

PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE (6^e PARTIE)

Les circuits linéaires

Tour de force : nous allons déplacer les pôles ! Avec un simple condensateur de petite valeur. Tous ces efforts, d'ailleurs, pour réaliser des amplificateurs à faible gain. Paradoxal. Mais on peut démontrer que ce sont en fait les plus délicats à mettre au point. C'est le monde à l'envers ! Rassurez-vous, on peut aussi faire beaucoup de gain... mais en limitant la fréquence maximale du signal à amplifier. Encore un compromis.

Passons (enfin !) à la pratique

Dans tout amplificateur opérationnel comportant plusieurs étages, nous allons trouver plusieurs « pôles ». Dès que nous en aurons franchi deux, le déphasage va être proche de 180° : nous nous trouvons dans la « zone dangereuse ». Comme nous l'avons vu plus haut, il n'y aura rien de vraiment grave si, à la fréquence correspondante, le gain de boucle est tombé en dessous de l'unité. Le premier réflexe de celui qui voit les effets nocifs de ces pôles est de dire : « Il faut que l'on fasse tout pour amener

ces pôles à une fréquence aussi haute que possible. » Mais ce n'est pas la bonne solution. Nous cherchons, en effet, à conserver un déphasage inférieur à 180° pour une fréquence aussi élevée que possible. Mais, pour y arriver, la seule solution est de rendre la partie AB de la courbe de la figure 36 (a) aussi longue que possible, donc à écarter autant que l'on peut les pôles F_1 et F_2 . Donc, nous allons nous efforcer de rendre aussi hautes que possible les fréquences de tous les pôles : **sauf un**. Autrement dit, nous ferons tout pour augmenter F_2 et F_3 , mais rien pour augmenter F_1 .

Pire encore : nous voulons que le rapport F_2/F_1 soit le plus grand possible, pour disposer d'une partie AB (descente à -6 dB/octave) aussi longue que possible sur la courbe de transmission. Or, dans l'augmentation de F_2 (donc de F_3 , qui est supérieure à F_2), nous allons nous heurter à des difficultés technologiques. Alors, si l'on est limité dans l'augmentation de F_2 et que l'on veut rendre F_2/F_1 aussi grand que possible, il n'y a plus qu'une solution : **diminuer la fréquence du pôle F_1** .

Les courbes de la figure 37 justifient ce choix. Dans la courbe (a), le pôle F_1 est relativement haut, le point (A) est donc assez à droite. On a, évidemment, repoussé F_2 aussi loin que possible, mais la partie AB de la courbe de réponse n'est quand même pas très longue. Le point (H) correspond à la fréquence pour laquelle la courbe de réponse arrive à 0 dB, c'est-à-dire celle pour laquelle le gain en boucle ouverte tombe à l'unité. On voit que, dans le cas de la courbe (a), cette fréquence correspond à un déphasage de 180° (elle est supérieure à F_2). A l'opposé, dans la courbe (b), le point (H) se situe entre les points (A) et (B). Donc le gain en boucle ouverte tombe en dessous de l'unité pour une fré-

