

PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

LE « GYRATEUR »

Ah quel plaisir de pouvoir s'en servir

3^e PARTIE
Suite voir n° 1770

Ne voyez là aucune allusion à une chanson d'étudiants : il s'agit de l'utilisation du gyrateur, ou, plus exactement, du « bobinage sans bobine » que nous avons réalisé grâce au gyrateur.

En effet, jusqu'à maintenant, nous nous sommes contentés de connecter un condensateur C_1 aux bornes du « bobinage », pour former un circuit oscillant. Il s'agissait là plus d'une vérification des performances du montage que d'un emploi réel.

Mais nous pouvons, avec ce simple circuit oscillant, réaliser une première application simple : un générateur de son musical amorti. Comme le circuit oscillant réalisé peut avoir un amortissement presque nul, cela veut dire que, quand on l'excite par un « choc électrique », il oscille avec une amplitude qui diminue très lentement.

Si nous utilisons la tension de sortie, en (N) sur la figure 17, pour commander un amplificateur audiofréquence, à la sortie duquel nous connectons un haut-parleur, toute excitation du circuit se traduira par une sonorité de gong, à savoir un son prenant d'un coup une amplitude notable, et dont la puissance diminue progressivement.

Il se peut que notre « bobinage » soit « trop bon » : l'amortissement est insuffi-

sant, la décroissance du son est trop lente. Qu'à cela ne tienne, il suffira de placer, entre le point (H) et la masse, un résistor variable, pour obtenir l'amortissement cherché.

L'ensemble se présente donc comme sur la figure 22. Le bouton-poussoir BP permet d'appliquer au circuit oscillant le « choc électrique » qui le fait entrer en oscillation.

Le condensateur C_2 , ayant une capacité au moins dix fois plus grande que celle de C_1 , est là pour maintenir le potentiel du point (B) constant lors de la fermeture de BP.

Le résistor R_1 de $10\ \Omega$ sert à protéger le contact du poussoir : sans lui, la décharge de C_2 dans C_1 pourrait correspondre à une intensité de crête considérable, préjudiciable à la vie des contacts (et des condensateurs).

Le potentiomètre P (qui sera souvent un modèle de $1\ M\Omega$ ou même $5\ M\Omega$ pas facile à trouver, hélas !) permet de régler l'amortissement du circuit. Un des avantages du système tient au fait que la valeur du coefficient de self-induction équivalent, fonction des quatre valeurs de résistances (R, K, P et M) du montage de la figure 18, peut être réglé exactement comme on veut. On ajuste ainsi la fréquence d'oscillation très facilement, ce qui serait rigoureusement impossible avec un circuit oscillant « classique » du type bobinage-condensateur.

En effet, pour les fréquences que nous voulons obtenir (généralement moins de 500 Hz), il nous faut un coefficient de self-induction élevé (au moins 1 H, car un tel bobinage, avec un condensateur de $0,1\ \mu F$, oscille à 500 Hz). Or, si nous

avons réalisé un bobinage en fil enroulé de 1 H, il ne sera pratiquement pas question d'en ajuster la valeur (ou alors, fort peu, en agissant sur un noyau magnétique mobile). De même, un condensateur de $0,1\ \mu F$ ne peut être du type ajustable.

UN PROBLEME D'HARMONIQUES

L'auteur s'attend déjà à l'objection suivante : « Mais votre système donne une tension de sortie sinusoïdale, or le son d'un gong contient de nombreux harmoniques. »

La réponse est facile à donner. Les lecteurs du *Haut-Parleur*, sachant parfaitement faire de bons amplificateurs audiofréquences, savent *a fortiori* en faire un « mauvais » c'est-à-dire un étage qui in-

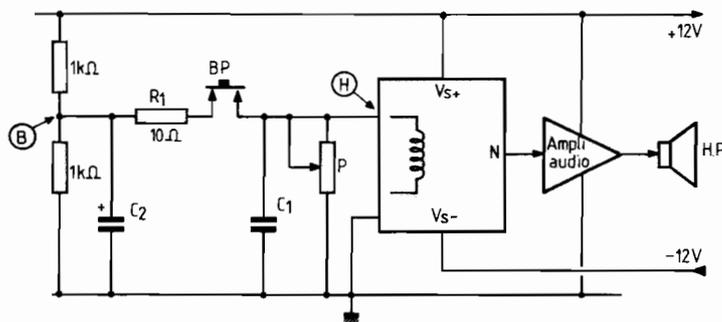


Fig. 22. — Dans cette réalisation de « gong électronique », le poussoir BP est le « choc électrique » qui amorce l'oscillation du circuit P, permettant d'en doser l'amortissement.

trouvé une distorsion. Les méthodes sont innombrables pour cela (saturation plus ou moins poussée d'un étage, diodes shuntant des résistances de charge, etc.).

