

A. O. I. P. "MESURES"  
23 à 27, Place Jeanne d'Arc  
B.P. N° 301 - 75 PARIS (13e)  
TEL : (1) 707-59-79

- Notice d'utilisation -

DIVISEUR VARLEY A TRANSFORMATEUR  
=====

Réf. : DVT

- DZ. 5599 -

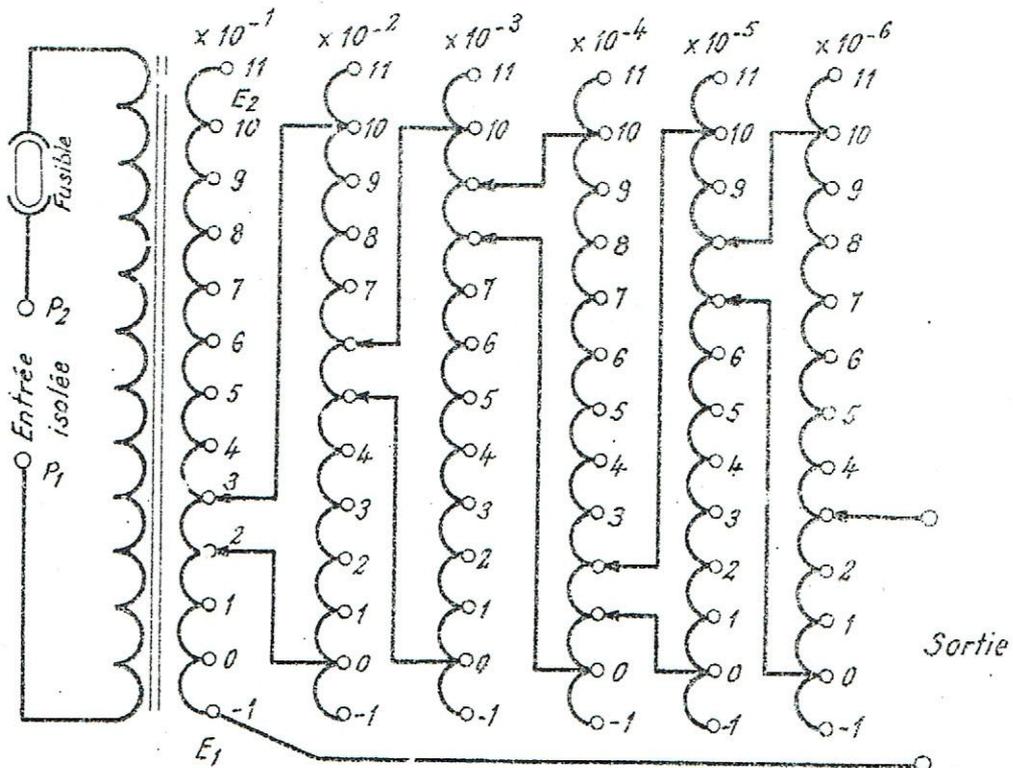
Ed. Novembre 1966

- S O M M A I R E -  
=====

	<u>Pages</u>
I. - <u>PRINCIPE</u>	1
II. - <u>EMPLOIS DIVERS DU DIVISEUR</u>	4
1.- Diviseur de tension en basse fréquence.	4
2.- Essai de linéarité ou étalonnage d'un diviseur de tension.	5
3.- Etalonnage de voltmètres à tension alternative. dans le domaine des fréquences basses.	7
4.- Etalonnage d'ampéremètres à courant alternatif.	7
5.- Mesure du gain d'un amplificateur.	8
6.- Etalonnage d'un atténuateur.	9
7.- Mesure du rapport d'un transformateur.	9
8.- Utilisation comme bras de pont de mesure.	10
9.- Utilisation comme bras de pont de mesure avec primaire isolé.	13

I. - PRINCIPLE

On recourt au dispositif KELVIN-VARLEY classique (fig.1) un peu simplifié.



$E_1, E_2$  - entrée en diviseur simple (autotransformateur)  
Lecture : 0,256103

Fig.1 - Dispositif Kelvin-Varley

En effet, dans le cas d'un diviseur à résistances, chaque décade shunte deux éléments de la décade précédente dont la résistance globale est égale à celle de la décade en shunt. Dans le diviseur à bras inductifs, on part de ce que l'impédance  $Z_1$ , vue des bornes de la décade suivante (fig.1), est très faible lorsque l'alimentation se fait au moyen d'une source de faible impédance. L'impédance  $Z_1$  est alors voisine de celle de court-circuit de l'ordre de quelques  $\Omega$ . Par contre, l'impédance d'entrée d'une décade est très grande et l'effet de shuntage ne fausse pas le rapport.

Dans le cas de la figure 1, on peut remarquer que deux sections de la première décade sont en service d'où une tension  $0,2 U_1$ . La tension  $0,1 U_1$  prise entre 2 et 3 alimente la deuxième décade, dont la sortie est sur 5, ce qui ajoute une tension d'appoint  $0,1 \times 0,5 U_1 = 0,05 U_1$ .

La troisième décade est sur 8, la quatrième sur 7 et la dernière sur 3. Ainsi, la lecture sur les décades donne la fraction  $0,258103$  de la tension d'alimentation  $U_1$  entre E 1 et E 2.

Si l'alimentation se fait entre P1 et P2, le raisonnement précédent est encore valable, mais la précision de rapport est un peu moins bonne en raison de l'augmentation de résistance et des fuites supplémentaires.

Contrairement à ce qui a lieu pour les diviseurs à résistances, l'emploi d'un potentiomètre de réglage fin à la place de la dernière décade est à rejeter, en raison de l'augmentation de la résistance effective génératrice de pertes et d'erreurs.

Le pouvoir de résolution du diviseur dépend du nombre de décades lequel peut être quelconque. L'expérience montre que la présence d'une décade bien conçue, au point de vue impédance d'entrée, n'introduit qu'une erreur pouvant rester inférieure au décimillionième.

La forte inductance  $a$ , comme contrepartie, un extra-courant notable se traduisant par un à-coup pendant la commutation des éléments. Pour en atténuer l'effet, on effectue la commutation en deux étapes. Durant la première, on insère des résistances de  $100$  à  $1000 \Omega$  entre la décade N°  $p + 1$ , et une subdivision de la décade N°  $p$ . Ces résistances dissipent l'énergie emmagasinée dans les inductances.