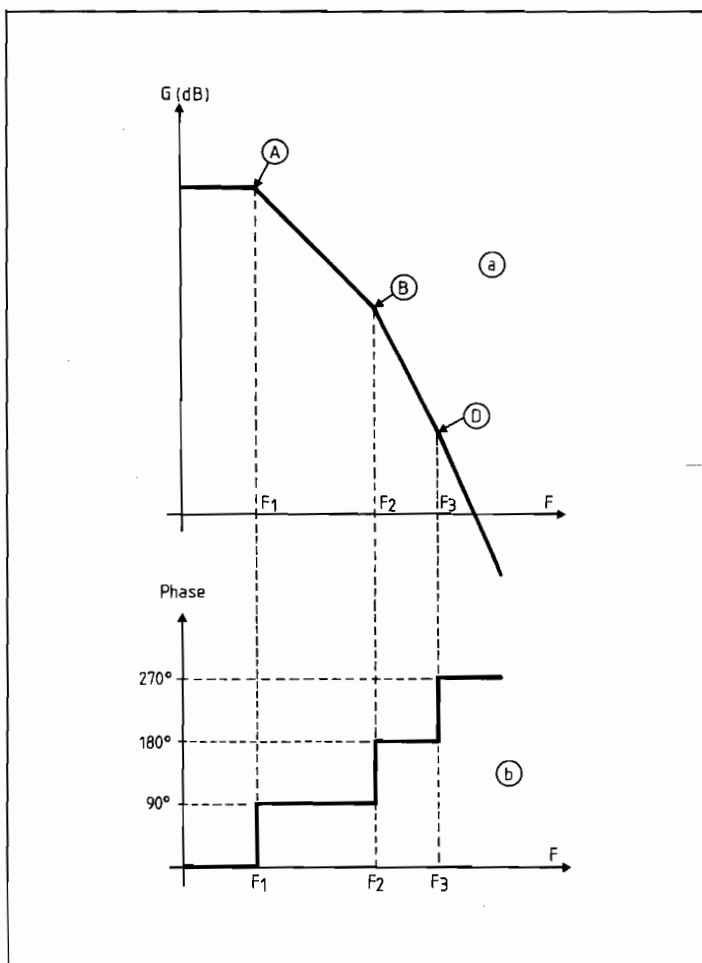


Fig. 36. - Dans un ensemble symbolisé comme sur la figure 35, la courbe de réponse en amplitude (a) comprend une partie horizontale jusqu'en (A), puis une partie descendante à -6 dB/octave entre (A) et (B), puis une partie descendante à -12 dB/octave entre (B) et (D), puis une autre à -18 dB/octave,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

quence correspondant à un déphasage inférieur à 180° .

Comment choisir la fréquence du premier pôle ?

Il va falloir, de nouveau, nous garder de conclure trop vite. Un raisonnement un peu simpliste nous pousserait à dire :

- l'amplificateur opérationnel dont la courbe de réponse est celle de la figure 37 (a) est inutilisable, car son déphasage atteint 180° avant que le gain soit tombé à un ;

- celui qui correspond à la courbe (b) est bon, puisque son gain tombe à un pour une fréquence à laquelle le déphasage n'a pas atteint les 180° fatidiques.

Or il est très possible d'utiliser sans accrochage l'amplificateur opérationnel correspondant à la figure (a). En effet, à la fréquence correspondant au point H, il présente bien un déphasage de 180° , mais, à cette fréquence, c'est le **gain en boucle ouverte** qui est tombé à l'unité.

Dans de nombreux cas, le gain de boucle (A/k) est inférieur au gain en boucle ouverte (A), comme nous l'avons vu à propos de la figure 31. Or la condition de stabilité est que, quand la fréquence augmente, le déphasage ne doit pas atteindre 180° avant que le **gain de boucle** soit tombé à un.

Utilisons donc l'amplificateur opérationnel dont la courbe de réponse est celle de la figure 37 (a) pour réaliser, selon le montage de la figure 38, un gain de 1 000.

Le gain de boucle est alors mille fois plus petit que le gain en boucle ouverte, puisque $k = 1\ 000$. Aux fréquences très basses, le gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel était 100 dB, mais, avec la contre-réaction, il n'est plus que 60 dB (un gain de 1 000 correspond à 60 dB).

Donc, pour savoir comment se comporte le gain de boucle en fonction de la fréquence, il faut faire une nouvelle courbe de réponse, ainsi que le montre la figure 39.

