

PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

Un « bobinage »... sans bobine LE « GYRATEUR »

4^e PARTIE
Suite voir n° 1771

**PETIT AIDE-
MEMOIRE :
« LE R-C ?
MAIS C'EST
TRES SIMPLE ! »**

Rappelons, pour ceux qui l'auraient un peu oublié, que ce filtre :

- transmet la totalité de la tension d'entrée quand la fréquence de celle-ci est telle que l'impédance de C soit négligeable par rapport à R, c'est-à-dire quand F est très supérieure à la fréquence F_0 que nous verrons plus loin ;

- transmet 70,7 % (l'inverse de la racine carrée de 2) à la fréquence

$F_0 = 1/2 \pi R C$

pour laquelle l'impédance de C (en valeur absolue) est égale à R, cette transmission correspondant, pour ceux qui ont l'habitude d'utiliser cette unité, à une atténuation de 3 dB ;

- transmet de moins en moins le signal d'entrée quand la fréquence décroît bien en dessous de F_0 (pour des fréquences F très basses, sa transmission est proche de F/F_0 , c'est-à-dire proportionnelle à la fréquence).

La courbe de transmission de ce filtre, en décibels, est celle de la figure 27, à condition de graduer l'axe des fréquences suivant une loi « logarithmique ». Non, ne paniquez pas ! Cela veut dire tout simplement que, au lieu de mettre une distance égale sur les abscisses entre les points correspondants à 100, 200, 300, 400... Hz, on gradue l'axe des fréquences en laissant la même

distance entre les fréquences 1, 10, 100, 1 000, 10 000... Hz.

Autrement dit, en considérant des points régulièrement espacés sur l'axe des fréquences, on trouve des valeurs de fréquences qui ne croissent pas en progression arithmétique (1, 2, 3, 4...), comme ce serait le cas avec une échelle habituelle (linéaire), mais en progression géométrique (1, 10, 100, 1 000...).

C'est exactement comme cela qu'est « gradué » (que les pianistes pardonnent à l'auteur l'emploi de ce terme) le clavier d'un piano : pour toute progression vers la droite d'une longueur égale à l'espace occupé par douze touches (noires comprises), on « passe à l'octave au-dessus », autrement dit, on multiplie la fréquence par deux.

Sur la courbe de la figure 27, on voit que l'atténuation, très

proche de 0 dB (le filtre transmet intégralement la tension d'entrée) quand F est nettement supérieure à F_0 , égale à 3 dB pour $F = F_0$, se rapproche très vite, pour $F < F_0$, de la droite en trait mixte (on dit « asymptote », quand on veut avoir l'air cultivé).

Par exemple, pour $F = F_0/10$, la transmission est très proche de 1/10, ce qui correspond à -20 dB.

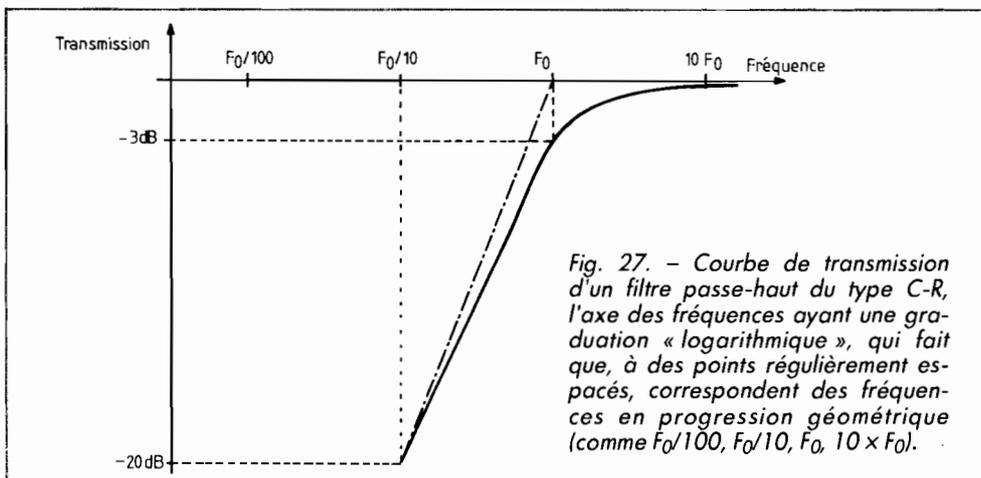
Cette courbe nous donne, pour chaque fréquence F, la transmission en décibels (valeur négative, puisque le filtre donne, en sortie, une tension inférieure à la tension d'entrée).

