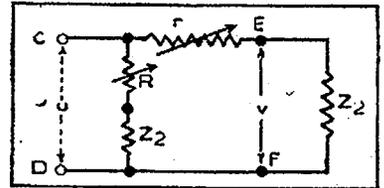


Fig. 5. — Schéma de principe de la ligne artificielle. — C'est un atténuateur à impédance constante. La branche dérivation CD comprend en série la résistance variable R et la résistance fixe Z_2 . La branche série CE se compose uniquement de la résistance variable r.

Cette impédance Z_2 est celle qui charge le transformateur.

L'appareil de mesure aura une impédance égale à Z_0 (dans notre cas $Z_0 = 600 \Omega$) et pour sa déviation totale indiquera pour $k = 1$ une puissance de 10 milliwatts (nous savons qu'en réalité il n'en recevra réellement que 8,5 en raison du rendement du transformateur).

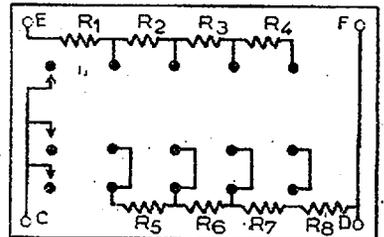
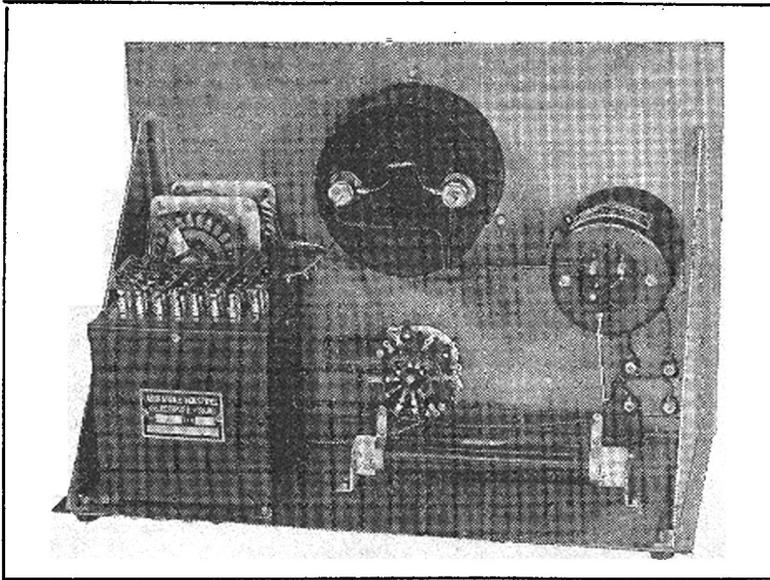


Fig. 6. — Réalisation de la ligne artificielle. — Permet de donner aux branches série et dérivation, pour chaque position du commutateur, les valeurs calculées $R_1 = 1.200 \Omega$, $R_2 = 4.100 \Omega$, $R_3 = 13.000 \Omega$, $R_4 = 7.800 \Omega$, $R_5 = 211 \Omega$, $R_6 = 47 \Omega$, $R_7 = 6,9 \Omega$, $R_8 = 613,75 \Omega$. R_8 doit pouvoir dissiper 20 watts. Les autres sont de 1/2 watt. Les contacts du commutateur ont été doublés pour en diminuer la résistance. Le premier contact en haut à gauche doit être relié au point E.



Le montage de l'Hyppswatimètre n'offre aucune difficulté.

Si nous désirons multiplier par 10 cette indication (gain 10 décibels) et si W_e est la puissance à l'entrée de la ligne artificielle et W_s celle à la sortie, nous aurons dans le calcul de la ligne

$$k = \sqrt{W_e/W_s} = \sqrt{10}$$

En effet :

$$W_e = \frac{U^2}{Z_2} \quad W_s = \frac{V^2}{Z_1}$$

$$\sqrt{\frac{W_e}{W_s}} = \frac{U}{V} = k$$

Donc pour :

$$+ 10 \text{ db on a } k = \sqrt{10}, \text{ soit } 100 \text{ mW dé-}$$

viation maximum ;

... 20 db on a $k = 10$, soit 1 W déviation maximum ;

+ 30 db on a $k = 10\sqrt{10}$, soit 10 W déviation maximum ;

+ 33 db on a $k = 10\sqrt{10}\sqrt{2}$, soit 20 W déviation maximum.

Et les résistances ont les valeurs portées dans la figure 6. Elles devront avoir des dimensions convenables pour dissiper les puissances qu'elles auront à absorber.

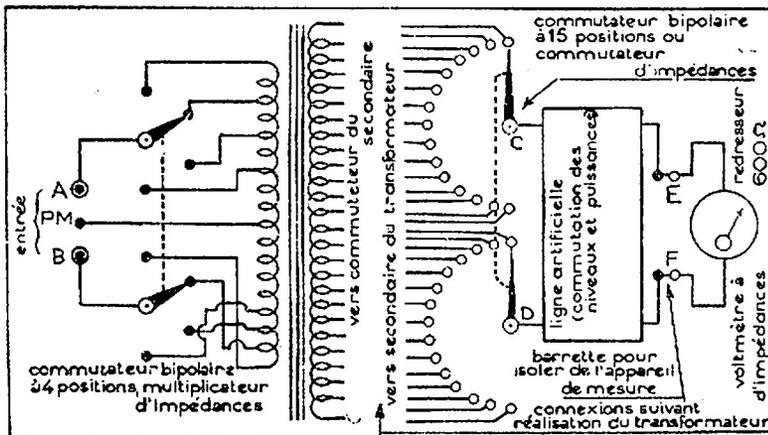


Fig. 7. — Schéma d'ensemble. — Les résistances entre le commutateur d'impédance et le secondaire du transformateur dépendent de la réalisation de ce dernier n'ont pas été figurées. Les positions sont 2; 2,25; 2,5; 2,8; 3,15; 4; 6; 7; 8; 10; 12,5; 15; 17,5 et 20 Ω . Les facteurs de multiplication au primaire sont 1,10, 100 et 1 000. La ligne artificielle de la figure 6 multiplie l'indication de l'appareil de mesure, qui à sa déviation indique 1 watt, par 0,01; 0,1; 1; 10 et 20. On veillera particulièrement à ce que l'appareil de mesure présente bien l'impédance choisie.

L'APPAREIL DE MESURES

N'a pas d'autres particularités que celles déjà citées. La forme des pièces polaires est telle que la graduation est déformée pour permettre une lecture facile (voir photographie). L'échelle en watts est graduée en réalité de 0 à 1 watt, ce qui entraîne les facteurs 0,01; 0,1; 1; 10 et 20 sur le cadran de la ligne artificielle.

L'échelle en décibels comporte le zéro pour 1 milliwatt et, de part et d'autre, de 0 à +10 et de 0 à -10. On ajoutera à ces indications les +10, +20, +30 ou +33 db du cadran de la ligne artificielle. Les lectures et l'impédance doivent être indépendantes de la fréquence entre 30 et 20 000 hertz.

PERFECTIONNEMENTS POSSIBLES

Le choix de Z_2 pourrait se porter sur une impédance plus élevée, ce qui permet au constructeur de l'appareil de mesure de faire un appareil plus précis sans toutefois adopter une valeur rendant difficile la réalisation des autres organes.

Il serait intéressant de pouvoir substituer à l'appareil de mesure en période d'attente un petit haut-parleur à aimant permanent, ce qui permet d'identifier ce qu'on mesure ensuite.

Enfin, lors des mesures de puissance maximum d'étage de sortie, il faut connecter, en parallèle sur la sortie, un oscillographe pour contrôler la distorsion tolérable.

C. M. LAURENT.

AMPLIFICATEUR ET OSCILLATEUR POUR PONT UNIVERSEL

(SUITE DE LA PAGE 4)

Quant au transformateur, c'est un push-pull 10 000 Ω plaque à plaque qu'il faut. Eventuellement, on pourrait l'utiliser en même temps comme transformateur d'attaque du pont, en prenant les précautions énumérées dans la précédente étude. Dans ce cas, on aurait intérêt à produire les deux fréquences par l'oscillateur.

Ensemble du pont universel

On pourra monter les 4 parties (pont, alimentation, amplificateur et oscillateur) sur la platine et un petit châssis monté derrière elle et soutenu par deux équerres.

Rien de particulier à signaler en dehors du fait que la bobine de filtre de l'amplificateur doit être protégée le plus possible du rayonnement magnétique issu du transformateur d'alimentation, d'oscillation, de la bobine de filtrage et du transformateur de couplage, s'il y en a un. A cet effet, il convient de l'éloigner le plus possible de toutes ces pièces et, éventuellement, de la blinder par une boîte en fer doux. De plus, le côté grille de l'amplificateur mérite un blindage statique.

F. HAAS,
Ing. E.E.M.I.

QUERELLES DE LANGAGE

« Coefficient de self-induction » ou « inductance » ? Tels is the question... que pose dans son article notre savant ami Lucien Chrétien. Et, tout en reconnaissant que la première expression est plus correcte lorsqu'il s'agit de désigner cette propriété des bobinages qui, symbolisée par la lettre L, est mesurée en henrys, alors que le second terme doit être réservé à la réactance que la self-induction oppose au courant alternatif ($L\omega$ mesurée en ohms), l'auteur emploie ensuite « inductance » pour parler de L.

Cette légère entorse à la terminologie ne compromet en rien la limpide clarté de son exposé. Elle nous offre, cependant, l'occasion de revenir sur un sujet qui nous est cher : celui de la normalisation des termes techniques. Comment veut-on être clair et précis quand, pour exprimer la même notion, on emploie des termes aussi variés que « self », « self-induction », « self-inductance », « inductance », etc...

Il existe un critère qui doit départager les divers avis : c'est celui de l'homogénéité. Les noms des diverses impédances finissent en « ance ». Qu'il s'agisse de résistance ohmique ou de réactance, il doit en être ainsi. Les réactances se divisent à leur tour en deux classes : les capacités et les inductances. (Notons que le même principe s'applique aux circuits magnétiques dont la résistance porte le nom de réluctance.)

Aussi, dans la mesure où l'on consent à être homogène, on doit désigner par « inductance » la réactance de la self-induction $L\omega$. Quant à L, c'est le « coefficient de self-induction » qui permet de chiffrer l'aptitude qu'un enroulement présente au phénomène de « self-induction ».

D'ailleurs, il n'y a qu'à consulter le meilleur ouvrage didactique de radioélectricité pour constater qu'il en est ainsi. En effet, ouvrons ce gros volume à la page 111 ; nous y lisons : « On appelle coefficient de self-induction d'un circuit le rapport de la variation du flux de force embrassé à la variation du courant dans le circuit ». Et, à la page 181, nous relisons : « La quantité $L\omega$, qui s'exprime en ohms, est appelée la réactance de self-induction ou simplement l'inductance ».

Ajoutons que l'ouvrage auquel nous nous référons est intitulé « Théorie et pratique de la Radioélectricité ». Et son auteur est... Lucien Chrétien lui-même !

La note ci-dessus ayant été communiquée à M. Lucien Chrétien, celui-ci présente comme suit sa...

DEFENSE

« Brigadier vous avez raison... ».

Et n'ai-je pas, moi-même, signalé ma propre incohérence ?

Je tiens, cependant, à souligner les arguments suivants :

1^o J'ai horreur de paraître pédant... « Coefficient de self-induction », répété tout au long d'un article, sent son « magister » d'une lieue.

2^o Vous m'avez demandé d'économiser le papier. J'ai gagné une dizaine de lignes en employant incorrectement (je souligne) inductance.

3^o Je m'abrite derrière d'incontestables autorités, derrière des gens qui, d'habitude, respectent la langue française :

R. Mesny (Radioélectricité Générale).

F. Abadie (Mesures en radioélectricité).

E. Aisberg (J'ai compris la T.S.F... pour plus de précision, voir page 72).

Qu'en pensez-vous ?

L. C.

« Ce que j'en pense ? Eh bien, que nous avons tous à faire notre mea culpa. Et que, pour être un péché de jeunesse (écrit un 1925), « J'ai compris la T.S.F. » n'en est pas moins coupable d'avoir employé des termes impropres. »

E. A.

LA CONSTRUCTION DES BAIES STANDARD

GENERALITES

On appelle baie (ou rack, pour parler en bon anglais) un cadre métallique destiné à recevoir des appareils (amplificateurs, appareils de mesure, etc...). Les avantages d'une telle disposition sont nombreux :

- Facilité de dépannage et d'entretien.
- Propreté et simplification du câblage.
- Diminution d'encombrement de l'ensemble.

Les baies sont utilisées depuis de nombreuses années par l'administration des P.T.T. et par les laboratoires; cela non seulement en France, mais dans tous les pays du monde. Leur emploi s'est tellement généralisé que les U.S.A. en ont standardisé les dimensions principales. Ainsi il est possible d'adapter sur une même baie des appareils de provenances diverses.