L'intérêt d'un tel « amplificateur-distorsion » est qu'il introduit, en général, d'autant plus de distorsion que l'amplitude du signal est élevée. Le son comportera donc plus d'harmoniques au début, quand il est fort, juste après la percussion, et il en aura de moins en moins au fur et à mesure qu'il diminuera d'amplitude.

Or cela simule bien le fonctionnement de la majorité des générateurs de son par percussion : la sonorité, très chargée en harmoniques au moment du choc, tend vers le son pur quand sa force décroît.

LE « COUPE-BANDE » ULTRA-ETROIT

Passons à une nouvelle application de notre « bobinage ». Si l'on place un condensateur en série avec lui, on a réalisé un nouveau circuit, du type « résonnant série ». L'impédance d'un tel circuit passe par une valeur nulle pour la fréquence d'accord F_0 , remontant de part et d'autre de F_0 .

L'impédance du circuit est du type « capacitif » (intensité en avance d'un quart de période sur la tension) pour une fréquence inférieure à F_0 ; elle est du type « inductif » (intensité en retard d'un quart de période sur la tension) pour une fréquence supérieure à F_0 .

L'intérêt d'un tel circuit est de permettre la réalisation d'un filtre « coupe-bande » (le « notch filter » des Américains), éliminant une fréquence et laissant passer les autres.

Les applications de ce filtre sont fort nombreuses. On l'emploie pour éliminer un ronflement parasite à 50 Hz, pour supprimer un sifflement dû à une interférence entre la

porteuse 19 kHz de la stéréo en FM et la fréquence de pré-magnétisation d'un magnétophone, pour supprimer la fréquence fondamentale dans un distorsionmètre, etc.

Comment le réaliser ? Rien de plus simple : la figure 23 nous l'indique.

On pourrait fort bien se passer des deux amplificateurs opérationnels A_3 et A_4 . Ils sont simplement là pour que le filtre ait une impédance d'entrée presque infinie et une impédance de sortie presque nulle, ce qui simplifie bien des choses pour son utilisation.

Si l'on veut simplifier le montage, on supprime A_3 et A_4 . L'entrée se fera entre le point (P) et la masse, la sortie entre le point (Q) et la masse. Mais, alors, l'impédance d'entrée va varier avec la fréquence, passant par un minimum égal à la résistance de R_1 pour la fréquence d'accord F_0 .

IL FAUT, PARADOXALEMENT PRENDRE R_1 TRES PETIT

On pourrait penser, après ce que nous avons dit de l'amortissement des circuits oscil-

lants, que la valeur de R_1 doit être aussi grande que possible. Il n'en est rien. En fait, R_1 n'amortit pas le circuit, ce résistor se contente de limiter le courant maximal qui passe à travers C_1 et le « bobinage » et la fréquence F_0 .

Il faut considérer le montage de la figure comme le représente la figure 24. On réalise donc, entre la tension d'entrée E et la tension de sortie S, un diviseur de tension dont l'un des éléments est le résistor R_1 , l'autre le circuit résonnant série C_1-L .

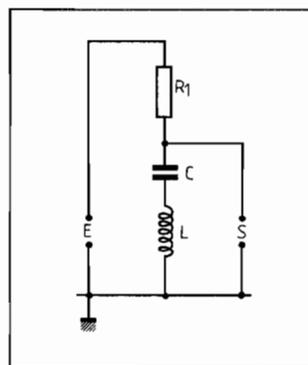


Fig. 24. — Le filtre de la figure 23, sans les amplificateurs opérationnels d'entrée et de sortie, est analogue à un diviseur de tension, composé de R_1 et du circuit L-C.

A la résonance l'impédance du circuit oscillant est nulle, la tension de sortie l'est donc aussi. Si nous voulons que le filtre soit très sélectif, c'est-à-dire que son atténuation, en principe infinie à F_0 , soit faible pour des fréquences voisines de F_0 , il faut que, à ces fréquences, l'impédance du circuit C_1-L soit grande par rapport à la résistance de R_1 .

