

Pratique de l'électronique

5^e PARTIE
voir H.-P. n° 1788,
1789, 1790, 1791

Les circuits linéaires

Dernier volet théorique, et non des moindres : la réponse en fréquence des ampli-op, son influence sur la stabilité de fonctionnement. Ce sujet devient d'ailleurs, à l'heure des examens dans les grandes écoles, la « colle » classique pour tout étudiant en électronique linéaire. Mais l'intuition et le bon sens permettent de s'en sortir facilement, comme vous allez le découvrir.

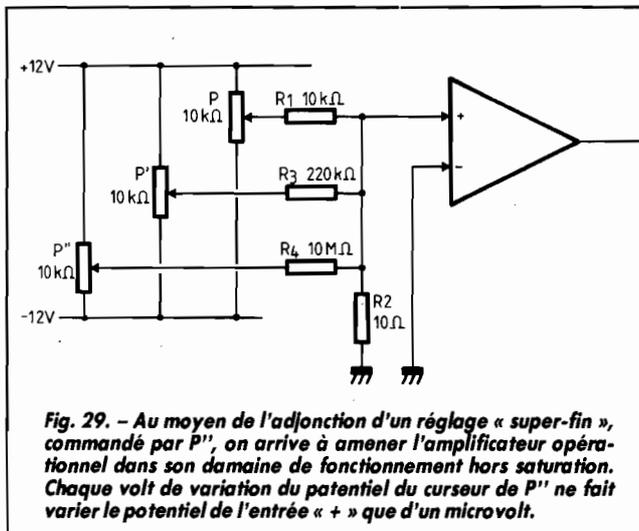


Fig. 29. - Au moyen de l'adjonction d'un réglage « super-fin », commandé par P'', on arrive à amener l'amplificateur opérationnel dans son domaine de fonctionnement hors saturation. Chaque volt de variation du potentiel du curseur de P'' ne fait varier le potentiel de l'entrée « + » que d'un microvolt.

Et la réponse en fréquence ?

Abordons maintenant un point assez délicat dans l'utilisation des amplificateurs opérationnels. Il y a une courbe qui « traumatise » toujours les utilisateurs à leurs débuts (quand ils ont eu la curiosité de la regarder dans la notice, ce qui n'est pas aussi fréquent qu'on le croit) : la courbe donnant le gain (en boucle ouverte) de l'amplificateur en fonction de la fréquence.

Précisons d'abord un terme. On nomme « gain en boucle ouverte » celui que nous venons de découvrir dans la « prise de contact », avec le montage de la figure 29. Autrement dit, il s'agit du gain que l'on peut mesurer en atta-

quant uniquement une des deux entrées, l'autre étant à un **potentiel fixe**.

C'est donc le gain **sans contre-réaction**, soit celui que l'on n'utilise jamais tel quel, celui dont on espère qu'il est aussi grand que possible, et que l'on ne connaît généralement pas (on ne connaît que sa limite inférieure).

On va l'exprimer en décibels, comme d'habitude. Donc, un gain en tension de 1 000 000 va correspondre à 120 dB.

Or la courbe indiquant la variation de ce gain avec la fréquence est celle que reproduit la figure 30.

L'axe horizontal a une graduation en fréquence du type « logarithmique ». Non, ne paniquez pas ! Cela signifie simplement que l'on trouve,

séparées par des intervalles égaux, des valeurs de fréquence en progression géométrique (1, 10, 100), etc.).

C'est exactement ce que l'on trouve sur le clavier d'un piano : chaque fois que l'on se déplace, de la gauche vers la droite, d'un espace correspondant à douze touches (sept blanches et cinq noires), on « monte d'une octave », autrement dit, on double la fréquence.

Il faut donc noter que, sur un axe ainsi gradué, on ne trouvera pas la fréquence « zéro ». La position de l'axe vertical est donc relativement arbitraire. Sur la figure 30, nous l'avons placé en un point qui correspond à la fréquence 0,1 Hz.

