



Quelques nouveaux types de ponts de mesure en basse fréquence

Robert Guillien

► **To cite this version:**

Robert Guillien. Quelques nouveaux types de ponts de mesure en basse fréquence. J. Phys. Phys. Appl., 1954, 15 (S1), pp.23-30. <10.1051/jphysap:0195400150102300>. <jpa-00212612>

HAL Id: jpa-00212612

<https://hal.archives-ouvertes.fr/jpa-00212612>

Submitted on 1 Jan 1954

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

QUELQUES NOUVEAUX TYPES DE PONTS DE MESURE EN BASSE FRÉQUENCE

Par ROBERT GUILLIEN,

Institut de Physique de l'Université de la Sarre.

Sommaire. — Les causes qui limitent la sensibilité des ponts de mesure en basse fréquence sont exposées. Les inconvénients des transformateurs B. F. d'entrée et de sortie sont mis en relief.

Trois types de ponts échappant à ces inconvénients sont décrits :

- 1° Un pont à amplificateur différentiel;
- 2° Un pont où, grâce à un cristal modulateur, les transformateurs B. F. sont remplacés par des transformateurs H. F. de propriétés beaucoup plus satisfaisantes;
- 3° Un pont en double T à deux tensions d'alimentation.

Ce pont peut être réalisé de sorte que son équilibre soit indépendant de la fréquence et que l'impédance à mesurer, les étalons, l'indicateur de zéro et les sources de tension aient un point à la masse.

1. Introduction. — Aux fréquences inférieures à 100 kHz, les mesures de capacités et d'angles de pertes s'effectuent le plus souvent au moyen d'un pont : pont de Schering, pont de Sauty, pont en double T, etc. [1].

Le pont étant alimenté par une tension alternative $V = V_0 \cos \omega t$, son équilibre est réalisé quand la différence de potentiel U entre deux points appropriés M et N est nulle. Le calcul de U à partir de V au moyen des lois d'Ohm et Kirchhoff ne met en jeu que des équations différentielles linéaires. Par suite, en régime permanent en introduisant les impédances complexes Z_1, Z_2, \dots, Z_n des divers éléments du pont, le rapport $\frac{U}{V}$ est de la forme :

$$\frac{U}{V} = f(R_1, R_2, \dots, R_n, X_1, X_2, \dots, X_n) + j g(R_1, R_2, \dots, R_n, X_1, X_2, \dots, X_n)$$

où

$$Z_1 = R_1 + j X_1, Z_2 = R_2 + j X_2, \text{ etc.}$$

Pour réaliser l'équilibre, il faut à la fois :

$$f = 0 \quad \text{et} \quad g = 0,$$

donc deux réglages, en général fonctions de ω .

2. Causes limitant la sensibilité. — En général, une variation accidentelle de ω change les réglages d'équilibre, mais d'habitude la sensibilité est limitée par une toute autre raison. Supposons assurés la stabilité mécanique et l'équilibre thermique du pont. Ce qui limitera alors la précision des lectures est le fait qu'on ne peut annuler U mais seulement le faire passer par un minimum. Les réglages du pont ont un certain flou et par suite une augmentation indéfinie de la sensibilité

de l'indicateur de zéro devient sans intérêt pour augmenter la précision.

En supposant l'équilibre parfaitement réalisé à la fréquence F de la tension d'alimentation ($F = \frac{\omega}{2\pi}$), l'examen à l'oscillographe cathodique de la différence de potentiel résiduelle U_r entre M et N montre qu'elle se compose de tensions :

1° des fréquences harmoniques $2F, 3F, \dots$ dues à ce que la tension d'alimentation V n'est jamais parfaitement sinusoïdale; le pont est bien équilibré pour F , mais peut ne pas l'être pour $2F, 3F, \dots$ et fonctionne alors comme un indicateur d'harmoniques, ce qui n'est pas du tout le but désiré lorsque l'on veut mesurer une impédance;

2° de fréquences parasites : 50 Hz dues au secteur, et autres;

3° en forme d'impulsions réparties au hasard dans le temps. Ce « bruit de fond » est dû à ce que, vu de sa sortie MN, le pont se comporte comme une impédance Z aux bornes de laquelle existe une tension d'agitation thermique due aux fluctuations de répartition des électrons. La partie nuisible du carré moyen de cette tension est donnée par la formule de Nyquist :

$$\overline{e^2} = 4kT|Z|\Delta F,$$

ΔF étant la largeur de la bande de fréquences que laisse passer l'appareil indicateur de zéro.

3. Augmentation de la sensibilité. — La stabilité étant supposée réalisée, l'augmentation de la sensibilité et de la précision exige que l'on diminue le plus possible U_r , ou tout au moins la déviation résiduelle de l'indicateur de zéro. Cette dernière condition est réalisable en employant un

indicateur sélectif qui ne réagisse qu'à la composante de U qui a la fréquence F : galvanomètre à résonance, amplificateur accordé sur F ou, moyennant certaines précautions concernant la phase, un détecteur synchrone (lock-in, pont de phase).