Nous verrons plus loin qu'une des conditions pour y arriver est d'avoir un coefficient de self-induction élevé pour notre « bobinage ».

Il faut aussi réduire la valeur de R_1 . Mais on ne peut aller trop loin dans ce domaine.

En effet, à la résonance, l'impédance du circuit C_1-L est nulle, donc l'intensité qui passe dans ce circuit est :

$$E/R_1$$

Or notre « bobinage » ne peut supporter un courant supérieur à un certain maximum IM. Pourquoi ? Tout simplement parce que les amplificateurs opérationnels qui constituent le gyrateur ont une excursion maximale de leur tension de sortie. Donc, si l'on injecte un courant trop élevé dans l'entrée du gyrateur, un des amplificateurs arrivera à satura-

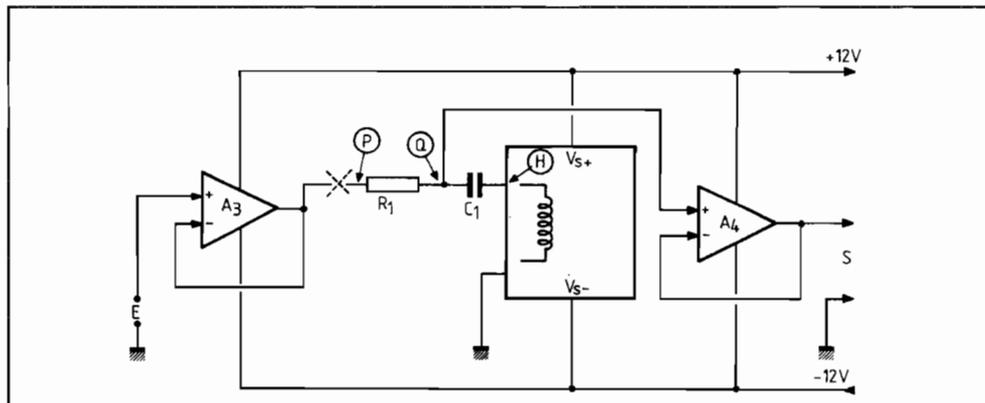


Fig. 23. — Utilisation du gyrateur pour réaliser un filtre « coupe-bande », ou « notch filter », C_1 et le gyrateur constituant un circuit résonnant série. Il est plus commode d'adjoindre au montage proprement dit les deux amplificateurs opérationnels A_3 (qui augmentent énormément l'impédance d'entrée et la rendent constante) et A_4 (qui réduit presque à zéro l'impédance de sortie). On pourrait s'en passer, en attaquant le filtre au point (P) (après coupure à l'endroit indiqué) et en récoltant la tension de sortie sur le point (Q).

tion, et le gyrateur ne fonctionnera plus normalement.

FAISONS QUELQUES ESSAIS DE FILTRE

Nous prendrons, par exemple, un « bobinage » équivalent à 10 H (on le réalise en prenant, dans le montage de la figure 18, $R = K = 10 \text{ k}\Omega$, $P = M = 3,3 \text{ k}\Omega$, $C = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$).

Nous allons utiliser comme condensateur C_1 un $0,1 \text{ }\mu\text{F}$, ce qui donnera une fréquence de résonance de l'ordre de 160 Hz.

La valeur de résistance de R_1 de la figure 23 sera de $2,2 \text{ k}\Omega$, et nous commencerons tout simplement comme le montre la figure 25.

ment est définie cette tension « efficace ».

On voit tout de suite, avec l'oscilloscope, que, pour une fréquence du générateur inférieure à 120 Hz, ou supérieure à 250 Hz, le filtre ne présente pratiquement pas d'atténuation.

Autrement dit, à ces fréquences, en mettant la sonde de l'oscilloscope au point (Q) (sortie du filtre) ou au point (P) (entrée du filtre), on trouve presque exactement la même amplitude.

Mais, dès que la fréquence du générateur tend vers 160 Hz, la tension au point (Q) diminue énormément. Il faut chercher, en ajustant finement la fréquence, la valeur qui correspond à la résonance, correspondant au minimum de tension en (Q). Dans le cas de l'essai fait par l'auteur, cette valeur était 158,8 Hz.

