PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

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

6e PARTIE
Suite voir n° 1773

TOUT CE QUI PRECEDE ETAIT EXPOSE DANS UN BUT PRECIS !

Les lecteurs s'en doutent. Tout ce long préambule sur la transposition de fréquence était là pour nous permettre de diversifier les possibilités du gyrateur, autorisant ainsi la réalisation de filtres passe-bande (ou coupe-bande) à partir des passe-bas (ou passe-haut), dans le but d'y remplacer tous les bobinages par des gyrateurs.
Nous aurons ainsi obtenu des filtres tout à fait remarquables, qui, enfin, s'expliquent et se prévoient sans avoir à assimiler les intégrales elliptiques, le calcul matriciel, les fonctions de Bessel... et autres distractions pour « maso-matheux ». Mieux encore, vous allez pouvoir imaginer, sans l'aide de personne, des structures de filtres fort complexes, partant de modèles simples. Cela vous récompense tout de même d'avoir suivi jusqu'ici des explications... un peu ardues par moment.
Pour l'utilisation des gyrateurs, il y a, nous le savons, une petite ombre au tableau : ils ne pourront remplacer que des bobinages ayant une extrémité à la masse. Il faudra donc que le filtre « de départ » (le passe-bas ou passe-haut que nous allons transposer en passe-bande ou coupe-bande) ne comporte que :
– des condensateurs ayant une extrémité à la masse ;
– des bobinages ayant une extrémité à la masse.
Le filtre de la figure 43a ne remplit pas cette deuxième condition.

PARTONS D'UN FILTRE ACTIF PASSE-BAS « TRANSPOSABLE »

Rappelons ici que l'on nomme « filtre actif » un filtre qui n'emploie que des amplificateurs opérationnels, des résisteurs et des condensateurs, sans aucun bobinage (évidemment : sus à l'ennemi !).
Le schéma de la figure 44 représente un filtre actif de second ordre (sur la partie de sa courbe à forte atténuation, celle-ci rejoint une droite de pente – 12 dB/octave), passe-bas, à réponse de Butterworth.
L'auteur reconnaît volontiers que ce filtre est un peu compliqué, nécessitant deux amplificateurs opérationnels, alors qu'on peut faire un excellent filtre actif de second ordre avec un seul amplificateur opérationnel.
Oui mais... le schéma du filtre plus simple utilise au moins un condensateur qui n'a aucun fil à la masse, il n'est donc pas « transposable ».
La valeur de résistance du résisteur R_3, égale à 0,63 fois celle des résisteurs R, condition nécessaire pour avoir la réponse de Butterworth, résulte d'un calcul pas trop méchant. Pour ceux qui voudraient savoir à quoi correspond ce 0,63, pour vérifier leurs calculs, précisons qu'il s'agit de l'inverse de la valeur :

$3 - \sqrt{2} = 1{,}5858$

Assez curieusement, le montage du second amplificateur opérationnel, A_2, est très analogue à celui de A_2 dans le gyrateur de la figure 16.
Les valeurs de résistance des résisteurs R_1 et R_2 sont peu importantes (de 2,2 à 33 kΩ), à condition qu'elles soient égales.
Dans un tel filtre, si l'on désigne par f_0 (pour ne pas confondre avec le F_0 que nous

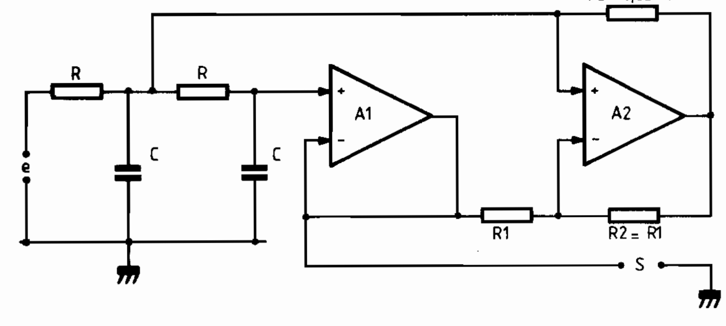

Fig. 44. – Filtre actif passe-bas, à réponse de Butterworth, assez compliqué il est vrai, mais ayant l'avantage d'utiliser des condensateurs tous reliés à la masse, donc permettant la « transposition » du filtre en passe-bande.