Cependant, il reste avantageux de diminuer les composantes de U qui n'ont pas la fréquence F . En effet, compter sur une grande sélectivité de l'indicateur pour les éliminer, oblige à introduire une grande constante de temps, ce qui nuit à la rapidité et à la commodité des mesures. La composante \bar{e}^2 d'agitation thermique est en général peu gênante et ne produit guère qu'un petit déplacement du zéro de l'indicateur. Les tensions parasites dues au secteur se réduisent grâce à des blindages électrostatiques et éventuellement magnétiques, elles restent cependant souvent gênantes lorsque le pont possède un transformateur de sortie. Lorsque le pont est alimenté par un oscillateur à battements, on constate souvent que U_r contient une composante H. F. gênante qui provient de l'un des générateurs H. F. qui produisent les battements. On s'en débarrassera en filtrant V ou U .

L'élimination de la gêne due aux harmoniques $2F$, $3F$, ... est recherchée habituellement en employant une tension d'alimentation V aussi sinusoïdale que possible. Un autre remède consiste à choisir une structure de pont telle que si les deux équations d'équilibre sont satisfaites à la fréquence F , elles le soient encore sensiblement pour les premiers harmoniques suivants. Ceci a également l'avantage de faciliter l'étude de la constante diélectrique ϵ' et de l'absorption diélectrique ϵ'' des isolants présentant de la dispersion.

4. Inconvénients apportés par les transformateurs dans les ponts à basse fréquence.

Les ponts de mesure en losange, dérivés du pont de Wheatstone, restent encore les plus répandus. S'ils emploient comme indicateur de zéro un téléphone ou un électromètre [2], ils peuvent ne pas comporter de transformateur. En général cependant la différence de potentiel de déséquilibre U doit être amplifiée avant d'agir sur l'indicateur de zéro. Ceci est réalisable soit (*fig. 1 a*) en mettant M à la masse et employant un transformateur d'entrée, soit avec un transformateur de sortie (*fig. 1 b*).

Le premier dispositif présente deux inconvénients :

1° Les capacités parasites entre le secondaire du transformateur d'entrée et la masse ne sont pas réparties d'une manière absolument symétrique. Il en résulte, par suite de la self-induction du transformateur, que les réglages du pont changent un peu avec la fréquence, même si l'on a utilisé le système de compensation de ces capacités parasites appelé « Terre de Wagner » [3].

2° Le transformateur doit comporter entre ses

enroulements primaire et secondaire un écran électrostatique mis à la masse. Sinon, à la tension d'alimentation V induite magnétiquement au secondaire du transformateur se superposerait une tension induite électrostatiquement par capacité entre les deux enroulements et déphasée par rapport à V . Un écran électrostatique est aisé à réaliser, mais il écarte les enroulements du transformateur et augmente les fuites magnétiques. Par suite, le rapport $\frac{\text{tension secondaire}}{\text{tension primaire}}$ varie beaucoup avec la fréquence et le taux d'harmoniques au secondaire peut atteindre quelques centièmes.

Le second dispositif (*fig. 1 b*) ne crée pas d'harmoniques parce que les courants dans le transformateur sont très faibles près de l'équilibre. Par

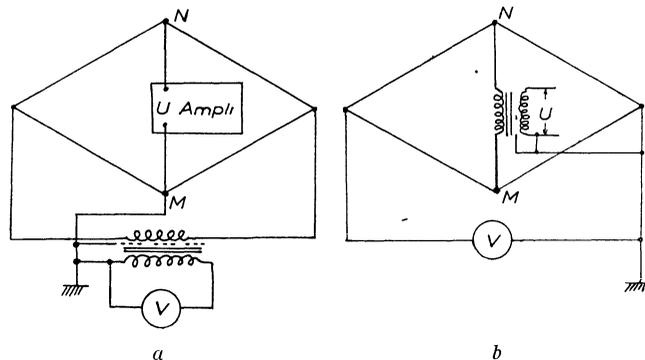


Fig. 1.

contre, l'inconvénient des capacités parasites avec la masse existe comme avec le dispositif de la figure 1 a. Un autre défaut plus grave est qu'un transformateur ainsi placé à l'entrée d'un amplificateur fonctionne comme un cadre : tous les champs magnétiques variables du laboratoire y induisent des tensions indésirables, principalement à 50 Hz. Des blindages très soignés sont indispensables pour rendre les mesures possibles.

5. Pont à sortie sur amplificateur différentiel. — Pour supprimer complètement les inconvénients mentionnés au paragraphe 4 précédent, nous avons d'abord éliminé tout transformateur en effectuant la sortie du pont sur un amplificateur différentiel.

Bien que nous ayons ensuite employé d'autres solutions donnant une meilleure stabilité, nous donnons aussi les résultats obtenus avec un amplificateur différentiel parce qu'ils nécessitent un matériel restreint et montrent une bonne sensibilité.

Principe. — Un amplificateur différentiel idéal donnerait entre sa borne de sortie S et la masse une tension $A(v_1 - v_2)$ lorsque ses bornes d'entrée M et N sont portées à des potentiels v_1 et v_2 par rapport à la masse (*fig. 2*).