Puisque $k = 1\ 000$ et que le gain de boucle est A/k , la courbe donnant le gain de boucle en fonction de la fréquence est celle qui est tracée en traits mixtes, obtenue en décalant de 60 dB vers le bas

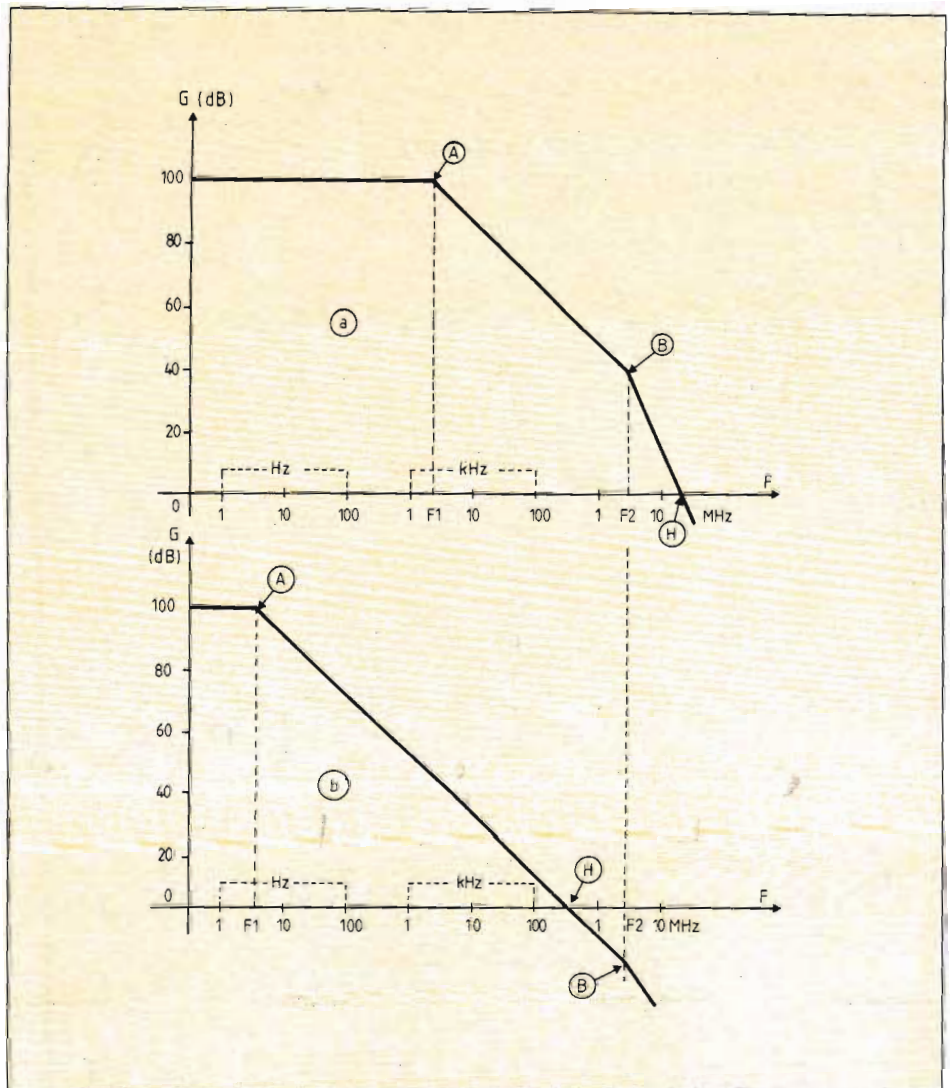


Fig. 37. - Dans le cas d'un amplificateur opérationnel dont la courbe de réponse est celle de (a), avec le premier pôle, F_1 , assez haut en fréquence, le point à 0 dB (H) est à droite du point (B), (après lequel on considère que le déphasage est de 180° , donc on ne peut utiliser cet amplificateur en gain unité. Si l'on a réduit la fréquence du premier pôle (b), il n'y a plus de limite au taux de contre-réaction, le point (H) de gain 0 dB est dans une zone de -6 dB/octave, donc avec un déphasage de 90° maximum.

