

PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

Amplificateurs large bande à couplages continus

Il est bien connu que « tout le monde sait faire des amplificateurs ». Mais nous n'en sommes pas tellement persuadé, surtout si les amplificateurs en question doivent avoir une bande passante large, et ne pas avoir de limitation du côté des fréquences basses.

Pourquoi des couplages continus ?

Dans de nombreux amplificateurs prévus pour des appareils de mesure (en particulier pour les oscilloscopes), on utilisait souvent des couplages entre étages par des condensateurs. On pourrait espérer que ce ne soit qu'un souvenir du passé, mais on en rencontre encore. Cela présente l'avantage d'éliminer les problèmes épineux que posent les « dérives », problèmes sur lesquels nous allons revenir, mais, toute médaille ayant son revers, on limite ainsi la bande passante du côté des fréquences basses.

Trop souvent, on sous-estime les méfaits de cette limitation. Heureusement, de nos jours, il est exceptionnel que les bons oscilloscopes aient de tels couplages par condensateurs dans leurs amplificateurs, mais il faut tenir compte des appareils un peu anciens toujours en service et des modèles économiques.

Supposons que la notice nous indique que la bande passante, du côté bas, va

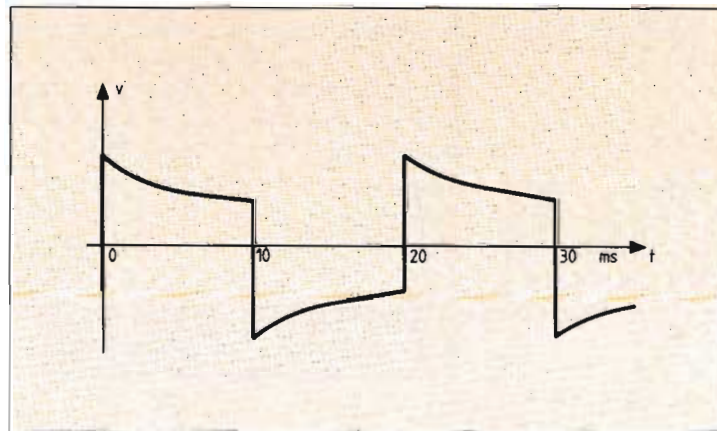


Fig. 1. – Avec un oscilloscope dont la bande passante s'étend jusqu'à 10 Hz à -3 dB, on pourrait s'attendre à voir correctement des signaux carrés à 50 Hz : paradoxalement, ils seront très déformés.

jusqu'à 10 Hz à -3 dB. Celui qui lit une telle indication est alors persuadé que l'observation de toute forme d'onde à 50 Hz, par exemple, sera parfaite. Qu'il applique donc, à un tel instrument, un signal rectangulaire symétrique à 50 Hz, et le résultat lui semblera incroyable.

En effet, il verra ce que reproduit la figure 1, autrement dit quelque chose qui est fort loin du brave « signal carré ». Supposons que celui qui a fait un tel essai connaisse la fameuse « décomposition de Fourier », il aura tendance à croire que la bande passante indiquée est fautive.

Fourier nous a-t-il menti ?

En effet, on sait que tout signal périodique de fréquence F peut être considéré comme la somme de signaux sinusoïdaux de fréquence F (fondamental), $2F$ (harmonique 2), $3F$ (harmonique 3)...

etc. Or, si le 10 Hz est atténué de 3 dB seulement, il est facile de calculer (et de vérifier) que le 50 Hz est atténué de 0,17 dB seulement (réduction d'amplitude de 2 %), autant dire rien.

Ainsi, le fondamental (50 Hz) est transmis à 98 %, l'harmonique 2 encore mieux, l'harmonique 3 encore bien mieux, et le résultat est... infâme. Alors, on ne peut plus croire à la série de Fourier ?

Si, mais à condition de ne pas oublier une chose fondamentale : pour reproduire correctement un signal, il est nécessaire de transmettre toutes les composantes de ce signal (fondamental, harmonique 2, etc.) mais ce n'est pas pas suffisant. Il importe, en plus, de ne pas les déphaser.

On a tendance à oublier la phase. Cela tient probablement au « fait » (non encore prouvé) que l'oreille n'est pas sensible à la phase des harmoniques d'un signal. Seulement, quand on étudie de

près la décomposition d'un signal périodique en série de Fourier, on voit que deux signaux de formes très différentes peuvent avoir une décomposition comportant les mêmes taux d'harmoniques, mais avec des déphasages relatifs différents.

Et c'est là que le bât blesse : un circuit R-C qui n'introduit que 3 dB à 10 Hz, dont 0,17 dB à 50 Hz, provoque, à 50 Hz, un déphasage supérieur à 11°, et c'est cela qui va tout modifier. Non, Fourier n'a pas menti, mais il ne faut pas oublier la phase dans la décomposition.