Un exemple très simple d'amplificateur différentiel est constitué par une triode (fig. 3). Les tensions variables v_1 et v_2 étant appliquées à sa

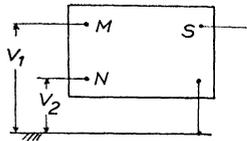


Fig. 2.

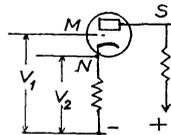


Fig. 3.

grille et à sa cathode, la tension variable entre l'anode et la masse est :

$$v_s = K(v_1 - v_2) + v_2 \frac{r_b}{r_p + r_b}$$

(K , coefficient d'amplification de la triode; r_p résistance interne; r_b , résistance de charge). Ce dispositif extrêmement simple nous montre déjà la difficulté que doivent vaincre les amplificateurs différentiels : en plus du terme désiré en $v_1 - v_2$ figure un terme indésirable en v_2 . D'une manière générale, un amplificateur différentiel a sa tension de sortie de la forme :

$$v_s = A(v_1 - v_2) + B(v_1 + v_2).$$

Pour l'emploi entre le pont et l'indicateur de zéro, l'amplificateur différentiel devra être construit de sorte que B puisse être annulé.

Réalisation. — Dans le dispositif que nous avons réalisé, la tension de déséquilibre U d'un pont de

lampes. Ces deux cathodes sont réunies aux grilles d'une double triode L_3L_4 dont la somme des courants anodiques reste sensiblement constante grâce à la résistance r_k ($r_k \gg r_p$, résistance interne de L_3 et L_4 ; $r_k \gg r_b$, résistance de charge dans l'anode de L_3 ou L_4). C'est cette double triode qui constitue l'étage différentiel proprement dit [4].

Le schéma linéaire équivalent à chaque triode permet facilement l'étude de ce dispositif. Si v_{g1} et v_{g2} sont les potentiels alternatifs des grilles de L_3 et de L_4 (partie variable de la différence de potentiel entre une grille et la masse), la tension alternative sur les cathodes de L_3 et L_4 est sensiblement $\frac{v_{g1} + v_{g2}}{2}$.

Les différences de potentiel entre grille et cathode sont donc :

$$v_{s1} - \frac{v_{g1} + v_{g2}}{2} = \frac{v_{g1} - v_{g2}}{2}$$

et

$$v_{s2} - \frac{v_{g1} - v_{g2}}{2} = -\frac{v_{g1} - v_{g2}}{2}.$$

Les tensions amplifiées recueillies sur les anodes de L_3 et L_4 sont donc :

$$-\frac{K(v_{g1} - v_{g2})r_b}{2(r_p + r_b)} \quad \text{et} \quad +\frac{K(v_{g1} - v_{g2})r_b}{2(r_p + r_b)}.$$

Un calcul plus rigoureux tient compte de ce que les deux triodes L_3 et L_4 n'ont jamais tout à fait le même coefficient d'amplification, mais des coefficients voisins K_1 et K_2 et de ce que la résistance r_k n'est pas infinie. Il donne ainsi comme valeur du rapport $\frac{B}{A}$ qui détermine la tension nuisible $B(v_{g1} + v_{g2})$ correspondant à la tension utile $A(v_{g1} - v_{g2})$, l'expression :

$$\frac{B}{A} \neq \frac{\frac{K_1 - K_2}{K} + \frac{r_p + r_b}{r_k}}{2K} \quad \text{où} \quad K = \frac{K_1 + K_2}{2}.$$

On diminue déjà le rapport $\frac{B}{A}$ en constituant r_k par une pentode à courant constant (fig. 4 b) qui équivaut à une résistance dynamique de plusieurs dizaines de mégohms tout en laissant passer un courant anodique suffisant à travers L_3 et L_4 . Si les deux lampes L_3 et L_4 sont des pentodes, on arrivera à annuler B en faisant varier K_1 ou K_2 par variation de la tension d'écran. Si ce sont des triodes, on arrive à annuler le terme nuisible en prenant les tensions v_{g1} et v_{g2} sur des potentiomètres placés entre la masse et les cathodes de L_1 et L_2 . L'annulation de B se contrôle en réunissant M et N et en agissant sur un potentiomètre de manière à annuler la tension alternative ${}_2Bv_{g1} = {}_2Bv_{g2}$ sur l'anode.

L'expérience nous a montré qu'aux fréquences dépassant quelques kilohertz, il est nécessaire par suite de déphasages divers, d'ajouter un système de compensation à condensateur.

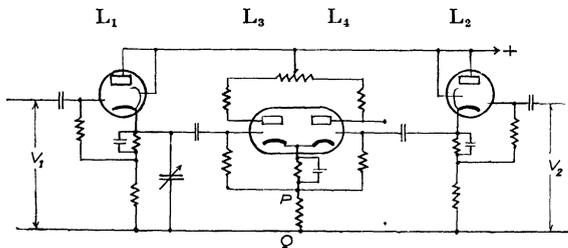


Fig. 4 a.

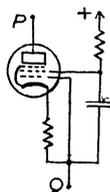


Fig. 4 b.

