

MINISTÈRE DE LA PRODUCTION INDUSTRIELLE ET DU TRAVAIL.

DIRECTION DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE.

BREVET D'INVENTION.

Gr. 12. — Cl. 6.

N° 873.458

Oscillateurs et amplificateurs à valve thermionique.

M. EDMUND RAMSAY WIGAN résidant en Angleterre.

Demandé le 26 janvier 1940, heure inconnue, par poste.

Délivré le 23 mars 1942. — Publié le 9 juillet 1942.

(Demande de brevet déposée en Angleterre le 27 janvier 1939. — Déclaration du déposant.)

L'invention a trait aux oscillateurs et amplificateurs du genre dans lequel la sélection de la fréquence du circuit (ou bien l'amplification maximum) dépend de la présence de circuits déphaseurs, capables d'être aussi employés comme amplificateur-sélecteurs avec une « réaction » réduite.

L'invention vise un oscillateur de ce genre, de construction perfectionnée, plus simple à employer, à étalonner et à ajuster que les instruments de ce genre employés jusqu'ici, et qui prévoit les traits suivants :

(1) Une méthode pour la sélection, d'une manière simple, de la fréquence désirée, parmi une série très étendue de réglages de fréquences connues exactement, sans l'assistance de dispositifs secondaires, tels que des schémas séparés d'étalonnage ou des échelles à subdivisions poussées à l'extrême ;

(2) Des moyens pour effectuer la compensation des tolérances de la main-d'œuvre et des erreurs provenant des capacités résiduelles et des résistances de fuite des valves et des circuits composants ;

(3) Des moyens pour effectuer la compensation du déphasage dans l'amplificateur ou le circuit déphaseur causé par un changement de température.

Dans les oscillateurs du genre dont il est

fait mention, il est connu de faire la sélection de la fréquence (ou l'amplification maximum) en ajustant le déphasage produit par une série d'étages amplificateurs et d'étages déphaseurs, constitués par une série d'étages de circuits résistants et réactants reliés de manière à former un circuit continu, le gain dans les étages amplificateurs étant légèrement supérieur à la perte dans les étages déphaseurs, de sorte que, pour une ou plusieurs fréquences déterminées, le déphasage dans les circuits est juste suffisant pour amorcer les oscillations (ou pour donner l'amplification maximum, avec une réduction du gain dans les étages amplificateurs). Par exemple, il a été proposé d'employer des circuits déphaseurs ou de filtrage reliant le débit à l'entrée de l'étage amplificateur, consistant en au moins une résistance composante et une capacité composante, R_1 et C_1 , en série avec un circuit comprenant au moins une résistance composante et une capacité composante, R_2 et C_2 , en parallèle, et de contrôler la fréquence du système en variant soit la résistance composante, soit la résistance composante du circuit déphaseur.

Un tel circuit ou filtre donne dans son ensemble un déphasage entre les bornes d'entrée et de débit qui est zéro ou presque zéro à la fréquence désirée de l'oscillateur

Prix du fascicule : 10 francs.

et qui varie en directions opposées pour les fréquences situées de chaque côté de cette valeur. Pourvu que les rapports R_1/R_2 et C_1/C_2 soient maintenus constants, le rapport de la tension d'entrée e_0 à la tension de débit e_1 du circuit, e_0/e_1 , désigné ci-après « perte inverse » dans le circuit de filtrage à la fréquence qui donne un déphasage zéro, est toujours le même quelles que soient les valeurs actuelles de R_1 , R_2 , C_1 ou C_2 .

D'après l'invention, il est prévu un circuit déphaseur ou de filtrage analogue, dans lequel C_1 et C_2 sont fixes (mais ajustables) et R_1 et R_2 peuvent être variés simultanément en proportions égales, en conjonction avec une résistance composante subsidiaire R_3 , reliée en série avec R_1 et C_1 et avec le circuit R_2-C_2 , pour effectuer la compensation de l'impédance de débit de l'amplificateur ; la fréquence est obtenue en variant les deux résistances composantes, c'est-à-dire R_1 dans le système de composantes en série et R_2 dans le circuit des composantes en parallèle.