Durant la deuxième étape, on réalise la liaison directe (fig.2)

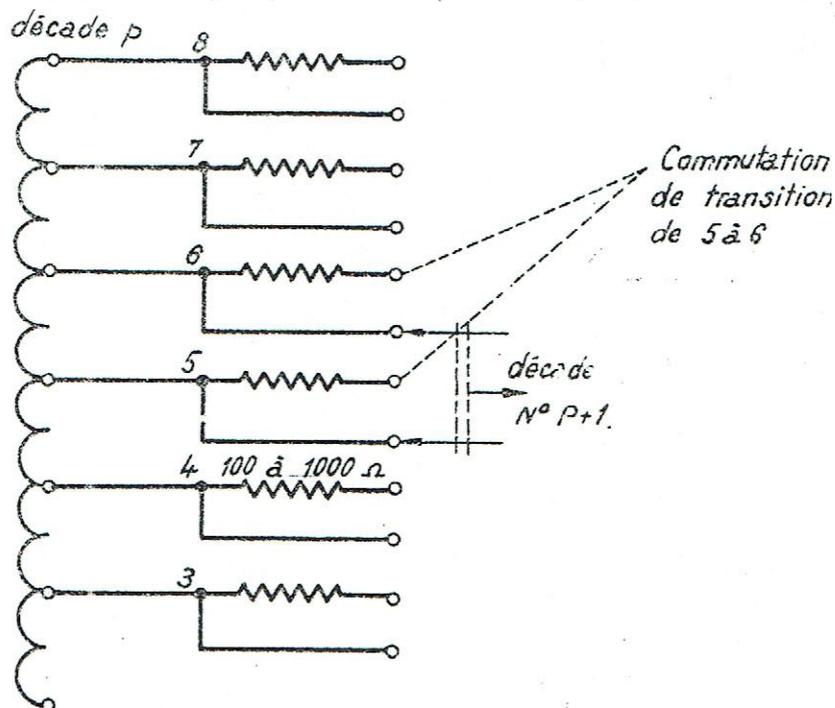


Fig.2 -- Disposition schématique des commutateurs

En réalité, l'utilisateur qui manoeuvre les boutons ne peut différencier les étapes en raison de la conception judicieuse des commutateurs.

Rappelons que le diviseur comporte 6 décades. Le pouvoir de résolution est ainsi de  $10^{-6}$ .

Les enroulements sont en fil émaillé gras.

Les tores sont en ruban de Permimphy ou Supermimphy de 0,1 mm d'épaisseur. (perméabilité relative : 50 000 à 250 000 ).

-----

## II. - EMPLOIS DIVERS DU DIVISEUR -

### 1.- Diviseur de tension en basse fréquence -

On utilise le dispositif Kelvin-Varley (voir fig.1) comportant un certain nombre de décades, suivant le pouvoir de résolution désiré.

Il est primordial qu'une décade ne charge pas la section shuntée de la décade précédente. Comme la source est en général d'impédance interne négligeable, vue des bornes de la décade N° p+1, la décade N° p. présente pratiquement son impédance de fuite qui est toujours très faible, alors que l'impédance d'entrée de la décade N° p+1 est grande, comme nous l'avons déjà vu.

Si la tension d'alimentation U est connue, on peut afficher ainsi des tensions au plus égales à U avec une précision de l'ordre du millionième.

La gamme de travail est limitée par la précision désirée.

Du côté des fréquences très basses, inférieures à 50 Hz, il faut tenir compte de la diminution de la réactance, par rapport à la résistance qui reste sensiblement constante.

D'autre part, la tension admissible décroît avec la fréquence, le courant magnétisant doit en effet être limité pour conserver la valeur élevée de la perméabilité. La figure 3 montre la tension admissible en fonction de la fréquence.

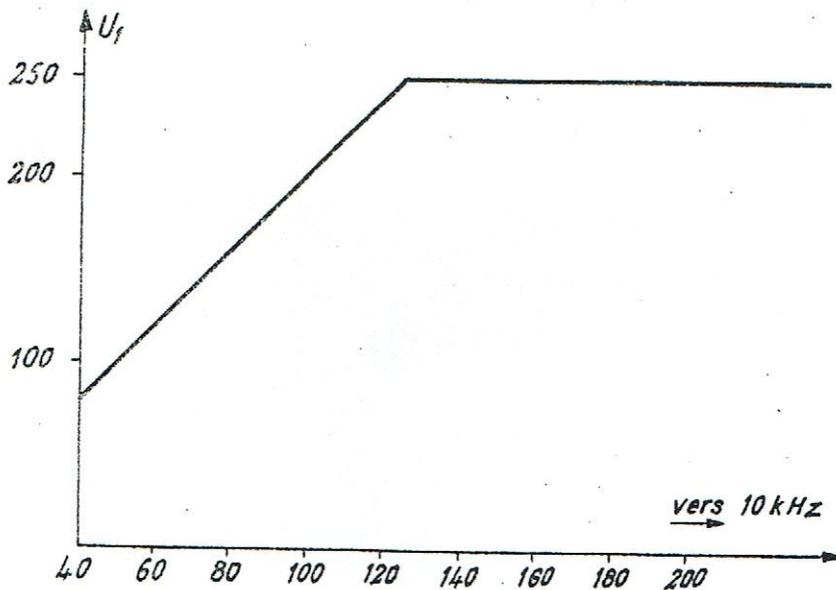


Fig.3 - Courbe de tension admissible du diviseur en fonction de la tension efficace primaire U<sub>1</sub>.

Au dessous de 50 Hz, on a sensiblement  $U_{\max} = 2f_{\text{Hz}}$ .

Aux fréquences élevées, la capacité répartie des enroulements introduit une erreur non négligeable, malgré la faible valeur des impédances

de fuite, les seules à faire intervenir lorsque l'alimentation se fait au moyen d'une source d'impédance négligeable.

Il est bon de se limiter à une fréquence de l'ordre de 10 kHz.

Rappelons qu'il arrive que le noyau subisse l'action d'une tension comportant une composante continue. En raison de la forte valeur de la perméabilité, la saturation du noyau peut se produire pour un courant de quelques dizaines de  $\mu\text{A}$ . C'est notamment le cas où l'on procède à une mesure de la résistance des enroulements au pont en courant continu.

Afin d'éviter l'effet d'une aimantation rémanente, on doit procéder à une désaimantation au moyen d'un courant alternatif de fréquence basse, 50 Hz par exemple, depuis la tension alternative de service jusqu'à zéro de façon progressive. Cette désaimantation doit se faire assez lentement pour être efficace. Il est bon d'adopter une durée de l'ordre de 15 à 20 s.