utiliserons tout à l'heure) la fréquence :
$f_0 = 1/2\pi RC$
et si on l'étudie en remplaçant la fréquence f par le rapport :
$x = f/f_0$
on obtient les otténuations ci-dessous en fonction de x :

La première qualité du filtre de la figure 44 (faible atténuation pour f faible) tient à sa réponse « plate au maximum » (réponse de Butterworth). Sa seconde qualité (forte atténuation pour f grand) tient au fait que le filtre

x	0,4	0,7	1,0	1,32	1,5	2,0	5,0	10	f/f_0
1°	0,1	0,93	3,0	6,0	7,8	12,3	28	40	dB
2°	0,6	1,7	3,0	4,4	5,1	7,0	14,1	20	dB

La ligne 1° donne les atténuations du filtre de la figure 44, alors que, dans la ligne 2°, nous avons indiqué l'atténuation, à la même fréquence, du filtre passe-bas R-C de la figure 45, à titre de comparaison. Nous avons muni ce second filtre d'un amplificateur opérationnel de gain unité en sortie, pour pouvoir « charger » sa sortie sans inconvénient, l'impédance de sortie étant devenue nulle.

On voit donc que le filtre de la figure 44 atténue beaucoup moins que celui de la figure 45 pour les valeurs de x inférieures à 1 (pour les fréquences inférieures à f_0), et beaucoup plus que lui quand x est plus grand que l'unité (c'est-à-dire pour $f > f_0$).

de la figure 44 est « du second ordre », sa transmission descendant de 12 dB/octave, alors que le filtre R-C de la figure 45 est du « premier ordre », sa transmission descendant de 6 dB/octave.

PRETS ? ALORS TRANSPOSONS !

Pour passer du filtre de la figure 44 à un passe-bande transposé, il suffira, nous l'avons vu, de placer, en parallèle sur chaque condensateur C, un bobinage qui l'accorde sur la fréquence F_0.

Les lecteurs l'ont immédiatement deviné, les « bobinages », que nous allons placer en parallèle avec les condensateurs C, seront des gyrateurs. On réalisera donc le filtre passe-bande de la figure 46.

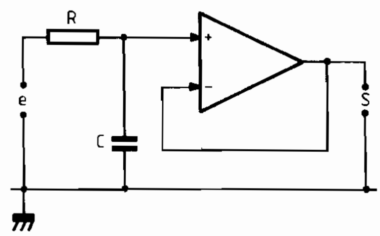

Fig. 45. – Filtre R-C passe-bas du premier ordre, que l'on va comparer à celui de la figure 44. L'amplificateur opérationnel de gain unité en sortie est là pour faciliter l'utilisation du filtre.

Les lecteurs ne seront pas surpris de rencontrer encore un amplificateur opérationnel, A_3, en entrée, pour disposer d'une impédance d'entrée infinie. Ne lésinons pas : il y a déjà six amplificateurs opérationnels dans le montage (deux dans chaque gyrateur, A_1 et A_2 pour le filtre actif), alors, six ou sept... c'est presque pareil. On a intérêt à utiliser des modèles quadruples, comme le TL 074 CP.

Prenons un exemple numérique. Nous voudrions réaliser un filtre passe-bande transmettant la bande 2 000-3 000 Hz, avec une atténuation de 3 dB pour 2 kHz et pour 3 kHz.

ON PART DU « PASSE-BAS »

Le passe-bas « de départ » (avant transposition) sera du type de celui de la figure 44, avec une valeur f_0 de 1 kHz, car il a bien une atténuation de 3 dB à 1 kHz. On y arrive, par exemple avec :
$R_4 = R_5 = R = 15{,}9\ k\Omega$
$C_1 = C_2 = 10\ nF$