A cette fréquence, le gain indiqué est 100 dB et non 120 dB ; autrement dit, le réalisateur considère la valeur « typique » du gain en tension comme étant « seulement » 100 000 et non 1 000 000.

Donc, sur cette courbe, on voit bien une partie horizontale (gain constant) ayant l'ordonnée 100 dB, mais on constate avec horreur que cela ne va pas loin en fréquence. A partir du point (A), qui correspond à une fréquence de 3 Hz, le gain commence à descendre, très régulièrement, de 20 dB chaque fois que la fréquence est multipliée par dix.

On exprime ce fait en disant que, à partir de 3 Hz environ, le gain décroît de « 20 dB par décade ». Il est d'ailleurs facile de voir qu'une telle décroissance correspond à une divi-

sion du gain par deux chaque fois que double la fréquence. Comme le fait de doubler la fréquence correspond à ce que les musiciens nomment « monter d'une octave », et que diviser le gain par deux correspond presque exactement à une diminution de 6 dB (6,02 dB pour être très précis), on dit aussi que, dans la partie de la courbe à droite du point (A), le gain baisse de « 6 dB par octave ».

« Appelez cela comme vous voudrez... »

... moi, je crois que cette baisse est très rapide, et qu'elle commence à une fréquence réellement minable », diront bien des utilisateurs.

Nous allons voir que les choses ne sont pas aussi horribles qu'on le pense. En fait, la courbe est valable pour le gain « en boucle ouverte », or on n'utilise pratiquement JAMAIS un amplificateur opérationnel en boucle ouverte. Quand on ramène son gain à une valeur plus faible (et bien connue) par une réaction négative, on augmente beaucoup, comme nous le verrons plus loin, la fréquence à partir de laquelle ce gain se met à diminuer.

D'ailleurs, la courbe de la figure 30 est relative à un amplificateur opérationnel du type « normal », et il y a de nombreux modèles qui permettent de monter plus haut en fréquence.

Une question qui vient immédiatement à l'esprit d'un amateur électronicien est la suivante : « Comment se fait-il que le gain commence à baisser à une fréquence si basse, alors que l'amplificateur opérationnel est fait avec des transistors, et que le plus minable des transistors a une bande passante bien plus grande ? »

La réponse en fera frémir certains, car elle est : « Le constructeur a introduit, dans le circuit de l'amplificateur opérationnel, un filtre passe-bas, du type R-C, et c'est lui qui provoque cette réduction de gain. »

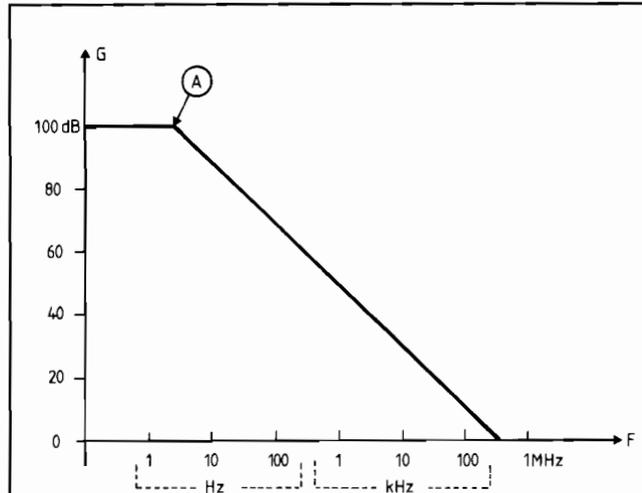


Fig. 30. - La courbe donnant le gain (en boucle ouverte) d'un amplificateur opérationnel en fonction de la fréquence semble, à première vue, catastrophique : elle commence à baisser à partir d'une fréquence voisine de 3 Hz.