Nous avons pensé que l'industrie française de la radio aurait tout intérêt de présenter ses appareils de mesure sur des baies, ou tout au moins pouvant s'y adapter à la demande du client.

Un dépanneur pourrait ainsi grouper, sur la même baie, tous les appareils qui lui sont nécessaires (générateur H. F., oscillographe, pont de mesure, ampèremètre, voltmètre, ohmmètre, etc...). La baie placée devant le dépanneur, sur son établi, ou à côté de lui, sur un plancher surélevé, permet de gagner beaucoup de place, tout en donnant à l'atelier un aspect plus net et plus moderne.

Les amateurs émetteurs pourraient également tirer profit de nos conseils. En effet, leurs émetteurs sont toujours en état de perfectionnement. Il est plus facile d'enlever un seul panneau de la baie, correspondant à l'élément à modifier, que de démonter tout l'émetteur.

Les baies sont un peu l'équivalent du « Moco » à l'usage du radioélectricien.

Pour les lecteurs que la question intéresse, nous allons donner les dimensions standardisées des baies et la manière de les construire.

CONSTRUCTION

Une baie comprend essentiellement (fig. A, B et D) :

a) Deux montants en fer U de 35x75 mm ;
b) Deux cornières à ailes égales de 90x140 mm, longueur 520 mm, épaisseur 10 mm, percées de 6 trous de 10 mm formant la base de la baie qui repose sur le sol ;

c) Deux bandes de fer plat de 50 mm de large, épaisseur 5 mm, longueur 520 mm. Ces bandes servent d'entretoises supérieures.

Si la largeur de la baie est fixée à 520 mm, sa hauteur peut être variable, suivant le nombre d'appareils à fixer. Cependant, la hauteur la plus employée est de 1 500 mm. Il ne faut pas dépasser cette dimension, à moins que l'utilisateur ne soit un géant.

Pour une baie de 1 500 mm de hauteur, le poids de matières premières nécessaires est de 46 kg.

Il ne reste plus qu'à tracer les montants. Repérer le montant droit et le montant gauche, les marquer et faire attention de ne pas les mélanger. Percer à 8 mm du bord intérieur du montant des trous de 5 mm, les tarauder au pas de 90. Leur espacement est indiqué par la figure C. Ces trous servent à fixer, au moyen de boulons et de rondelles, les panneaux avant des appareils.

Le standard impose la hauteur de ces panneaux en unités spéciales : 1 unité = 45 mm. C'est dire que les appareils de mesure, prévus pour être montés sur baie, de quelque pays d'origine qu'ils soient, possèdent des panneaux avant multiples de 45 mm. Ils sont découpés comme l'indiquent les figures : F = 1 unité, G = 2 unités, H = 3 unités. L'est prévu 1 mm d'écart entre deux panneaux pour faciliter le montage et le démontage des appareils. Aussi les panneaux font-ils 1 mm de moins que prévu. Par exemple, un panneau de 4 unités mesure : $4 \times 45 = 178 - 1 = 177$ mm. La longueur des panneaux est fixée à 483 mm (fig. I).

Les cornières de base, les montants et les entretoises peuvent être soudés à l'auto-gène pour plus de rigidité.

Si la baie doit être souvent déplacée, il est possible de la monter sur roulettes. Pour cela, visser deux fers en U de 600 mm de longueur sous les cornières de base, la plus grande partie vers l'arrière, pour assurer la stabilité.

La figure J montre l'aspect de la baie une fois terminée.

A.-L. JACQUET,

Ingénieur de Radio-Electrical-Messure.

BIBLIOGRAPHIE

CENT PANNES, par W. Sorokine.

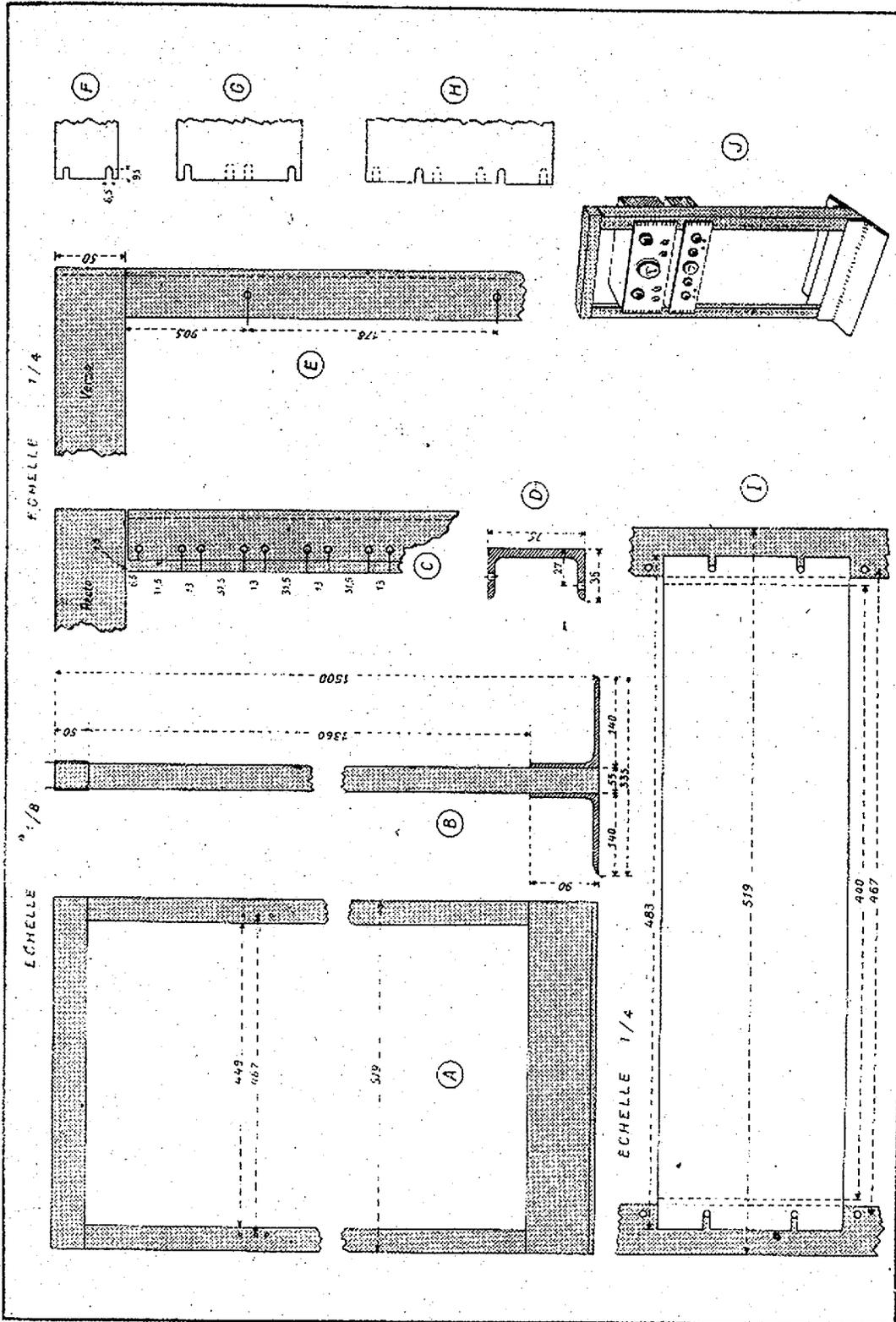
Voilà un titre qui, s'il sonne bien, n'en est pas moins mensonger... En effet, ce petit volume, dont la première édition ne comprenait que 100 pannes, s'est maintenant enrichi de bien d'autres, en sorte que c'est 181 cas de diagnostic qui y sont étudiés en détail.

En dépit de cette hausse de 81 0/0, le titre a été maintenu tant il est devenu populaire dans les milieux des dépanneurs. Car le livre de Sorokine, s'il est parfaitement accessible au réparateur débutant, s'adresse surtout aux dépanneurs de métier. Passant assez vite sur les pannes simples, il s'appesantit surtout sur les cas plus ou moins compliqués. Mais, — et ceci est remarquable, — toutes les pannes décrites sont tirées de la longue expérience personnelle de l'auteur.

Loin de constituer un cours théorique, c'est la synthèse des années de pratique qu'y trouve le lecteur. Les pannes sont classées avec méthode. Pour chacune d'elles, les symptômes présentés sont exposés avec clarté. Puis, sont décrites les vérifications et mesures conduisant vers le diagnostic. Enfin, les moyens de réparation et d'amélioration.

Si rien ne peut remplacer totalement l'expérience personnelle, du moins le lecteur bénéficiera dans la plus large mesure de celle de l'auteur. Dans des cas difficiles, il s'y reportera avec reconnaissance.

(Un volume, 135x180, 144 pages, 121 schémas. Prix : 15 fr. France ; 35 fr.)



PLANS A L'ECHELLE DES BAIES STANDARD (NORMALISATION U.S.A.)

A, vue de face. - B, vue de profil. - C, espacement des trous au recto. - D, profil des fers U formant les montants. - E, espacement des trous au verso.
 F, G, H, Panneaux de face des appareils à 1, 2 et 3 unités. - I, Fixation d'un panneau sur la baie. - J, vue d'une baie équipée de deux appareils.

◆ Bases polaire et spirale ◆

En plus du système à coordonnées rectangulaires, il en existe d'autres pour former l'image sur un tube cathodique, notamment celui à coordonnées polaires et ses dérivées. Comme leur emploi est très intéressant dans nombre de cas, nous allons l'examiner brièvement.

Comparaison des systèmes

Dans la base de temps ordinaire, on crée une tension sinusoïdale ou en dents de scie, qui, appliquée aux plaques de déviation horizontale, produit un trait droit dont la longueur est limitée par les bords de l'écran. En raison de la courbure (car malheureusement, les tubes cathodiques ne sont pas carrés...), on est même amené à diminuer encore cette ligne, si l'on veut pouvoir examiner l'image d'un bout à l'autre. Sur un tube de 70 mm d'écran (DG7/1 ou 906), on arrive ainsi tout au plus à un trait de 60 mm de longueur.

Supposons maintenant que la ligne de base de l'oscillogramme ne soit plus une droite, mais un cercle. En admettant que son rayon ρ soit de 25 mm, la longueur de la circonférence sera de $2\pi\rho = 177$ mm, soit trois fois plus que précédemment. Son intérêt est évident. Mais, en l'absence de tubes spécialement créés pour cet usage, il faut réaliser un petit montage pour créer cette circonférence.

Réalisation d'une base polaire

Si les quatre plaques de déviation du tube sont accessibles (cas de la technique transcontinentale), on peut réaliser le schéma de la figure 1. Une tension sinusoïdale est appliquée à la chaîne formée par un condensateur C de capacitance égale à la résistance R, soit $R = 1/2\pi fC$.

Il se produit ainsi un déphasage qui, appliqué aux plaques de la manière indiquée, produit un cercle sur le tube. En appliquant entre les plaques réunies et la deuxième anode une tension de fréquence F supérieure à f, on voit se former des sinusoïdes (pures ou non, selon la nature de F) sur la base circulaire (fig. 2). En comptant le nombre de dents de cet « engrenage », on détermine le rapport entre f et F. Ainsi, dans notre exemple, il y a 8 dents. Si f = 50 Hz, on aura F = 400 Hz. En partant du secteur, il est ainsi facile d'établir des fréquences jusqu'à impossibilité de comptage ; 20 dents, donc 1.000 Hz, sont encore bien lisibles.

Si le rapport n'est pas un nombre entier, les figures sont composées de plusieurs traits. Avec 2 traits, on obtiendra l'image d'un collier, dont il suffira de compter le nombre de boucles et le diviser par deux pour obtenir le rapport F/f.

Si le tube est de la série américaine, deux plaques de déviation sont reliées à l'anode deux, et le montage précédent n'est plus possible. Dans ce cas, on peut réaliser le circuit de la figure 3. Ici, le déphasage est obtenu par 2 résistances R et 2 condensateurs C, déterminés toujours selon l'égalité $R = 1/2\pi fC$. L'attaque est faite au moyen d'un transformateur à prise médiane, f étant appliquée entre cette prise et la masse. Le résultat obtenu est le même. Dans les deux cas, il faut évidemment éviter que f soit superposée à une tension continue, ce qui bousculerait les tensions d'alimentation du tube. Si la

source est symétrique par rapport à la masse, le transformateur peut être évitée (à condition que l'amplitude soit suffisante). Dans ce cas, on créera un point milieu au moyen de deux résistances égales montées en série et branchées entre les deux bornes d'entrées de f.

En principe, il n'y a pas intérêt à prévoir un dispositif de centrage; cependant, si la figure est trop déportée vers un bord, on peut appliquer le système habituel de cadrage. Toutefois, il importe dans ce cas de prendre les valeurs de C' et R' beaucoup plus fortes que C et R.