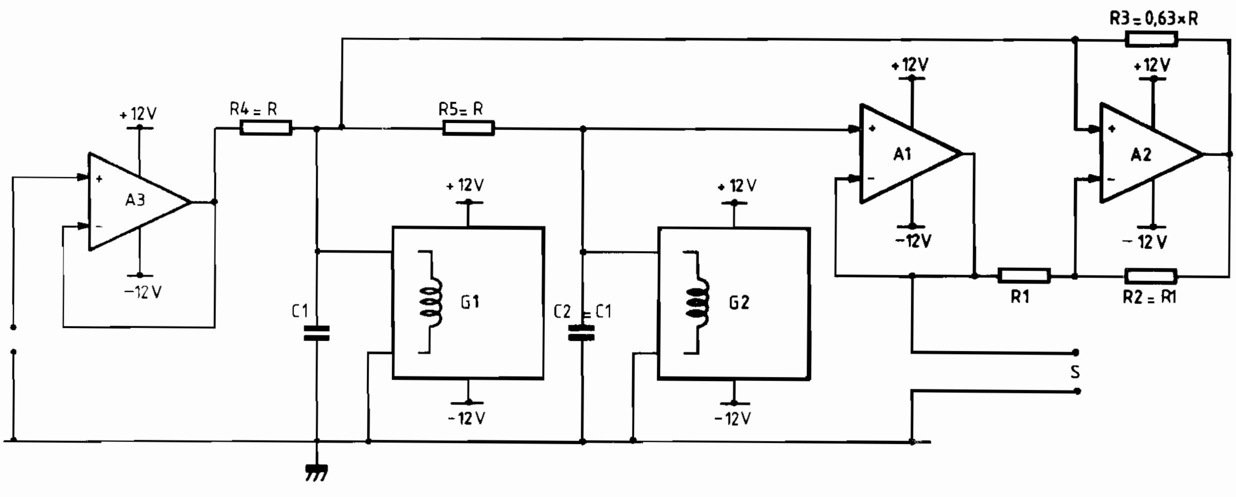

Fig. 46. – Transposition en passe-bande du filtre de la figure 44 : on a simplement accordé les deux condensateurs par des « bobinages » (qui sont, en réalité, des gyrateurs) sur la fréquence F_0.

cela impose, pour R_3, la valeur 0,63 × 15,9 kΩ, ce qui donne heureusement 10 kΩ à très peu de chose près.
Pour les 15,9 kΩ, on pourra s'en approcher très près en mettant, pour chacune, un résisteur de 27 kΩ en parallèle avec un autre de 39 kΩ.
Pour R_1 et R_2, les valeurs ne sont pas critiques : nous prendrons, par exemple, 3,3 kΩ.
Et voilà notre filtre de départ.
Nous en cannaissons déjà la réponse, elle est donnée dans le tableau que nous venons de voir, en sachant que x est la fréquence en kilohertz, puisqu'il est égal à f/f_0 et que f_0 = 1 kHz.
Autrement dit, il a une atténuation donnée par le tableau ci-contre.

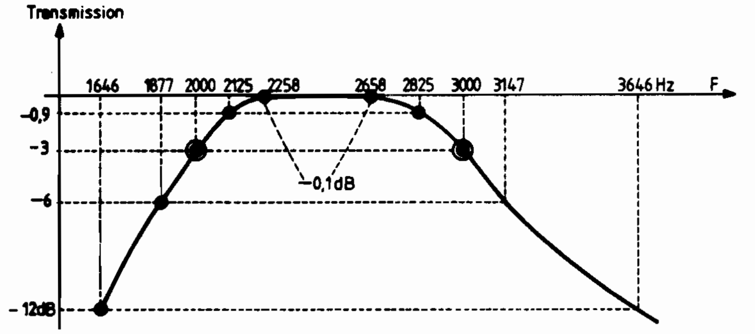

Fig. 47. – Détails de la courbe de transmission du filtre de la figure 46, obtenue par transposition de celle du filtre de la figure 44, et rigoureusement conforme à celle que l'on peut relever expérimentalement, les gyrateurs se comportant comme des bobinages « parfaits ».