Schering est introduite entre les grilles de deux lampes à cathode asservie L_1 et L_2 (cathode follower) (fig. 4 a). L'impédance vue de M ou de N est donc très élevée tandis qu'elle n'est que de quelques centaines d'ohms vue des cathodes de ces deux

Résultats. — Les résultats ont été équivalents avec une double triode ECC 40 et avec deux pentodes 6 J 7 pour L_3 et L_4 . La fréquence de v_1 et v_2 étant de 1000 Hz, le gain était de 10 [$v_A = 10(v_1 - v_2)$]. A l'égalité de v_1 et v_2 , le terme $B(v_1 + v_2)$ était d'amplitude égale à $1/2000^e$ de celle de v_1 et était formé essentiellement de l'harmonique de fréquence double.

Un tel amplificateur différentiel associé à un pont de Schering permet des lectures précises : C à $2 \cdot 10^{-4}$ près, soit $\Delta C = 0,06$ pF. Mais ces lectures ne sont pas très stables : si la haute tension continue (250 V) qui alimente l'amplificateur différentiel change, le réglage du pont qui donne une tension alternative nulle à la sortie de cet amplificateur change. Ceci est dû à ce que les caractéristiques de L_3 et L_4 ne sont pas identiques et que le terme $B(v_1 + v_2)$ réapparaît. On a évité facilement cette cause d'instabilité en alimentant l'amplificateur différentiel par une haute tension stabilisée par pentodes. Il reste cependant des déplacements lents des réglages du zéro, déplacements produits par la variation de température des cathodes des tubes électroniques qui change leur résistance interne. Pourtant, en opérant rapidement par la méthode de substitution, nous avons pu effectuer de bonnes mesures.

Amplificateur différentiel par lampe unique à pente négative. — Nous avons également imaginé et essayé un amplificateur d'un principe tout à fait différent. Considérons un tube électronique à plusieurs électrodes. Donnons à l'électrode m un accroissement de son potentiel égal à v_m et à une autre électrode n un accroissement de son potentiel égal à v_n . Le courant d'une troisième électrode p varie d'une quantité

$$i_p = v_m \frac{\partial I_p}{\partial V_m} + v_n \frac{\partial I_p}{\partial V_n}.$$

Avec un choix convenable des tensions moyennes des diverses électrodes, on peut arriver à avoir dans une lampe à plusieurs grilles une pente de transfert $\frac{\partial I_p}{\partial V_n}$ négative.

En choisissant soit les pentes grâce aux polarisations, soit le coefficient de proportionnalité entre v_m et v_1 et entre v_n et v_2 grâce à deux potentiomètres, on arrive à ce que :

$$i_p = A(I_1 - V_2).$$

Malheureusement, les pentes négatives obtenues ont été très inférieures aux pentes positives habituelles et la tension recueillie dans une résistance parcourue par i_p était en réalité inférieure à $v_1 - v_2$ (de l'ordre de $\frac{v_1 - v_2}{3}$ avec la partie hexode d'une 6 E 8), la tension nuisible était ici encore

composée essentiellement d'harmonique $2F$ et de l'ordre de $\frac{v_1}{150}$ quand $v_1 = v_2$.

Le montage le plus simple que nous ayons réalisé sur ce principe employait une pentode 6 J 7. La tension v_1 est appliquée à la grille supresseuse portée à 84 V (pente positive), la tension v_2 est appliquée à l'écran porté à 180 V (pente négative). La tension $A(v_1 - v_2)$ était recueillie sur l'anode au potentiel moyen de 88 V seulement. Avec une triode hexode, c'est l'émission secondaire qui permet d'obtenir une pente négative de la grille n° 3 par rapport à l'anode. Il est probable qu'avec des tubes électroniques spécialement construits pour avoir une pente négative plus élevée, ce principe d'amplificateur différentiel deviendrait intéressant.

6. Pont de mesure à changement de fréquence.

— *Principe.* — Un pont, de Schering par exemple, est alimenté aux extrémités de sa diagonale AC

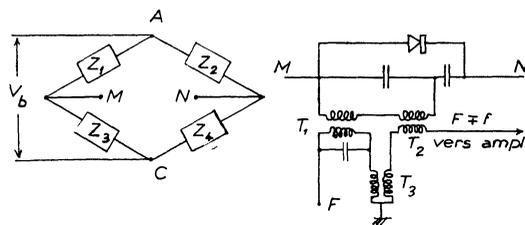


Fig. 5.

par une tension V de basse fréquence f (de 20 à 50 000 Hz). Pour réaliser l'équilibre d'un tel pont, il est nécessaire de savoir si la différence de potentiel de fréquence f entre les extrémités M et N de l'autre diagonale est nulle (fig. 5).