Modulation par le Wehnelt

On peut encore envoyer la seconde fréquence sur le Wehnelt, dont on réglera convenablement la tension. Il faut qu'il soit plus négatif par rapport à la cathode qu'auparavant. Dans ces conditions, seules les pointes des alternances positives débloquent le tube et rendent le spot visible. Le nombre de points visibles (pratiquement, ce seront des traits) est alors égal au rapport F/f.

Cette méthode est très commode pour la comparaison entre deux fréquences très proches. On verra alors un seul spot. S'il est fixe, F et f sont rigoureusement égales. Une rotation dans un sens (à déterminer) signifie une avance de l'une sur l'autre, dans l'autre sens un retard. Si le spot met une seconde pour effectuer un tour complet, la précision de F par rapport à f (ou inversement) est de 1 période par seconde. Comme les révolutions lentes sont plus faciles à apprécier, on voit que cette méthode est excellente pour mesurer la dérive d'oscillateurs de précision. L'écart absolu étant le même pour toutes les valeurs de la fréquence, on peut obtenir avec ce système une précision considérable d'étalonnage en HF, et c'est ce qui rend l'appareil apte à la comparaison de quartz de haute précision.

Supposons que f soit presque égale F = 1.000 kHz, et qu'un tour complet du spot se soit accompli en 10 secondes; l'écart absolu sera de 1/10 période par seconde, ce qui fait un écart relatif de 1/10.000.000. Ce n'est vraiment pas mal. Si l'évolution du spot est plus rapide que 1/4 à 1/5 sec, il devient malheureusement impossible de compter les rotations.

Base spirale

Reprenons le circuit des figures 1 ou 3. Le spot décrit une circonférence dont la loi est $x' = r' \cos \alpha$ (avec $x = \rho \cos \alpha$ et $y = \rho \sin \alpha$, ρ étant une constante).

Si nous rendons le rayon variable entre 0 et ρ , une spirale va se dessiner sur l'écran, dont la longueur sera de beaucoup supérieure à celle du cercle. Ce résultat est obtenu en ramplant en f la tension sinusoïdale par une autre en dents de scie, car de cette façon, ρ augmentera linéairement de 0 à son maximum, pour retomber ensuite immédiatement à zéro.

Par un réglage approprié, on peut obtenir une figure stationnaire, qui facilitera l'observation. La base spirale permet donc de comparer un certain nombre de périodes d'un même phénomène; cependant, comme seules les aires moyennes sont faciles à compter, elle n'est pas indiquée pour l'étalonnage des fréquences.

H. DANCOURT.

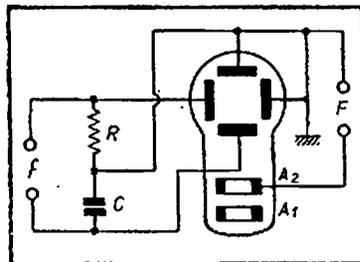


Fig. 1. — Balayage en cercle.

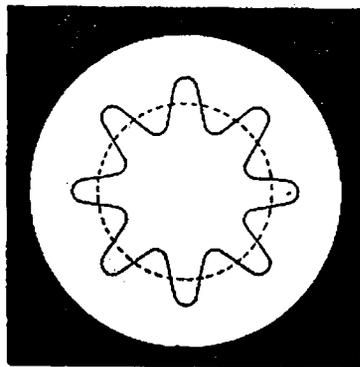


Fig. 2. — Aspect d'une tension sinusoïdale avec balayage en cercle.

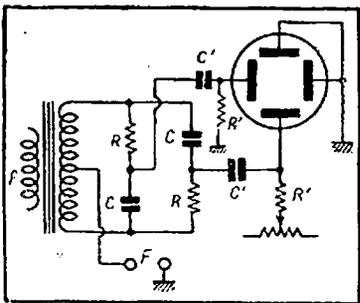


Fig. 3. — Méthode de déphasage pour tubes cathodiques américains.

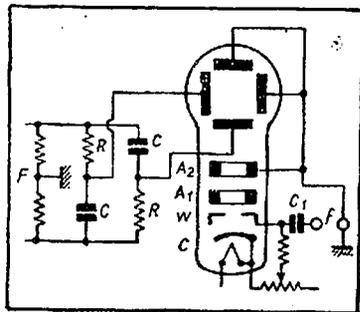


Fig. 4. — Modulation par le Wehnelt.

L'étude théorique de cet appareil a paru dans le Cahier N° 1 et a suscité un vif intérêt parmi nos lecteurs. Pour répondre à de nombreuses demandes, nous publions ci-dessous la réalisation pratique de ce générateur qui, en dépit de sa simplicité, offre un ensemble de qualités peu banal.

GÉNÉRATEUR B.F. A POINTS FIXES SANS BOBINAGES

Examinons le schéma (fig. 1) et disons-le : nous trouvons successivement l'étage déphaseur, l'étage oscillateur, l'étage de sortie et l'alimentation.

Etage oscillateur proprement dit

Nous avons adopté, après divers essais, une penthode. Sa résistance interne élevée amortit très peu le circuit de contre-réaction. Avec cette lampe, nous avons réalisé un amplificateur sélectif à résonance très pointue ; ce qui, en oscillateur, assure une faible taux de distorsion (pourcentage d'harmoniques). Nous avons accordé la préférence à une 6J7. Cependant, toute penthode à pente fixe peut convenir. Des résultats excellents peuvent être également obtenus avec une triode à grande résistance interne, comme la 6F6.

Examinons les divers circuits de cet étage. Entre la plaque et la grille nous trouvons le circuit de contre-réaction sélective : circuit à double T dont nous avons entretenu nos lecteurs précédemment. Ce circuit détermine la fréquence de l'oscillateur ; en faisant varier simultanément les résistances R_1 , R_2 , nous obtenons les « points fixes » et, en faisant varier simultanément les condensateurs, nous obtenons les « gammes ».

Dans le circuit-plaque, nous retrouvons une résistance de charge de 0,3 mégohm. L'écran est alimenté par un potentiomètre fixe de 60.000 ohms-30.000 ohms, découplé par un condensateur de 0,1 μ F. La cathode est polarisée par une résistance de 1.500 ohms découplée, par un condensateur de 50 μ F. Le circuit de grille comporte une résistance de 0,3 mégohm.

Etage déphaseur

Dans le précédent article, nous avons exposé de quelle façon nous introduisons la réaction : nos essais nous avaient conduit à adopter le déphasage par lampe.

Afin de faire osciller la 6J7, il faut introduire à l'entrée de l'étage une partie de l'énergie recueillie à la sortie, en la réinjectant en opposition de phase dans le circuit de grille. Tel est le but de l'étage précédant la 6J7 et qui est doté d'une 6C5.

Le circuit de grille de cette 6C5 est constitué par un potentiomètre de 0,1 mégohm relié à la résistance R_1 de 10.000 ohms environ. Cette dernière est commutée en même temps que les « fré-

quences ». On a ainsi pour chaque gamme une réaction à peu près constante pour les douze positions. Le potentiomètre sert à faire accrocher l'ensemble.

La cathode comporte une résistance de 2.000 ohms non découplée. La résistance anodique de la 6C5 est de 30.000 ohms. La plaque est reliée au circuit de grille de la 6J7 par un condensateur de 0,1 μ F et une résistance de 0,3 mégohm.

Cette résistance semblera peut-être à certains de nos lecteurs inutile ou nuisible. Elle est absolument nécessaire, car en parallèle sur le circuit de grille de la 6J7, nous avons le circuit anodique de 6C5 d'une part, le circuit de grille de la 6J7 et le circuit de contre-réaction d'autre part. Or, le circuit anodique de la 6C5 a une impédance faible et shunte d'une façon notable le circuit de contre-réaction l'amortissant considérablement, ce qui introduit une grosse distorsion. Le fait d'intercaler cette résistance en série avec la liaison, rend le circuit de contre-réaction indépendant. Nous aurions pu charger la 6C5

par une grande résistance. Cet étage n'étant pas destiné à amplifier, mais à déphaser, nous nous sommes contentés de cette solution.

Etage de sortie

Dans le circuit de plaque de la lampe 6J7, nous trouvons évidemment, quand celle-ci oscille, des F.E.M. sinusoïdales. Pour les utiliser, nous pouvons nous servir d'un transformateur qui adaptera l'impédance du générateur aux impédances d'utilisation. Nous aurions introduit alors un « bobinage » et, d'autre part, cet accessoire serait coûteux.

Par raison d'économie et pour nous maintenir dans la ligne « sans bobinage », nous avons adopté une sortie par lampe à charge cathodique. Le tube employé est une 6C5. Dans la cathode, nous trouvons, en série, une résistance de 200 ohms, une de 300 et une de 500. Ce qui permet, à l'aide d'un commutateur, à travers un condensateur au papier de

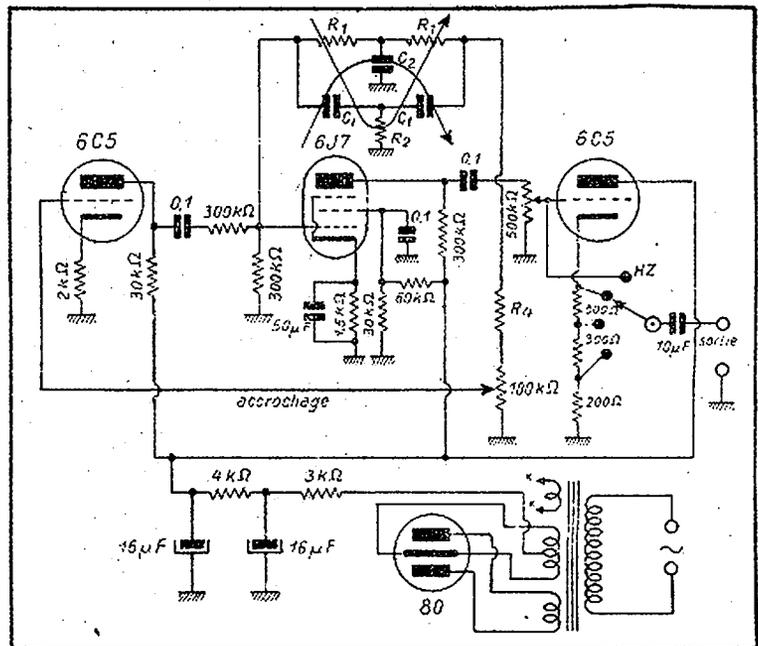


Fig. 1. - Schéma complet du générateur B.F. à points fixes.

forte capacité (de 10 μF au moins), de réaliser les impédances de sortie : 200, 500 et 1.000 ohms.

La plaque de 6C5 est reliée directement à la haute tension. Le circuit de grille permet, à l'aide d'un potentiomètre de 0,5 mégohm relié à la 6J7 précédente, de doser l'amplitude de sortie. Une position supplémentaire du commutateur d'impédance (que nous avons appelée HZ, haute impédance) nous permet de supprimer la lampe à charge cathodique et d'employer un transformateur extérieur.

Alimentation

Etant données les difficultés d'approvisionnement, nous avons utilisé un transformateur d'alimentation standard et une valve 80. Le filtrage est réalisé

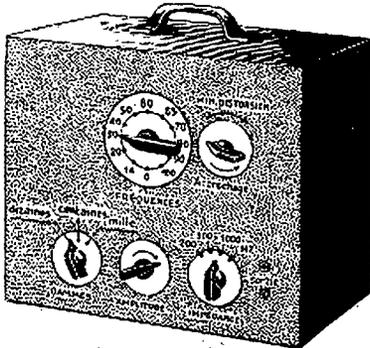


Fig. 2. — Aspect extérieur de l'appareil.

par une résistance d'entrée de 3.000 ohms et une cellule en π : résistance de 4.000 ohms et condensateurs de 16 μF , 500 volts.

Présentation

Examinons la face avant de l'appareil :

Nous avons d'abord le cadran central donnant les fréquences. Il commande un commutateur à galettes à 12 positions (nous n'avons utilisé que 11). A droite : le potentiomètre d'accrochage. Pour obtenir le plus faible taux de distorsion, il faut se maintenir le plus près possible de la limite d'accrochage.

En bas et à gauche : le commutateur de « gammes » à trois positions donnant les dizaines, centaines et milles par la permutation des condensateurs du circuit à double T. Le potentiomètre central en bas commande le niveau de sortie (l'amplitude) : il est inséré dans le circuit de grille de la lampe de sortie. Le commutateur à droite en bas comporte quatre positions correspondant aux impédances : 200, 500, 1.000 et haute impédance ; celle-ci supprime la lampe à charge cathodique. Les deux bornes de sortie sont à droite du panneau avant.