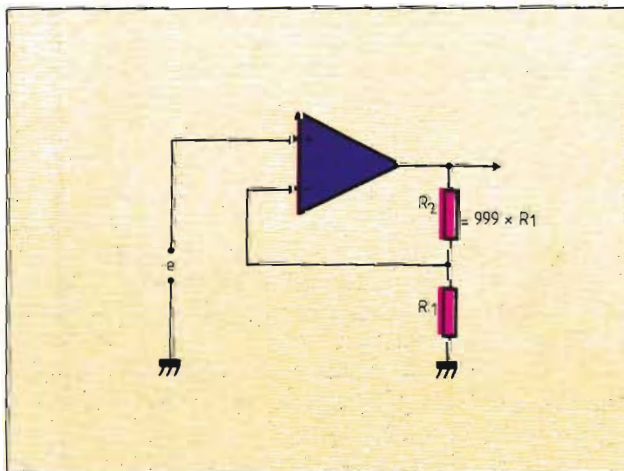


Fig. 38. - Pour montrer que l'amplificateur opérationnel de la figure 37 (a) est utilisable quand même, nous allons envisager que nous l'utilisons pour faire un amplificateur de gain 1 000 (60 dB), pour lequel le gain de boucle sera mille fois plus petit que le gain en boucle ouverte.

la courbe en trait plein (diviser par 1 000 revient à soustraire 60 dB).

Maintenant, sur cette nouvelle courbe, on voit que le gain de boucle atteint le niveau 0 dB (tombe à l'unité) en un point H', sagement situé entre A' et B', c'est-à-dire sur une partie de la courbe dont la pente est de - 6 dB/octave. Le montage est stable.

A l'opposé, si l'on avait voulu réaliser un gain de 10 (20 dB), en prenant $R_2 = 9 R_1$ car cela donne $k = 10$ (au lieu de $999 R_1$ qui donne $k = 1 000$), la courbe du gain de boucle aurait été celle qui est tracée en pointillés sur la figure 39, décalée de 10 dB vers le bas par rapport à la courbe du gain en boucle ouverte.

Elle correspond à un gain de boucle qui ne tombe à un qu'au point H'', situé maintenant à droite de la valeur F_2 , au-delà du point B'', donc sur une « mauvaise » pente de - 12 dB/octave. Donc, notre amplificateur de gain 10 va « accrocher ».

Un grand gain c'est facile, pas un petit gain !

Curieux, n'est-ce pas ? Voilà un amplificateur opérationnel qui nous donnera d'autant plus de stabilité qu'on lui demande un plus grand gain. Tous les amateurs savent que, en général, plus on réalise des amplificateurs à gain élevé, plus on « chatouille la queue du dragon », plus le risque d'entrée en oscillation est grand.

Mais n'oublions pas que, avec un amplificateur opérationnel, on utilise un circuit donné et qu'on en fait varier le gain par le taux de contre-réaction, alors les choses se passent autrement : on n'augmente pas le gain en ajoutant des étages en cascade, on le fait en réduisant le taux de contre-réaction.

Revenons à la figure 37. On peut alors se demander pourquoi, alors que nous venons de montrer qu'avec un F_1 relativement élevé, ce qui est le cas de la courbe (a), on peut très bien utiliser le composant, on a eu l'idée perverse de réduire la valeur de F_1 très bas dans la courbe (b).

Cela tient tout simplement au fait que, avec un amplificateur opérationnel dont la courbe de réponse est celle de la