L'invention sera maintenant décrite en plus grand détail en se référant aux dessins annexés comme exemples, dans lesquels dessins :

Fig. 1 est un schéma représentant un oscillateur à valve thermionique du genre dont il a été fait mention ;

Fig. 2 est un schéma représentant une forme générale de circuit employée avec l'oscillateur de la fig. 1 ;

Fig. 3 représente un circuit comprenant la disposition de composantes décrite plus haut.

Dans la fig. 1, X est un amplificateur avec zéro déphasage et Y est un circuit déphaseur.

Dans la fig. 2, A, B, C et D dénotent l'impédance de chaque composante du circuit, e_0 étant le voltage d'entrée et e_1 le voltage de débit du circuit.

Dans la fig. 3, ρ est l'impédance de débit de l'amplificateur, R_1 et R_2 sont les résistances composantes variables de syntonisation et C_1 et C_2 sont des capacités fixes, mais ajustables, constituant les composantes réactives, tandis que R_3 est la résistance composante subsidiaire dont il a été fait mention.

Cette résistance composante R_3 est capable de variation de sorte que la calibration ou étalonnage de fréquence des résistances R_1 et R_2 peut être faite pour une série de valeurs de ρ , l'impédance de débit de l'amplificateur. La valeur de ρ changera et prendra une nouvelle valeur lorsqu'une des valves de l'oscillateur est changée pour une autre valve de conductance mutuelle différente, ou si la conductance mutuelle de la valve originelle s'altère avec l'usage. Lorsque l'oscillateur est étalonné pour la première fois, il existe un certain rapport R_3/ρ , entre ces deux quantités, qui est $R_3/\rho = R_2 C_1 / (R_1 C_1 + R_2 C_2)$ et l'étalonnage sera en erreur à moins que ce rapport ne soit maintenu constant. L'ajustement de ce rapport n'est pas effectué facilement en mesurant R_3 et ρ directement, mais la valeur convenable peut être obtenue par l'artifice suivant : deux réactances Z_A et Z_B , désignées ci-après comme « réactances de réglage-contrôle », sont capables d'être reliées en série avec R_1 et R_3 . Le rapport des valeurs de ces réactances est le même que celui de R_3/ρ , c'est-à-dire qu'il est entièrement déterminé par les valeurs de R_1 , R_2 , C_1 et C_2 . Si $R_1 = R_2$ et $C_1 = C_2$, $Z_A = 2Z_B$.

Il est à remarquer que ceci est une équation vectorielle. La seule condition requise est que, à la fréquence qui est contrôlée, l'angle de Z_A soit identique à l'angle de Z_B . Z_A et Z_B peuvent être deux condensateurs ou deux résistances ou deux tout autres réactances mixtes à un degré quelconque, pourvu que les angles soient égaux.

Le procédé de contrôle de l'ajustement de R_3 est comme suit : l'oscillateur est ajusté à peu près à une fréquence qui peut aussi être obtenue au moyen d'une source locale séparée, de façon que l'on entende des battements par tous moyens appropriés. Pour cette première opération, Z_A et Z_B sont hors du circuit. Ensuite mettez Z_A et Z_B dans le circuit. Ceci ne causera aucun changement soit dans la relation de phase ou la relation d'amplitude entre le voltage d'entrée du circuit et le débit pris au point indiqué dans la fig. 3, si l'ajustement de R_3 est correct. Donc, si R_3 est correct, la mise en circuit de Z_A et Z_B ne change pas la note des battements que l'on

entend, donc, évidemment, en ajustant R_3 jusqu'à ce que aucun changement de fréquence se produise lorsqu'on relie Z_A et Z_B au circuit et qu'on les coupe, la valeur exacte de R_3 peut être obtenue.