A cet effet, une oscillation auxiliaire H.F. de fréquence F est induite par le transformateur H.F. T_1 dans la diagonale MN. Un élément non linéaire D est parcouru à la fois par le courant de fréquence F provenant de T_1 et par le courant de fréquence f qui existe si le pont n'est pas équilibré. Grâce à sa caractéristique coudée, D module le courant de fréquence F avec la fréquence f . Ce courant H.F. modulé induit au secondaire de T_2 une tension qui est envoyée à un amplificateur. Le transformateur T_3 sert à supprimer par compensation la tension porteuse de fréquence F , de manière à n'acheminer vers l'amplificateur que les deux bandes latérales de fréquence $F - f$ et $F + f$, dont l'amplitude est justement proportionnelle à celle de la tension de déséquilibre $V_M - V_N$ du pont à la fréquence f à laquelle on effectue les mesures.

Ce dispositif possède plusieurs avantages :

1° Les capacités entre la diagonale MN et la masse, dues aux enroulements des transformateurs H.F. T_1 et T_2 et à leur blindages sont beaucoup plus faibles que lorsque l'on emploie comme d'ha-

bitude des transformateurs B.F. à fer. Il en résulte que lorsque l'on fait varier f , le zéro du pont se déplace beaucoup moins que celui d'un pont ordinaire.

2° En employant un amplificateur H.F. sélectif accordé sur une fréquence fixe F_0 , on n'amplifiera par exemple que $F - f = F_0$. Les tensions parasites dues au secteur et au bruit de fond thermique du pont seront donc très peu gênantes à cause de l'effet de sélectivité.

On peut avantageusement, si l'on désire faire des mesures en fonction de la fréquence f , utiliser pour alimenter le pont un générateur à battements. Celui-ci produit la tension V de fréquence f par battement entre deux tensions H.F. de fréquences F et

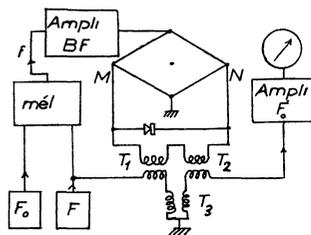


Fig. 6.

$F_0 : f = F - F_0$. Par suite, en faisant varier F , pour choisir la fréquence f désirée pour les mesures, on obtient automatiquement à la sortie de T_2 une tension de fréquence fixe $F_0 = F - f$ égale à la fréquence sur laquelle l'amplificateur est accordé. Il n'y a donc aucun autre réglage de fréquence que celui, inévitable, qui consiste à choisir f en tournant le condensateur de l'oscillateur F (fig. 6).

Il est à remarquer que l'élimination de la porteuse est nécessaire pour réaliser la meilleure sensibilité, et doit être aussi complète que possible. En effet, même si la porteuse était assez faible pour ne pas saturer l'amplificateur, elle donnerait à sa sortie dans la diode détectrice un bruit de fond dû à l'effet Schottky dont l'intensité est proportionnelle à l'intensité H. F. totale. On augmente donc très fortement le rapport $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$ en supprimant la porteuse.

Détails de réalisation. — La fréquence F_0 choisie était de 472 kHz pour pouvoir utiliser du matériel M. F. standard. Les oscillateurs F et F_0 étaient à couplage électronique, celui de fréquence F était suivi d'une lampe amplificatrice. La tension V était de 30 V, sa fréquence pouvait varier de 12 Hz à 50 kHz. Comme élément non linéaire D , nous avons essayé d'abord un modulateur en anneau (Westinghouse au cuivre-oxyde de cuivre) du modèle utilisé pour la téléphonie par courant porteur. La tension modulée recueillie a été bien

supérieure avec le montage représenté figure 5, où D est un détecteur au germanium (Westinghouse WG 1-II). Les transformateurs T_1, T_2, T_3 sont des transformateurs M.F. commerciaux à noyaux de fer divisé, les connexions en ont été modifiées pour diminuer les capacités $\frac{\text{secondaire}}{\text{primaire}}$ et $\frac{\text{secondaire}}{\text{blindage}}$.

Résultats. — L'équilibre de ce pont reste bien stable. L'examen de la tension résiduelle d'équilibre à l'oscillographe cathodique montre qu'elle se compose essentiellement de bruit de fond (dû au germanium) et d'une tension très faible de fréquence $2f$.

Lorsque f était de 50 kHz, il a été possible de déceler une variation de capacité de 0,03 pF et un angle de pertes de 5.10^{-5} pF.

7. Ponts de mesure à deux tensions d'alimentation. — *Principe.* — Considérons le schéma général de la figure 7 qui peut ne posséder ni transformateur d'entrée ni transformateur de sortie et est alimenté par les deux sources de tension V et E .

La tension U aux bornes M et N de l'indicateur de zéro se calcule facilement par le principe de superposition et le théorème de Thévenin [5]. Sa valeur est :

$$U = \frac{V \cdot Z_1 \Sigma' + E \cdot Z_1' \Sigma}{(Z_1 - Z_3) \Sigma + (Z_1 + Z_3) \Sigma' + \frac{\Sigma \Sigma'}{Z_1}}$$

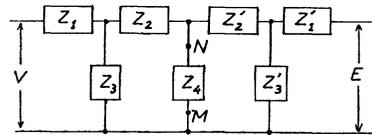


Fig. 7.

en appelant Σ et Σ' les expressions :

$$\Sigma = Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1, \\ \Sigma' = Z_1' Z_2' + Z_2' Z_3' + Z_3' Z_1'$$

a. Si nous faisons $V = E$, nous retrouvons un pont ordinaire en double T. Certains de ces ponts présentent l'avantage de posséder une masse commune à l'impédance à mesurer, aux impédances étalons, à la tension d'alimentation et à l'indicateur de zéro. En raison de cette commodité, leur emploi s'étend constamment [1].