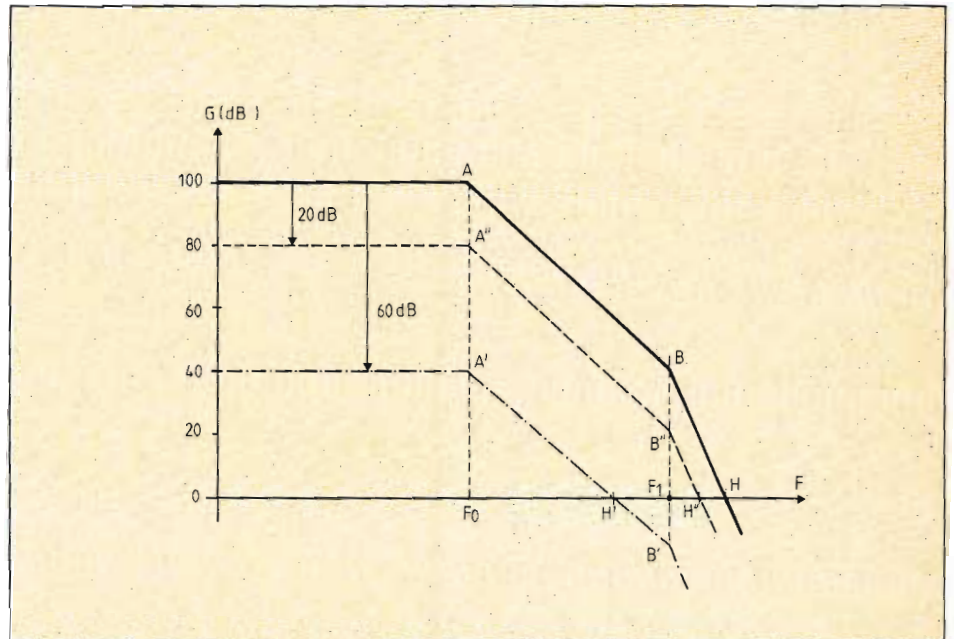


Fig. 39. - Le gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel de la figure 37 (a) est tracé ici en trait plein. Si l'on réalise une contre-réaction avec un facteur k de 1 000, comme sur la figure 38, on a, pour le gain de boucle, la courbe en traits mixtes décalée de 60 dB vers le bas : le montage est stable. Si l'on avait seulement un facteur k de 10 (pour un gain de 20 dB), la courbe de gain de boucle (en tirets), décalée seulement de 20 dB vers le bas, montre que le tout est instable.

Un amplificateur, c'est fait pour amplifier !

figure 37 (b), nous pouvons réaliser un amplificateur dont le gain est aussi petit que l'on veut.

En particulier, si l'on utilise la « contre-réaction totale », comme sur la figure 14, en prenant $k = 1$, le gain de boucle est alors égal au gain en boucle ouverte.

Dans ces conditions, un amplificateur opérationnel dont la courbe de gain est celle de la figure 37 (a) n'est pas stable, alors que celui ayant la courbe (b) est stable.

L'auteur entend d'ici les lecteurs qui vont objecter : « Si c'est pour pouvoir faire des gains minables que l'on a ainsi sciemment diminué la fréquence F_1 , c'est idiot : un amplificateur, c'est fait pour amplifier, alors vive les grands gains ! »

Cette réaction se comprend fort bien, mais, là encore, on confond le gain en tension avec le gain en puissance. Lesdits lecteurs seraient surpris de sa-

voir que, statistiquement, les amplificateurs opérationnels sont montés, plus de trois fois sur quatre, avec un gain de moins de 20 (26 dB), et même que, dans une grande proportion des cas, on les utilise en « suiveurs » (gain unité) selon le montage de la figure 14.

Alors, pourquoi pas un premier pôle « sur mesures ? »

Certains penseront que, dans ces conditions, il serait préférable que la fréquence F_1 puisse être ajustée au gré de l'utilisateur. Comme cela, s'il veut un grand gain, il augmentera F_1 , s'il veut descendre le gain à un, il réduira cette fréquence.

Bonne suggestion. Les réalisateurs d'amplificateurs opérationnels y ont pensé dès le début. Il y a des modèles, comme le LM 101, qui nécessitent l'emploi d'un petit condensateur extérieur pour fixer la valeur de F_1 .

La notice vous précise que, si la capacité de ce condensateur est de 30 pF, vous pouvez aller jusqu'au gain unité, tandis que, avec 3 pF, vous multipliez

F_1 par dix, mais vous ne pouvez pas réduire le gain en dessous de 10.

Précisons toutefois que, au début, on n'avait pas envisagé de faire autrement, car, pour faire un filtre passe-bas du type R-C, il faut, évidemment, un condensateur. Or, dans la réalisation des circuits intégrés, le condensateur est le composant le plus difficile à « intégrer ».

Faire, en silicium et silice, un condensateur de 30 pF seulement prend autant de place et coûte aussi cher (en diminution de rendement, augmentation de la complexité des masques, etc.) que vingt ou trente transistors. Et encore, le condensateur intégré est souvent de qualité assez médiocre.