## 2.- Essai de linéarité ou étalonnage d'un diviseur de tension -

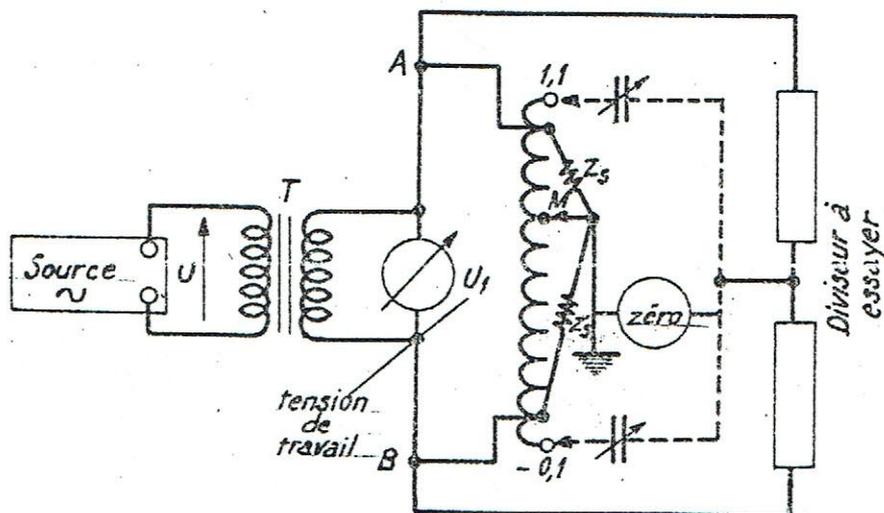


Fig. 4 - Étalonnage d'un diviseur de tension

Il se fait suivant le montage de principe de la figure 4. Afin de réduire l'effet des impédances parasites entre appareils et par rapport au sol, il y a lieu de blinder les connexions et de réunir le blindage au sol.

D'autre part, il y a intérêt à interposer entre la source de tension  $U$  et les réducteurs, un transformateur d'isolement  $T$ , réducteur de tension dont l'impédance de sortie soit de l'ordre d'une dizaine d' $\Omega$  si possible. Dans la négative, on accentue l'effet des impédances parasites en raison du fait que le diviseur étalon ne peut plus être considéré comme en court-circuit, cas où son impédance de sortie est négligeable, puisqu'elle se réduit à l'impédance de fuite de l'ordre de quelques ohms.

Le rôle et la compensation des impédances parasites sera discuté, lors de l'étude du pont à bras inductifs. On peut toutefois remarquer que la mise à la terre du point  $M$  de l'étalon transfère les impédances de fuite au sol  $Z_s$  et  $Z'_s$  aux bornes des impédances vues entre  $A$  et  $M$  d'une part, et

M et B d'autre part. Comme ces impédances sont celles de fuite, il en résulte une atténuation considérable de l'effet parasite des impédances par rapport au sol.

Très souvent, c'est le diviseur lui-même qui introduit un déséquilibre de capacité. Nous prévoyons à cet effet, deux sorties supplémentaires correspondant à  $m = 1,1$  et  $m = -0,1$ . En effet, le toron est constitué par 12 conducteurs dont 11 permettant de réaliser tous les rapports entre 0 et 1,1 (fig.5), le douzième étant une section sortie en opposition de phase.

Ces sections auxiliaires permettent de dériver des courants de correction moyennant impédances convenables.

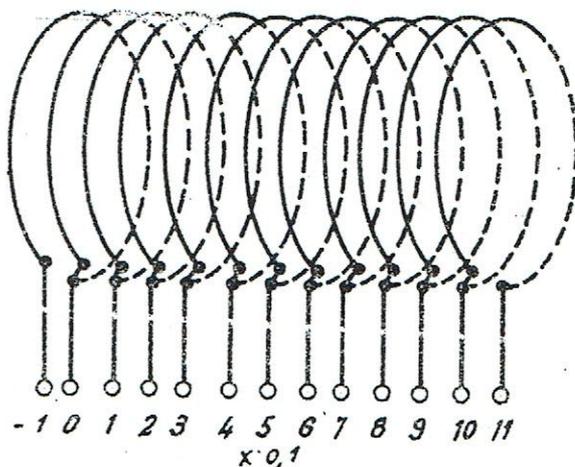


Fig.5 - Sorties auxiliaires correspondant à 1,1 et à -0,1

Dans le cas qui nous préoccupe, le déséquilibre de capacité peut être compensé par le branchement d'un condensateur entre la borne M' de l'appareil de zéro A et l'une des sorties 1,1 ou -0,1.

L'ordre de grandeur de cette capacité dépend de la fréquence et aussi de la construction du diviseur. Souvent, on peut se contenter de quelques dizaines de pF, mais dans certains cas, la capacité de compensation atteint le dixième de  $\mu\text{F}$ .

Lorsque l'étalonnage doit se faire avec une bonne résolution, de l'ordre du millionième par exemple, de la tension appliquée, l'appareil de zéro sera de préférence un amplificateur sélectif dont le gain est de l'ordre de 10 000 (80 dB). On peut également se contenter d'un gain de 40 dB pour l'amplificateur sélectif, à condition de l'associer à un autre amplificateur non sélectif de gain suffisant. Souvent, ce second amplificateur peut être remplacé par un oscillographe dont la sensibilité atteint quelques mm/mV.

Dans la gamme des fréquences comprises entre 300 et 5 000 Hz, un téléphone sensible à quelques dizaines de  $\mu\text{V}$  donne de bons résultats à la sortie de l'amplificateur sélectif ou éventuellement non-sélectif, mais de très faible bruit de fond.

### 3.- Etalonnage de voltmètre à tension alternative dans le domaine des fréquences basses.

L'étalonnage peut se faire directement à partir d'un voltmètre étalon V (fig.6) à condition de tenir compte de l'erreur de charge. Celle-ci est  $\frac{a}{g}$  où  $a$  est l'impédance de fuite sensiblement égale à la résistance  $\frac{R}{m}$  vue des bornes 0 et M, c'est-à-dire :

$$m(1-m)R$$

R étant la résistance totale de l'enroulement entre les bornes 0 et 1.

$g$  désigne la résistance du voltmètre. On a  $U_x = m U$ .

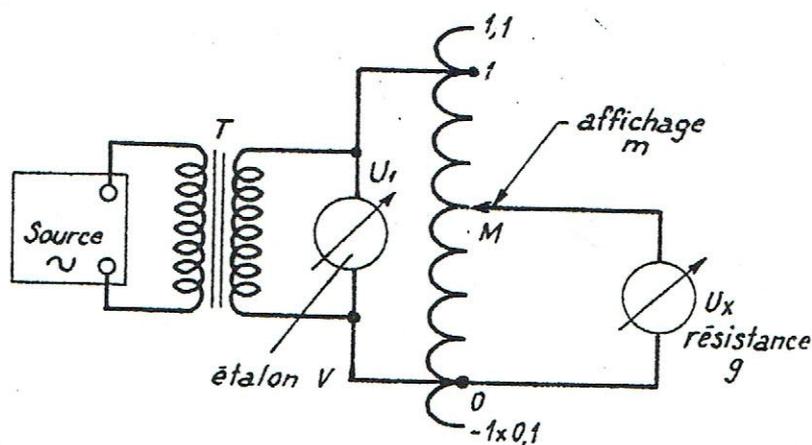


Fig.6 - Etalonnage d'un voltmètre

Dans le cas du diviseur,  $a$  ne dépasse jamais  $14 \Omega$ , ce qui fixe une limite à l'erreur de charge qui est toujours par défaut.