La résistance composante R_3 peut être soit égale à la valeur pour laquelle le déphasage est déterminé avec un haut degré de précision par la quantité $\frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$, soit légèrement en excès, R_1 et R_2 étant en Ohms et C_1 et C_2 étant en Farads. Sans l'addition de cette résistance subsidiaire composante R_3 , la fréquence actuelle d'un oscillateur du genre décrit diffère de la fréquence F_0 donnée par l'équation

$$2\pi F_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (1)$$

où F_0 est la fréquence nominale (fréquence pour laquelle le déphasage est zéro) d'une quantité qui dépend de l'impédance de débit de l'étage amplificateur. Pour que la fréquence actuelle soit donnée exactement par l'équation (1), cette impédance doit être considérée comme étant une partie de la résistance composante R_1 dans cette équation, qui devient donc :

$2\pi F_0 = \frac{1}{\sqrt{(R_1 - \rho) R_2 C_1 C_2}}$ (2). Par exemple, lorsque $R_1 = R_2$, R_3 est rendu égal ou légèrement en excès de la moitié de l'impédance de débit effective de l'amplificateur, mesurée au point auquel le circuit déphaseur est relié.

Dans les cas dans lesquels l'amplificateur est imparfait, on trouve que le choix d'une résistance plutôt en excès de la valeur justement spécifiée étend l'échelle de fréquence sur laquelle l'équation est applicable. Le fait que l'équation fait défaut aux basses fréquences est dû au déphasage dans l'amplificateur (causé par la capacitance finie des condensateurs de liaison), et aux hautes fréquences il est dû aux capacitances résiduelles des valves et autres composantes. (Il est indiqué ici que l'effet du déphasage dont il est fait mention précédemment est d'ajouter une petite quantité constante à la fréquence calculée, excepté lorsque cette dernière est de la grandeur de 20 cycles par seconde ou moins). La résistance R_3

opère de façon à corriger l'extrémité de l'échelle correspondant aux hautes fréquences.

Dans un circuit ou filtre tel qu'il est représenté dans la fig. 3, quand C_1 et C_2 sont fixes et R_1 et R_2 sont variés simultanément en proportions égales, l'atténuation du circuit (en conjonction avec l'amplificateur) à la fréquence d'oscillation reste constante, tandis que la fréquence varie en proportion à $\frac{1}{\sqrt{R_1 R_2}} = \frac{K}{R_1}$, où K est une constante dépendant du rapport R_1/R_2 .

Si la loi $F_0 = K/R_1$ est satisfaite, nous devons avoir, maintenant C_1 et C_2 constant et faisant R_2 toujours proportionnel à R_1 : $F_1 = K/r_1$ et $F_2 = K/r_2$, où r_1 et r_2 sont les valeurs de R_1 , la résistance R_2 étant ajustée en proportion, de sorte que

$$F_1 + F_2 = K \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right) = \frac{K}{\frac{1}{\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2}}} = \frac{K}{r_3} \quad (3),$$

où r_3 est la résistance de r_1 et r_2 en parallèle.

Il en résulte que, si la résistance r_1 est insérée dans le circuit à R_1 et une résistance proportionnelle est insérée dans le circuit à R_2 , pour obtenir une fréquence F_1 , et une résistance R_2 (qui, par elle-même produirait une fréquence F_2) est alors reliée en parallèle avec r_1 , tandis qu'une résistance proportionnelle est reliée en parallèle avec R_2 , la fréquence obtenue sera égale à $F_1 + F_2$.

Comme ce procédé peut être continué indéfiniment, l'addition au circuit d'un nombre quelconque de paires de résistances reliées en parallèle aura pour résultat la production d'une fréquence égale à la somme des fréquences produites par les paires, de résistances individuelles lorsqu'elles sont ajoutées au circuit séparément, pourvu que l'influence de l'impédance de débit de l'amplificateur a été éliminée par l'emploi de la résistance, R_3 .