Fréquence :	400	700	1 000	1 320	2 000	Hz
Atténuation :	0,1	0,9	3,0	6,0	12,3	dB

ET ON LE TRANSPOSE

Nous voulons le transposer en un passe-bande et obtenir, comme réponse, la courbe de la figure 47.
Nous commençons par chercher la fréquence F_0. Le passe-bande à obtenir doit avoir une bande à 3 dB de 2 000 à 3 000 Hz (largeur : 1 000 Hz). Donc, pour – 3 dB (qui donne, sur le filtre passe-bas, F_3 = 1 000 Hz), nous aurons :
$F_1 = 2\,000$; $F_2 = 3\,000$
On en déduit F_0, moyenne géométrique de 2 000 et 3 000 (racine carrée de leur produit), soit :
$F_0 = 2\,450$ Hz
Il faudra donc accorder, dans le filtre de la figure 46, les deux condensateurs C de 10 nF par un « bobinage parallèle (ayant un coefficient de self-induction L), sur la fréquence de 2 450 Hz. Le calcul de L est très facile, la fréquence F_0 de 2 450 correspondant à une pulsation :
$\omega = 2\,\pi\,F_0 = 15\,394$ rd/s
Le condensateur C vaut 10 nF = 10^{-8} F, donc L vaut :
$L = 1/C\,\omega^2 = 0{,}42$ H
Nous savons que, dans le gyrateur de la figure 18, le coefficient de self-induction équivalent est :
L = KRC × P/M, soit L = KRC si P = M
car on prend généralement P = M dans le gyrateur.
Une règle pratique veut que l'on essaie de prendre, pour le condensateur C du gyrateur, une valeur du même ordre que celle des condensateurs extérieurs au gyrateur, accordant ceux-ci sur une fréquence donnée. Cela nous amène donc à prendre une valeur de 10 nF pour le condensateur du gyrateur.
On doit donc réaliser :
$L = 0{,}42 = 10^{-8}\,K\,R$
soit : $K\,R = 4{,}2\,.\,10^7$

On y arrive, par exemple, avec R = 8,2 kΩ et K = 5,15 kΩ
Cette dernière valeur n'est pas normalisée en série E 12, mais il existe, dans la série E 24, des 5,1 kΩ. A défaut, une 4,7 kΩ en série avec une 470 Ω convient.
Si l'on veut faire les choses très bien, on réalise les deux gyrateurs, chacun avec le résisteur K constitué d'un résisteur fixe de 4,7 kΩ et d'un résisteur ajustable de 1 kΩ. On peut ainsi, avec un générateur BF, ajuster exactement chaque gyrateur en parallèle sur le condensateur de 10 nF sur lequel il doit être branché, de telle sorte que chaque ensemble condensateur-gyrateur ait une fréquence de résonance de 2 450 Hz.

QUELQUES VALEURS SUR LA COURBE

La figure 47 indique plusieurs points sur la courbe de réponse du passe-bande. Ces valeurs ont été calculées comme nous l'avons indiqué ci-dessus, sans se fatiguer comme on va le voir.
Nous connaissons déjà les deux fréquences correspondant à l'atténuation de 3 dB, puisque nous avons supposé, au départ, qu'elles étaient 2 000 et 3 000 Hz.
Calculons, par exemple, les deux fréquences f_1 et f_2 pour lesquelles l'atténuation est 6 dB.

Le tableau des atténuations du passe-bas nous montre que c'est à la fréquence f_3 = 1 320 Hz qu'il atténue de 6 dB.
Les fréquences f_1 et f_2 ont donc une différence d de 1 320 Hz et une moyenne géométrique g de 2 450 Hz. Leur moyenne arithmétique a est donc :
$a = \sqrt{(2\,450)^2 + (1\,320/2)^2} = 2\,537$ Hz
Ces fréquences sont donc :
a – d/2 et a + d/2, soit :
$f_1 = 2\,537 - 660 = 1\,877$ Hz
et
$f_2 = 2\,537 + 660 = 3\,197$ Hz

SI VOUS N'AIMEZ PAS REPETER TROP LES CALCULS...