Le générateur B.F. dont on vient de lire la description est avantageusement complété par l'émetteur de tensions étalonnées décrit page 18 du présent cahier et qui constitue un excellent atténuateur calibré.

Caractéristiques électriques

L'appareil délivre 33 fréquences fixes, soit 3 gammes comportant chacune onze points fixes. Ces fréquences sont : 14, 19, 32, 37, 50, 60, 67, 74, 83, 90, 100, 140, 190, 315, 375, 500, 590, 675, 750, 800, 900 et 1.000, 1.300, 1.800, 3.000, 3.600, 4.800, 5.700, 6.500, 7.250, 7.800, 8.600, 10.000 périodes par seconde.

TABLEAU DES RESISTANCES ET CAPACITES DU CIRCUIT A DOUBLE T

La fréquence théorique est $F = \frac{1}{2} C_1 R_1$

Fréquences mesurées			Résist. R_1
Gamme 1	Gamme 2	Gamme 3	
14	140	1.300	517.000
19	190	1.800	376.000
32	315	3.000	225.000
37	375	3.600	188.000
50	500	4.800	137.000
60	690	5.700	117.000
67	675	6.500	102.000
74	750	7.250	90.000
82	800	7.800	81.000
90	900	8.600	74.000
100	1.000	10.000	62.000
C_1	C_1	C_2	$R_2 = \frac{R_1}{2}$
20.000	2.000	200 μF	
C_2	C_2	C_2	
40.000	4.000	400 μF	

Le taux d'harmoniques est très faible. Il est fonction évidemment de la position du potentiomètre d'accrochage. A la meilleure stabilité, le taux d'harmoniques est inférieur à 1 0/0. Par suite de l'emploi de la lampe à charge cathodique, le circuit de sortie est dissymétrique ; c'est dire qu'il comporte un pôle à la masse. On peut toujours, si besoin est, supprimer cette lampe (en passant sur la position HZ) et utiliser un transformateur ou, simplement, en utilisant les impédances convenables et un transformateur à écran redevenir symétrique.

Niveau de sortie :

Sur 200 ohms, 0,3 volt, 0,5 0/0 distors.
Sur 500 ohms, 0,9 volt, 0,5 0/0 distors.
Sur 1.000 ohms, 2 volts, 0,5 0/0 distors.

Il est évident qu'on peut obtenir des tensions un peu plus élevées, par exemple 2 volts, voire 3 volts, sur 500 ohms ; alors le taux de distorsion peut atteindre de 2 à 5 0/0. On peut ainsi alimenter un émetteur de tensions étalonnées, appareil que nous décrivons dans un autre article.

Ce générateur est un oscillateur à faible puissance de sortie ; on aurait pu adjoindre un étage de puissance. Nous espérons, toutefois, que sous sa forme actuelle, il rendra de grand services pour l'essai des amplificateurs ou de la partie B.F. des postes récepteurs.

Olivier LEBCEUF,
Ingénieur Radio.

BIBLIOGRAPHIE

Les Applications modernes de l'Électricité, par Maurice LORACH. Un vol. de 178 pages (155 x 235), 464 fig. Éditeur : L.E.P.S., 21, rue des Jeûneurs, Paris. Prix : 200 francs.

Voilà un livre difficile à classer dans une catégorie déterminée. Complet et précis comme une encyclopédie, passionnant comme un bon roman policier, il tient du formulaire par sa documentation serrée et du livre de cours par la clarté de l'exposé. En fait, c'est un peu de tout cela. A l'origine, il y a la cours que l'auteur professe à l'École Centrale de T.S.F., dont l'excellent directeur, M. E. Focret, a présencé l'ouvrage.

Cependant, loin de se borner à la tâche didactique, le livre offre aux techniciens une documentation sur la plupart des applications de l'électricité, la radio et la télévision étant exceptées. La signalisation ferroviaire, la thermo- et piézoélectricité, l'éclairage, la soudure électrique, la galvanoplastie, l'électricité médicale, la photoélectricité, le cinéma sonore, tels sont des grands chapitres de cet ouvrage dont l'intelligence est facilitée par une abondante iconographie.

C'est un livre qui tout technicien, quelle qu'en soit la spécialité, se doit d'avoir lu.

Mesure pratique des Résistances, Capacités et Inductances, par A. FLANBES-PEY et J. GÉLY. Un vol. de 236 pages (155 x 235), 181 fig. et 8 dépliants. Édité par les Auteurs, 5, rue d'Envedel, Béliers. Prix : 690 francs.

Les « Manuels de Service » écrits et édités par les deux auteurs bénéficient d'une réputation justement méritée dans les milieux de la radio. Le dernier-né de la série porte le numéro 10. Et ses parents devraient, à défaut du prix Cognac, obtenir la médaille des fidèles serviteurs de la radio.

En effet, plus que ceux qui le précèdent, le dernier Manuel se distingue par sa conception pratique qui en fait un guide sûr des travaux et réalisations de laboratoire. Les trois grands fondamentaux R, C et L représentent, abstraction faite des lampes, tous les éléments des montages radiotechniques. Leur connaissance exacte est à la base de toute étude sérieuse.

Grâce à l'excellent ouvrage de Flanès-Pey et de Gély, la théorie des mesures de R, C et L devient accessible à des larges classes de techniciens. De plus, une bonne dizaine de « réalisations » (ponts pour continu, B.F. et H.F., ohmmètres, dynatrons, Q-mètre, comparateur, etc...) décrites avec ce soin méticuleux qui caractérise nos deux auteurs, seront aisément reproduites par tous ceux qui veulent équiper leur laboratoire sans déboursier des sommes astronomiques.

Théorie et Pratique des Amplificateurs, par J. QUINET. Un vol. de 296 p. (165 x 250), 228 fig. Éditions Dunod. Prix : 363 francs.

Nous avons déjà eu l'occasion de dire dans un numéro de « Toute la Radio » tout le bien que nous pensions de la première édition de cet ouvrage paru sous le titre « Théorie et pratique des circuits fondamentaux de la T.F. ». Avec un sens didactique très poussé, l'auteur y exposait la théorie des imaginaires et ses applications au courant alternatif, puis, fort des notions et méthodes ainsi établies, les employait à une analyse serrée de tous les circuits de radio.

La nouvelle édition conserve toutes les qualités de la première. Mais on y trouve en plus des développements très réussis relatifs aux haut-parleurs et aux filtres de bande et, surtout, une étude très complète des amplificateurs à résistances.

UNE BRILLANTE REPRISE

Au cours de notre visite à la Foire de Paris, nous avons noté la reprise d'activité des Ets Gody d'Amboise, qui avaient dû stopper toutes fabrications sous l'occupation.

Une des plus anciennes spécialisées dans la radio, cette firme semble rester fidèle à sa devise, « toujours en tête », par une présentation de nouveaux modèles, d'une grande sobriété de ligne, très luxueux et de bon goût qui trouvent leur place dans tous les intérieurs.

Q-MÈTRE ADAPTATEUR

POUR MESURER LA QUALITÉ DES BOBINAGES

Mesure des bobinages.

Depuis que l'on fait des bobinages H.F., on se préoccupe d'en déterminer et améliorer la qualité. Or, ce qui caractérise la « qualité » d'un bobinage, c'est son facteur de surtension, dont la dénomination anglo-saxonne Q est entrée dans notre vocabulaire technique. Q est le rapport de l'impédance $L\omega = 2\pi fL$ à la résistance R en H.F., soit :

$$Q = L\omega/R.$$

Pour mesurer ce facteur de surtension, il existe différentes méthodes; cependant, la méthode la plus simple (et aussi la plus industrielle) est celle du Q -mètre, qui mesure directement $L\omega/R$, sans calculs.

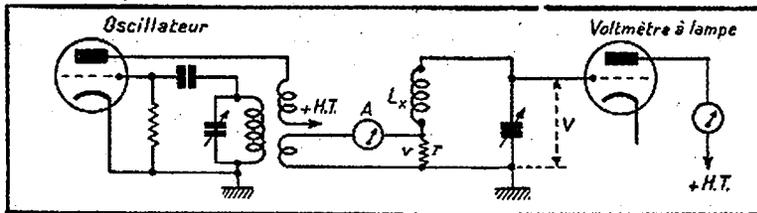


Fig. 1. — Schéma simplifié du Q -mètre fabriqué par « Boonton ». L'ampèremètre est à thermocouple.

Principe du Q -mètre.

Cet appareil a été réalisé pour la première fois par Boonton aux Etats-Unis. Son principe est illustré par la figure 1. Dans le circuit oscillant dont le bobinage est la self-induction inconnue L_x , on a intercalé une très faible résistance r (environ $5/100 \Omega$), et la source H.F. crée une différence de potentiel v aux bornes de cette résistance. Grâce au facteur de surtension, on retrouve aux bornes du C.O. cette tension v , multipliée par Q , soit $Qv = V$. Ce phénomène justifie d'ailleurs le nom de magnification factor, utilisé par les Anglo-Saxons pour facteur de surtension.

Et, puisqu'on a $Qv = V$, on a également $Q = V/v$. Il suffit donc de faire le rapport entre les tensions fournies et recueillies pour avoir Q . Or, tandis que V est importante et facile à mesurer, v est petite, et, pour la mesurer, il faudrait un millivoltmètre H.F. On préfère intercaler en série avec r et la source un ampèremètre H.F. mesurant le courant I envoyé dans r . Connaissant r et I , on en déduit $v = rI$.

Etant donné sa faible valeur, r ne diminue pratiquement pas le facteur de surtension du bobinage; par contre, il importe que r soit pratiquement exempt de capacité et — surtout — de self-induction; sinon, la mesure serait fautive. Cette condition n'est d'ailleurs pas facile à satisfaire aux fréquences très élevées.

Q -mètre adaptateur.

Tenant compte du fait qu'un technicien, même modestement outillé, dispose quand même d'un générateur H.F. ou, tout simplement, d'une hétérodyne étalonnée, nous avons cru bon d'étudier un Q -mètre adaptateur, c'est-à-dire utilisant un générateur existant pour faire la mesure. Le schéma devient alors celui de la figure 2; la sortie H.F. du générateur est fêlée aux bornes à gauche, qui alimentent

Utilisé avec une hétérodyne, ce petit appareil permet de mesurer le facteur de surtension des bobinages.

d'amener l'aiguille sur ce trait, pour faire une mesure. Dans ces conditions, $v = rI = 0,01$ V. Comme Q sera généralement compris entre 80 et 250, nous aurons $0,8 < V < 2,5$ V. Le voltmètre à lampes sera donc établi pour 2,5 ou 3 V, et pourra être directement étalonné en Q , en partant de l'équation $Q = V/v = V/0,01 = 100 V$.

Détermination de r .

Nous avons, au point de vue pratique, tout intérêt à avoir r de valeur pas trop faible; sinon, en effet, il faudra que la source puisse débiter des ampères H.F. pour obtenir une tension à l'entrée du circuit. Ainsi, pour obtenir 0,1 V sur une résistance de $0,01 \Omega$, il faut 10 A H.F., et ni votre générateur ni votre hétérodyne ne les fourniront. D'un autre côté, nous sommes limités dans l'augmentation de r par la précision exigée pour la mesure. Ainsi, en O.C., un bobinage d'accord moyen est de $1,2 \mu H$. A la fréquence de 10 MHz ($\omega = 2\pi \cdot 10^7$), et avec un coefficient de surtension de 100, la résistance H.F. est de

$$R = \frac{1,2 \cdot 2\pi \cdot 10^7}{10^2 \cdot 10^2} = 0,75 \Omega.$$

la résistance r à travers un milliampèremètre H.F. à thermocouple. L_x est branché entre le point « chaud » de r et le stator du C.V. qui sert à l'étalonnage.

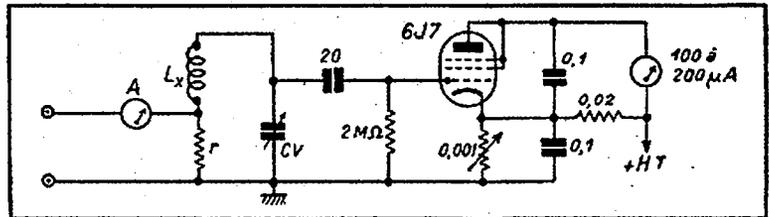


Fig. 2. — Voici à quoi se réduit le schéma d'un Q -mètre si on l'utilise avec un générateur H.F. existant.

Le voltmètre à lampes est constitué par une 6J7 montée en triode, avec un microampèremètre de 100 à 200 μA dans la plaque. La grille est couplée par une faible capacité (20 pF) et une résistance de 2 M Ω . La cathode est polarisée fixe par diviseur de tension, le potentiomètre servant de réglage de zéro. Ne pas omettre les condensateurs de découplage plaque-cathode et cathode-masse, de 0,1 μF .