Arrivé à cet « accord », on

UN « DISTORSIOMETRE IMPROVISE »

L'auteur avoue d'ailleurs avoir été un peu déçu de voir que le taux d'harmoniques de son générateur (et le 50 Hz parasite) étaient plus grands qu'il ne le croyait. Ledit générateur est un petit engin de « fabrication maison », de performances modestes, mais pratique, utilisant un circuit 8038, et il était, en réalité, assez normal qu'il présente un taux de distorsion d'un peu plus de 1 %.

Le 50 Hz « supplémentaire » a aussi un peu désappointé l'auteur. Bon, on « fera avec ».

Quand le générateur est parfaitement accordé sur la fréquence de coupure du filtre, le fondamental est évidemment supprimé, mais les harmoniques ne le sont pas. Donc, plus la sinusoïde du générateur est pure, plus l'atténuation du filtre à la résonance est grande.

Nous avons, en fait, réalisé ainsi un distorsiomètre, ou plus exactement une bonne partie de cet instrument. Il permet déjà de voir à l'oscilloscope le « résidu harmonique » de la tension du générateur, et qui ne le serait pas si la tension de sortie de ce dernier était rigoureusement sinusoïdale, donc « pure », sans harmoniques.

Une fois le générateur bien calé sur la fréquence de résonance, il convient maintenant de faire varier l'amplitude du générateur. On constate que, dans un certain domaine de variation de cette amplitude, le signal « résidu » a une amplitude proportionnelle à celle du signal appliqué.

Mais, si le signal en (P) dépasse une certaine amplitude critique, le résidu en (Q) croît très rapidement. Cela montre que nous avons dépassé le courant maximal que l'on peut envoyer dans le « bobinage ».

NE SURCHARGEZ PAS LE « BOBINAGE ! »

Cette valeur critique est particulièrement facile à trouver si l'on observe sur un oscilloscope à deux traces, synchronisé par le signal du générateur, la tension en (P) (avec une faible sensibilité) et en (Q) (avec une forte sensibilité, puisque cette tension est très faible à la résonance).

On voit immédiatement que la tension « résidu » (en Q) est un signal très « sale », sans aucun rapport avec la belle sinusoïde que vous montre l'autre trace de l'oscilloscope, et surtout que c'est un signal à fréquence plus grande que celle du générateur. En effet, il ne comporte plus de « fondamental », mais seulement des harmoniques.

Si l'on augmente la tension de sortie du générateur jusqu'à dépasser la valeur « critique », on voit immédiatement apparaître, sur le signal « résidu », une composante à la fréquence fondamentale du générateur, comme c'était le cas quand ce dernier n'était pas exactement réglé sur la résonance du filtre.

Dès que l'on voit apparaître cette composante sur la tension « résidu » (en s'assurant bien qu'il ne s'agit pas d'un mauvais réglage de la fréquence du générateur), on sait que l'on a dépassé le courant maximal admissible par le « bobinage ».

Dans l'essai fait par l'auteur, c'était juste à 1 V rms de tension du générateur que cela se produisait, le gyrateur étant alimenté sous $\pm 12 \text{ V}$. Comme l'essai était fait exactement à la fréquence de résonance du filtre (soit ici 158,8 Hz), la tension en (Q) était très faible (50 mV cr/cr), et l'on peut dire que la totalité de la tension de 1 V se trouvait appliquée au résistor R_1 , ce qui représente une intensité de :

$$1/2,2 = 0,45 \text{ mA rms}$$

On en déduit donc que le gyrateur-bobinage ne peut sup-

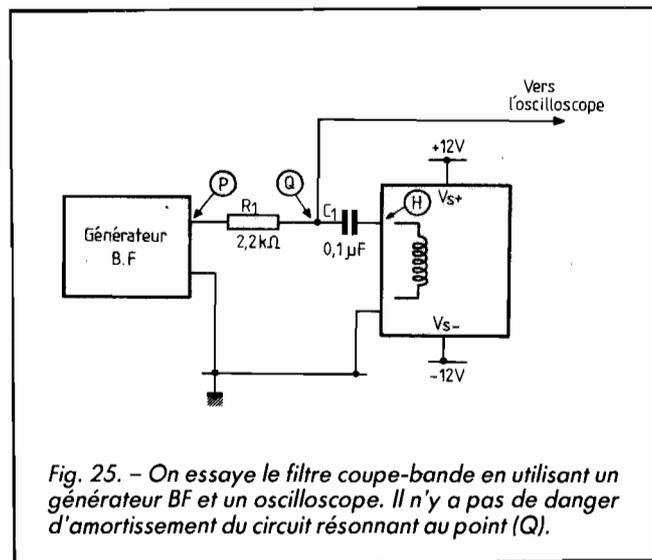


Fig. 25. — On essaye le filtre coupe-bande en utilisant un générateur BF et un oscilloscope. Il n'y a pas de danger d'amortissement du circuit résonnant au point (Q).