UN TABLEAU DE VALEURS SELON LA FREQUENCE

On peut la remplacer par le tableau de la page suivante, donnant, pour différentes valeurs du rapport F/F_0 , la transmission du filtre en décibels, puis sa transmission « arithmétique », c'est-à-dire le rapport de la tension de sortie à celle d'entrée, et enfin l'atténuation (arithmétique aussi), inverse de la transmission.

Donc, dans le cas de notre exemple, si nous envisageons une fréquence $F = 111$ Hz, le rapport $F/F_0 = 111/158,8 = 0,7$, on voit que la tension d'entrée est au maximum de 0,57 fois la tension maximale en (J), soit :

$6,35 \times 0,57 = 3,62$ V rms.



F/F ₀	dB	Transmission	Atténuation
100	0	1,000	1,000
10	- 0,04	0,995	1,005
5	- 0,17	0,98	1,02
2	0,97	0,894	1,118
1,5	- 1,6	0,83	1,2
1	- 3,0	0,707	1,414
0,7	- 4,83	0,57	1,74
0,5	- 7,00	0,45	2,24
0,3	- 10,8	0,28	3,48
0,2	- 14,15	0,196	5,10
0,1	- 20,04	0,0995	10,05
0,05	- 26,03	0,0499	20,03

A noter que, sur ce tableau, on voit que, pour les fréquences très inférieures à F₀, la tension maximale d'entrée est proportionnelle à la fréquence. Or, dans un bobinage, le courant est proportionnel au quotient de la tension par la fréquence. Donc, pour les fréquences faibles, c'est l'intensité qui est constante.

RESUMONS LES RESULTATS OBTENUS

Nous venons donc de voir que, en utilisation comme filtre coupe-bande, le « bobinage » est excellent, à condition de ne pas lui envoyer une intensité rms trop élevée.

En fait, ses limitations peuvent se traduire par :

- une **intensité** maximale aux fréquences faibles ;
- une **tension** maximale (6,3 V rms) aux fréquences élevées.

Mais, jusqu'ici, nous n'avons pas parlé de la qualité du filtre. Or celle-ci est excellente. On pourra en juger par les valeurs relevées sur le montage de la figure 25.

La courbe de transmission que nous souhaitons réaliser est celle de la figure 28. A la fréquence d'accord F₀, la transmission serait, en principe, presque nulle, soit « - » (moins l'infini) en décibels. C'est la courbe prolongée vers le bas par les parties en traits mixtes.

Ce résultat idéal ne peut être relevé qu'avec un générateur fournissant une sinusoïde parfaite, sans une trace d'harmoniques de la fréquence F₀, ni 50 Hz parasite superposé. Comme nous l'avons vu plus haut, la « crevasse » de la courbe est « comblée (partie en pointillé) du fait du résidu aux fréquences 2 F, 3 F... », que le filtre transmet intégralement comme on va le voir.

D'autre part, le résidu « se tortille » sur l'écran de l'oscilloscope, montrant que le signal du générateur comporte du 50 Hz parasite, qui fait une sorte de battement avec le 158,8 Hz.

On caractérise la qualité du filtre, autrement dit le caractère « à pic » de la crevasse, en donnant, pour différentes

valeurs d'atténuation - p (en décibels) les deux fréquences F₁ et F₂, de part et d'autre de F₀, pour lesquelles la transmission du filtre est - p dB.

QUELQUES VALEURS POUR DEFINIR LA « CREVASSE » DU FILTRE

Nous indiquons dans le tableau ci-dessous les deux fréquences F₁ et F₂ relevées pour une transmission donnée - p :

- p (dB)	F ₁	F ₂	F ₂ - F ₁
- 0,3	130	220	90
- 2	137	183	46
- 8	151,4	166,3	14,9
- 14	155,5	162,1	6,6
- 20	157,1	160,5	3,4

A l'accord exact F₀ = 158,8 Hz, la transmission était - 34 dB, mais nous n'avons pas pu relever mieux, vu la qualité insuffisante du générateur BF.