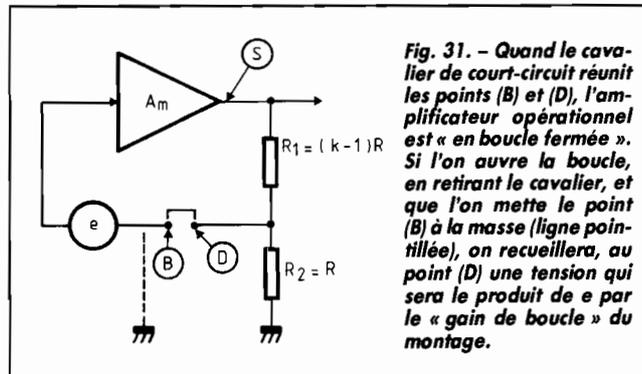


Fig. 31. - Quand le cavalier de court-circuit réunit les points (B) et (D), l'amplificateur opérationnel est « en boucle fermée ». Si l'on ouvre la boucle, en retirant le cavalier, et que l'on mette le point (B) à la masse (ligne pointillée), on recueillera, au point (D) une tension qui sera le produit de e par le « gain de boucle » du montage.

On se demande alors comment il se peut que ledit constructeur soit à ce point « taré » qu'il aille ainsi réduire « avec préméditation et un filtre passe-bas » (comme aurait dit Pierre Dac) les performances de son produit.

Rassurez-vous, il n'y a pas eu d'épidémie de masochisme chronique chez les réalisateurs d'amplificateurs opérationnels : ils étaient bien obligés (peut-être « la mort dans l'âme ») de procéder ainsi, pour une raison de **stabilité**.

Stabilité et déphasage

Quand on applique une réaction négative (ou contre-réaction) à un amplificateur, le but que l'on vise est d'en accroître la stabilité.

Par exemple, dans un amplifi-

cateur opérationnel, la contre-réaction stabilise parfaitement son gain, comme nous l'avons vu plus haut, en envisageant le cas d'un amplificateur dont le gain en boucle ouverte baissait (pour une raison quelconque) de 50 %, ce qui n'entraînerait, pour ledit amplificateur monté avec une contre-réaction adéquate, qu'une réduction de gain de 0,1 %.

En outre, on peut montrer que l'utilisation de la contre-réaction améliore la linéarité de l'amplificateur et réduit le bruit de fond.

Oui mais... la contre-réaction, utilisée sans tenir compte de certains facteurs, peut avoir des résultats tout à fait opposés à ceux que l'on cherche. En particulier, elle peut amener un brave amplificateur à se transformer en un oscil-

lateur, à le « faire accrocher ». La grandeur à prendre en compte pour savoir si l'on ne va pas compromettre la stabilité est bien souvent négligée par les électroniciens : il s'agit de la PHASE, ou, plus exactement, du déphasage qu'un amplificateur peut infliger au signal qu'il amplifie.

La phase est généralement considérée comme une grandeur presque sans intérêt, tout simplement en raison du fameux « dogme » suivant : « Dans un son formé d'une fondamentale et d'harmoniques, l'oreille perçoit très bien les **amplitudes** respectives des différentes harmoniques (cela constitue le « timbre » du son), mais elle est totalement **insensible** à leurs phases. » Or, en premier lieu, ce « dogme » n'a rien d'absolu. Après des dizaines d'années de débats sur le sujet, les physiologistes de l'acoustique ne sont pas d'accord sur la question. Ensuite, il n'y a pas que le son comme application de l'électronique.

Le « gain de boucle »

Pour voir comment intervient le déphasage, le mieux est de reprendre le schéma de contre-réaction de la figure 6, qui nous permet de définir (fig. 31) le « gain de boucle ».

Nous envisageons un amplificateur, A_m , à une seule entrée, de gain négatif - A (A étant très grand). Il est suivi d'un diviseur de tension R_1-R_2 qui divise par k la tension de sortie.

En fonctionnement normal, la « boucle » de contre-réaction est fermée, les points (B) et (D) sont interconnectés.