... alors allumez votre ordinateur (ou votre calculatrice programmable). Le programme, en Basic, est donné ci-dessous :

```
10 REM CALCUL DES FREQUENCES TRANSPOSEES
20 HOME
30 INPUT "DIFFERENCE (F TROIS)";D
40 INPUT "MOYENNE GEOMETRIQUE (F ZERO)";F
50 LET A = SQR(F*F+(D*D/4))
60 LET B = A – D/2 : LET H = A + D/2
70 PRINT : PRINT "FREQUENCE BASSE = ";B;" Hz"
80 PRINT : PRINT "FREQUENCE HAUTE = ";H;" Hz"
90 PRINT : INPUT "AUTRE CALCUL (O/N)";R$
100 IF R$="O" THEN GOTO 20
110 IF R$<>"N" THEN GOTO 90
120 PRINT : PRINT "AU REVOIR" : END
```

Programme en Basic

A noter, en 20, l'instruction d'effacement « HOME », ce qui permet aux lecteurs de reconnaître l'ordinateur de l'auteur : un Apple II (OK, ce n'est pas à la pointe du progrès, mais c'est infiniment mieux que rien). Quant aux LET des lignes 50 et 60, ils sont facultatifs sur l'Apple, mais certains ordinateurs les exigent.

Et voilà ! Maintenant, si vous préférez la vérification expérimentale, attaquez le filtre de la figure 46 avec un générateur BF, et relevez sa courbe. Un avertissement préalable : si vous ne trouvez pas les résultats de la courbe 47, c'est qu'il y a une erreur de valeur de composant, de branchement ou de mesure quelque part.

La concordance de la théorie et de la pratique est... émouvante avec les gyrateurs et les circuits qu'on peut réaliser en les utilisant.

POURQUOI PAS UN « COUPE-BANDE » ?

Pour montrer à quel point le gyrateur est intéressant, nous envisagerons la réalisation d'un filtre « coupe-bande ». Les lecteurs objecteront qu'il y en a déjà eu un (fig. 23), mais notre but n'est pas le même.

Le filtre de la figure 23 est du type « à crevasse », éliminant une fréquence donnée, avec une descente aussi rapide que possible de l'atténuation de part et d'autre de cette fréquence ; c'est le véritable « notch filter ». Celui que nous voulons réaliser doit atténuer, autant que possible, une bande assez large.

Malheureusement, l'atténuation dans cette bande sera d'autant plus réduite que la bande est étroite.

On le voit tout de suite si l'on transpose (fig. 48) la courbe d'un passe-haut. A chaque valeur de transmission t correspond, sur la courbe du passe haut, une fréquence F_3. Sur le filtre transposé, comportant des circuits tous accordés sur la fréquence F_0, nous aurons la courbe en traits mixtes, avec une transmission t pour deux fréquences F_1 et F_2, telles que :

$F_2 - F_1 = F_3$
$F_1 \times F_2 = F_0^2$

Evidemment, nous aurons bien, en principe, une atténuation infinie à la fréquence F_0, puisqu'elle correspond à la transposition de la fréquence « zéro » pour le passe-haut, fréquence à laquelle l'atténuation d'un passe-haut est infinie.

N'oublions pas que, dans les figures représentant des courbes et leurs transposées, l'axe des fréquences est gradué en linéaire (pas en graduation logarithmique), pour matérialiser l'égalité de F_3 et de F_2-F_1.

LE PASSE-HAUT DE DEPART

Nous partirons d'un passe-haut d'ordre deux (certains diront que c'est un « passe-haut double », spécial pour la danse espagnole du même nom... ou presque). Pour le réaliser, nous allons transformer par « dualité » le passe-bas de la figure 44 (fig. 49), tout simplement en y remplaçant les condensateurs par deux bobinages.

Oui, nous entendons d'ici les hurlements des spécialistes des filtres actifs : « C'est de la folie ! Un filtre actif est précisément fait pour **éliminer** les bobinages ! Réaliser un passe-haut actif comme celui de la figure 49 relève de l'internement d'urgence ! »

Tout à fait vrai. Le filtre de la figure 49 ne sera jamais réalisé, il n'est là que comme étape intermédiaire, purement abstraite, pour arriver au coupe-bande. On obtiendra ce dernier en faisant les coupures aux points marqués « X » sur la figure 49, pour y insérer des condensateurs C, égaux, chacun formant avec le bobinage L en série avec lui un circuit résonnant série, accordé sur F_0.

On pourrait objecter que le fait de mettre des condensateurs en série avec les bobinages n'a pas supprimé ces derniers. Exact, mais tout le monde a déjà deviné que ces deux bobinages ne sont là, eux aussi, que pour disparaître, remplacés par des gyrateurs, et le coupe-bande est réalisé.