Nous prendrons $r = 0,1 \Omega$, ce qui est suffisamment faible pour les ondes longues et moyennes. I sera de 0,1 A et devra être bien lisible sur l'instrument à thermocouple, qui comportera un trait de repère à cet endroit. Il y aura toujours lieu

Si nous demandons une précision de 5 0/0, r sera égale ou inférieure à

$$\frac{5 \times 0,75}{100} = 0,03 \Omega.$$

En P.O., nous avons déjà plus de marge. $L = 170 \mu H$, $f = 1$ MHz ($\omega = 2\pi \cdot 10^6$), et $Q = 150$ donnent

$$R = \frac{170 \times 2\pi \cdot 10^6}{10^2 \times 150} = 7,1 \Omega.$$

Ce qui nous impose (toujours pour une précision de lecture de 5 0/0)

$$r = \frac{5 \times 7,1}{100} = 0,35 \Omega.$$

Pour avoir 0,1 V aux bornes de r , il faut 3,3 A dans le premier cas et 0,3 A dans le second. La mesure de Q aux O.C. est donc une difficulté dans le problème de l'adaptateur. Dans le cas d'une attaque insuffisante de la résistance r , il est encore possible d'intercaler un transformateur adaptateur d'impédance, voire un étage amplificateur.

Comparateur de bobinages.

Il est évidemment possible de simplifier le Q -mètre en limitant ses fonctions à celles d'un comparateur de bobinages, ce qui permet de se passer de l'ampèremètre H.F. De plus, comme dans ce cas l'appareil sert uniquement à la comparaison entre plusieurs types de bobinages, il est possible d'augmenter r , ce qui simplifie grandement le problème de l'attaque à partir d'un générateur.

Pour la réalisation de r , il faut choisir le fil résistant le plus fin compatible avec le courant qui le traverse, et cela pour plusieurs raisons :

1.) La longueur du fil sera réduite au minimum, donc également la self-induction parasite, dangereuse pour la précision des mesures.

2.) L'effet de peau (skin effect) sera réduit, et la valeur de r pratiquement indépendante de la fréquence.

Étalonnage d'un Q -mètre.

En principe, l'étalonnage peut être fait par le calcul, comme il a été indiqué plus haut ; cependant, dans ce domaine, en particulier, un petit casal est indispensable pour vérifier la théorie qui ne tient pas compte des nombreux impondérables et l'essai le plus dur est celui en O.C.

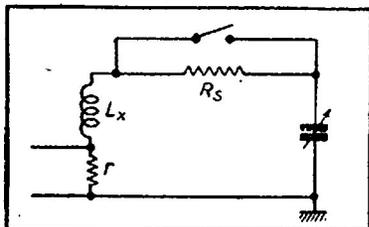


Fig. 3. — Procédé d'adjonction de résistance en série.

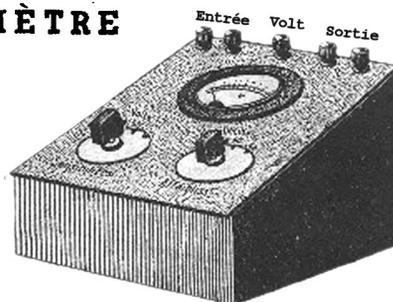
Supposons donc que, par la méthode indiquée, nous ayons trouvé un Q de 120 pour un bobinage O.C. La fréquence était de 10 MHz, et la self-induction mesurée ultérieurement a été trouvée égale à 1,5 μ H. On trouve donc

$$R = \frac{2\pi fL}{Q} = \frac{2\pi \times 10^7 \times 1,5}{120 \times 10^3} = 0,63 \Omega.$$

En ajoutant en série dans le circuit oscillant (fig. 3) une résistance R_s non inductive de 0,63 Ω , le Q doit tomber à la moitié, soit $Q = 60$. A condition que R_s soit correcte, cette méthode est précise.

F. HAAS,
Ingénieur E.E.M.I.

MILLIVOLTMÈTRE émetteur de tensions étalonnées



But

Le but de cet appareil est de fournir des tensions alternatives étalonnées. Il permet la mesure des petites tensions alternatives par la méthode de substitution ; il permet également la mesure du gain des amplificateurs.

Principe

Le principe de l'appareil est extrêmement simple. Le millivoltmètre consiste en un atténuateur à impédance constante précédé d'un voltmètre alternatif. On applique à l'entrée une tension donnée (celle provenant de notre générateur à points fixes, par exemple). A l'aide d'un commutateur, on peut affaiblir cette tension dans un rapport donné : 1, 1/10, 1/100, 1/1000.

Le voltmètre permettant de lire la tension à l'entrée, on détermine ainsi la valeur des tensions de sortie alors même que, trop faibles, elles échappent à la mesure directe.

Caractéristiques

L'impédance d'entrée est de 500 ohms. On peut connecter le millivoltmètre à notre générateur B.F. à points fixes sur l'impédance de sortie 500 ohms.

L'impédance de sortie est également de 500 ohms.

Le voltmètre est un appareil Brion-Leroux 0 à 3 volts alternatif. C'est un voltmètre à redresseur sec, couvrant la gamme de fréquence 50 à 10.000 p/s.

Pour la sensibilité 30 V, la résistance série est 9 R où R est la résistance interne de l'instrument.

Si nous examinons le schéma, nous voyons la simplicité de l'atténuateur. Il est du type en T ; il donne trois affaiblissements : 20 décibels, 40 décibels, 60 décibels, qui divisent le niveau d'entrée par 10, 100 et 1000.

Présentation

Nous avons réalisé une petite boîte métallique, vernie noire, craquelée, en pupitre, cette disposition assure une lecture plus aisée. Cinq bornes surmontent l'appareil : les deux à gauche consti-

tuent « l'entrée » ; les deux bornes de droite sont des bornes de « sortie » ou niveau affaibli. La borne centrale permet de se servir du voltmètre seul.

Le voltmètre a été gradué par nos soins, en décibels. Le zéro a été pris égal à 6 milliwatts dans 500 ohms, soit 1,73 volt.

Dans la partie inférieure du pupitre, nous trouvons deux commutateurs : celui de droite sert aux affaiblissements. Le commutateur de gauche sert aux diverses sensibilités du voltmètre : 3 volts et 30 volts connectés à l'entrée de l'appareil et une position « V » qui isole du millivoltmètre et le connecte sur la borne centrale.

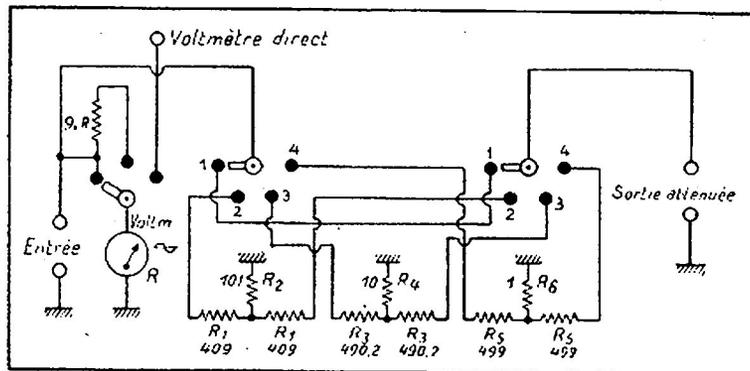
Applications

Comme nous le disions au début, le millivoltmètre permet la mesure du gain dans les amplificateurs. Donnons-en un exemple :

Soit un amplificateur ayant comme impédance d'entrée 500 ohms et comme impédance de sortie 500 ohms. A l'aide de notre générateur, nous amenons l'aiguille du voltmètre sur 1,73 volt, ce qui correspond au niveau 0. Avec notre millivoltmètre, nous affaiblissons ce niveau par exemple de 60 décibels. Si à la sortie de l'amplificateur, nous obtenons 1,73 volt dans 500 ohms, nous avons encore le niveau 0 ; nous dirons que l'amplificateur a un gain de 60 décibels, puisque nous avons affaibli de 60 décibels et nous retrouvons le même niveau à la sortie. Au cas où les impédances sont différentes, il faut en tenir compte.

Le millivoltmètre, comme le générateur à points fixes, est dissymétrique par rapport à la masse. Il complète très bien le générateur et peut même s'y incorporer.

Olivier LEBCEUF,
Ingénieur radio.



MAXIMUM DE COURANT ET MAXIMUM DE TENSION

Introduction

Les performances des appareils radiophoniques dépendent, dans une large mesure, du soin apporté à l'étude des bobinages. La connaissance des propriétés des circuits résonnants et anti-résonnants, utilisés seuls ou couplés entre eux, revêt, de ce fait, une importance capitale et la plupart des traités leur accordent des chapitres étendus.

Nous nous proposons, dans cette étude, d'insister sur la distinction qu'il y a lieu de faire entre les variations de courant dans un circuit accordé et les variations de la tension disponible aux bornes du condensateur d'accord.

Comme chacun le sait, un récepteur doit être « réglé » pour être sensible et posséder une sélectivité convenable; cet « accord » est réalisé en ajustant les condensateurs des divers circuits de manière que la tension aux bornes de ces derniers soit maximum.

Une autre opération, de pratique courante, consiste à relever la courbe de passage d'un ou plusieurs circuits en lisant la tension de sortie pour diverses fréquences.

Dans les deux cas, la réactance $-j/(C\omega)$ aux bornes de laquelle on mesure la tension disponible, varie en même temps que l'intensité qui traverse le circuit, et le maximum de tension n'intervient pas en même temps que le maximum d'intensité.

Nous allons, dans les lignes qui vont suivre, examiner quelques cas concrets, sans prétendre épuiser un aussi vaste sujet en un seul article.

Procédés de calcul

On pourrait, évidemment, résoudre le problème en écrivant les équations des circuits étudiés et en recherchant, par l'annulation de la dérivée de I et de V, pour quelles conditions les expressions du courant et de la tension passent par un maximum. Ce n'est pas toujours facile.

Nous avons préféré utiliser une méthode de transformations successives des circuits par l'utilisation de procédés classiques, afin de réduire les calculs au minimum et de rendre la signification de certains résultats physiquement intelligible sans recourir aux formules.

NOTATIONS UTILISÉES :

E — force électromotrice.	M — mutuelle = $K \sqrt{L_p L_s}$.
I — courant.	K — coefficient d'accouplement.
R — résistance	T — rapport de transformation effectif =
Z — impédance	$\sqrt{\frac{L_s}{K^2 L_p}}$
X — réactance.	
Q — surtension.	
V — tension.	
C — condensateur.	
L — coefficient de self-induction.	

Les petites lettres suivantes, ajoutées à ces symboles indiquent :

- p — que l'on se trouve au primaire.
- s — que l'on se trouve au secondaire.
- app — que l'on a affaire à une résistance, réactance ou impédance « apparente ».
- v_{max} — que l'on a affaire à un maximum de tension.
- i_{max} — que l'on a affaire à un maximum d'intensité.
- r — que l'on a affaire à une résistance ou réactance « réfléchie ».

Quand on transforme deux éléments série en éléments parallèles équivalents, ceux-ci sont affectés du signe « prime » (R' ou X').

Dans le cas des transformateurs possédant entre enroulements un coefficient d'accouplement K, le primaire est fréquemment soléiné en deux parties :

$(1 - K^2)L_p\omega$, représente la self-induction de fuite, rapportée uniquement au primaire;

$K^2L_s\omega$, représente la fraction de l'enroulement primaire, couplée sans fuites au secondaire.

La réactance X_p du primaire, diminuée du terme $K^2L_s\omega$, est appelée A_p .

Transformations utilisées

Nous allons énumérer ci-dessous, sans toutefois les démontrer, quelques artifices dont l'utilisation est devenue classique :

1) IMPEDANCES SERIE ET PARALLELE EQUIVALENTES

Les éléments série sont R et jX.

Les éléments parallèle équivalents sont :

$$R' = \frac{R^2 + X^2}{R} \quad (1)$$

$$jX' = j \frac{R^2 + X^2}{X} \quad (2)$$

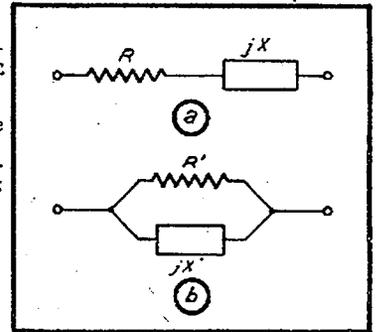


Fig. 1

2) TRANSFORMATION D'UN CIRCUIT ALIMENTÉ PAR UNE F.E.M. CONSTANTE EN UN SYSTEME EQUIVALENT ALIMENTÉ A INTENSITE CONSTANTE

ρ est l'impédance interne de la source.

Z est l'impédance de charge aux bornes de laquelle on recueille la tension V.

I_c est le courant constant, égal à E/ρ , qui alimente Z et ρ disposés en parallèle.

Dans les deux cas, la tension V est la même.