Nous allons « ouvrir » cette boucle, en retirant le « cavalier » qui court-circuite les points (B) et (D). Voyons ce qui se passe, maintenant, si nous relierons le point (B) à la masse (par la connexion en pointillé). Puisque l'on applique à l'amplificateur la totalité de la tension e , on va trouver, au point (S), une tension :

- Ae

et, au point (D), la tension sera donc :

- Ae/k

La valeur A/k se nomme le « gain de boucle » du montage, elle est tout simplement le quotient du gain en boucle ouverte (en valeur absolue) par le taux d'atténuation apporté par le diviseur à résisteurs.

Dans la grande majorité des cas, cette valeur est nettement supérieure à l'unité, k étant bien inférieur à A .

Normalement, en boucle fermée, la tension $A e / k$ se soustrait de e .

On applique, à l'entrée de A_m , une tension :

$$e - A e / k$$

et c'est cela qui stabilise le fonctionnement.

Quand la réaction devient positive

Supposons, maintenant, que l'on procède à une fréquence différente, fréquence pour laquelle l'amplificateur A_m a l'étrange idée d'introduire un déphasage de 180° entre la tension d'entrée et la tension de sortie.

En d'autres termes, du fait de ce déphasage, le gain de l'amplificateur, au lieu d'être sagement négatif, est devenu positif.

On ne retranche plus de e le terme $A e / k$, on l'ajoute. La réaction est devenue positive. Contrairement à ce que l'on croit, la réaction positive n'est pas forcément synonyme de catastrophe. Si, par exemple, la valeur du gain de boucle A/k était de 0,5, que se passerait-il ?

Supposons que e vaille 1. La réaction positive va y ajouter 1/2. Cette valeur ajoutée va passer dans la boucle, ajoutant encore $(1/2) \times (1/2)$, soit 1/4, à e . Cette valeur 1/4 va encore passer par la boucle, ajoutant 1/8 à e , ce qui va provoquer l'addition de 1/16...

Finalement, nous allons ajouter à 1 la « suite infinie » :

$$1/2 + 1/4 + 1/8 + \dots + 1/2^n + \dots$$

dont la somme est finie et égale à 1 (l'addition de chaque terme réduit de moitié la différence entre la somme des termes précédents et l'unité).

Donc, avec un gain de boucle de 0,5, la réaction positive se contente de doubler le gain, sans introduire de catastrophe.

Evidemment, alors que la réaction négative stabilise le gain, réduit les signaux parasites, améliore la linéarité, il va de soi que la réaction positive fait tout le contraire, ce qui est peu souhaitable.

Fig. 32. - Un étage amplificateur à transistor présente une variation de gain et un déphasage en fonction de la fréquence qui sont à peu près les mêmes que si l'on avait affaire à un amplificateur « parfait » (gain constant, pas de déphasage), suivi d'un filtre passe-bas R-C.

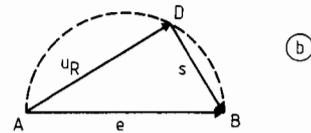
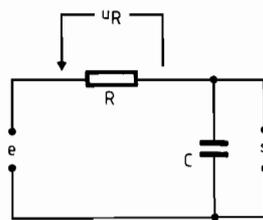
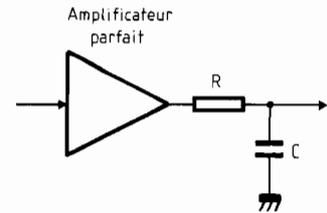


Fig. 33. - Pour un filtre passe-bas R-C (a), on étudie sa transmission en considérant les tensions (sous forme de « vecteurs ») à l'entrée, à la sortie, et aux bornes du résistor (b). C'est la « construction de Fresnel ».