Lorsque la résistance du voltmètre est très faible, ce qui est le cas des appareils ferromagnétiques ou électrodynamiques, on recourt à une méthode de zéro.

### 4.- Etalonnage d'ampèremètres à courant alternatif

Etant donné que l'impédance des ampèremètres est toujours très faible, inférieure à l'ohm dans la plupart des cas, le diviseur fonctionnera pratiquement en court-circuit, comme un transformateur de courant (fig.7).

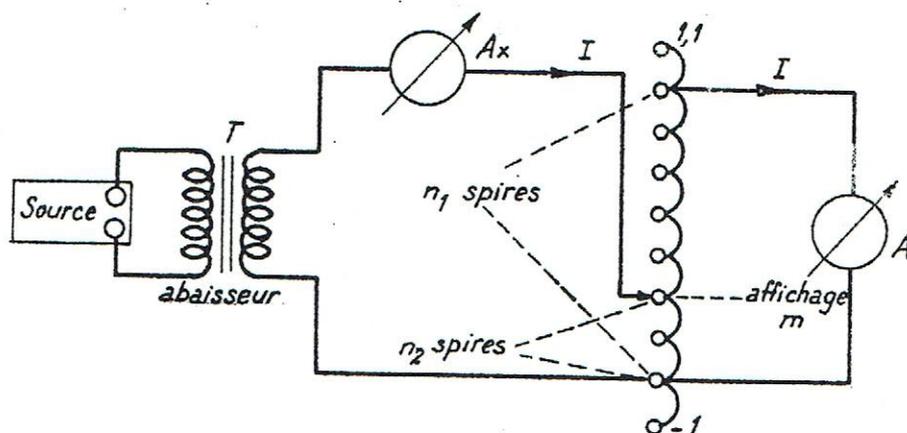


Fig.7 - Etalonnage d'un ampèremètre  $A_x$  par rapport à un étalon  $A$

L'étalon  $A$  pourra être un appareil de faible calibre (milliampèremètre). Le transformateur  $T$  aura une faible impédance de sortie aux bornes secondaires, une dizaine d'ohms au plus. Dans ces conditions, le rapport des courants est donné par lecture directe sur les décades à quelques millièmes près, conformément à la formule :

$$n_2 I_x = n_1 I \quad \text{ou} \quad I_x = mI \quad m = n_2/n_1$$

Il y a lieu d'établir le courant progressivement en agissant sur le niveau de sortie de la source  $S$ . En raison de la faible section des fils de bobinage, il n'est pas recommandé de dépasser 1 A environ dans les trois dernières décades ( $10^{-4}$ ,  $10^{-5}$  et  $10^{-6}$ ) et environ 250 mA dans les 4 premières.

L'étalonnage n'est donc profitable que dans le cas des milliampèremètres.

Lorsque l'impédance des milliampèremètres est prohibitive, un autre montage permet d'opérer avec une précision du même ordre que dans le cas décrit.

##### 5.- Mesure du gain d'un amplificateur

Elle se fait suivant le montage (figure 8). Pour un niveau de sortie  $U$ , on agit sur  $m$  jusqu'à ce que la tension indiquée par le voltmètre  $V$  soit la même dans les deux positions de l'inverseur  $K$ . On a alors pour un gain  $G$  :

$$mU \times G = U \quad G = \frac{1}{m}$$

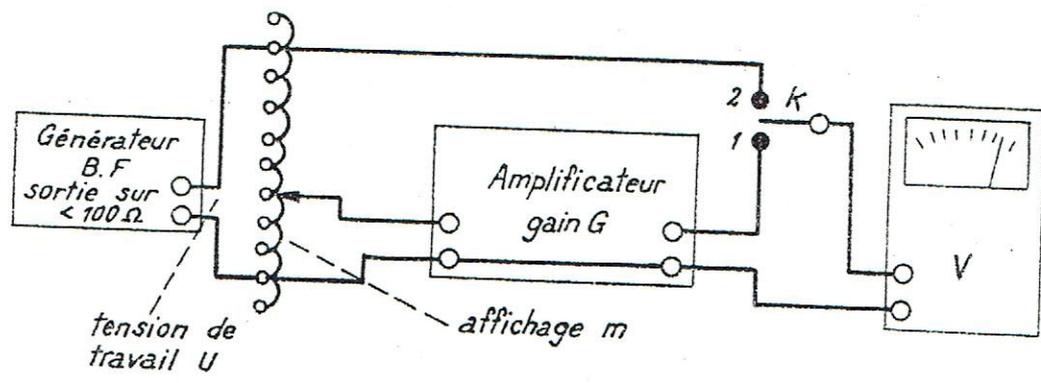


Fig.8 - Mesure du gain d'un amplificateur

La mesure se fait rapidement à condition de régler la tension du générateur basse fréquence BF à la valeur U, K étant en 2.

6.- Etalonnage d'un atténuateur

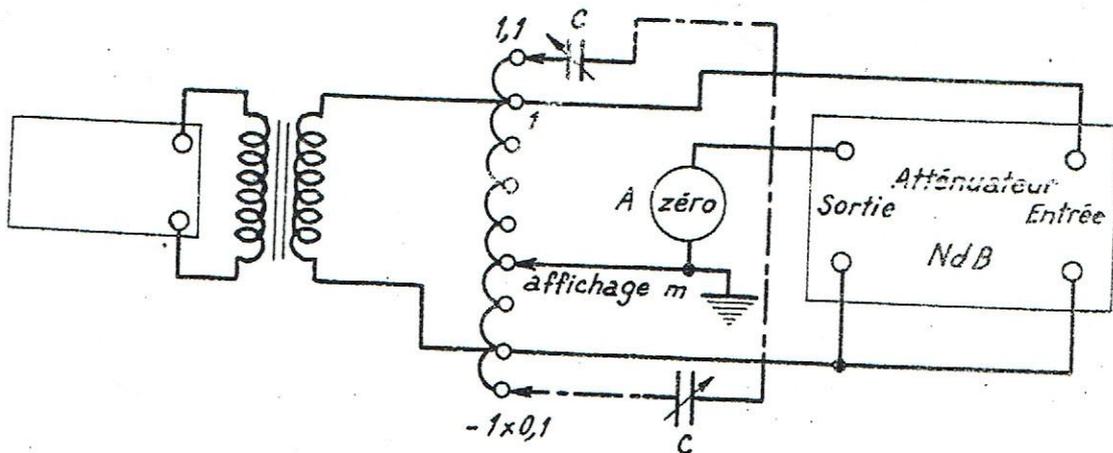


Fig.9 - Etalonnage d'un atténuateur

Le montage est analogue à celui de la figure 4. Les atténuateurs étant gradués en général en décibels, on aura en cas d'équilibre indiqué par l'appareil de zéro A (et obtenu le plus souvent par l'adjonction d'une capacité C branchée entre la deuxième borne de A et l'une des sorties 1,1 ou -0,1).