L'examen de ce tableau montre que nous avons là une « crevasse » exceptionnelle, et que, à la fréquence 2 F₀, la transmission était pratiquement égale à 0 dB.

Notre réalisation peut donc déjà constituer un élément important de distorsiomètre, puisque l'on souhaite atténuer au maximum une fréquence (ici c'était 158,8 Hz) et, si possible, pas du tout ses harmoniques. Or, déjà avant l'harmonique 2, la transmission est si proche de 0 dB (tension de sortie égale à la tension d'entrée) que l'on ne peut plus l'évaluer.

Qu'on ne s'y trompe pas : la réalisation d'un filtre coupe-bande aussi « pointu » à 158 Hz en bobinage « classique » aurait été presque impossible.

Bien sûr, les spécialistes diront qu'ils peuvent obtenir des performances analogues avec un « filtre actif » bien conçu (rappelons qu'on nomme « filtre actif » un filtre qui ne comporte que des amplificateurs, des résistances et des condensateurs).

L'auteur ne le nie pas : en fait, le montage de la figure 25 (ou de la figure 23) est un filtre actif. Mais il a l'avantage de se calculer bien plus facilement que les réalisations classiques.

Nous ne l'avons cité ici que pour montrer l'universalité d'emploi du « bobinage » sans bobine.

ON SE RAPPROCHE DU QUARTZ

D'où vient la qualité de la « crevasse » ? Tout simplement de la valeur élevée du coefficient de self-induction de notre « bobinage », joint à son coefficient de surtension Q considérable.

En effet, à une fréquence F, correspondant à une « pulsation » :

$$\omega = 2 \pi F$$

l'impédance (en module) d'un circuit composé de L et C en série est :

$$Z = | L \omega - 1/C \omega |$$

Elle est nulle pour $L \omega = 1/C \omega$ soit $LC \omega^2 = 1$

La « dérivée » de Z par rapport à ω , c'est-à-dire la « vitesse de variation » de Z par

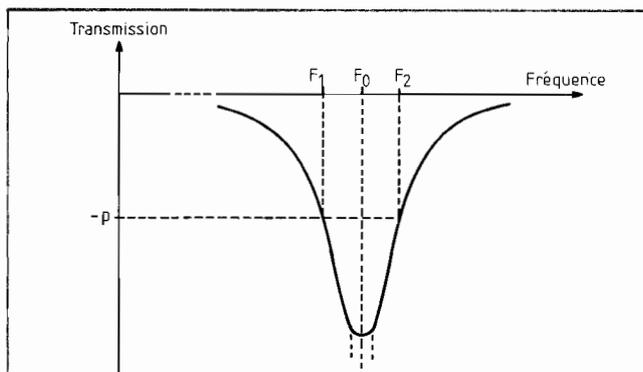


Fig. 28. - Le filtre coupe-bande est d'autant meilleur que, pour deux fréquences F₁ et F₂, très proches de F₀, il présente une atténuation p élevée. En fait, pour F₀ l'atténuation devrait être infinie (pointillé), mais la teneur en signaux parasites de la tension d'entrée (50 Hz, harmoniques) fait que l'atténuation maximale est limitée.

rapport à la fréquence (proportionnelle à ω) est :
 $dZ/d\omega = L + 1/C^2\omega^2$

A la résonance, cela donne :
 $2L$

La vitesse de variation de Z en fonction de la fréquence est donc d'autant plus grande que L est plus grand (et donc C plus petit).

Notre circuit résonnant, constitué par le condensateur C_1 et le « bobinage », est donc très bon pour la réalisation d'un filtre coupe-bande, parce qu'il permet d'obtenir des valeurs de L élevées (ici 10 H).

Donc, dès que la fréquence s'écarte, même très peu, de la valeur F_0 (fréquence d'accord), la variation de l'impédance du circuit C_1 -« bobinage » étant très rapide, cette impédance prend très vite une valeur importante, forte par rapport aux $2,2 \text{ k}\Omega$ de R_1 (fig. 24). La transmission du filtre remonte donc rapidement vers l'unité (0 dB), et la « crevasse » est à bords très raides.