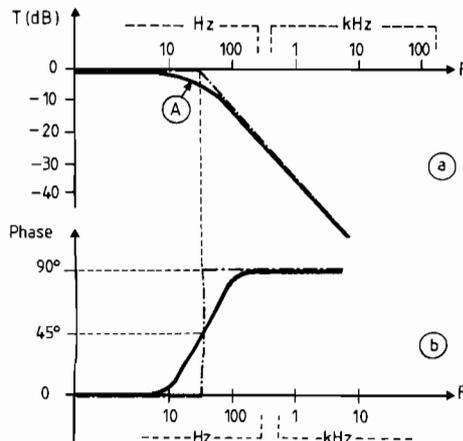


Fig. 34. - Un filtre passe-bas R-C présente une transmission (a) presque constante et égale à un (0 dB) jusqu'à la fréquence $1/(2\pi RC)$, transmise avec une atténuation de 3 dB (point A), après laquelle la transmission baisse de 6 dB/octave. Le déphasage (b), nul aux fréquences basses, tend vers 90° après la fréquence correspondant au point (A).

Où est le coupable ?

D'où viennent donc la réduction du gain et l'accroissement du déphasage quand la fréquence augmente ?

Le comportement des transistors à haute fréquence est passablement complexe, mais on peut en rendre compte assez bien en supposant que le transistor est un amplificateur « parfait » (insensible à la fré-

quence), mais qu'il est suivi d'un filtre R-C, comme l'indique la figure 32.

Comment se comporte un tel filtre ? Tant que la fréquence est suffisamment basse, l'impédance de C est très grande par rapport à la résistance de R, et le filtre n'a pratiquement pas d'effet sur le signal.

Ici un petit passage « plus calé » pour ceux qui connaissent les constructions vectorielles de Fresnel et le calcul par nombres complexes. Que

les « autres » (infiniment plus nombreux) n'aient aucun complexe et qu'ils sautent directement au paragraphe intitulé « RESULTATS. »

Une plongée dans l'horreur mathématique

Dans un filtre comme celui de la figure 33 (a), la tension de sortie s'exprime en fonction de la tension d'entrée e par la formule :

$$s = e / (1 + j 2 \pi R C F)$$

où j désigne $\sqrt{-1}$.

La représentation de Fresnel des tensions e , u_r (tension aux bornes du résistor R) et s est celle de la figure 33(b). Les tensions u_r et s sont en quadrature, le point D est sur le demi-cercle de diamètre AB. La formule montre que, quand F est très inférieure à la valeur :

$$F_0 = 1/2 \pi R C$$

on trouve s pratiquement égale à e , le déphasage étant très petit. Le vecteur u_r est bien plus petit que le vecteur s , lequel se confond pratiquement avec le vecteur e .

Quand on arrive à cette fréquence $F_0 = 1/2 \pi R C$, les vec-

teurs u_r et s ont la même longueur ; la figure 33(b) devient un triangle isocèle rectangle, donc le module de s est égal au module de e divisé par $\sqrt{2}$, s étant déphasé de 45° en retard par rapport à e .

Pour cette fréquence, on a :

$$s = e / (1 + j)$$

Quand la fréquence est nettement supérieure à F_0 , le module de u_r devient proche de celui de e , ces deux vecteurs sont presque égaux, le vecteur s est très petit, presque perpendiculaire au vecteur e : l'atténuation est forte, le déphasage voisin de 90° .

Pour ces fréquences, la valeur de la tension de sortie est proche de :

$$s \approx 1 / j (F/F_0)$$

où F désigne la fréquence. La tension de sortie, pratiquement déphasée de 90° , diminue donc de moitié quand F double.

Résultats

Nous avons donc vu qu'il y a une fréquence particulière, nommée F_0 , à laquelle le filtre déphase la tension de sortie s de 45° en retard par rapport à e , introduisant une atténuation de $1,414 (\sqrt{2})$, soit 3 dB. Pour les fréquences bien inférieures à F_0 , l'atténuation est faible, le déphasage petit.

Pour les fréquences très supérieures à F_0 , l'atténuation devient importante, doublant (augmentant de 6 dB) quand on double la fréquence, le déphasage tendant vers 90° .

En utilisant, pour les fréquences, la même échelle « logarithmique » que pour la figure 30, on peut tracer les courbes de transmission et de déphasage du filtre de la figure 33 (a), et on obtient les courbes de la figure 34.