La réponse du filtre passe-haut de la figure 49 se déduit tout simplement de celle du filtre de la figure 44, en y remplaçant f_0 par $R/2\pi L$ (au lieu de $f_0 = 1/2\pi RC$), et en désignant par x le rapport f_0/f (au lieu de f/f_0).

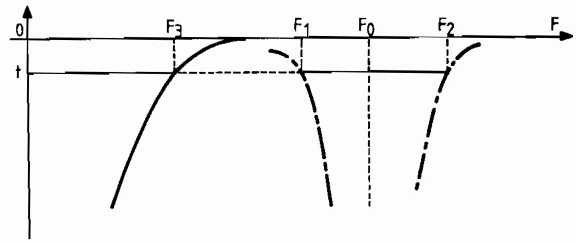

Fig. 48. – A partir de la courbe de réponse d'un filtre passe-haut (en trait plein), on a, par transposition, celle du filtre coupe-bande (en traits mixtes) transposé. La bande coupée est large, ce n'est plus un filtre « crevasse » (notch filter) comme l'était celui de la figure 23.

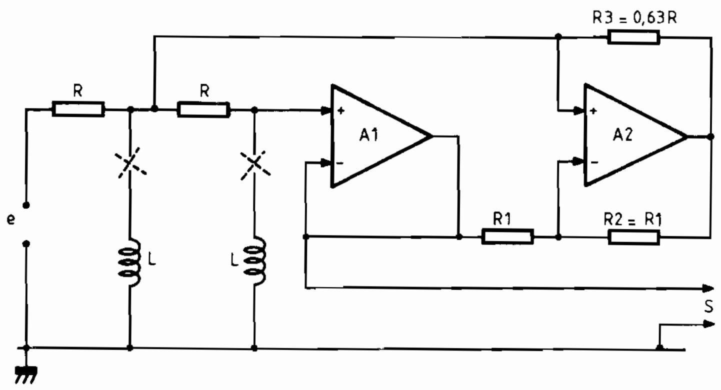

Fig. 49. – Filtre passe-haut actif (à ne jamais réaliser ainsi) obtenu par « transformation duale » à partir du passe-bas de la figure 44. Il n'est représenté que pour être transposé en coupe-bande, par insertion, aux points marqués « X », de condensateurs en série avec les « bobinages » L (qui seront, évidemment, remplacés par des gyrateurs).

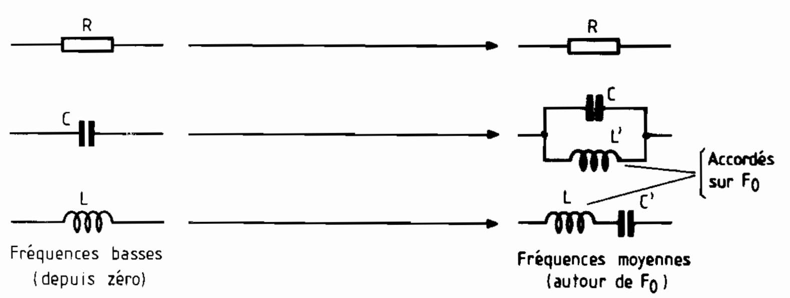

Fig. 50. – Rappel de la transposition de fréquence, qui se fait en accordant les condensateurs C par des bobinages parallèle L', les bobinages L par des condensateurs série C', de telle sorte que L-C' et L'-C résonnent sur F_0.

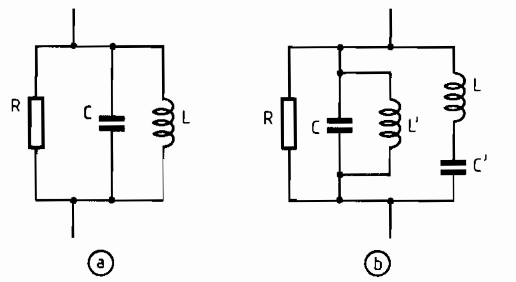

Fig. 51. – Le circuit résonnant parallèle amorti (a) peut être transposé et donner le circuit (b).