Si l'on pouvait augmenter encore L , et diminuer C dans le même rapport, on améliorerait encore la qualité du filtre, le caractère « aigu » de la « crevasse ». Malheureusement, en essayant cela avec notre gyrateur, nous ne gagnerons guère. Les réglages deviennent trop pointus, donc moins stables, en particulier celui du potentiomètre P de la figure 18.

Il y a un « circuit oscillant » qui a cette qualité de « L très grand, C très petit », c'est... tout simplement un résonateur à quartz (une lame de quartz correctement taillée avec des électrodes adéquates). En effet, si l'on étudie les propriétés d'un cristal piézo-électrique, à l'issue de calculs horribles, on conclut que la lame de quartz est équivalente au circuit de la figure 29. Dans ce circuit, c'est la simple capacité entre électrodes de la lame de quartz, celle que l'on pourrait mesurer avec un capacimètre. Le circuit résonnant est composé de C , L et R en série.

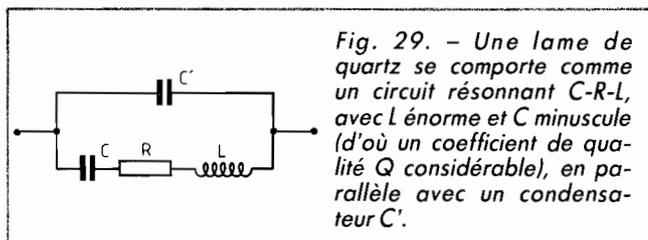


Fig. 29. — Une lame de quartz se comporte comme un circuit résonnant C-R-L, avec L énorme et C minuscule (d'où un coefficient de qualité Q considérable), en parallèle avec un condensateur C' .

Ce qui en fait tout l'intérêt, c'est que le calcul indique que L est énorme (de quelques centaines à quelques milliers d'henrys, ce qui est démesuré pour une fréquence d'accord de 1 MHz ou encore plus), C ayant une capacité « hypo-frelinesque », de l'ordre du millionième de picofarad, ou moins encore.

Le résisteur R_1 , correspondant à l'amortissement, est insignifiant par rapport à L . Pour les bons quartz, il varie de 50 à 300 Ω .

Donc, à la fréquence d'accord du circuit, F étant grand et L énorme, le coefficient de sur-tension :

$$Q = \omega L/R$$

est gigantesque (plusieurs dizaines de millions représentent une valeur courante).

C'est cela qui explique l'extraordinaire sélectivité des filtres à quartz.

Signalons toutefois que la présence du condensateur C' complique les choses, en donnant à la lame de quartz **deux** fréquences de résonance, une « série » et une « parallèle », très proches l'une de l'autre.

On voit donc que, avec l'augmentation de L et la diminution de C que permet l'emploi du gyrateur, notre circuit accordé est un « pseudo-quartz », et c'est ce qui explique sa très bonne qualité. Contrairement au quartz, il fonctionne parfaitement dans le domaine des basses fréquences (il ne fonc-

tionne même qu'en basse fréquence, dans une structure utilisant des amplificateurs opérationnels, mais on pourrait les remplacer par des transistors haute fréquence).

PASSONS A D'AUTRES FILTRES

Notre « bobinage » est utilisable pour bien d'autres applications que le filtre coupe-bande. Nous avons étudié (longuement) ce dernier, pour bien habituer les lecteurs aux propriétés et emplois de notre « bobinage ».

Nous allons donc réaliser d'autres filtres, dans lesquels tout ce qui devrait être un bobinage classique (en fil enroulé) sera remplacé par le gyrateur.

Malheureusement, ce dernier a un petit défaut : il simule un bobinage **ayant une extrémité à la masse**. Il faudra donc partir de schémas avec des bobinages ayant tous une extrémité connectée à la masse, ce qui va un petit peu restreindre les choix.

Nous commencerons par le filtre « passe-haut », bien classique, de la figure 30, dit « filtre en π », car les éléments qui le constituent ont (vaguement) l'air de la lettre grecque « pi » (π).

On sera peut-être surpris de voir figurer, sur ce filtre, deux

résisteurs, un en série avec l'entrée, un autre en parallèle avec la sortie.