On en tire l'atténuation  $A_{dB} = 20 \lg \frac{1}{m}$

7.- Mesure du rapport d'un transformateur

Lorsque celui-ci est abaisseur, on recourt au montage de la fig.9 en substituant l'appareil à essayer à l'atténuateur. La capacité réglable C est habituellement nécessaire pour obtenir une bonne opposition. Le rapport de réduction est 1/m. Le transformateur peut débiter sur une charge secondaire sans que le montage ait besoin d'être modifié.

Lorsque le transformateur est élévateur, on peut s'inspirer du montage de la figure 13, en alimentant le primaire par la section  $-1 \times 0,1$  et en réalisant l'opposition entre la tension secondaire et la tension prélevée entre l'extrémité inférieure de la première et une section intermédiaire correspondant à la lecture  $m$ . On en tire le rapport :

$$K = \frac{m + 0,1}{0,1} = 10m + 1.$$

### 8.- Utilisation comme bras de pont de mesure

Le diviseur alimenté par une source  $S$  de faible impédance  $z$  se réduit pratiquement aux impédances de fuite en série avec des tensions proportionnelles aux nombres de spires. On peut montrer que dans le cas du pont de la figure 10, l'équilibre se traduit par la relation :

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{m}{1-m} \frac{1 + \frac{a(1-m)}{j\omega M} + \frac{a + b \left(\frac{m}{1-m}\right)^2}{mQ / (1-m)^2}}{1 + \frac{mb}{j\omega M} + \frac{a + b \left(\frac{m}{1-m}\right)^2}{P / (1-m)^2}}$$

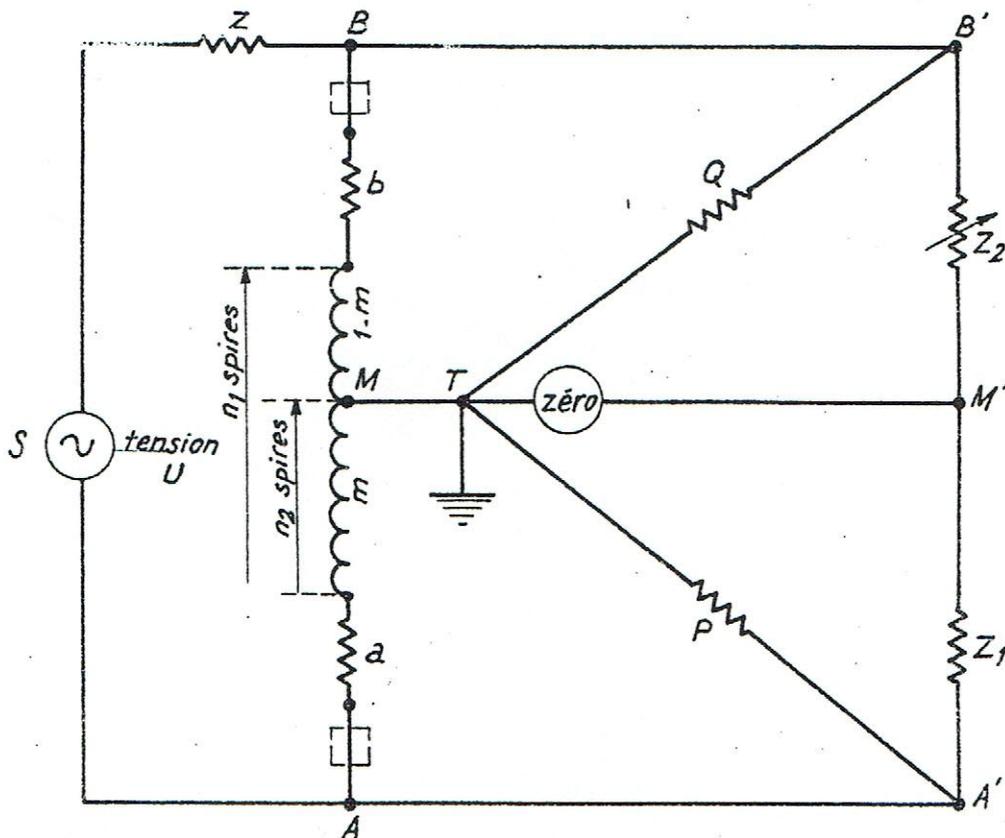


Fig. 10- Pont d'impédances dit de Leslie

Comme les impédances de fuites a et b sont faibles devant celles qui se trouvent en série, on a pratiquement :

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{m}{1-m} \left\{ 1 + \frac{(1-m)a - mb}{j\omega M} + \left[ a(1-m)^2 + bm^2 \right] \left[ \frac{1}{mQ} - \frac{1}{(1-m)P} \right] \right\}$$

Si le diviseur est bien conçu, les impédances de fuite sont proportionnelles aux nombres de spires, ce qui nous autorise à écrire :

$$\frac{a}{m} = \frac{b}{1-m}, \quad a(1-m) = bm$$

donc  $a(1-m)^2 = bm(1-m) + bm^2 = bm(1-m+m) = bm = a(1-m)$

d'où

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{m}{1-m} \left[ a(1-m) \left( \frac{1}{mQ} - \frac{1}{(1-m)P} \right) + 1 \right]$$

On peut se débarrasser de l'influence des impédances parasites P et Q par rapport à la terre en réalisant la condition

$$P/Q = m/(1-m)$$

Pour cela, on peut recourir à une méthode proposée par Rayner et qui nous rappelle dans une certaine mesure le dispositif de Wagner. Il suffit de déconnecter l'appareil de zéro du point de jonction des impédances à comparer et de le brancher entre M et T (fig.11) de façon à constituer un pont de Wheatstone avec le diviseur inductif servant de tête de pont et les impédances parasites P et Q.