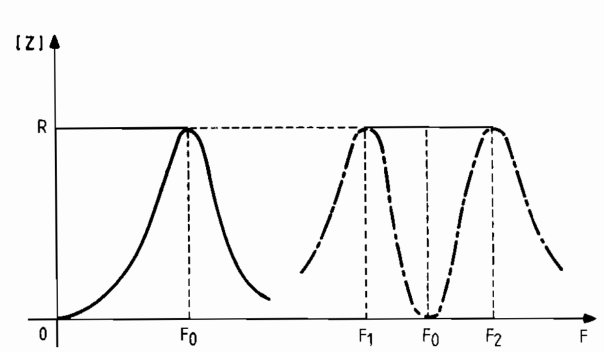

Fig. 52. – On obtient la courbe de réponse du circuit de la figure 51 (b) (en traits mixtes), à partir de celle du circuit de la figure 51 (a), par transposition. On a ainsi obtenu un circuit « résonnant à deux fréquences », dont l'étude est toute faite, la courbe toute tracée. Il aurait été difficile de concevoir directement le circuit de la figure 51 (b), et beaucoup plus ardu encore d'en calculer la réponse sans utiliser la transposition de fréquence.

QUE FAIRE D'AUTRE AVEC LES GYRATEURS ?

Voilà bien la question la plus délicate que l'on puisse poser, car la réponse est exactement celle d'un constructeur bien connu : « les seules limites à l'emploi de l'instrument sont celles de votre imagination ».

Ces explications fort longues étaient essentiellement destinées à familiariser le lecteur avec le monde des filtres, en évitant tout calcul compliqué, tout développement mathématique, et en incitant les utilisateurs à concevoir eux-mêmes des structures et à en prévoir les performances.

Avant de passer à un autre chapitre des réalisations électroniques, nous ferons un tout petit retour sur la transposition de fréquence, pour montrer ses immenses possibilités.

D'abord, résumons (fig. 50) les principes de cette transposition. Si nous partons des éléments R, C et L utilisés dans des circuits étudiés à fréquence basse (à partir de zéro), nous leur ferons correspondre :

au résisteur R... un résisteur R identique

au condensateur C... un circuit résonnant parallèle (accord F_0)

au bobinage L... un circuit résonnant série (accord F_0)

Alors, imaginons que nous considérions, comme circuit de départ, le circuit résonnant parallèle amorti (fig. 51a). Il résonne sur une fréquence propre f_0, pour laquelle son impédance est maximale et égale à R.

Transposons-le (fig. 51b), en choisissant comme fréquence F_0 une valeur bien plus élevée que f_0. La figure 52 nous montre comment, à partir de la courbe d'impédance du circuit de la figure 51a, nous obtenons celle du circuit transposé (en traits mixtes).

Nous avons obtenu une sorte de « circuit chameau » (deux bosses), c'est-à-dire un circuit oscillant à **deux** fréquences de résonance. Remarquable, non ? Voilà une méthode pour avoir un circuit oscillant que l'on peut accorder sur deux fréquences différentes sans avoir à commuter des éléments.

L'étude directe du circuit de la figure 51b est faisable... mais plutôt éprouvante, même pour un ingénieur entraîné.

Et d'ailleurs... si l'on avait l'idée (perverse) de transposer le circuit de la figure 51b, en choisissant une fréquence centrale F' encore bien plus grande que F_0, on aurait un circuit à **quatre bosses,** capable de résonner sur quatre fréquences différentes sans commutation.

Ce circuit lui-même pourrait... non, l'auteur ne suggère plus rien, ne tenant pas à voir des lecteurs armés lui dire : « Ne transposez plus, ou on tire ! »

Ce dernier développement sur la transposition permet, lui aussi, de laisser les lecteurs donner libre cours à leur imagination. Que ceux qui ont eu des idées originales à ce sujet écrivent. On se souvient du concours réalisé vers les années 1970, auprès des amateurs, pour trouver toutes les utilisations possibles du fameux « 555 ». Il y eut, si la mémoire de l'auteur est fidèle, près de 7 000 réponses, dont une forte proportion comportait des idées originales.

J.-P. OEHMICHEN

Rectificatif. – Dans notre n° 1772, deux paragraphes ont été inversés : « Deux valeurs pratiques » devait suivre « Une petite digression sur les impédances » au lieu de le précéder.