Nous avons supposé que la fréquence F_0 était de l'ordre de 30 Hz. Sur la courbe (a), on trouve la transmission du filtre (en décibels), partant de zéro (le filtre transmet intégralement, $s = e$, soit une atténuation de 0 dB), passant par - 3 dB au point (A), qui correspond à la fréquence F_0 , puis descendant rapidement ensuite.

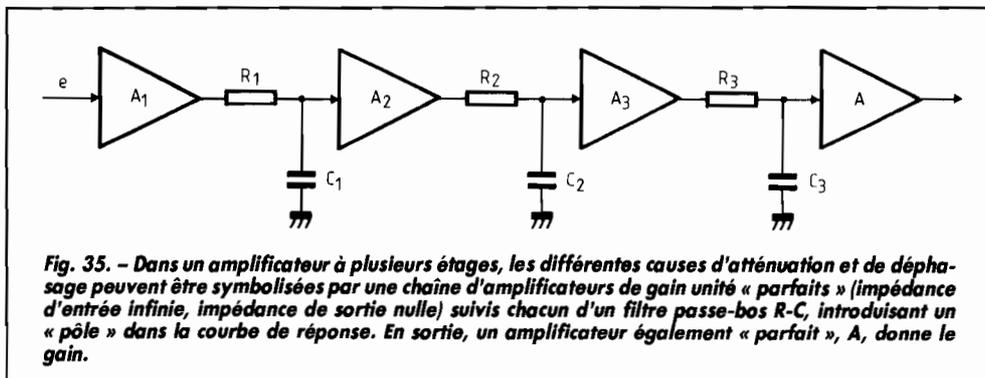


Fig. 35. - Dans un amplificateur à plusieurs étages, les différentes causes d'atténuation et de déphasage peuvent être symbolisées par une chaîne d'amplificateurs de gain unité « parfaits » (impédance d'entrée infinie, impédance de sortie nulle) suivis chacun d'un filtre passe-bas R-C, introduisant un « pôle » dans la courbe de réponse. En sortie, un amplificateur également « parfait », A, donne le gain.