En fait, si nous les avons mis là, c'est parce que le comportement du filtre est bien meilleur si :

- on l'attaque par une source de résistance interne R ;
- on le charge en sortie par un résisteur de résistance R .

La valeur de R étant ce que l'on appelle l'« impédance caractéristique » du filtre, soit :

$$R = \sqrt{L/C}$$

ce qui donne : $L = CR^2$.

Toutefois, la présence de R série et de R parallèle signifie que la transmission maximale du filtre, pour les fréquences élevées, est de 1/2, la tension de sortie s étant, au maximum, la moitié de la tension d'entrée e .

Nous supposons donc ici que la résistance interne du générateur qui fournit la tension e est négligeable par rapport à R , et que la « charge », correspondant à la résistance d'entrée du circuit qui « utilise » la tension s , est infinie par rapport à R .

Si ce n'est pas le cas, il faudra lui adjoindre deux amplificateurs opérationnels, A_1 et A_2 , comme le montre la figure 31. On a ainsi un filtre dont l'impédance d'entrée est infinie, et l'impédance de sortie nulle, ce qui simplifie énormément toutes les utilisations.

En outre, il est facile de monter A_2 en amplificateur de tension de gain 2, pour compenser l'atténuation dans le rapport 2, dont nous avons parlé plus haut, due à la présence de R série et de R parallèle.

UN FILTRE TRES EFFICACE

C'est un filtre dit « de troisième ordre », parce que, comportant trois éléments dont l'impédance varie avec la fréquence, il donne une transmission des fréquences basses qui varie en raison inverse du **cube** (puissance 3) de la fréquence.

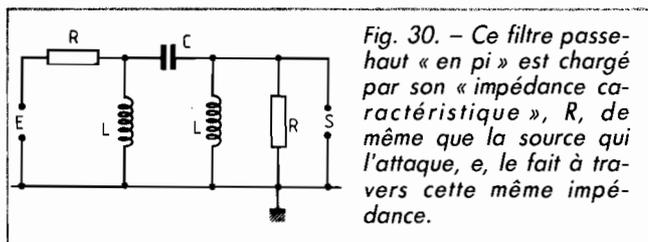


Fig. 30. — Ce filtre passe-haut « en π » est chargé par son « impédance caractéristique », R , de même que la source qui l'attaque, e , le fait à travers cette même impédance.

Autrement dit, si, à une fréquence F donnée, il transmet $1/10$ de la tension d'entrée, à la fréquence $F/3$, il transmettra 27 fois moins (soit $1/270$ de la tension d'entrée), puisque 27 est le cube de 3. En d'autres termes, il atténue très vite les fréquences inférieures à sa limite « de coupure ».

Si on le réalise tel quel, avec la valeur de capacité donnée par L/R^2 , on n'aura pas une transmission rigoureusement « plate » dans la bande qu'il transmet (les fréquences hautes), mais peu s'en faut.

Pour étudier son comportement, on calcule la fréquence F_0 pour laquelle l'impédance de C (en valeur absolue) est égale à l'impédance d'un des deux bobinages (en valeur absolue). Cette fréquence est :

$$F_0 = 1/2 \pi \sqrt{LC}$$

(à signaler que la valeur absolue de l'impédance de C , et de L à cette fréquence F_0 est précisément la valeur R , ou « impédance caractéristique » du filtre).

À la fréquence F_0 , sa transmission est exactement à son maximum 0,5 (-6 dB), comme pour les fréquences très hautes.

Mais, à la fréquence $1,72 F_0$, il a une petite perte, de 0,16 dB (pas de quoi fouetter un chat !) par rapport à sa transmission maximale. Pour des fréquences supérieures, sa transmission remonte.

À $0,66 F_0$, il introduit une atténuation supplémentaire de 3 dB par rapport à sa transmission maximale de 0,5 (il a donc une transmission de -9 dB).

À $0,5 F_0$, il donne une tension de sortie qui est déjà $1/3,16$ de sa valeur maximale.