Un autre trait de l'invention est que C_1 et C_2 peuvent être ajustés pour corriger :
 (a) le déphasage résiduel, et
 (b) les changements de température, ou bien, préférablement, C_1 et C_2 sont tous deux ajustés simultanément, en maintenant le rapport $C_1 C_2$ constant, de façon à

avoir une «perte inverse» (ou rapport e_0/e_1) qui soit constant.

Par exemple, si $2\pi F_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$, comme avant, et $C_1 = C_2 = 0,01596 \mu F$ et R_1 et R_2 sont égaux mais modifiés d'une manière identique, alors, sur l'étendue de l'échelle de fréquence pour laquelle le déphasage interne dans l'amplificateur est négligeable, et si R_3 est exact :

10 $2\pi F_0 = 1/C_1 R_1$ ou $F_0 = 10^7/R_1$.

Avec ces dispositifs, une résistance de 1.000 Ohms à R_1 et R_2 produira une fréquence de 10.000 cycles par seconde, une résistance de 10.000 Ohms à R_1 et R_2 produira une fréquence de 1.000 cycles par seconde et une fréquence de 11.000 cycles par seconde sera obtenue en mettant ces deux résistances en circuit en même temps en parallèle.

20 Un raisonnement analogue, basé sur le fait que l'on maintient R_1 et R_2 constant et que l'on varie C_1 et C_2 simultanément, mène à la conclusion que si les capacités C_1 et C_2 sont variées en y ajoutant des capacités en série (ce qui se distingue de l'addition de résistances en parallèle comme dans le cas précédent) la loi reliant la fré-

quence et la capacité a la même forme générale que celle qui a été justement décrite pour le cas où des résistances sont ajoutées en parallèle. Dans ce cas la résistance R_3 n'est pas essentielle. Evidemment, la sélection de la fréquence devient très simple si la loi d'addition de fréquence qui vient d'être décrite est employée. Une des nombreuses façons dont cette invention peut être utilisée sera maintenant décrite.

Par exemple, un oscillateur ou amplificateur-sélecteur disposé d'après l'invention pour prévoir une échelle de fréquences de 50 à 16.000 cycles par seconde en échelons de 10 cycles par seconde serait composée comme suit :

La capacitance totale de tous les condensateurs constituant la capacitance C_1 serait de l'ordre de grandeur de $0,016 \mu F$ avec environ 10 p. 100 de la capacitance contenue dans deux condensateurs variables (a) et (b), dont le rôle est expliqué ci-après.

Les condensateurs C_1 et C_2 auraient des capacités du même ordre de grandeur.

Les jeux de résistances en parallèle à R_1 et à R_2 seraient identiques. Les résistances contenues dans chaque jeu seraient comme suit :

RÉSISTANCE.	FRÉQUENCE OBTENUE AVEC CHAQUE RÉSISTANCE LORSQU'ELLE EST SEULE DANS LE CIRCUIT.
1.000 Ohms.....	10.000 c.p.s.
10.000 —	1.000 —
5.000 —	2.000 —
5.000 —	2.000 —
2.000 —	5.000 —
100.000 —	100 —
50.000 —	200 —
50.000 —	200 —
20.000 —	500 —
1.000.000 —	10 —
500.000 —	20 —
500.000 —	20 —
200.000 —	50 —

Ces 13 fréquences peuvent être combinées pour produire plus de 1500 fréquences différant de 10 c.p.s. entre 50 et 16.000 c.p.s.

Des commutateurs appropriés sont prévus pour mettre en parallèle toute combinaison de résistances que l'on peut désirer.

60 Pour les fréquences auxquelles le déphasage de l'amplificateur est considérable par exemple au-dessus de 20 Kc) le condensateur variable (a) est ajusté à des valeurs prédéterminées par chaque fréquence.