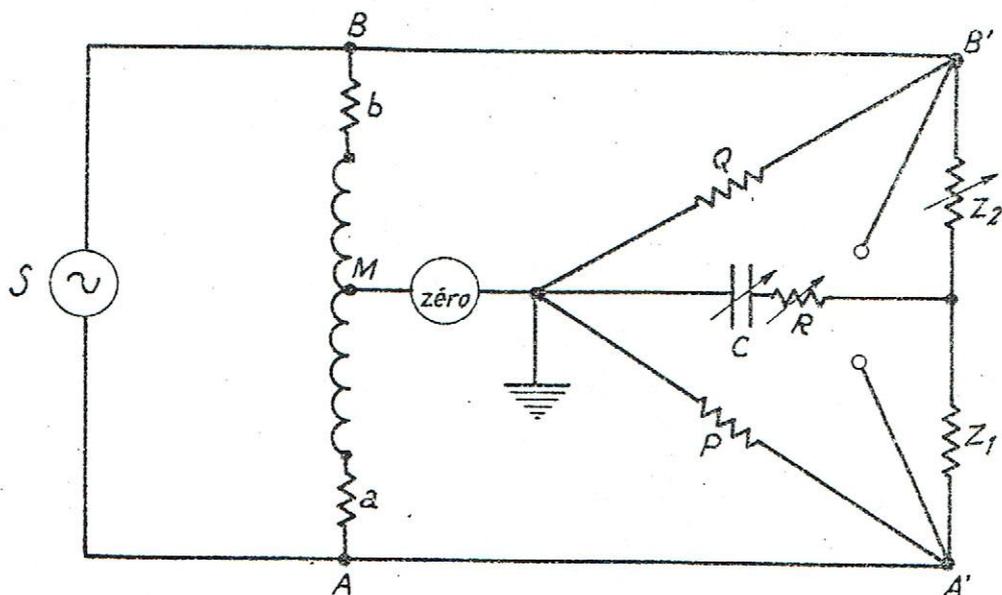


Fig.11 - Compensation des impédances parasites par rapport au sol

On rétablit l'équilibre avec une impédance comprenant une capacité  $C$  et une résistance  $R$  en série, variables toutes deux et branchées aux bornes de  $P$  ou de  $Q$ , suivant le sens du déséquilibre. Sans toucher au rapport  $m/(1-m)$ , on arrive à équilibrer le pont. On rebranche ensuite l'appareil de zéro  $A$  comme sur la figure 10 et on rééquilibre le pont en retouchant  $Z_2$  et éventuellement le rapport  $m$ .

Dans les mesures de haute précision, on peut réaliser presque rigoureusement la condition  $a(1-m) = bm$  en déterminant les impédances de fuite suivant le montage de la figure 12, et en branchant les impédances d'appoint dans le circuit du diviseur à l'endroit des carrés.

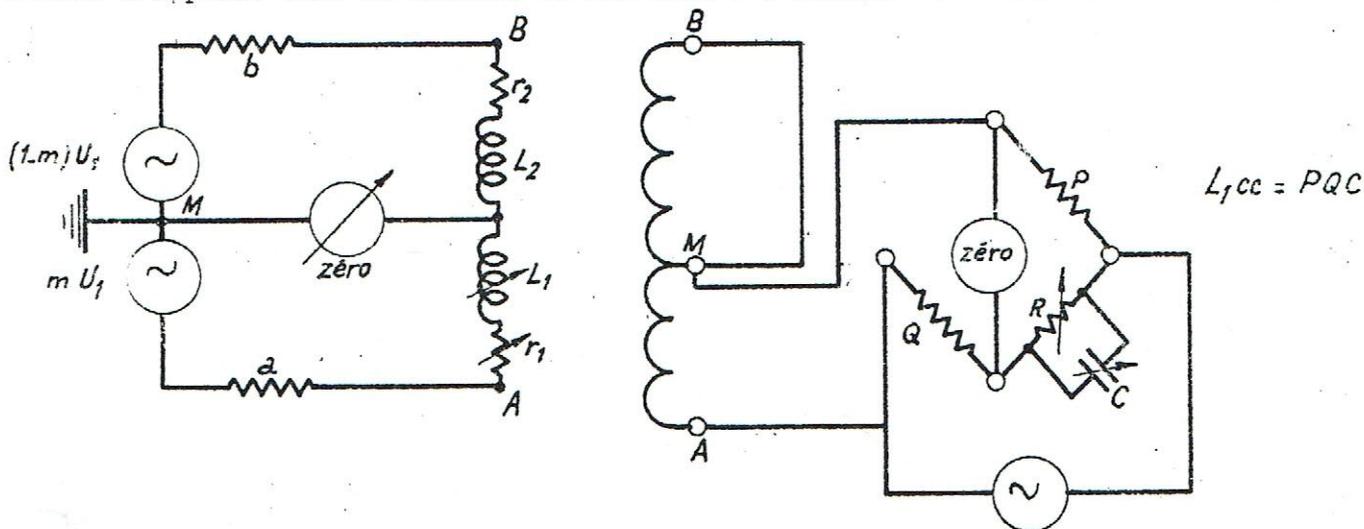


Fig.12 - Pont pour la mesure des impédances de fuite

Lorsque le rapport utilisé est  $m = 0,5$  donc  $m/(1-m) = 1$ , la précision est la meilleure possible, car les impédances de fuite du diviseur s'éliminent par symétrie.

Le pont décrit (1) est intéressant surtout pour la comparaison d'impédances de même nature et en particulier des étalons. Bien que nous ayons tenu compte des impédances par rapport au sol, ce pont y est assez peu sensible en raison de la très faible valeur des bras de pont du côté du diviseur aux bornes desquelles se placent les impédances  $P$  et  $Q$ . Cette performance est obtenue uniquement lorsque le point  $M$  est réuni au sol.

Dans le but de s'affranchir du calcul du rapport  $m/(1-m)$  et d'obtenir le rapport des impédances par lecture directe sans calcul, on peut profiter des enroulements auxiliaires que comporte le diviseur (fig.5).

On peut ainsi alimenter l'une des impédances sous la tension fournie par l'enroulement auxiliaire inférieur correspondant au rapport 0,1. L'autre impédance sera alimentée par le tronçon compris entre 0 et  $M$ . Le rapport correspondant  $m$  est directement lu sur les boutons (fig.13).

(1) W.H.P. LESLIE - Choosing transformer ratio-arm bridges. The Proc. of the I.E.E. Part B sept.1961 p.539-545.9 référencés bibliographiques.

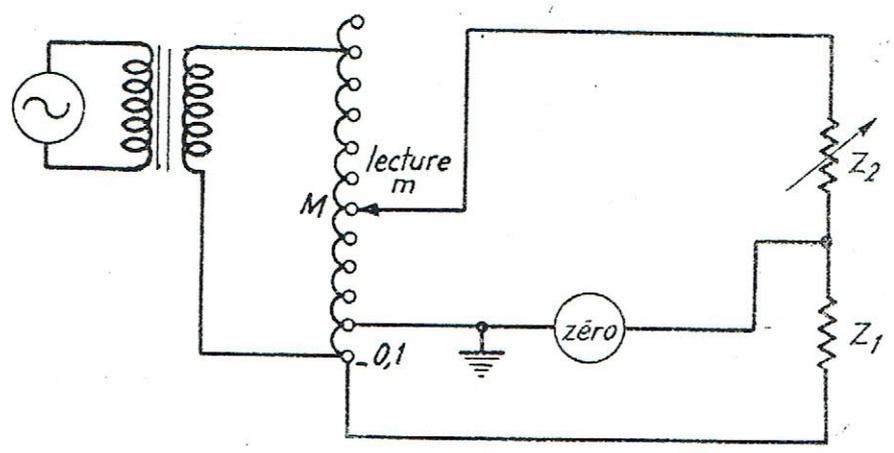


Fig.13 - Comparaison d'impédances par lecture directe

On a alors à l'équilibre, sous réserve des corrections dues aux impédances de fuite et aux impédances parasites par rapport à la terre

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{0,1}{m}$$

$$Z_2 = 10m Z_1$$

Dans ce montage, les impédances sont alimentées par le diviseur. Comme le courant de travail de celui-ci doit être limité, on a intérêt à n'opérer que sur de fortes impédances. C'est le cas notamment de la mesure de très faibles capacités. On peut par cette méthode, effectuer des mesures de capacités très inférieures au pF, à condition que toutes les précautions soient prises pour éviter les effets parasites par des blindages appropriés.