La preuve en est que, dans de nombreux circuits intégrés du type « oscillateur », « monostable », etc., on prévoit toujours deux « pattes » pour relier le circuit à un condensateur extérieur.

Donc, c'est plus par suite de la difficulté d'intégrer un condensateur que pour s'adapter aux exigences de l'utilisateur que les premiers réalisateurs d'amplificateurs opérationnels avaient « rejeté hors du boîtier » le condensateur fixant la fréquence F_1 .

D'ailleurs, pour ceux des lecteurs qui se souviennent encore du vénérable « 709 », il fallait ajouter, en dehors du boîtier, non seulement un condensateur, mais aussi un groupe d'un résistor et d'un autre condensateur.

Ce n'est que plus tard, quand l'intégration a fait des progrès, que l'on a vu arriver des amplificateurs opérationnels « entièrement compensés intérieurement », permettant donc le montage en gain unité sans aucun composant extérieur. Le second « ancêtre », un tout petit peu moins « son et lumières » que le μA 709, fut le μA 741, qui avait une « compensation totale interne ».

Quelle bande passante à petit niveau ?

Nous avons précisé que l'amplificateur opérationnel permettait, même avec une valeur très basse de F_1 , d'amplifier des fréquences assez notables.

Nous allons voir qu'il ne s'agit pas d'une « promesse en l'air ». La figure 40 indique, en tirets, la courbe de

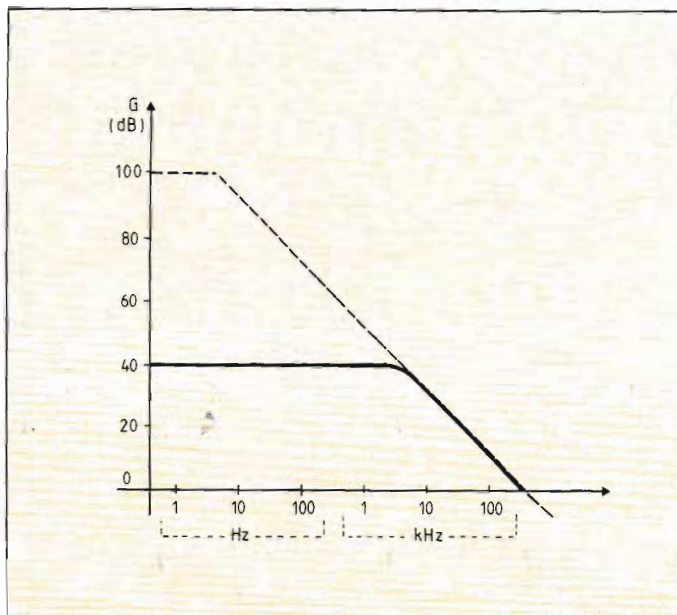


Fig. 40. - Alors que le gain en boucle ouverte (courbe en tirets) baisse déjà depuis 3 Hz, celui de l'amplificateur de gain 40 dB ne baisse qu'à partir de 3 kHz.

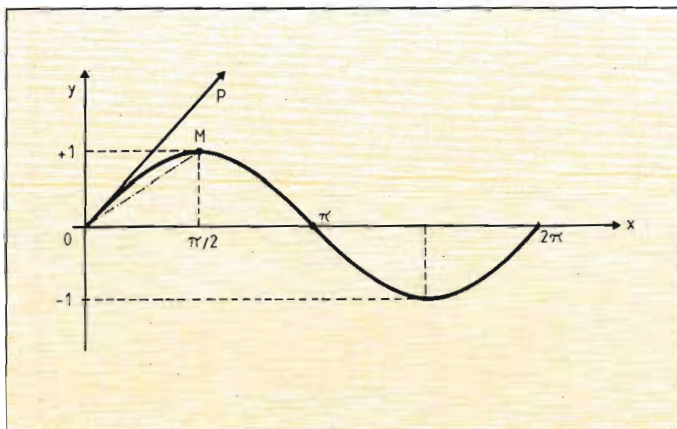


Fig. 41. - Pour trouver la pente de la tangente à l'origine (OP) à une sinusoïde, on peut prendre la pente de la sécante OM et la multiplier par $\pi/2$.

réponse en boucle ouverte d'un amplificateur opérationnel totalement corrigé, ayant une fréquence F_1 voisine de 3 Hz. Nous voulons réaliser, avec ce composant, un gain de 40 dB (soit un rapport de tension de 100).