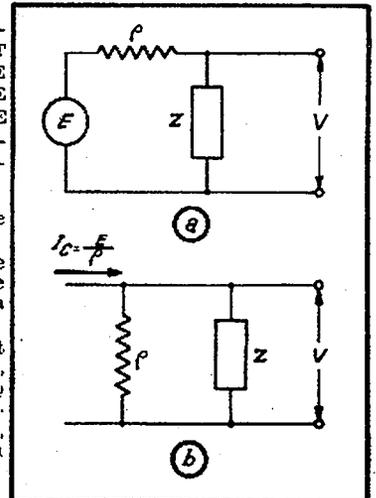


Fig. 2

3) THEOREME DE THEVENIN (1)

Reportons-nous aux figures 3 a et 3 b.

Le théorème de Thévenin nous permet de supprimer la f.e.m. E_p et de la remplacer par une f.e.m.

$$|E_s| = \frac{M\omega E_p}{Z_p}$$

en série avec C_s .

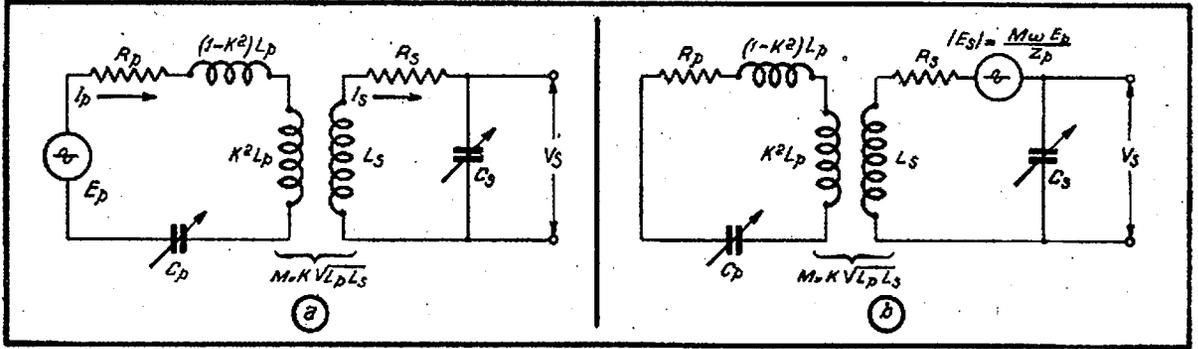


Fig. 3

4) IMPEDANCE APPARENTE D'UN CIRCUIT (2)

Le circuit de la figure 3 b peut être remplacé par un circuit unique, représenté dans la figure 4, dont l'impédance apparente est :

$$Z_{app} = \left(R_s + \frac{M^2 \omega^2}{Z_p^2} R_p \right) + j \left(X_s - \frac{M^2 \omega^2}{Z_p^2} X_p \right) \quad (3)$$

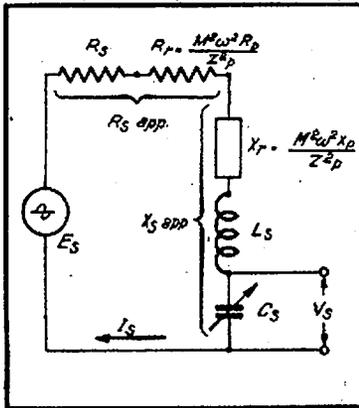


Fig. 4

La notion d'impédance apparente est fort utilisée quand on calcule des transformateurs. On y aboutit en supprimant le circuit dépourvu de f.e.m. et en tenant compte de sa réaction sur le circuit unique qui demeure, en insérant en série dans celui-ci une résistance et une réactance « réfléchies ». Il

(1) Voir K. S. JOHNSON : « Circuits de transmission pour communications téléphoniques », Ed. Gauthier-Villard, p. 87.

(2) Voir BÉDÉAU : « Cours élémentaire de Télégraphie et de Téléphonie sans fil », p. 263.

est aisé de trouver l'expression du courant en faisant le rapport de la f.e.m. à l'impédance apparente ; pour cette raison, nous l'utiliserons pour la recherche du maximum d'intensité.

Pour trouver le maximum de tension, il est plus commode de disposer les éléments « réfléchis » non en série dans le C.O., mais en parallèle sur le condensateur d'accord. Pour y arriver, on utilise la propriété des transformateurs sans fuites, suivant laquelle une résistance ou une réactance branchée aux bornes de l'un des circuits, peut être remplacée, aux

bornes de l'autre circuit, par le même élément, multiplié par le carré du rapport de transformation.

Appliquons ce que nous venons de dire au circuit de la figure 3 b.

La résistance série R_s est remplacée par la résistance parallèle équivalente (formule 1).

$$R'_s = \frac{R_s + L_s^2 \omega^2}{R_p} = R_s (1 + Q_p^2) \quad (4)$$

$$R_p \text{ et } jA_p = j \left[(1 - K^2) L_p \omega - \frac{1}{C_p \omega} \right]$$

sont convertis en éléments parallèle :

$$R'_p = \frac{R_p^2 + A_p^2}{R_p} \quad (5)$$

$$A'_p = \frac{R_p^2 + A_p^2}{A_p} \quad (6)$$

Nous obtenons ainsi le schéma de la figure 5 a qui est équivalent à celui de la figure 5 b.

Dans toutes les études qui vont suivre, la seule variable est C ou C_s .

Etude du circuit résonnant

Le circuit est représenté dans la figure 6.

MAXIMUM D'INTENSITÉ

Ce cas est particulièrement simple ; le courant est maximum quand la réactance est nulle.

$$+jL\omega = -\frac{j}{C\omega}$$

$$C_{1 \max} = \frac{1}{L\omega^2} \quad (7)$$

MAXIMUM DE TENSION

Transformons R et L en deux éléments parallèles R' et L' et alimentons le nouveau circuit à l'aide d'un courant constant. Cet ensemble est représenté dans la figure 7.

D'après les formules (1) et (2), on trouve

$$R' = \frac{R^2 + L^2 \omega^2}{R} \quad (8)$$

$$L' = \frac{R^2 + L^2 \omega^2}{L \omega^2} \quad (9)$$

Quand $L'\omega$ est égal (et de signe contraire) à $\frac{1}{C\omega}$, la somme

MAXIMUM D'INTENSITÉ

L'impédance apparente du circuit est fournie par la formule (3), dans laquelle X_s seul est variable (on ne fait varier que C_s).

Le courant est maximum quand la réactance apparente du circuit est nulle. On trouve :

$$L_s \omega - \frac{1}{C_s \omega} - \frac{M^2 \omega^2}{Z_p^2} X_p = 0.$$

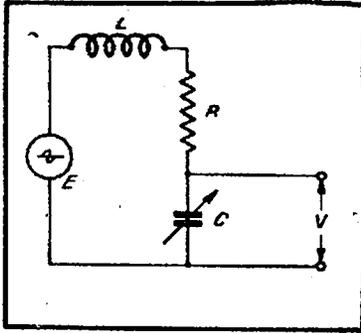
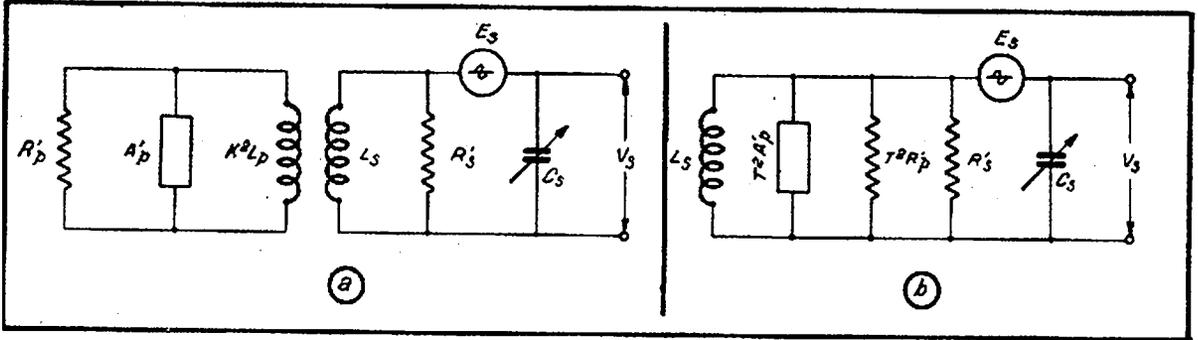


Fig. 6

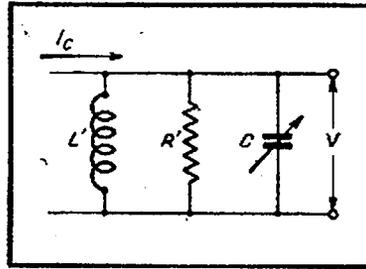


Fig. 7

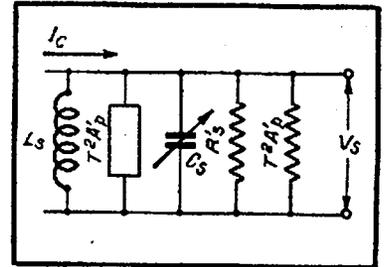


Fig. 8

des courants passant dans les réactances est nulle. Tout le courant I_c , qui est constant, passe à travers R' et la tension V est maximum. On a donc :

$$C_{v \max} = \frac{1}{L' \omega^2} = \frac{L}{R^2 + L^2 \omega^2} \quad (10)$$

On en tire

$$\frac{C_{v \max}}{C_{i \max}} = \frac{L^2 \omega^2}{R^2 + L^2 \omega^2} = \frac{1}{1 + \frac{1}{Q^2}} \quad (11)$$

Nota. — On pouvait prévoir que $C_{v \max}$ serait plus petit que $C_{i \max}$.

En effet, dans l'expression

$$|V_{\max}| = \frac{I}{C_{v \max} \omega}$$

le courant est plus faible qu'au maximum d'intensité. Pour que, à partir de celui-ci, la tension puisse continuer à croître, il faut que C diminue.

Étude du transformateur à secondaire accordé

Ce transformateur est représenté dans la figure 3 a. L'utilisation du théorème de Thévenin nous permet de transférer la f.e.m. au secondaire (figure 3 b); ce circuit est équivalent, au point de vue I_s , à celui de la figure 4, à laquelle nous nous arrêterons pour examiner le maximum de courant.

$$C_{i \max} = \frac{1}{\omega(L_s \omega - \frac{M^2 \omega^2 X_p}{R_p^2 + X_p^2})}$$

$$C_{s \max} = \frac{1}{L_s \omega^2 \left(1 - \frac{K^2 L_p \omega X_p}{R_p^2 + X_p^2} \right)} \quad (12)$$

MAXIMUM DE TENSION

Nous avons vu que le transformateur de la figure 3 b, après plusieurs manipulations, pouvait être remplacé par le dispositif équivalent de la figure 5 b. Alimentons-le avec un courant constant, ainsi qu'il est indiqué dans la figure 8.

En raisonnant comme précédemment, on voit que V_s est maximum quand la réactance du condensateur C_s est égale et de signe contraire à celle de L_s et $T^2 A_p$ disposés en parallèle, car, à ce moment, la somme des courants qui alimentent les réactances est nulle et tout le courant I_c (constant) passe à travers les résistances.

Cette condition s'exprime ainsi :

$$\frac{j}{C_s \omega} = j \left(\frac{L_s \omega T^2 A_p}{L_s \omega + T^2 A_p} \right)$$

$$C_{s \max} = \frac{1}{L_s \omega^2 \left[1 + \frac{K^2 L_p \omega A_p}{R_p^2 + X_p^2} \right]} \quad (13)$$

Application à quelques cas particuliers

1) $X_p = 0$.

Le primaire est accordé.

MAXIMUM D'INTENSITÉ

D'après formule (12)

$$C_{s, i \max} = \frac{1}{L_s \omega^2} \quad (14)$$

MAXIMUM DE TENSION

En remplaçant A_p par $(X_s - K^2 L_p \omega)$ dans la formule (13), on trouve

$$C_{s, v \max} = \frac{1}{L_s \omega^2} \left[1 - \frac{K^2 L_p^2 \omega^2}{R_p^2 + K^2 L_p^2 \omega^2} \right] = \frac{1}{L_s \omega^2} \left[1 - \frac{K^2 Q_p^2}{1 + K^2 Q_p^2} \right] \quad (15)$$

2) $A_p = 0$.

La self-induction de fuite est annulée par le condensateur C_p .

MAXIMUM DE COURANT

Remplaçons dans la formule (12) X_p par $(A_s + K^2 L_p \omega)$.

$$C_{i \max} = \frac{1}{L_s \omega^2} \frac{1}{\left(1 - \frac{K^2 L_p^2 \omega^2}{R_p^2 + K^2 L_p^2 \omega^2} \right)} = \frac{1}{L_s \omega^2} \frac{1}{\left(1 - \frac{K^2 Q_p^2}{1 + K^2 Q_p^2} \right)} \quad (16)$$

MAXIMUM DE TENSION

D'après la formule (13)

$$C_{s, v \max} = \frac{1}{L_s \omega^2} \quad (17)$$

3) $R_p = 0$.