Pour la mesure de faibles impédances, on doit alimenter celles-ci directement, par le transformateur d'isolement, de façon à éviter d'envoyer des courants prohibitifs dans le diviseur. On retombe ainsi sur le pont de Leslie classique, où l'un des bras de proportion est constitué par l'enroulement auxiliaire correspondant à un rapport 0,1. De cette manière, la valeur de l'inconnue sera lue directement :

$$Z_2 = 10 m Z_1.$$

9.- Utilisation comme bras de pont de mesure avec primaire isolé.

On aboutit ainsi au montage, dont le principe est indiqué à la figure 14.

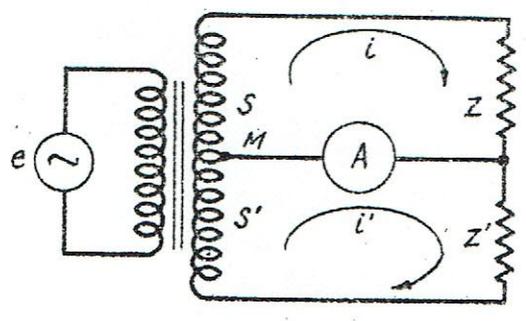


Fig. 14 - Comparaison de 2 impédances au pont différentiel à transformateur

Dans la pratique, il faut tenir compte des impédances parasites par rapport au sol et aussi de la capacité répartie des enroulements. L'ensemble de ces impédances parasites peut être symbolisé par les impédances P et Q (fig.15), lorsque les impédances de fuite du transformateur ramenées au secondaire sont faibles.

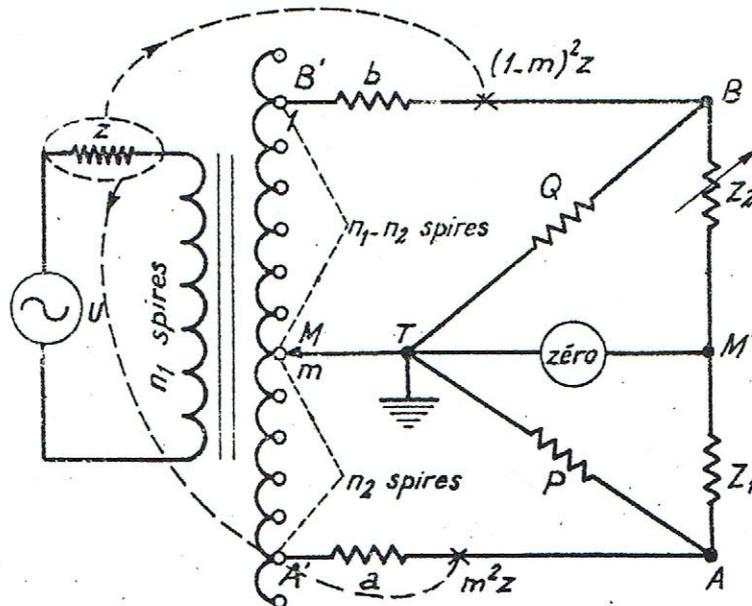


Fig.15 - Pont différentiel dit de Thomson

Le schéma équivalent du pont est donné à la figure 15. a, b et z sont les impédances de fuite des deux tronçons de l'enroulement secondaire et de l'enroulement primaire. On peut ramener z au secondaire en remplaçant b par :

$$b' = b + \left( \frac{n_1 - n_2}{n_1} \right)^2 z = b + (1-m)^2 z$$

et a par :

$$a' = a + m^2 z \quad m = \frac{n_2}{n_1}$$

La condition d'équilibre se trouve facilement à condition de transformer les étoiles A'A, TA, M'A et B'B, TB et M'B en triangle.

On rappelle que cette transformation se fait conformément au schéma de la figure 16 au moyen des formules suivantes :

$$Z_{12} = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3}$$

$$Z_{23} = Z_2 + Z_3 + \frac{Z_2 Z_3}{Z_1}$$

La formule de  $Z_{31}$  s'obtient par permutation circulaire des indices.

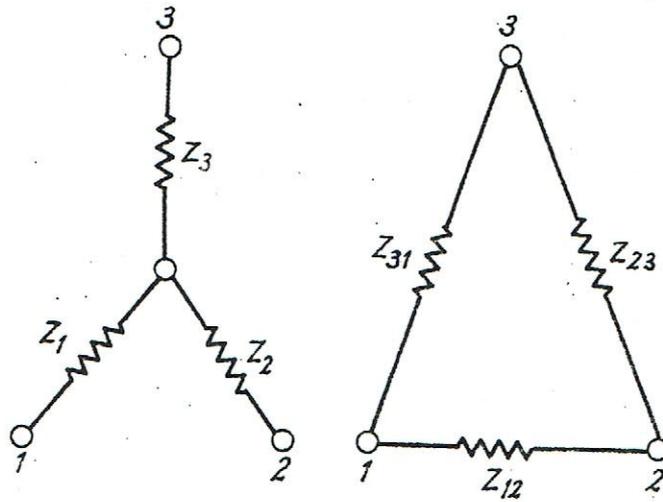


Fig.16 - Transformation d'une étoile en triangle.

La transformation de l'étoile B' B, TB, M'B conduit à trois impédances en triangle. La première se place entre B' et T c'est-à-dire aux bornes de la source de tension  $(1-m)U$  (voir Fig.17), la seconde shunte l'appareil de zéro et n'intervient pas dans l'équilibre comme la première.