DES VALEURS PRATIQUES

Supposons, par exemple, un amplificateur dont la tension de sortie maximale est de $\pm 25,3$ V crête à crête. Il donne donc une tension efficace maximale de $E_M = 17,9$ V rms

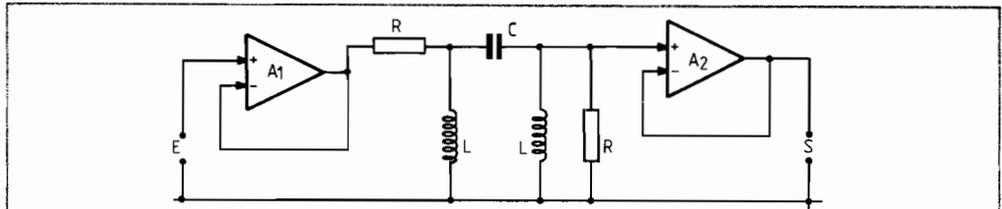


Fig. 31. - Comme dans le cas de la figure 23, il est préférable d'utiliser un amplificateur opérationnel A_1 en entrée (rendant l'impédance d'entrée constante et presque infinie) et un autre, A_2 , en sortie, pour rendre l'impédance de sortie presque nulle.

Sa sortie peut fournir une intensité maximale de $\pm 3,16$ A crête à crête, soit une intensité maximale efficace de : $I_M = 2,23$ A rms

Son impédance de sortie, en raison de la contre-réaction, est à peu près nulle : quand il fournit, par exemple, 8 V rms en sortie sur une charge de 4Ω (on lui demande donc de fournir un courant de 2 A rms), si l'on supprime la charge, c'est-à-dire qu'on réduit à zéro le courant consommé, la tension de sortie ne monte qu'à 8,1 V rms.

Donc, une variation de 2 A du courant consommé ne provoque qu'une variation de 0,1 V de la tension de sortie. Son impédance interne de sortie est donc de : $0,1/2 = 0,05 \Omega$ (autant dire zéro).

Chargeons-le par un résistor dont la résistance est de 20Ω . Il pourra, au maximum, lui appliquer 17,9 V rms, ce qui correspond à une intensité de :

$17,9/20 = 0,895$ A rms, bien en dessous de l'intensité maximale qu'il peut fournir. La puissance débitée dans la charge sera alors :

$P = 17,9 \times 0,895 = 16$ W
La puissance, dans ce cas, est limitée par le fait que l'amplificateur, s'il fournit bien sa tension maximale, ne fournit pas son intensité maximale.

Prenons maintenant une charge de 3Ω . Comme l'amplificateur ne peut lui fournir plus de 2,23 A rms, il faudra limiter la tension appliquée à la charge à la valeur :

$E = 3 \times 2,23 = 6,69$ V rms
La puissance fournie sera donc :

$P = 2,23 \times 6,69 = 14,9$ W

La puissance est donc limitée par le fait que l'amplificateur, s'il fournit bien son intensité maximale, ne fournit pas sa tension maximale.

L'idéal serait qu'il puisse fournir à la fois :

- sa tension maximale de 17,9 V rms ;
- son intensité maximale de 2,23 A rms.

Cela n'aura lieu que si la charge a une résistance de :

$R_a = 17,9 / 2,23 = 8 \Omega$
et la puissance sera alors de $17,9 \times 2,23 = 40$ W.

- Donc, l'impédance optimale de charge est de 8Ω , malgré que la résistance interne de sortie soit de $0,05 \Omega$.

LE PASSAGE AU GYRATEUR

Si nous avons décrit et sommairement étudié le filtre utilisant « ces affreuses choses enroulées » que sont les deux bobinages L , c'est, évidemment, dans le but de les remplacer chacun par un gyrateur.

Nous obtenons alors un filtre passe-haut qui se comporte « comme sur le manuel théorique », ce qui aurait été fort loin de la vérité, dans la gamme des fréquences basses, avec deux bobinages « réels », en fil enroulé.

Les lecteurs protesteront peut-être contre le fait qu'il va nous falloir au moins quatre amplificateurs opérationnels (deux par gyrateur), et éventuellement six si nous en mettons un à l'entrée et un autre en sortie, comme sur la figure 31.

Cet argument ne tient pas. Les amplificateurs opérationnels ne sont pas des composants à économiser. On commence à les mettre par quatre dans le même boîtier (TL 084 C ou TL 074 C), ce qui fait que deux gyrateurs ne tiennent que fort peu de place sur le circuit imprimé.