Tant que le gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel sera nettement supérieur à 40 dB (jusqu'à plus de 1 kHz), le gain avec contre-réaction se maintiendra pratiquement constant et égal à 40 dB, comme le montre la courbe en trait plein. Au-delà de 10 kHz, le gain du montage va diminuer comme le fait le gain en boucle ouverte.

Si l'on avait voulu réaliser un gain avec contre-réaction de 20 dB (rapport 10), il serait resté parfaitement constant jusqu'à 10 kHz.

Nous retrouvons là quelque chose de plus « normal » : plus le gain en boucle fermée est petit, plus la bande passante est large. Nous disons « normal », car il semblait réellement illogique que les problèmes de stabilité soient plus critiques pour les gains faibles que pour les gains élevés : cela donnait l'impression que l'on « récompensait les riches en pénalisant les pauvres ».

Pourquoi « à petit niveau »

Nous devons, ici, avouer que nous n'avons pas tout dit au sujet des limitations en fréquence des amplificateurs opérationnels. Il y a, en effet, une petite complication supplémentaire (rassurez-vous, ce ne sera pas trop ardu, tant s'en faut).

Si vous réalisez un amplificateur ayant, par exemple, un gain en boucle fermée de 20 dB (rapport 10 en tension) et que sa courbe de réponse, établie comme l'indique la figure 40, vous dise que sa fréquence limite est 30 kHz, vous aurez peut-être envie de savoir si le montage tient bien ses promesses.

Supposons que vous mesuriez le gain à 20 kHz. Pour cela, vous allez injecter à l'entrée, par exemple, une tension sinusoïdale de 0,1 V rms à 20 kHz. Parfait ! La sortie est une belle sinusoïde à 20 kHz allant de -1,41 à +1,41 V, soit exactement le 1 V rms escompté.

Seulement voilà : content du bon fonctionnement du montage, vous augmentez la tension d'entrée, l'amplificateur opérationnel doit pouvoir, sans peine, vous fournir une sortie de 7 V rms (soit environ 20 V cr/cr), puisqu'il est alimenté en +12 V et -12 V.

Donc vous allez demander au générateur de vous donner 0,7 V rms à l'entrée, tout en examinant la tension de sortie à l'oscilloscope. Horreur ! Cette tension de sortie devient « infâme », elle n'est plus du tout sinusoïdale, la distorsion est monstrueuse. Que s'est-il passé ?

Tout simplement, vous venez de découvrir une limitation des amplificateurs opérationnels : la « vitesse maximale de montée », plus généralement nommée en français « slew rate ».

C'est l'étage de sortie qui nous joue des tours. Il est prévu pour ne pas pouvoir fournir un courant supérieur à un certain maximum. Or il doit charger différents condensateurs (essentiellement des capacités parasites), ce qui limite la vitesse maximale de variation de la tension de sortie.

Si vous regardez, par exemple, la notice du bon vieil ancêtre, le μA 741, vous verrez que cette vitesse de montée maximale est de 0,5 V/ μs (ou 500 000 V/s), et nous allons voir que, pour fournir une tension de sortie sinusoïdale de 7 Vrms à 20 kHz, il faudrait que la tension de sortie puisse monter, à certains moments, à raison de 1,26 V/ μs (deux fois et demie plus vite que le pauvre 741 ne le peut).

Alors notre amplificateur opérationnel, épuisé, ne peut arriver à faire monter sa tension de sortie aussi vite qu'il le fau-

drat. Pendant une bonne partie de la période, la tension de sortie monte aussi rapidement que l'amplificateur opérationnel le permet, mais pas assez pour donner une sinusoïde correcte.