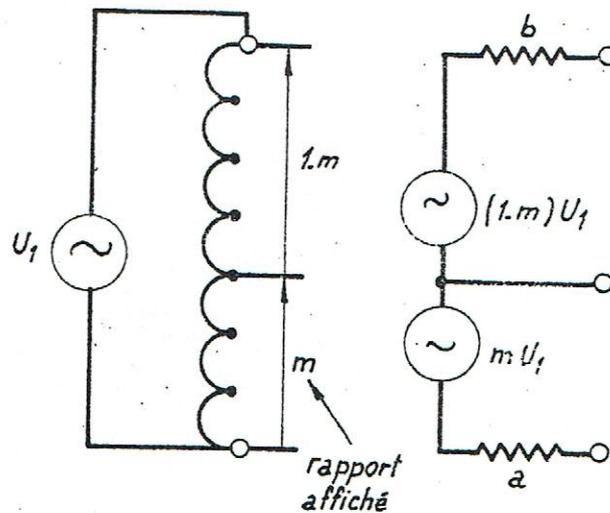


Fig.17 - Diviseur alimenté par une source d'impédance négligeable.

Seule, la troisième  $Z'_2$  entre B' et M' entre en ligne de compte.

Sa valeur est :

$$Z'_2 = b' + Z_2 + \frac{b'Z_2}{Q}$$

de même, on trouverait entre M' et A' l'impédance

$$Z'_1 = a' + Z_1 + \frac{a'Z_1}{P}$$

Le pont se ramène finalement au montage différentiel classique de la figure 18 où les tensions  $(1-m)U$  et  $mU$  débitent dans l'appareil de zéro des courants de sens inverses.

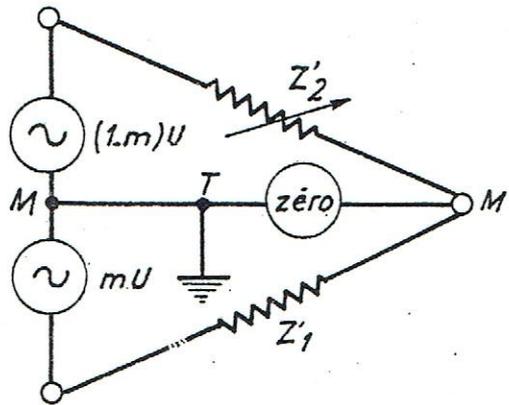


Fig.18 - Schéma équivalent du pont réduit de la fig.15

L'équilibre se traduit par :  $\frac{(1-m)U}{Z'_2} = \frac{mU}{Z'_1}$

$$\frac{m}{1-m} = \frac{a' + Z_1 + a' Z_1 / P}{b' + Z_2 + b' Z_2 / Q} = \frac{a' + Z_1 (1 + a'/P)}{b' + Z_2 (1 + b'/Q)}$$

Comme  $a'$  et  $b'$  sont généralement très faibles devant les termes en  $Z_1$  et  $Z_2$ , on peut faire un développement en série limité en confondant :  $(1+x)/(1+y)$  par  $1 + x - y$  pour  $x$  et  $y$  très petits devant l'unité.

Si l'on néglige les termes du second ordre, la condition d'équilibre se ramène à :

$$\frac{m}{1-m} = \frac{Z_1}{Z_2} \left( 1 + \frac{a'}{P} + \frac{a'}{Z_1} - \frac{b'}{Q} - \frac{b'}{Z_2} \right)$$

Cette expression n'est pas commode à manipuler en raison du fait que la connaissance de  $Z_2$  ne donne pas immédiatement  $Z_1$ . Cependant, le rapport des impédances étant sensiblement égal à  $m/(1-m)$ , nous nous permettons de remplacer par ce rapport  $Z_1/Z_2$  dans le dernier terme correctif, d'où :

$$Z_1 = \frac{m}{1-m} Z_2 \left( 1 - \frac{a'}{P} + \frac{b'}{Q} \right) + \frac{mb'}{1-m} - a'$$

On voit d'ores et déjà l'intérêt du pont pour la comparaison d'impédances de même valeur nominale. On a alors  $m = 1-m$  et le montage est symétrique. Les impédances de fuite totales  $a'$  et  $b'$  ramenées au secondaire sont égales et le dernier terme disparaît. Les impédances parasites  $P$  et  $Q$  sont sensiblement égales lorsque les impédances à

comparer ont même géométrie. Dans la négative, on peut éliminer leur effet selon la méthode indiquée au paragraphe 8.

Lorsque les impédances sont différentes, l'élimination d'un terme ne contenant pas  $Z_2$  peut se faire en ajustant  $a'$  et  $b'$  selon la méthode mentionnée au paragraphe 8. Pour cela, on réunit A et B à la borne  $M'$  de l'appareil de zéro d'où le pont différentiel de la figure 19 où les bras sont constitués par  $a'$  et  $b'$ .

La condition d'équilibre s'écrirait :

$$\frac{(1-m)U}{b'} = \frac{mU}{a'}$$

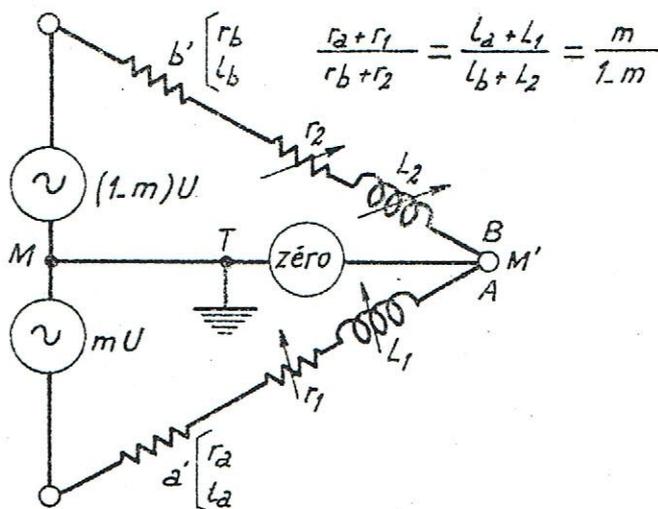


Fig.19 - Pont obtenu le secondaire étant en court-circuit

L'équilibre n'étant pas réalisé a priori, on se sert d'une résistance et d'une inductance réglables, de préférence dans chaque branche pour ajuster  $a'$  et  $b'$  de manière à satisfaire à la condition d'équilibre. Rappelons que dans le cas de diviseurs bien construits, c'est surtout la résistance qui intervient dans ce réglage.

Dans le cas de notre diviseur et  $m = 0,5$ , nous connaissons l'impédance de fuite :

- résistance de 43  $\Omega$  environ en série avec une inductance de 282  $\mu\text{F}$ .

Pour la fréquence de 1 000 Hz, la réactance  $X$  est assez faible devant la résistance. En effet

$$X = 282 \cdot 10^{-6} \times 6\,280 = 1,76 \Omega$$

REMARQUE :

L'étude du diviseur à bras inductifs conduit à des analogies avec le pont de Wheatstone, notamment la possibilité de permuter la source et l'appareil de zéro, lorsque l'équilibre est réalisé sous réserve des impédances de fuite.

Celles-ci sont bien plus faciles à maîtriser dans le cas du pont à bras inductifs, dont la précision de rapport nous place dans un domaine, sinon nouveau, du moins aux performances surprenantes.

-----