Peut-être même êtes-vous de ces amateurs « à la pointe du progrès », qui réalisent leurs montages en « composants montés en surface » (les « CMS » ou « SMD » en anglais). Dans ce cas, la place occupée « fond » littéralement qu'il ne s'est toujours pas mis à cette technologie, un peu en raison de la difficulté qu'on éprouve (si l'on n'est pas professionnel) à trouver les composants spéciaux qu'elle nécessite, un peu aussi parce qu'il faut, pour les CMS, de meilleurs yeux que ceux d'un homme de 67 ans.

Le filtre va donc se présenter comme l'indique la figure 32.

Les deux « gyrateurs » sont G_1 et G_2 , chacun réalisé comme sur la figure 18, correspondant chacun à une valeur de coefficient de self-induction L facile à calculer.

L'amplificateur opérationnel A_1 est un abaisseur d'impédance à l'entrée, permettant ainsi d'avoir une impédance d'entrée infinie pour la tension e , ce qui simplifie tout. Le rôle de A_2 est double :

- il permet de disposer d'une impédance de sortie nulle (ce qui est bien agréable) ;
- il compense, par son gain de 2, l'atténuation de 2 introduite par les deux résisteurs R .

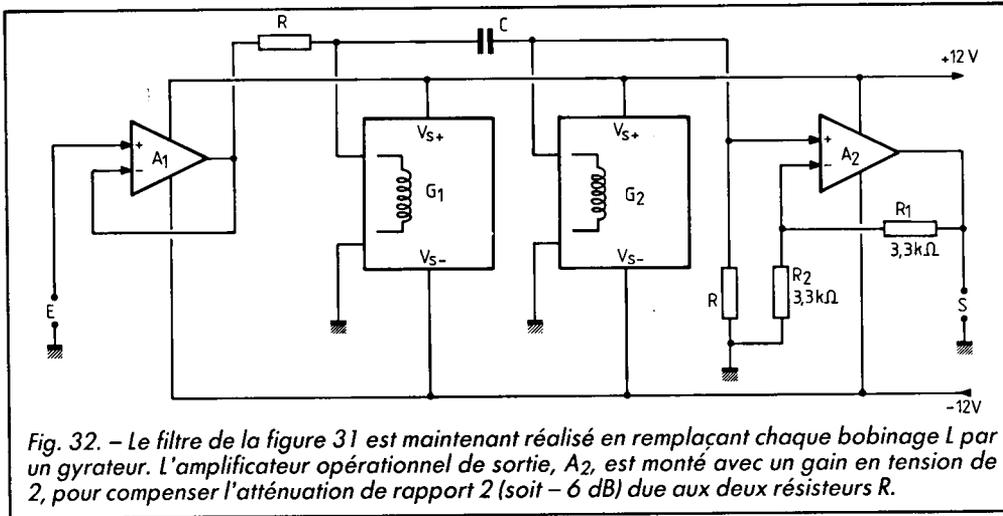


Fig. 32. - Le filtre de la figure 31 est maintenant réalisé en remplaçant chaque bobinage L par un gyrateur. L'amplificateur opérationnel de sortie, A_2 , est monté avec un gain en tension de 2, pour compenser l'atténuation de rapport 2 (soit -6 dB) due aux deux résisteurs R .

UNE PETITE « DIGRESSION » SUR LES IMPEDANCES D'ENTREE ET DE SORTIE

Il est utile de préciser un peu les notions relatives aux impédances d'entrée et de sortie des montages, car beaucoup de gens ont des idées fausses là-dessus ; l'auteur est toujours étonné du nombre de lettres qu'il reçoit, venant de lecteurs qui lui demandent des explications à ce sujet.

Trop de gens en sont restés au principe de la sacro-sainte « adaptation des impédances », parfait dans le cas où l'on désire une transmission optimale de puissance, en particulier dans certains étages haute fréquence, ainsi que dans les liaisons par câble coaxial adapté.

Oui, c'est exact : un générateur de résistance interne r débite une puissance extérieure maximale lorsqu'on le « charge » par un résistor dont la résistance est égale à r . Mais ce n'est pas toujours possible, ni même souhaitable.