Vitesse de montée, amplitude et fréquence

Nous allons donner ici un petit « truc », permettant de calculer la vitesse de montée nécessaire pour transmettre sans distorsion une sinusoïde de fréquence donnée et d'amplitude donnée.

Les « matheux purs » diront que ce calcul est évident : « Il n'y a qu'à... » calculer la dérivée de la tension.

Sans vouloir vexer personne, l'auteur pense que beaucoup de ces « matheux purs » obtiendront des résultats inexacts, ayant négligé certains facteurs. Alors nous ferons plus simple.

Soit (fig. 41) une sinusoïde « de base » variant entre +1, soit $\sin(90^\circ)$ et -1, représentée par $y = \sin x$.

Pour que l'on retrouve la sinusoïde « théorique », il faut exprimer l'angle x en « radians » (ce n'est qu'avec cette unité d'angle, valant environ 57° , que la dérivée de $\sin x$ est $\cos x$).

Surprenants ces amateurs qui persistent à utiliser ce « vieux fossile qu'est le 741 » !

Au départ, pour $x = 0$, $y = 0$. La courbe passe par son maximum, au point M, pour $x = \pi/2$, ce qui donne $y = 1$.

La tangente en O à la courbe, soit OP, a une pente qui correspond à $\cos(0)$ c'est-à-dire un.

La sécante (en traits mixtes) OM joignant l'origine O au premier maximum M, a une pente de $2/\pi$, puisqu'elle monte de 1 quand on se déplace horizontalement de $\pi/2$.

Autrement dit, la tangente OP en O a une pente qui est celle de la sécante OM multipliée par $\pi/2$.

Prenons maintenant une autre sinusoïde, correspondant à une variation entre +U et -U avec une fréquence F,

dont une période $T = 1/F$. La sécante, allant de l'origine au premier maximum, arrive donc à un point d'abscisse $T/4$ et d'ordonnée U. Sa pente est donc :

$$U/(T/4) = 4U/T = 4UF$$

La tangente à l'origine a une pente $\pi/2$ fois plus grande, soit :

$$(\pi/2) 4UF = 2\pi UF$$

Donc, pour « suivre » une tension sinusoïdale de fréquence F et d'amplitude $\pm U$ cr/cr, il faut que l'on atteigne une vitesse de variation de :

$$2\pi UF \approx 6,28 UF$$

On voit donc que, pour $U = 10$ V et $F = 2.10^4$, nous arrivons à une vitesse de variation maximale de :

$$6,28 \times 10 \times 2.10^4 \approx 1,26.10^6 \text{ V/s}$$

$$(1,26 \text{ V}/\mu\text{s})$$

soit bien au-delà de ce que ce pauvre vieux 741 peut faire, avec sa limitation à 0,5 V/ μs .

Les courbes d'amplitudes maximales selon la fréquence

Les constructeurs ont souvent une certaine hésitation à donner la valeur de la vitesse de montée (ou « slew rate ») de leurs produits. Alors, ils remplacent cela par un réseau de courbes indiquant, pour un ensemble de tensions d'alimentation données, pour un amplificateur opérationnel donné, la fréquence maximale que l'on peut avoir en fonction de l'amplitude de la tension de sortie.

C'est, à notre avis, moins commode, mais on peut facilement passer de la valeur de cette fréquence maximale à la vitesse de montée en calculant le $6,28 UF$.

Cette limitation en vitesse de montée est souvent négligée, et c'est cela qui surprend beaucoup l'auteur, voyant des amateurs qui continuent à utiliser le vieux fossile qu'est le « 741 » (vitesse de montée maximale 0,5 V/ μs), alors que le modèle bien standard TL 082 (et autres de la même famille) donne, pour le même prix, une vitesse de montée maximale de 12 V/ μs , soit vingt-quatre fois plus que l'« ancêtre ».

(à suivre)

J.-P. Cehmichen