Le condensateur b est ajusté à une valeur prédéterminée qui dépend de la température de l'appareil. Alternativement, ce condensateur peut être du genre que l'on peut ajuster de façon à ce qu'il ait un coefficient thermal positif ou négatif, et ainsi l'on peut compenser des modifications dans les capacités et les résistances.

Dans le cas d'un oscillateur dans lequel la fréquence est variée en variant les capacités au lieu des résistances, la correction pour la température est effectuée par une résistance variable.

L'étage amplificateur de ce dispositif consisterait, par exemple, en deux H. F. pentode valves avec liaison de résistance-capacité. Des valves chauffées indirectement seraient employées avec polarisation automatique de la grille, obtenue au moyen de résistances dans le conducteur cathode-terre. Aucun condensateur ne serait employé en travers de ces résistances. Une réaction négative serait employée pour mettre une fraction de la tension de débit de l'étage en opposition avec la tension d'entrée de l'étage. Le circuit déphaseur serait relié à travers une partie du circuit diviseur de tension, qui fournit le voltage de réaction négative.

L'impédance de débit de l'étage amplificateur mesuré à ce point serait de l'ordre de grandeur de 1.000 à 2.000 Ohms et la résistance R_3 serait de l'ordre de grandeur de 500 à 1.000 Ohms. Alternativement, un dispositif oscillatoire contient un nombre d'unités de capacitance, arrangées de façon à être ajoutées en série pour contrôler la fréquence.

Cette loi d'addition des fréquences fait que la sélection de toute fréquence désirée au moyen du dispositif d'après l'invention est une chose très simple; elle se prête particulièrement à l'emploi de graduations qui suivent une loi basée sur le principe de la décade.

Une autre source d'erreur dans la fréquence est celle qui est due au déphasage dans l'amplificateur causé par des changements dans l'amplitude des oscillations. Si une grande exactitude dans la fréquence est désirée, on propose de prévoir des moyens pour maintenir l'amplitude des oscillations à une valeur prédéterminée. De tels moyens pourraient consister, par exemple, en un arrangement qui appliquent une polarisation négative à la grille d'accord silencieux de chacune des deux valves qui constituent la section amplificatrice de l'oscillateur, ou à toutes les deux, si l'amplitude augmente.

Une forme générale de circuits appropriés pour des oscillateurs opérant sur ce principe de décade est représentée, comme il est dit plus haut, sur la fig. 2, où A, B, C et D sont les impédances des éléments de ces circuits.

Les éléments des circuits peuvent consister en résistances ou en condensateurs ou en une combinaison de résistances et de condensateurs, de façon que l'ensemble des circuits donne un décalage de phase entre les bornes 1-2 et 3-4 qui est zéro ou presque zéro à la fréquence d'oscillation désirée et qui varie dans des directions opposées pour des fréquences de chaque côté de cette valeur.

L'expression reliant e_0 et e_1 est

$$\frac{e_0}{e_1} = 1 + \frac{A}{D} + \frac{A}{B} + \frac{C}{D} + \frac{AC}{BD} \quad 70$$

et cette expression peut être employée pour déterminer les caractéristiques des circuits de ce genre.

Dans les circuits représentés, pourvu que les rapports R_1/R_2 et C_1/C_2 sont maintenus constants, la perte dans le circuit à la fréquence pour zéro déphasage est toujours la même, quelles que soient les valeurs actuelles de R_1 , R_2 , C_1 et C_2 .

Si de tels circuits sont introduits entre le débit et l'entrée d'un amplificateur ayant un déphasage zéro entre l'entrée et le débit, et ayant une impédance de débit ρ et une impédance d'entrée qui est grande par rapport à celle du circuit, alors, pourvu que le gain dans l'amplificateur soit égal ou ne soit que légèrement en excès de l'atténuation dans le circuit, la fréquence d'oscillation est donnée par l'expression :

$$F_2 = \frac{1}{R_1 C_1 C_2 [R_2 + \rho (1 + R_2/R_1)]} \quad 90$$

pour le circuit de la fig. 3.