Un amplificateur audiofréquence, comportant automatiquement une contre-réaction importante, a presque toujours, de ce fait, une impé-

dance de sortie pratiquement nulle. Or le constructeur nous indique que son « impédance de charge » est 15Ω (ou 8Ω , ou une autre valeur). Pourquoi ?

Tout simplement parce que l'amplificateur à une limite de tension de sortie EM, due à sa structure. La même structure lui impose une intensité de sortie maximale IM.

SI L'ON NE S'INTERESSE PAS AU RENDEMENT

Dans le cas de notre amplificateur audiofréquence, il est intéressant de le mettre à même de fournir sa puissance maximale, en le chargeant par son impédance de charge optimale. Mais, avec nos filtres, il s'agit de puissances fournies minuscules, et nous nous soucions fort peu du rendement des étages.

Alors, si les circuits ont une impédance de sortie nulle (ou presque), cela voudra dire que la tension de sortie ne sera pas influencée par la valeur de la charge (tant que celle-ci ne demandera pas au montage une intensité qu'il ne peut lui fournir).

La sortie du montage, avec sa résistance interne de sortie nulle, sera devenue un peu

comme celle de la prise de courant que vous avez devant vous : demandez à cette prise $0,2$ A rms (dans une petite ampoule) ou 4 A rms (dans un bon radiateur électrique) : dans les deux cas, la tension variera à peine par rapport à sa valeur nominale de 220 V rms.

Une source de grande résistance interne est, en quelque sorte, très « malade ». L'auteur ne dit pas qu'une source à « une résistance interne, mais qu'elle a « la » résistance, comme on dit de quelqu'un qu'il a « la peste » ou « le choléra ».

Une source fortement « atteinte » de résistance interne se « prétend » capable de vous donner 5 V rms (c'est sa tension à vide, quand on ne lui demande aucun courant). Demandez-lui donc de débiter 5 mA rms (en la chargeant par 1 k Ω) : elle s'« effondre » lamentablement.

La source de faible résistance interne est « imperturbable » (au sens étymologique du mot : on ne peut la perturber). Elle devient donc une source « idéale », tout comme une alimentation stabilisée est idéale pour alimenter un montage, car elle ne donne que ce qu'on lui demande (une tension continue parfaitement connue et constante), et ne peut être perturbée par les variations de consommation du montage alimenté.

ET L'IMPEDANCE D'ENTREE ?

Pourquoi un montage est-il plus facile à utiliser quand son impédance d'entrée est grande ? Tout simplement parce qu'il ne perturbe en rien la source qui doit l'alimenter. Reprenons l'exemple du filtre de la figure 30 : il se comporte, vu de l'entrée, comme une impédance qui varie, partant de R aux fréquences très basses, pour arriver à $2R$ aux fréquences très grandes. Or ni R ni $2R$ ne sont infinies, donc, quand on va attaquer ce filtre par une source qui « a la résistance interne », la consommation de courant due à l'impédance finie du filtre va réduire la tension de la source.

Si cette réduction était indépendante de la fréquence, il n'y aurait que demi-mal. Mais ce n'est pas le cas : la variation de l'impédance d'entrée du filtre va affecter différemment la source aux fréquences basses et aux fréquences élevées.

Donc, si vous voulez relever la courbe de réponse du filtre, à moins que votre générateur n'ait une résistance interne de sortie négligeable par rapport à la valeur minimale de l'impédance d'entrée du filtre (soit R), la tension d'entrée ne sera pas la même à toutes les fréquences. Vous serez donc obligé, à chaque fréquence, de corriger le niveau de sortie du générateur, en vérifiant que la tension d'entrée a bien été ramenée à une valeur constante.

Maintenant, utilisez le montage de la figure 31. L'impédance d'entrée est infinie (ou peu s'en faut). Si votre générateur est conçu de façon telle que sa tension de sortie à vide reste constante quand sa fréquence varie (ils sont pratiquement tous ainsi), vous aurez à régler la tension d'entrée une fois pour toutes, puis vous n'aurez plus à la retoucher : elle ne variera plus, quelle que soit la fréquence.

(à suivre)

J.-P. CEHMICHEN