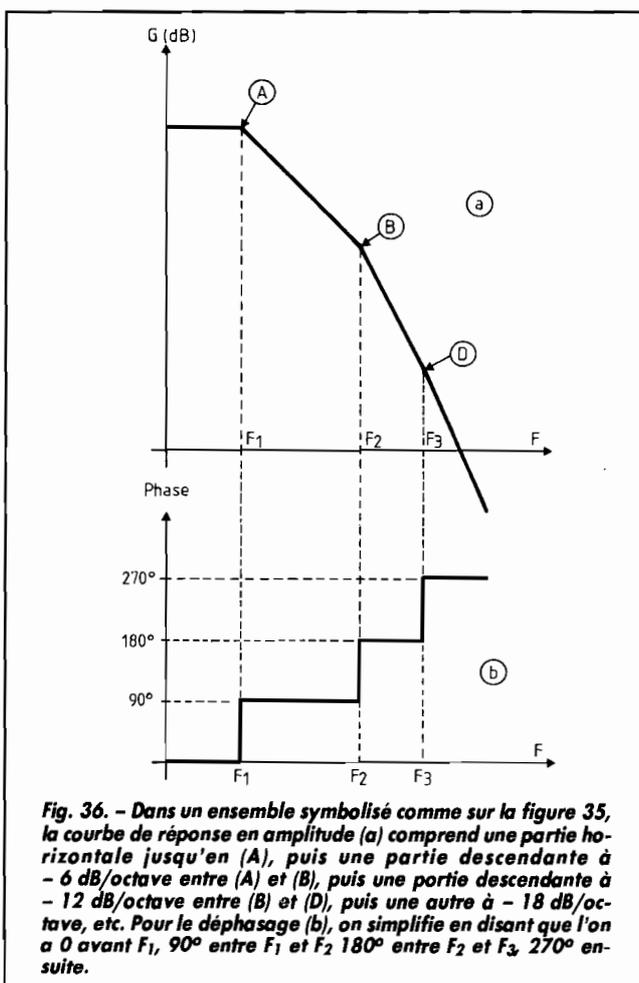


Fig. 36. - Dans un ensemble symbolisé comme sur la figure 35, la courbe de réponse en amplitude (a) comprend une partie horizontale jusqu'en (A), puis une partie descendante à - 6 dB/octave entre (A) et (B), puis une partie descendante à - 12 dB/octave entre (B) et (D), puis une autre à - 18 dB/octave, etc. Pour le déphasage (b), on simplifie en disant que l'on a 0 avant F_1 , 90° entre F_1 et F_2 , 180° entre F_2 et F_3 , 270° ensuite.

La courbe (b) montre le déphasage apporté par le filtre. Un petit calcul pas trop méchant montre que, pour une fréquence de 10 Hz (à peu près $F_0/3$), le déphasage est assez faible (environ 18°), la transmission étant voisine de 0 dB (- 0,45 dB), alors que, pour $F = 100$ Hz (à peu près $3 F_0$), on a un déphasage de 72° (donc pas tellement loin de 90°) et une transmission de

- 10,4 dB (proche de - 10 dB).

Donc, en première approximation, les variations de la transmission et du déphasage en fonction de la fréquence peuvent être représentées par les courbes en traits mixtes de la figure 34.

Il s'agit alors d'une transmission :

- de 0 dB jusqu'à F_0 ;
- décroissant ensuite de

20 dB par décade.

Le déphasage, lui, peut être considéré comme :

- presque nul pour $F < F_0$;
- presque égal à 90° pour $F > F_0$.

Les filtres passe-bas sont multiples

Donc, nous avons vu ce que peut faire un filtre du type R-C. Mais il ne faut pas oublier que, dans un montage électronique, il y a plusieurs étages, donc plusieurs endroits où des causes diverses peuvent faire baisser l'atténuation et augmenter le déphasage.

En première approximation, chacune de ces causes peut être considérée comme un filtre R-C. Mais, attention, les différents filtres de ce type n'auront pas forcément la même fréquence F_0 .

Donc, tout amplificateur peut se représenter à peu près comme le montage de la figure 35.

Les amplificateurs A_1 , A_2 et A_3 sont « parfaits », de gain unité, ayant une impédance d'entrée infinie, et une impédance de sortie nulle. L'amplificateur A_m est aussi un modèle « parfait » (son gain ne varie pas avec la fréquence et il n'introduit aucun déphasage), mais il a un gain A supérieur à l'unité.

Les « défauts » de l'amplificateur réel sont simulés par les filtres R_1-C_1 , R_2-C_2 et R_3-C_3 . Les amplificateurs de gain unité sont là pour que chaque filtre agisse « individuellement », sans être influencé par le suivant.

En effet, si l'on avait mis simplement les filtres R-C à la queue leu leu, l'impédance d'entrée (non infinie) de chacun aurait influencé le comportement du précédent.

Maintenant, les causes de déphasage et de baisse de transmission peuvent être caractérisées par les fréquences d'atténuation à 3 dB de chacun des filtres, soit :

$$F_1 = 1/2\pi R_1 C_1$$

$$F_2 = 1/2\pi R_2 C_2$$

$$F_3 = 1/2\pi R_3 C_3$$

et nous supposons que ces trois fréquences sont très différentes les unes des autres.

Quand tous les perturbateurs interviennent

Nous allons trouver facilement le comportement de l'ensemble schématisé sur la figure 35.

Sa réponse en fréquence est indiquée par la courbe de la figure 36 (a), alors que la courbe (b) montre comment varie le déphasage.