Commençons par régler l'amplitude de sortie du générateur à environ 0,7 V rms (soit $\pm 1 \text{ V}$ crête/crête). L'auteur précise ici qu'il préfère infiniment la notation anglaise « rms » pour désigner la tension « efficace » au mot classique « efficace ». En effet, le terme même (« root mean square = racine carrée de la valeur moyenne du carré ») rappelle avec précision com-

constate éventuellement qu'il y a un résidu de tension en (Q). D'où cela vient-il ? Tout simplement du fait que la tension du générateur n'est pas forcément tout à fait « pure », pas rigoureusement sinusoïdale.

Il peut aussi se faire que votre générateur vous « donne » (un « cadeau » dont on se passerait bien !) un peu de 50 Hz, superposé au signal normal.

porter, à la fréquence 158,8 Hz, un courant supérieur à 0,45 mA rms.

Si cela vous semble peu, réfléchissez seulement au fait que le « bobinage » vaut 10 H. Si vous aviez réalisé un « vrai » bobinage (avec du fil enroulé) ayant un coefficient de self-induction de 10 H (et un facteur Q infiniment plus bas que celui de notre gyrateur), il vous aurait fallu enrouler un nombre... effarant de spires autour d'un noyau magnétique.

Dès lors, avec une intensité très faible dans votre bobine, vous seriez arrivé tout de suite à la saturation magnétique du noyau, vu le nombre énorme de tours.

CURIEUSE ARITHMETIQUE : 4,5 + 4,5 = ... ZERO !

A la fréquence de 158,8 Hz, un bobinage de 10 H présente une impédance de : $158,8 \times 2\pi \times 10 = 9\,977 \Omega$ (disons 10 k Ω)

Une intensité de 0,45 mA rms dans une telle impédance produit une tension de 4,5 V rms. Vous pouvez le vérifier : branchez l'oscilloscope en (H) et vous trouverez une tension de l'ordre de 4,5 V rms, soit presque cinq fois plus grande que celle du générateur.

Il y a donc 4,5 V rms aux bornes du « bobinage ». Il y a presque exactement la même tension aux bornes de C₁, et la tension, aux bornes de l'ensemble « bobinage » + C₁ est... pratiquement nulle (d'autant plus proche de zéro que la qualité de la sinusoïde du générateur est bonne).

Au début, cela choque. Que diable, 4,5 + 4,5, cela doit faire 9 ! Oui, mais n'oubliez pas : si la tension alternative n'a pas de sens (comme un béret, dirait R. Devos), elle a une **phase**. Les tensions aux bornes de C₁ et du « bobinage » sont bien de 4,5 V rms chacune, mais elles sont en **opposition de phase**, et

c'est pour cela que leur somme vaut zéro.

« Élémentaire, mon cher Watson ! C'est ce que l'on sait depuis toujours sur les circuits oscillants série ». Oui, bien sûr, mais le savoir est une chose, le vérifier avec un montage simple en est une autre. On voit là un autre intérêt, du type plutôt « didactique » du « bobinage », car une telle expérience aurait été presque impossible à réaliser dans cette gamme de fréquences avec un bobinage conventionnel.

Nous venons de faire là une « manipulation de laboratoire » sur les circuits oscillants série, telle que nous n'aurions jamais pu la faire avec des bobinages conventionnels.

QUELLES SONT LES LIMITES DU « BOBINAGE » ?

Nous venons de voir que, à 158,8 Hz, il ne fallait pas envoyer dans notre « bobinage » un courant alternatif supérieur à 0,45 mA rms, ce qui correspond à une tension d'entrée de 4,5 V rms.

Il est facile de voir d'où vient ce maximum. Examinons le schéma du montage, tel qu'il est indiqué sur la figure 16. A la fréquence de 158,8 Hz, le condensateur C, qui vaut dans notre exemple 0,1 μ F, présente une impédance de 10 k Ω environ. Le résistor R vaut aussi 10 k Ω .