MAXIMUM DE COURANT

$$C_{s, i \max} = \frac{1}{L_s \omega^2} \frac{1}{\left(1 - \frac{K^2 L_p \omega}{X_p} \right)} \quad (18)$$

MAXIMUM DE TENSION

$$C_{s, v \max} = \frac{1}{L_s \omega^2} \left[1 + \frac{K^2 L_p \omega}{A_p} \right] \quad (19)$$

On peut transformer ces deux formules. En effet

$$1 - \frac{K^2 L_p \omega}{X_p} = \frac{X_p - K^2 L_p \omega}{X_p} = \frac{A_p}{X_p}$$

$$\text{et } 1 + \frac{K^2 L_p \omega}{A_p} = \frac{A_p + K^2 L_p \omega}{A_p} = \frac{X_p}{A_p}$$

On trouve finalement

$$C_{s, i \max} = C_{s, v \max} = \frac{1}{L_s \omega^2} \frac{X_p}{A_p} \quad (20)$$

Conclusions

L'égalité $L_s \omega = \frac{1}{C_p \omega}$

procure un maximum de courant quand $X_p = 0$; un maximum de tension quand $A_p = 0$.

Quand $X_p = 0$, la valeur de la capacité du C.V. qui procure le maximum de tension décroît en même temps que R_p ; celle qui donne le maximum de courant en est indépendante.

Quand $A_p = 0$, la valeur de la capacité qui procure le maximum de courant augmente quand R_p diminue; celle qui correspond au maximum de tension est invariable.

Quand $R_p = 0$, la valeur de la capacité qui procure la tension maximum assure simultanément le courant maximum.

Nota. — Certains des résultats énoncés peuvent être déduits de l'examen direct des circuits sans recourir aux formules.

Ainsi, on voit dans les figures 5 a et 5 b que, pour $A_p = 0$, $T^2 A_p$ est infini.

La tension maximum intervient quand la réactance de C_s est égale à celle de L_s en valeur absolue.

De même, pour $X_p = 0$, on voit dans la figure 4 que $X_s = 0$. Le maximum de courant intervient bien quand

$$j L_s \omega = \frac{j}{C_s \omega}$$

S. MARMOR,
Ingénieur I.E.T.

Il faut être ingénieur

• SI L'ON NE DISPOSE PAS DE RÉSTANCE DE PUISSANCE VOULUE •

On sait qu'une résistance est définie, en dehors de sa valeur ohmique proprement dite, par la puissance qu'elle peut dissiper. Si dans un montage, une résistance doit supporter 1 watt, il sera impossible d'utiliser des résistances du type 0,5 watt.

Et, cependant, il est facile de tourner la difficulté en groupant les résistances en série ou en parallèle; les charges se répartiront entre les diverses résistances. Pour éviter des erreurs de calcul, nous conseillerons d'utiliser exclusivement des résistances de valeurs égales. Supposons que nous désirions constituer un en-

semble supportant 1 watt et faisant 50.000 ohms de résistance équivalente.

Nous pourrions prendre 2 résistances en série de 25.000 ohms et 0,5 watt. Nous aurions pu adopter la combinaison de 2 résistances de 100.000 ohms, 0,5 watt; en parallèle. Le nombre de combinaisons est infini, et nous ne pouvons les citer toutes. Disons seulement que si nous n'avions eu que des résistances de 0,25 watt, nous aurions pu mettre en série 4 résistances de 12.500 ohms, ou en parallèle 4 résistances de 200.000 ohms.

Plus haut, nous avons conseillé d'utiliser des résistances de valeurs égales pour éviter des

erreurs. Illustrons cela par l'exemple d'une résistance à obtenir de 100.000 ohms et 1 watt. Nous pourrions prendre 2 résistances de 20.000 ohms; la charge sera également répartie, et chacune dissipera 0,5 watt, ce qui est normal et permettra d'adopter des résistances de ce type. Par contre, supposons que nous réalisions notre ensemble avec 2 résistances du type 0,5 watt faisant respectivement 75.000 et 25.000 ohms. La dissipation totale d'un watt se répartira à raison de 0,75 watt sur la première et 0,25 watt sur la seconde. L'une sera surchargée de 50 %, et l'autre ne travaillera qu'à 50 % de ses possibilités.

Réalisation
industrielle
d'un



WATTMÈTRE DE SORTIE

★ Pour compléter l'article « L'hypso-wattmètre à charge variable » de C.-M. Laurent, paru dans ce Cahier, nous publions ci-dessous l'analyse d'une réalisation industrielle de wattmètre de sortie : le Cartex 455.

DESCRIPTION DE L'APPAREIL

Nous n'exposerons pas ici les considérations techniques qui ont présidé à la conception de cet appareil qui font l'objet d'une autre étude de ce cahier; nous nous contenterons seulement de le décrire en détail et de passer en revue les services qu'il peut rendre.

L'aspect extérieur du wattmètre est donné par la figure 1, son schéma complet est reproduit dans la figure 2.

Il se compose de :

1° Un transformateur de sortie T, de rapport variable. Ce transformateur, de haute qualité, est prévu pour ne pas introduire de distorsions dans la plage des fréquences à transmettre (de 50 à 10.000 Hz). Il supporte 5 watts sans être surchargé. Le bouton appelé, sur la platine, « Charge fictive », commute les bornes d'entrée sur les 12 prises du primaire. Il est ainsi possible, dans tous les cas, d'adapter l'impédance du wattmètre à celle de l'appareil en essai. Un condensateur C, de forte valeur (0,1 μ F), très bien isolé, interdit l'entrée du wattmètre à la composante continue existant dans le circuit.

2° Une résistance pure R sur laquelle débite le secondaire du transformateur T. Un inverseur tumblant, marqué « Charge fictive - Charge réelle », permet :

a) soit de brancher la résistance R aux bornes du secondaire, sur la position « Charge fictive ». A ce moment, la valeur de la charge est déterminée par la position du commutateur « Charge fictive »;

b) soit de débrancher cette résistance et de connecter la charge réelle, c'est-à-dire rétablir le fonctionnement normal d'un récepteur.

3° Un voltmètre alternatif V, de haute qualité (4.000 Ω /V), spécialement étudié pour des tensions de fréquences élevées, qui mesure la tension apparaissant aux bornes de la résistance R. Etant donné que la puissance développée aux bornes d'une résistance fixe R est fonction de la

tension ($P = V^2/R$), il est possible d'établir directement le cadran en puissances et en db par rapport au niveau de référence 6 mW.

Un commutateur, marqué « Sortie watts-volts alternatif » branche ce voltmètre :

a) soit aux bornes de la résistance R pour la mesure des puissances jusqu'à 0,5 et 5 watts et les niveaux jusqu'à 20 db;

b) soit aux bornes extérieures « V alternatif ». Il est ainsi possible de se servir du voltmètre pour la mesure de précision de toutes les tensions alternatives comprises entre 0 et 14 V, 0 et 45 V, 10 et 140 V, 10 et 450 V.

L'appareil est présenté sous la forme d'un coffret métallique muni d'un couvercle et de deux compartiments destinés au logement de quelques accessoires (cordons, pointes de touches). La platine, portant les commandes et l'instrument de mesure, est légèrement inclinée (forme pupitre) pour faciliter la lecture. Une poignée métallique complète l'ensemble.

APPLICATIONS DE L'APPAREIL

Pour toutes ces applications, le récepteur ou l'amplificateur sont attaqués respectivement par un générateur H.F. et par un générateur B.F. dont le niveau et la fréquence peuvent être modifiés à volonté.

1° MESURE DE LA PUISSANCE DE SORTIE (fig. 3).

Pour mesurer la puissance de sortie, fournie par un récepteur ou par un amplificateur, brancher la borne « + entrée » directement à la plaque du tube de puissance et la borne « masse » au châssis. Remarque que le branchement est très rapide; car il n'est nécessaire de dessouder ni le haut-parleur, ni le transformateur de sortie de l'appareil en essai.

Mettre le contacteur des charges sur « Charge réelle » et le commutateur « watts-volts » sur 0,5 ou 5 watts, sui-



Fig. 1. - C'est ainsi que se présente l'appareil lorsqu'on enlève le couvercle.

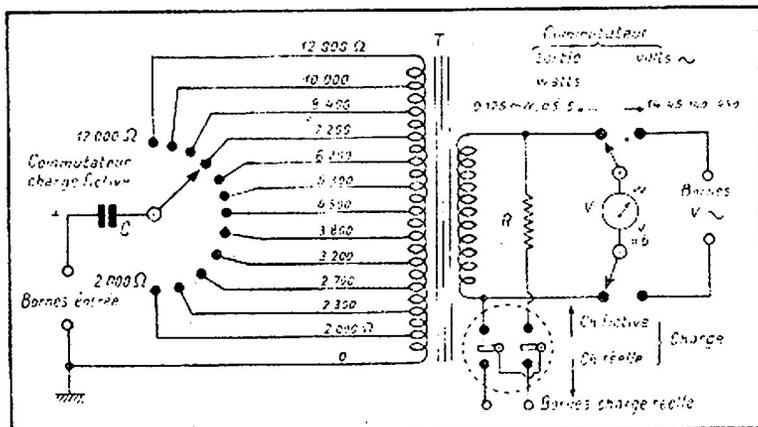


Fig. 2. — Un schéma qui est simple, mais qui exige une réalisation soignée.

vant le cas. Régler le commutateur « Charge fictive », sur la valeur de l'impédance imposée par le constructeur du tube équipant le châssis. Le voltmètre de sortie indique directement la puissance. L'indication est juste, à condition que l'impédance de charge réellement présente

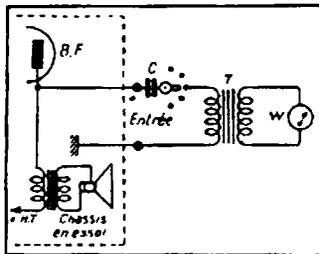


Fig. 3. — Mode de branchement du wattmètre.

dans le récepteur ou l'amplificateur, soit celle indiquée par le commutateur « Charge fictive ».

Dans le cas d'un étage de sortie push-pull, le commutateur « Charge fictive » doit être réglé au quart de l'impédance effectivement présente entre plaques.

2° MESURE DE L'IMPÉDANCE IMAGE DU TUBE SUR LA BOBINE MOBILE

Brancher la plaque du tube de sortie à la borne « + entrée » et le châssis à la borne « masse entière ». Dessouder un des fils de la bobine mobile du haut-parleur et relier les deux extrémités de la coupure ainsi réalisée, aux bornes « Charge réelle ».

Comparer les indications du wattmètre en basculant le contacteur « Charge fictive — charge réelle » pour plusieurs impédances du commutateur « Charge fictive ». Lorsque l'équilibre est réalisé, la valeur de l'impédance indiquée par le commutateur « Charge fictive » est égale à l'impédance image du tube sur la bobine mobile. Il est utile d'effectuer plusieurs mesures, comprises entre 400 et 1.500 Hz, afin de déterminer les variations d'impédance de la charge réelle en fonction de la fréquence.

Dans le cas d'un étage de sortie push-pull, la valeur de l'impédance indiquée par le commutateur « Charge fictive » est le quart de l'impédance existant entre les plaques.

3° MESURE DE L'IMPÉDANCE DE CHARGE

Brancher la plaque du tube de sortie à la borne « + entrée ». Intercaler, entre la plaque du tube B.F. et le transformateur de sortie du châssis en essai, une résistance de 1.000 Ω , si le tube est une penthode (6P6, EL3N, etc.), et 500 Ω si c'est une triode (6A3, 6A5, AD1, etc.), ou une tétrode (6V6, 6L6, etc.). Relier la seconde borne « entrée » au point de jonction de la résistance et du transformateur de sortie.

Le commutateur « Charge fictive » est mis en position « 12.000 Ω » et le contacteur tumblé sur « Charge réelle ». Le wattmètre est branché sur la sensibilité 0,5 watt.

On règle l'amplificateur du récepteur pour obtenir 10 volts de déviation sur l'échelle supérieure rouge. Sans toucher au réglage de l'amplification, on débranche la borne « + entrée » de la plaque du tube de sortie et on la relie au + H.T. du châssis. La nouvelle indica-

tion de l'instrument en volts, sur la même échelle, indique l'impédance de charge en milliers d'ohms pour les penthodes et le double de l'impédance de charge pour les triodes.

Il est surtout intéressant de relever l'impédance de charge sur les fréquences basses (50 Hz) pour se rendre compte de la qualité du transformateur de sortie du récepteur. Comparer ce résultat avec l'impédance image sur la bobine mobile à 400 Hz.