Commençons par les fréquences basses. Quand la fréquence est inférieure à F_1 , aucun des filtres R-C n'intervient. La transmission est donc à 0 dB (à gauche du point A), et le déphasage est presque nul. Pour une fréquence supérieure à F_1 , mais inférieure à F_2 , le premier filtre intervient seul. Nous aurons donc, entre les points A et B, une transmission qui baisse de 6 dB/octave, et un déphasage proche de 90°.

Considérons maintenant les fréquences supérieures à F_2 , mais inférieures à F_3 . Les deux filtres R_1-C_1 et R_2-C_2 interviennent simultanément. Chacun d'entre eux réduit sa transmission de moitié quand la fréquence double. Donc, à eux deux, ils réduisent la transmis-

sion dans le rapport quatre chaque fois que la fréquence double.

Ils introduisent donc une perte de transmission dans le rapport quatre (soit 12 dB) par octave. La courbe de la figure 36(a) a donc, entre les points B et D, une pente de :

- 12 dB par octave

ce qui correspond à :

- 40 dB par décade

Ces deux filtres ont ajouté leurs déphasages, ce qui a donné pratiquement 180°.

Quand on dépasse la fréquence F_3 , maintenant, les trois « saboteurs » unissent leurs effets malfaisants. Chaque fois que la fréquence double, chacun diminuant la transmission dans le rapport deux, cette transmission est réduite dans le rapport huit, ce qui correspond à - 18 dB.

La courbe de la figure 36 (a) plonge donc, maintenant, au-delà du point D à - 18 dB par octave (ou - 60 dB par dé-

code). Pour le déphasage, les trois R-C, conjuguant leurs effets néfastes, ont porté ce dernier à environ 270° (ils déphasent de 90° chacun).

La courbe de transmission n'est plus située entièrement dans le domaine des valeurs négatives en décibels, car nous envisageons un amplificateur opérationnel réel, comportant donc le dernier amplificateur, A_m , de la figure 35. La partie de la courbe située à gauche du point (A) correspond donc au gain de A_m .

Pour ceux qui aiment les termes nouveaux, disons que chacune des trois fréquences F_1 , F_2 et F_3 est ce que l'on nomme un « pôle ».

Tout passage de la fréquence par un « pôle » entraîne une augmentation de 6 dB/octave de l'atténuation et un déphasage supplémentaire de 90°.

(à suivre)

J.-P. OEHMICHEN

B L O C - N O T E S

LE REVE REALISE



Au saxo, Guy Laffitte, au piano, Pierre Sebaoun.

Six ans que le Festival de Jazz de Ramatuelle réunit au mois de juillet les plus grands noms du jazz pour des concerts exceptionnels. Six ans que la magie opère dans le magnifique Théâtre de Verdure et que le public swingue sous les étoiles.

Deux ans que Mitsubishi TV HiFi Vidéo parraine ce grand moment du jazz : coup de cœur de Pierre Sebaoun, P.-D.G. de Seiga Mitsubishi, pour ce festival.

Le jazz, il est presque né dans. Après ses études au Conservatoire d'Alger, il dirige pendant quelques années l'orchestre de jazz de la Télévision française à Alger. A son

arrivée en France, il continue à jouer du jazz comme musicien professionnel, puis crée sa société d'importation dans le secteur HiFi, qu'il déve-

loppe plus tard au secteur TV vidéo, passion musicale oblige. Néanmoins, on le voit souvent jouer dans des clubs parisiens, accompagné de son

associé Gérard Gabison, lui aussi passionné de jazz.

Alors, quand il rencontre le créateur du Festival de Ramatuelle, le facteur du village, lui aussi féru de cette musique, il décide d'y associer le nom de Mitsubishi TV HiFi Vidéo, marquant ainsi la parfaite adéquation entre l'image et le son des appareils Mitsubishi avec l'aspect visuel et musical de l'univers du jazz.

Cette année, le Festival de Ramatuelle a reçu : Guy Lafitte Quartet, Oscar Petterson Quartet, Henri Texier Trio, Newport Jazz Festival all Stars, Onzi Matthews Big Band, Ranee Lee Sextet et le Michel Petrucciani Group.