Malheureusement leur condition d'équilibre qui est :

$$Z_3 \Sigma' + Z_3' \Sigma = 0$$

ne peut être satisfaite si toutes les impédances sont de même nature. Ceci est évident avec des résistances. De même, si toutes les impédances sont des réactances pures, elles ne peuvent avoir toutes le même signe. Selon le théorème de Foster [6],

il en résulte que l'équilibre n'est réalisé qu'à une seule fréquence à la fois, avec les inconvénients que ceci comporte : réglages à changer si F change, tension résiduelle U , due aux harmoniques de V .

b. Ces inconvénients des ponts en double T et à T shunté sont supprimés si l'on dispose de deux tensions d'alimentation convenablement choisies [7] : $E \neq V$. Le cas le plus simple, qui est facile à réaliser, est celui où $E = -V$. La condition d'équilibre $U = 0$ devient alors :

$$Z_1 Z_1' - Z_2 Z_2' = 0.$$

Constitution du pont. — Il est avantageux pour la stabilité de donner à l'impédance à mesurer et à l'impédance étalon à laquelle on la compare une extrémité à la masse. On pourra opérer par compensation, l'admittance inconnue et l'admittance étalon étant en parallèle de sorte que leur somme soit constante. En particulier, ce procédé se prête bien à la mesure des constantes diélectriques en mettant la capacité de mesure x en parallèle avec une capacité variable étalonée C :

$$C + x = \text{const.}$$

Par contre, lorsque l'impédance inconnue peut avoir des ordres de grandeur très différents, on est obligé d'employer une autre méthode. Prenons Z_3 comme impédance étalon, Z_3' comme impédance inconnue à mesurer. La condition d'équilibre donne alors :

$$\frac{Z_3'}{Z_3} = \frac{Z_1 Z_2'}{Z_1 Z_2 + (Z_1 + Z_2 - Z_1' - Z_2') Z_3'}$$

L'impédance inconnue Z_3' s'exprime donc en général par une fonction homographique de l'impédance étalon Z_3 . Il est possible de réaliser la proportionnalité de Z_3' et Z_3 , soit :

a. En construisant le pont de sorte que

$$Z_1 + Z_2 = Z_1' + Z_2',$$

ce qui donne :

$$\frac{Z_3'}{Z_3} = \frac{Z_1' Z_2'}{Z_1 Z_2}$$

Si Z_1 et Z_1' , Z_2 et Z_2' sont de même nature, l'équilibre sera indépendant de la fréquence.

b. En construisant le pont avec

$$Z_1 = Z_1' = k Z_2,$$

ce qui donne :

$$\frac{Z_3'}{Z_3} = k Z_2' [(k+1)Z_2 - Z_2']$$

Pour des raisons de facilité de réalisation et de lisibilité de l'échelle, il est plus commode d'adopter cette seconde constitution du pont.

Sensibilité. — Appelons sensibilité S du pont le rapport :

$$S = \frac{U}{V} \frac{\Delta Z_3'}{Z_3'}$$

Chez un pont symétrique, au voisinage de l'équilibre, ce rapport est égal à :

$$S = \frac{1}{\left(8 + \frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2}\right) \pm \frac{\Sigma^2}{Z_1 Z_2 Z_3' Z_3}}$$

Supposons d'abord Z_4 très élevé, ce que l'on réaliserait par exemple en branchant M et N sur un amplificateur à cathode asservie. L'expression ci-dessus de S montre que si tous les Z sont de même nature, Z_2 doit être pris très grand. S'il en est ainsi, S est maxima et égale à $\frac{1}{8}$ quand $Z_1 = Z_3$. On constituera donc le pont symétrique avec $k = 1$,

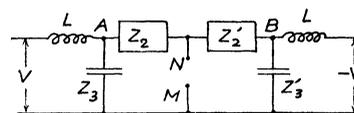


Fig. 8.

c'est-à-dire avec $Z_1 = Z_1' = Z_3$. Sa condition d'équilibre est alors :

$$\frac{Z_3'}{Z_3} = \frac{Z_2'}{2Z_2 - Z_2'}$$

l'équilibre est obtenu par variation de $\frac{Z_2'}{Z_2}$.

Considérons donc un tel pont (fig. 8). Si $Z_2 \neq \infty$, sa sensibilité est :

$$S = \frac{1}{8 + 4 \frac{Z_3}{Z_2} + \frac{(Z_1 + 2Z_2)^2}{Z_2 Z_3}}$$

Cette expression de S montre qu'il est désirable que Z_2 soit toujours supérieur à Z_3 . Si un tel pont doit mesurer à 50 Hz des capacités inférieures à 1000 pF, Z_3 dépasse 3 MΩ. Ceci montre qu'il est peu souhaitable de réaliser l'équilibre en faisant varier le rapport $\frac{Z_2'}{Z_2}$ au moyen d'un potentiomètre commercial actuel qui, à ces valeurs élevées, ne donnerait pas une bonne fidélité.