On voit que F est proportionnel à $1/\sqrt{C_1 C_2}$ et, par suite, si $m C_2 = C_1$, F est proportionnel à $1/C_1$. Cela étant ainsi, si R_1 , R_2 , ρ et m sont constants et si $1/C_1$ et $1/C_2$ sont tous deux variés simultanément en introduisant des condensateurs appropriés en série avec C_1 et C_2 , alors la loi d'addition de fréquence

dont il a été fait mention plus haut sera applicable.

Le même effet ne peut pas être obtenu exactement en variant les résistances R_1 et R_2 à moins que ρ ne soit égal à zéro, ou à moins que ρ ne soit varié proportionnellement à R_1 . Ceci est inconvé- nient, puisqu'il nécessite trois variables.

En se référant à la fig. 3, lorsque ce circuit est employé avec un amplificateur ayant un déphasage zéro et une impédance de débit telle qu'il produit des oscillations sinusoïdales, la fréquence des oscillations est donnée par $F_2 = 1/R_1 R_2 C_1 C_2$, pourvu que

$$R_3 = \rho \times \frac{R_1 C_1}{R_1 C_1 + R_2 C_2}$$

qui se réduit à $\frac{1}{2} \rho$ si $R_1 = R_2$ et $C_1 = C_2$.

Ainsi l'addition de R_3 au circuit de la fig. 3 permet d'employer ce circuit avec un amplificateur approprié pour donner une fréquence déterminée par $F^2 = 1/R_1 R_2 C_1 C_2$ qui est indépendant de ρ , et si $n R_2 = R_1$ et $m C_2 = C_1$, $F = \sqrt{mn} R_1 C_1$.

Dans ce cas, soit $1/R_1$ ou $1/C_1$, mais pas les deux en même temps, peuvent être variés dans un cas en introduisant des réactances en parallèle avec R_1 et R_2 et dans l'autre cas en introduisant des condensateurs en série avec C_1 et C_2 , et dans les deux cas la loi d'addition des fréquences, dont il a été fait mention déjà, est applicable.

Les rapports m et n doivent être constants.

Le circuit optimum est celui dans lequel un décalage de phase donné dans l'amplificateur produit un minimum changement dans la fréquence d'oscillation.

Si $n R_2 = R_1$ et $m C_2 = C_1$, $F_0 =$ nominale fréquence, c'est-à-dire celle obtenue quand l'amplificateur a un déphasage zéro, $F =$ fréquence actuelle, Θ est l'angle de phase de l'amplificateur, alors

$$\frac{F}{F_0} - \frac{F_0}{F} = \tan \Theta \left(\sqrt{\frac{n}{m}} + \sqrt{mn} + \frac{1}{mn} \right)$$

qui est minimum si

(1) $mn = 1$,

(2) n est petit par rapport à m .

En ce qui concerne la condition (2), cependant, comme n diminue, le gain dans l'amplificateur doit être augmenté, de sorte qu'il n'est pas désirable de faire n plus petit que 1/2. Un circuit préféré a les proportions $m = 1$ et $n = 1$.

Au lieu de contrôler la réaction au moyen de l'amplificateur, ceci peut être fait par l'emploi d'un potentiomètre de haute résistance entre les bornes 3-4 du circuit. L'avantage de cet arrangement est que l'impédance de débit de l'amplificateur n'est pas perceptiblement affecté par ce contrôle de la réaction.

Les oscillateurs comme il a été décrit suivront une loi de décade pour la fréquence, sur une bande de fréquence pour laquelle le décalage total de phase dans l'amplificateur est négligeable mais dépend des tolérances permmissibles; il doit nécessairement y avoir une limite de fréquence inférieure et supérieure au-delà de laquelle le déphasage n'est pas négligeable et la loi de décade ne s'applique pas.