Dans le cas d'un étage de sortie push-pull, l'indicateur, en volts, sur l'échelle rouge supérieure indique la valeur du quart de l'impédance de charge entre plaques.

4° APPRÉCIATION DU TAUX DE DISTORSION

Brancher l'appareil comme indiqué dans la figure 3. Régler l'amplificateur du châssis de façon à obtenir la puissance pour laquelle on veut apprécier le taux de distorsion. Lire alors la tension haute fréquence ou basse fréquence appliquée au récepteur ou à l'amplificateur.

Augmenter la tension d'entrée de 12,2 pour cent; le niveau de sortie lu sur le wattmètre s'élève de 1 db s'il n'y a pas de distorsion. Plus le taux de distorsion est élevé, plus l'augmentation du niveau de sortie est faible. A titre d'indication, si le niveau s'élève à 0,7 db, le taux de distorsion est d'environ 10 0 0.

5° MESURE DU RAPPORT SIGNAL-SOUFFLE

Brancher l'appareil comme indiqué dans la figure 3. Régler l'amplificateur pour obtenir le niveau de référence de 50 mW. Lire la tension H.F. injectée au récepteur, ou la tension B.F. appliquée à l'amplificateur. Couper la modulation B.F. du générateur H.F. ou arrêter le générateur B.F. Lire la nouvelle valeur de la puissance de sortie. Comme celle-ci est très faible, l'appareil comporte un bouton poussoir marqué « 0,125 mW » qui donne la déviation totale de l'aiguille du voltmètre pour cette puissance.

Ne jamais appuyer sur ce bouton poussoir avant d'avoir coupé la modulation B.F. du générateur, car ce faisant on risque de griller le cadre de l'équipage mobile.

PRECISION DU WATTMETRE

Précision de l'impédance constituée par la charge fictive : \pm 3 0/0 à 400 Hz et \pm 8 0/0 à 50 Hz.

Précision de lecture des puissances : \pm 4 0/0 de 50 Hz à 3.000 Hz à 18° C et pour un signal sinusoïdal.

Erreur due au facteur de forme : \pm 2 0/0 de la lecture par 5 0/0 de distorsion du signal.

Coefficient de fréquence : imperceptible jusqu'à 3.000 Hz, 5 0/0, à 10.000 Hz.

Coefficient de température : \pm 1 0/0 par 10° C entre 0° et \pm 30°. L'étalonnage initial est effectué à 18° C.

CONCLUSION

De par les services qu'un tel appareil rend journellement aux dépanneurs, il a sa place toute trouvée dans tous les ateliers de réparation. Il permet de résoudre, rapidement et sans mesures fastidieuses, tous les problèmes d'adaptation d'impédances, de mesures de la puissance de sortie et du taux de distorsion, sans qu'on ait à se procurer un appareillage coûteux et encombrant.

R. DESSON.

R. E. F.

Le Réseau des Emetteurs Français (R. E. F.), association sans but lucratif qui groupe les amateurs-émetteurs du territoire métropolitain et de l'Empire, ainsi que les personnes s'intéressant à la technique et à la pratique des ondes courtes et ultra-courtes, a dû se mettre en « veilleuse » à la déclaration de guerre, en 1939, par suite de la mobilisation de ses adhérents et des membres de son Conseil d'Administration. La publication de sa Revue, distribuée dans le monde entier, Radio-Ref, dont un seul numéro de guerre put être publié en janvier 1940, a été suspendue de ce fait.

Durant l'occupation, le titre même du groupement étant particulièrement suspect à l'ennemi, son activité fut totalement arrêtée. Mais l'esprit « amateur » subsista malgré tout, se renforça même sous les épreuves subies en commun. C'est ainsi qu'une organisation clandestine d'entraide aux prisonniers de guerre, puis aux déportés de l'association et à leurs familles, réussit à maintenir intacts les liens de la camaraderie traditionnelle unissant les amateurs, tandis que, sous le manteau, des réunions continuaient à grouper les fidèles du manipulateur et du microphone. Il va sans dire que si les amateurs formèrent l'élite des radios de l'armée lors de la mobilisation, ils utilisèrent leurs compétences actives dans les Groupements de Résistance et accomplirent, au mépris de leur liberté et de leur vie, de magnifiques et glorieux exploits. Il est à souhaiter que le R.E.F. reçoive le plus rapidement possible l'autorisation de reprendre la publication de son organe officiel tant attendu par tous, afin que le public apprenne ce qu'ont réalisé les émetteurs sur ondes courtes, pour la France et ses Alliés, eux qu'on assimilaient trop facilement, avant la guerre, à de doux maniaques ! Le R.E.F. compte à présent ses victimes, ses héros, ses martyrs.

Depuis la Libération, le R.E.F. a procédé à son regroupement, car son Secrétariat avait été complètement pillé par l'occupant. Ce travail fort important se termine, et les amateurs, eux sous son fanion depuis 20 ans, se préparent à reprendre une activité féconde sur des bases administratives et techniques renouvelées, avec l'appui des Services Publics qui ont pu apprécier leur action agissante dans la branche radioélectrique. Malgré les difficultés présentes, et comme par le passé, ils sont prêts à ouvrir utilement pour le Pays, pour la Paix mondiale...

Vous qui vous intéressez aux ondes courtes, à leurs applications que les récents événements ont étendues largement, adhérez au R.E.F.; vous y rencontrerez la camaraderie la plus large et la plus fidèle et vous en tirerez des avantages moraux et matériels non négligeables (le R.E.F. est également une société pré- et post-militaire, S.A.G. 12.744). Ecrivez à : R.E.F., 1, rue des Tanneuses, Paris-13°.

Les réunions de la Section centrale du R.E.F. ont lieu le premier samedi de chaque mois à 14 h. 30, au Café « A Saint-Sulpice », place Saint-Sulpice, Paris-6° (salle du 1er étage). Vous y êtes cordialement invités, un accueil amical vous y est réservé et vous y trouverez une source unique de documentation pratique.

Robert LARCHER, F8BU,
Président du R.E.F.

LES MEILLEURS LIVRES DE RADIO

LA RADIO ?... MAIS C'EST TRÈS SIMPLE, par E. Aisberg. — Un ouvrage de vulgarisation à la portée de tous.
152 pages, format 18-23 100 fr.

MANUEL DE CONSTRUCTION RADIO, par J. Lafaye. — Etude de la construction d'un châssis et du choix des pièces détachées.
96 pages, format 16-24 35 fr.

LA PRATIQUE RADIOÉLECTRIQUE, par André Clair. — 1^{ère} étude d'une maquette de récepteur. Première partie : La conception.
96 pages, format 16-24 70 fr.

LA PRATIQUE RADIOÉLECTRIQUE, par André Clair. — Seconde partie : La réalisation.
106 pages, format 16-24 70 fr.

LA GUERRE AUX PARASITES, par L. Savournin. — Etude de la propagation des parasites. Lutte contre ces derniers. Etat actuel de la législation.
72 pages, format 16-24 36 fr.

ESSAIS ET VERIFICATION DES PIÈCES DÉTACHÉES RADIO, par M. Avril. — L'auteur expose, pour chaque catégorie de pièces quels doivent être les essais à faire suivant qu'il s'agit de l'amateur, de l'artisan ou du professionnel.
82 pages, format 13-31 35 fr.

LA MODULATION DE FREQUENCE, par E. Aisberg. — Théorie et applications de ce nouveau procédé d'émission et de réception.
144 pages, format 13-31 80 fr.

LES ANTENNES DE RECEPTION, par J. Carmax. — Un récepteur ne peut pas être meilleur que son antenne. Ce livre explique comment l'on peut obtenir le résultat optimum de chaque type d'antenne.
64 pages, format 13-31 24 fr.

DE L'ÉLECTRICITÉ A LA RADIO, par J.-E. Lavigne. — Un cours complet destiné à la formation des radiotechniciens. Le tome premier est consacré aux notions générales et élémentaires d'électricité.
112 pages, format 13-21 50 fr.

DE L'ÉLECTRICITÉ A LA RADIO, par J.-E. Lavigne. — Tome deux, notions générales de radio.
152 pages, format 13-21 120 fr.

DÉPANNAGE PROFESSIONNEL RADIO, par E. Aisberg. — Toutes les méthodes modernes de dépannage y compris le « signal-tracing ». Nouvelle édition corrigée.
88 pages, format 13-31 50 fr.

CENT PANNEAUX, par W. Sorakine. — Etude pratique de 161 panneaux types. Diagnostic et remèdes.
144 pages, format 13-18 75 fr.

SCHEMATHIQUE 40. — Documentation technique de 142 schémas de récepteurs commerciaux à l'usage des dépanneurs.
168 pages, format 17-22 100 fr.

FASCICULES SUPPLÉMENTAIRES DE LA SCHEMATHIQUE. — Ces brochures, actuellement au nombre de 14, complètent la documentation précédente. Chacune contient de 20 à 25 schémas.
Chaque fascicule de 32 pages .. 25 fr.

SCHEMAS DE RADIORECEPTEURS, par L. Gaudillat. — Schémas de récepteurs alternatifs et universels avec valeurs de tous les éléments.
Fascicule premier (32 p. 21-27) 45 fr.

RÉALISATION ET EMPLOI DE L'ONNIMATEUR, par F. Haas. — Construction et étalonnage d'un contrôleur universel continu-alternatif et d'un contrôleur junior. Nouvelle édition complètement refondue.
64 pages, format 13-18 25 fr.

LES LAMPÈMETRES, par F. Haas et M. Jamain. — Etude théorique et pratique et réalisation des principaux appareils.
64 pages, format 13-18 30 fr.

LE MULTISCOPE, par E. Dumont. — Construction et étalonnage d'un pont à indicateur cathodique pour la mesure de R et C.
66 pages, format 13-18 25 fr.

LE GUIDE OFFICIEL DES LAMPES RADIO, par L. Gaudillat. — Sous une forme pratique et condensée, toutes les caractéristiques de service, les calottages et équivalences des lampes européennes et américaines.
48 pages, format 13-22 35 fr.

ELECTROACOUSTIQUE, par J. Jourdan. — Tableau mural en couleurs donnant les valeurs et équivalences des décibels et les principales formules et abaques d'électroacoustique.
Format 50-65 30 fr.

CARNETS DE TOUTE LA RADIO
N° 1. — LES RECENTS PROGRES DE LA RADIO 35 fr.
N° 2. — MÉTHODES MODERNES DE DÉPANNAGE 25 fr.
N° 3. — ÉLECTRONIQUE ET RADIO 40 fr.

MAJORATION DE 10 0/0
POUR FRAIS D'ENVOI
AVEC UN MINIMUM DE 10 FRANCS
sur demande, envoi contre remboursement.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO
42, rue Jacob, Paris (6^e).
(Chèques postaux : Paris 1164-34 — Téléphone : Littré 43-83.)

DATES A RETENIR

1932, l'Ecole Professionnelle Supérieure de Paris, fut la première en France qui a créé, enseigné et formé des Monteurs-Dépanneurs, Radio-Techniciens diplômés.

1936, elle était encore la seule à pratiquer cet enseignement. Pendant ce laps de temps, elle a fourni à l'Industrie Française plus de 10.000 Monteurs-Dépanneurs et Sous-Ingénieurs Radio-Électriciens.

1942, l'Ecole fut complètement anéantie par les Allemands, le fondateur-directeur arrêté et interné.

Aujourd'hui comme en 1936, l'Ecole forme : des Monteurs-Dépanneurs, Radio-Techniciens; Chefs-Monteurs; Sous-Ingénieurs; Ingénieurs Radio-Électriciens; Chefs Dessinateurs Industriels (en constructions électriques, mécaniques et aéronautiques).

Et comme en 1932, elle est la première et la seule en France à former des Electro-Mécaniciens d'Aviation (approuvé par le Congrès National Aéronautique).

L'E.P.S. forme également des Radio-Navigants et des Pilotes Aviateurs (instruction technique).

L'Ecole Professionnelle Supérieure est, aussi, aujourd'hui, la seule en France à posséder un matériel unique (de plusieurs millions) qu'on peut visiter tous les jours de 17 à 18 heures.

L'enseignement est donné sur place et par correspondance.

Renseignements et documentation gratuits.

ÉCOLE PROFESSIONNELLE SUPÉRIEURE, 51, boulevard Magenta, Paris (10^e). Tél. : Bot. 98-00.

"GODY" D'AMBOISE

MAISON FONDÉE EN 1912

La marque dont personne n'a jamais discuté la qualité

25 ■ DÉPÔTS ■ RÉGIONAUX

ASSUREZ-VOUS L'EXCLUSIVITÉ POUR VOTRE SECTEUR

Services Administratifs:
7, RUE DE LUCE - TOURS
(Télé. : Tel. 27-92)

Bureau de Paris :
5, CITE TRÉVISE
(5^{ème})