Par contre, il est commode de constituer Z_2 et Z_2' par des capacités, la première C_2 variable, l'autre C_2' fixe. Prenons comme capacité C_2 un condensateur à variation linéaire de capacité :

$$C_2 = \frac{M+m}{2} + (M-m)\theta,$$

où M est la valeur maxima de C_2 et m sa valeur minima, θ est proportionnel à la rotation du cadran

et varie de $-\frac{1}{2}$ à $+\frac{1}{2}$. Choisissons C_2 tel que :

$$C_2 = \frac{M+m}{2}$$

La condition d'équilibre $\frac{Z}{Z_3} = \frac{C_2}{2C_2 - C_2}$ donne :

$$\frac{Z_3}{Z_0} = \frac{1 - a\theta}{1 + a\theta}, \quad \text{avec } a = \frac{2(M-m)}{M+m}$$

La relation homographique entre Z_3 et θ donne une échelle presque logarithmique qui le devient encore davantage en diminuant à ses deux extrémités la variation angulaire de C_2 . La précision de lecture de Z' est alors constante sur toute l'étendue de l'échelle.

Résultats. — A la fréquence de 12 000 Hz, un pont tel que celui de la figure 11, a permis de mesurer 200 pF avec une précision de lecture de 0,02 pF limitée seulement par la graduation de l'échelle.

Remarque. — On peut augmenter considérablement la sensibilité d'un pont à deux tensions d'alimentation si l'on renonce à ce que son équilibre soit indépendant de la fréquence : on choisira

$$Z_1 = -Z, \quad \text{d'ou } S = -\frac{Z_2 Z_3}{Z_1^2}$$

Tel est le cas (fig. 8) où la résonance $Z_1 + Z_3 \neq 0$ donne en A et B des surtensions augmentant beaucoup S , mais seulement à la fréquence de résonance.

8. Mesure des pertes. — Un pont en double T à deux tensions d'alimentation permet de mesurer des résistances, des selfs et des capacités. Il est

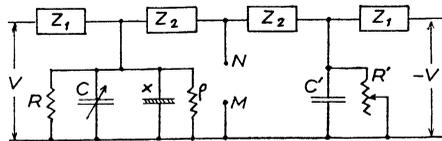


Fig. 9.

particulièrement bien adapté à la mesure de celles-ci. Lorsqu'elles présentent des pertes, il faut deux réglages pour l'équilibrer, donc, en plus de C_2 (ou de Z_3 où figure un condensateur étalonné) un second réglage. Plusieurs solutions sont possibles :

a. Avec la méthode de substitution. — Z' est formé d'une capacité C' en parallèle avec une résistance R' variable de 0 à R . La capacité variable étalonnée C , la résistance fixe R et la capacité à mesurer x montées en parallèle constituent l'impédance Z_3 (fig. 9). Les pertes de x sont représentées par la résistance fictive ρ en dérivation.

Ce montage nous a permis de mesurer à la fréquence 12 000 Hz, $\text{tg } \delta$ avec une erreur de mesure de $2 \cdot 10^{-5}$ quand $\text{tg } \delta = 0,5$.

Le pont étant symétrique, son équilibre est réalisé quand $Z_3 = Z_3'$ ou

$$C + x = C' \quad \text{et} \quad \frac{1}{R} + \frac{1}{\rho} = \frac{1}{R'}$$

Ces deux équations donnent x et ρ .

b. Avec le pont où C_2 est variable. — Le déphasage dû aux pertes de C' (fig. 10) représentées

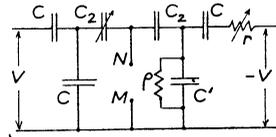


Fig. 10.

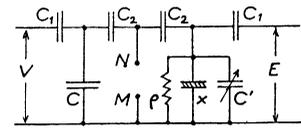


Fig. 11.

par ρ ($\text{tg } \delta' = \frac{1}{\rho C' \omega}$) est compensé par la résistance variable r ($rC\omega = \text{tg } \delta$). Les équations d'équilibre sont :

$$\frac{C'}{C} = \frac{2C_2 - C_2}{C_2} - \frac{1}{2C(C' - C_2)^2},$$

$$r = \frac{1}{\rho C(C + C')\omega^2}$$

Si les pertes sont faibles, ces équations deviennent :

$$\frac{C'}{C} = \frac{2C_2 - C_2}{C_2},$$

$$\text{tg } \delta' = \frac{1 + C_2}{C'} \text{tg } \delta.$$

Cette dernière relation montre qu'une lecture directe de $\text{tg } \delta'$ sur la graduation de la résistance variable r exige que C_2 soit très inférieur à C' (sinon, il faudrait faire une correction fonction de C').

c. Avec un déphasage convenable de V par rapport à E . — Gast a montré [8] que dans une mesure au pont l'on peut compenser les pertes d'une capacité grâce à une tension réglable en quadrature avec la tension d'alimentation du pont. Ceci se ferait très simplement ici en prenant :

$$E = -V(1 - jb)$$

ce qui dans le cas d'un pont symétrique (fig. 11) conduit à :

$$C' + x = C, \quad b = \frac{1}{\rho(C_1 + C_2 + C)\omega}$$

9. Inverseur de phase électronique. — Alors qu'aux fréquences basses les tensions E et $V = -E$ s'obtiennent facilement avec un transformateur à

secondaire symétrique dont le milieu est mis à la masse, aux fréquences dépassant 10 kHz il n'en est plus de même, sauf construction spéciale, à cause des capacités parasites. Un inverseur de phase électronique est alors préférable.