Une composante correctrice peut être employée pour corriger les divergences de la loi de décade, et l'échelle des fréquences pour lesquelles la fréquence actuelle s'accorde avec la fréquence nominale peut être étendue.

Ce correcteur peut être :

1° Lorsque la fréquence est variée en changeant R_1 et R_2 , C_1 et C_2 restant constants :

a. Un condensateur variable en parallèle avec C_1 ;

b. Un condensateur variable en parallèle avec C_2 ;

c. Une combinaison des deux;

2° Lorsque la fréquence est variée en changeant C_1 et C_2 , R_1 et R_2 restant constants :

a. Une résistance variable en série ou en parallèle avec R_1

b. Une résistance variable en série ou en parallèle avec R_2 ;

c. Une combinaison des deux.

Une composante correctrice séparée analogue peut être employée pour corriger les variations de fréquence dues aux changements de la température ambiante.

Un changement dans cette composante

aura l'effet de changer du même pourcentage toutes les fréquences.

Dans les oscillateurs du genre décrit, on trouve avantageux d'employer un étage amplificateur ayant l'impédance de débit (ρ) la plus basse possible, si une longue échelle de fréquences doit être choisie exactement. Pour abaisser l'impédance de débit d'un amplificateur à deux valves du genre décrit plus haut, une troisième valve peut être employée, reliée au circuit entre le débit de l'amplificateur à deux valves et l'entrée du circuit déphaseur ou de filtrage. L'entrée du circuit déphaseur ou de filtrage est reliée sur une résistance placée entre la cathode de la valve et la terre.

Tandis que des moyens pour introduire les composantes dans le circuit du genre cadran peuvent généralement être employés d'après l'invention, des boutons-presseurs ou autres genres de moyens de commutation peuvent être employés plus avantageusement dans certains cas.

RÉSUMÉ.

L'invention porte sur un oscillateur ou amplificateur à valve thermionique qui présente les caractères distinctifs suivants :

1° L'oscillateur ou l'amplificateur comprend au moins un circuit déphaseur ou de filtrage consistant en une composante résistive R_1 et une composante réactive C_1 en série avec un groupe constitué par une composante résistive R_2 et une composante réactive C_2 en parallèle, ces composantes, ou une partie de ces composantes, étant variables ou ajustables pour prévoir un ajustement de la fréquence, et une résistance subsidiaire R_3 en série avec ledit circuit déphaseur ou de filtrage, dont le rôle est de compenser l'effet de l'impédance de débit de l'étage amplificateur sur la fréquence F_0 de sorte que la fréquence dans ledit circuit est donnée par l'expression suivante : $2 \pi F_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$ sur une très grande échelle de fréquence, la sélection de la fréquence désirée étant obtenue en variant les deux composantes résistives dans des proportions égales ;

2° La résistance subsidiaire R_3 est variable, pour permettre des variations de la

valeur de l'impédance de débit de l'étage amplificateur ;

3° Les deux composantes résistives sont variées en introduisant dans le circuit des résistances en parallèle avec R_1 et R_2 ;

4° La fréquence est variée en introduisant dans le circuit des résistances en parallèle de telles valeurs que le principe de la décade peut être employé dans l'étalonnage de l'oscillateur ;

5° Les composantes réactives C_1 et C_2 ont une valeur déterminée fixe, capable, dans le cas de l'une d'elles, d'être légèrement modifiée pour corriger un déphasage résiduel et des changements de température ;

6° Les deux composantes réactives C_1 et C_2 sont capables d'être légèrement modifiées pour corriger un déphasage résiduel et des changements de température, le rapport C_1/C_2 étant maintenu constant de façon à maintenir la « perte inverse » constante ;

7° L'étage amplificateur a une impédance de débit qui est la plus basse possible ;

8° L'amplificateur a deux valves et une troisième valve est reliée entre le débit de l'amplificateur à deux valves et l'entrée du circuit déphaseur ou de filtrage, le débit de ce dernier étant relié sur une résistance insérée entre la cathode de la valve et la terre ;