Puisque l'amplificateur opérationnel A₁ suit la « règle d'or », il maintient son entrée « - » (le point commun de R et de C) au même potentiel que son entrée « + », c'est-à-dire à 4,5 V rms. L'intensité dans R (et dans C puisque l'entrée « - » ne consomme aucun courant) est donc de 0,45 mA, et il y a la même tension rms aux bornes de R et de C.

La tension rms aux bornes de l'ensemble R-C, c'est-à-dire la tension au point (J), là non plus n'est pas la somme de 4,5 et 4,5. Mais, cette fois, les deux tensions ne sont ni en

concordance de phase ni en opposition. Elles sont « en quadrature », c'est-à-dire déphasées de 90°. Donc, la tension en (J) est le produit de 4,5 par la racine carrée de deux, soit :

$$1,414 \times 4,5 = 6,35 \text{ V rms.}$$

On peut facilement montrer que la tension de sortie en (N), si les valeurs de résistance des résisteurs P et M sont égales (ce qui est bien le cas de notre essai), a la même amplitude que la tension en (J) : elle est donc, elle aussi, de 6,36 V rms.

Or une telle valeur représente 9 V cr/cr : on voit, sur la notice de l'amplificateur opérationnel TL 072 CP, que la valeur maximale de la tension de sortie, en alimentation ± 12 V, est de ± 9 V.

Il est donc tout à fait normal que l'amplificateur opérationnel refuse de fonctionner correctement si on lui demande de fournir une tension de sortie supérieure à 6,36 V rms, soit ± 9 V : il entre en régime de saturation, et nous donne une tension de sortie déformée.

Un petit calcul pas méchant (mais qu'il nous semble inutile d'imposer aux lecteurs) montre que la tension rms en (J) et (N) est égale au produit du courant d'entrée i (valeur rms) par l'impédance constituée par R et C en série, soit :

$$V \text{ en (J)} = i \times \sqrt{R^2 + (1/4\pi^2 F^2 C^2)}$$

La racine carrée est l'impédance (en module) de R et C en série à la fréquence F. Elle est égale à la diagonale d'un rectangle dont les côtés sont respectivement R et $1/2\pi FC$. A la fréquence de 158,8 Hz, ce rectangle devient un carré.

Donc, plus la fréquence est grande par rapport à F₀ (la valeur 158,8 Hz), plus la tension rms en (J) se rapproche de la tension rms en (H).

De toute façon, cette dernière non plus ne doit pas dépasser +9 V, car l'amplificateur opérationnel A₁ ne le supporterait pas : il se saturerait, et donnerait une tension de sortie déformée.

AUTRE FAÇON DE CALCULER

L'amplificateur opérationnel A₁ du montage des figures 16 et 18 ne peut, s'il est alimenté en ± 12 V, donner une tension de sortie u en (J) supérieure à ± 9 V, soit 6,35 V rms.

S'il fonctionne normalement, cela signifie qu'il suit la première « règle d'or », donc qu'il maintient le potentiel de son entrée « - » à la même valeur que celui de son entrée « + », c'est-à-dire la tension d'entrée v.

Il ne le pourra que si v est inférieur au maximum que l'amplificateur opérationnel peut appliquer sur l'entrée « - ».

Or A₁ commande cette entrée « - » comme le montre la figure 26. Le point (J), sur lequel la tension u est inférieure ou égale au maximum 6,35 V rms, commande le point (V) à travers C, le point (V) étant relié à la masse par R.

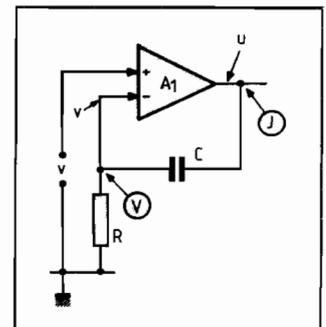


Fig. 26. - Pour déterminer les limites de v dans l'amplificateur opérationnel A₁ du gyrateur de la figure 17, on examine le rapport entre la tension u au point (J) et la tension au point (V), qui doit être égal à v.

Les lecteurs connaissent bien les propriétés du « filtre passe-haut R-C », constitué d'un condensateur C en série et d'un résistor R en parallèle. Ici, l'entrée du filtre est au point (J), sa sortie au point (V).

(à suivre)

J.-P. CEHMICHEN