Toutefois la précision exigée ici est très supérieure à celle des montages déphaseurs habituellement utilisés dans les oscillographes cathodiques ou la reproduction de la musique. C'est ainsi que le « déphaseur cathodyne » est inutilisable si on ne lui ajoute pas de réglages supplémentaires.

Le montage simple de la figure 12 a nous a donné

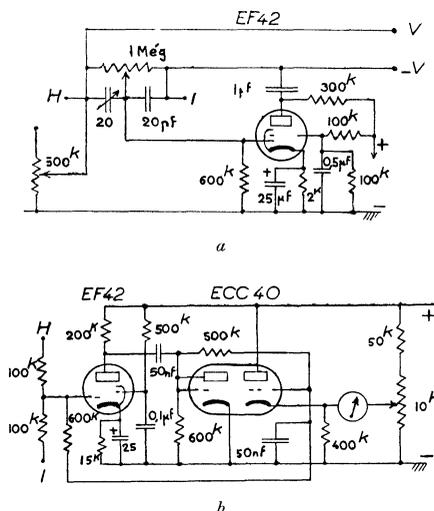


Fig. 12.

satisfaction. Le potentiomètre de 1 MΩ est réglé aux fréquences basses (100 Hz), le condensateur de 20 pF est réglé aux fréquences plus élevées (vers 15 000 Hz). En pratique, ces deux réglages n'ont besoin que de retouches très légères aux fréquences intermédiaires. Ils se font en vérifiant à l'aide d'un voltmètre électronique (fig. 12 b) que les tensions V et E en H et I sont bien opposées. La tension sur la grille

de la EF42 doit alors être nulle ($V_G = \frac{I_H - I_I}{2}$).

Ceci est vérifié, après amplification et redressement, par le milliampèremètre (fig. 12 b). Grâce à la polarisation de la grille G par la tension redressée, la réponse de ce voltmètre est approximativement logarithmique, ce qui est très commode pour les réglages. Comme il a été dit en 8 c, on peut mesurer les pertes en fonction de l'écart du condensateur variable (fig. 12) avec sa position qui annule V_G .

10. Conclusions. — Nous venons d'exposer trois procédés permettant d'affranchir les ponts de mesure B. F. des inconvénients dus aux transformateurs. Lequel de ces trois procédés est préférable ?

a. S'il s'agit d'améliorer un pont classique en losange déjà existant, l'adjonction d'un amplificateur différentiel donnera aux moindres frais de bons résultats si la fréquence d'alimentation ne dépasse pas 10 kHz et si des mesures rapides sont possibles. Le second procédé que nous avons appelé pont à changement de fréquence est un peu plus compliqué à construire, mais permet, avec une bonne stabilité, des mesures jusqu'à des fréquences dépassant 50 kHz.

b. S'il s'agit de construire un pont pour mesurer des impédances variant dans un rapport inférieur à 10, un pont à deux tensions tel que celui de la figure 9 donnera une bonne précision en opérant par compensation.

c. S'il s'agit de mesurer des impédances variant dans un rapport élevé, un pont à deux tensions avec commutation des étalons et variation de $\frac{C_1}{C_2}$ est satisfaisant. Un pont universel permettant de mesurer les résistances de 0,25 Ω à 4 MΩ et les capacités de 25 pF à 4 μF a été présenté à l'Exposition de la Société de Physique en 1953.

Manuscrit reçu le 6 juillet 1953.

BIBLIOGRAPHIE.

- [1] FROMY E. — Mesures en Radiotechnique, Dunod, Paris, 1948.
 [2] RUST. H. H. et ENDESFELDER H. — *Z. Angew. Physik*, 1950, **2**, 39.
 [3] WAGNER K. W. — *Elektrotechn. Z.*, 1911, **32**, 1001.
 [4] GRAY J. W. — Chap. 11 de *Vacuum tube amplifiers*, par G. VALLEY et H. WALLMANN, *M. I. T. Rad. Lab. Series 18*, Mc Graw Hill, New-York, 1948.
 [5] Voir, par exemple : R. GUILLIEN. — *Bull. Union des Physiciens*, 1951, **45**, 463.
 [6] FOSTER R. M. — *Bell. System Techn.*, *J.* 1934, **3**, 59.
 [7] GUILLIEN R. — Brevet Français n° 1052377.
 [8] GAST T. — *Z. Angew. Physik*, 1950, **2**, 41.