9° Les jeux de résistances que l'on insère dans le circuit en parallèle avec R_1 et R_2 sont tels qu'il est donné dans la Table ;

10° L'introduction des résistances en parallèle se fait au moyen de boutons-presseurs ;

11° Deux réactances de réglage-contrôle Z_A et Z_B capables d'être introduites ou retirées du circuit sont prévues, en série avec R_1 et R_2 , et ayant des valeurs qui satisfont l'équation :

$$Z_A/Z_B = R_2 C_1 / (R_1 C_1 + R_2 C_2).$$

12° La fréquence est obtenue en variant les deux composantes réactives C_1 et C_2 en introduisant dans le circuit des capacités en série ;

13° La fréquence est variée en introduisant dans le circuit des capacités en série avec C_1 et C_2 qui permettent le principe de la décade d'être employé dans l'étalonnage de l'oscillateur ou amplificateur ;

14° Une composante correctrice est employée pour corriger les divergences de la loi de décade et étendre l'échelle des fréquences pour lesquelles la fréquence actuelle s'accorde avec la fréquence normale. 5

EDMUND RAMSAY WIGAN.

Par procuration :

P. DEGROOTZ.

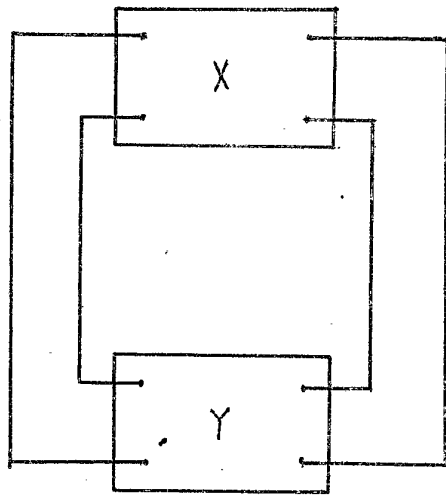


Fig. 1.

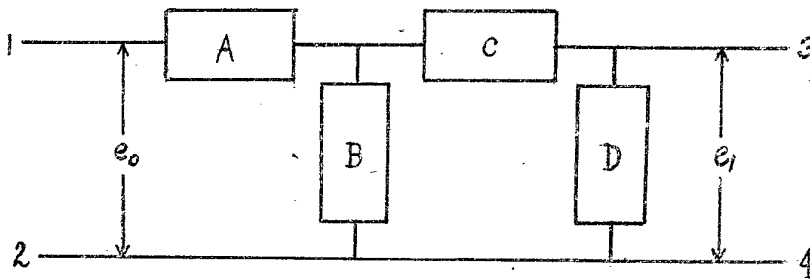


Fig. 2.

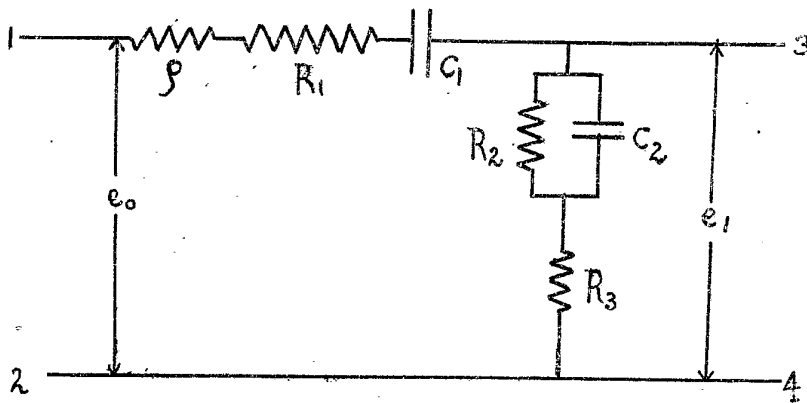


Fig. 3.