Le calcul direct

On a finalement intérêt à ne pas recourir à la série de Fourier pour savoir comment se comporte un couplage à condensateur et résistor, tel que celui de la figure 2. Avec les valeurs indiquées, il introduit bien une atténuation de 3 dB à 10 Hz, car, à cette fréquence, un condensateur de 0,1 μ F présente une impédance de 160 k Ω .

La « constante de temps » de ce circuit (produit de la résistance par la capacité) est ici égale à 16 ms. Donc, toute tension d'entrée e , ayant la forme d'un « échelon unité » (fig. 3a), donnera, en sortie s , une forme d'onde indiquée sur la figure 3b. La tension s va, au temps zéro, reproduire exactement la discontinuité de la tension e , car un condensateur transmet intégralement tout front raide. Mais, ensuite, la descente de s se fera suivant une courbe « exponentielle », la tension étant divisée par deux toutes les 11 ms environ.

Donc, ne nous étonnons plus que notre circuit R-C déforme abominablement un beau signal carré à 50 Hz, qui reste constant à une valeur haute pendant 10 ms, puis constant à une valeur basse pendant 10 ms, à chaque période.

A la poubelle, les condensateurs !

D'où une réaction logique : sus aux couplages par condensateurs, supprimons-les et tout ira bien. Ce serait vrai s'il n'y avait pas plusieurs phénomènes fort gênants qui vont faire que cette suppression n'est pas aussi simple qu'on l'avait espéré.

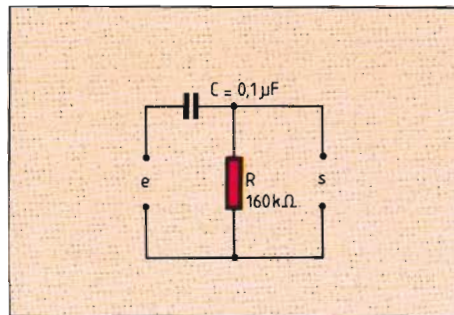


Fig. 2. - Le circuit passe-bas R-C indiqué ci-dessus a une transmission de - 3 dB à 10 Hz.

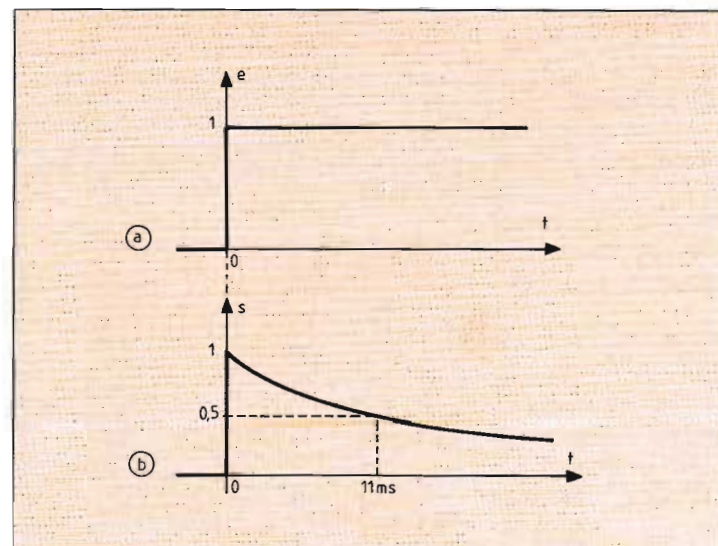


Fig. 3. - Avec le circuit de la figure 2, un signal « unité » (a), soit une transition brusque de 0 à 1, appliqué à l'entrée donnera, en sortie (b), une « lancée » suivie d'une descente exponentielle, diminuant la tension de moitié chaque fois que le temps augmente de 11 ms.

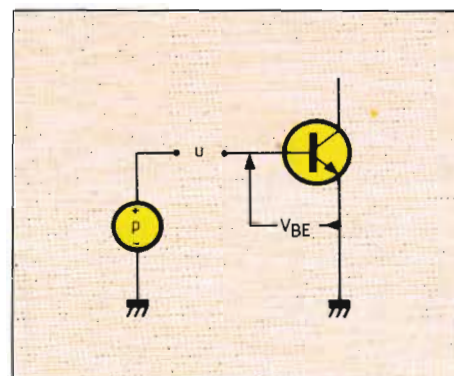


Fig. 4. - Pour commander un transistor par une petite tension u , il faut ajouter à cette dernière une polarisation fixe, p , de l'ordre de 0,6 V.

Ce que nous voulons réaliser, c'est un amplificateur qui garde un gain constant, aussi basse que soit la fréquence du signal à l'entrée. Comme il faut que la « limite inférieure » en fréquence n'existe plus, l'amplificateur devra donc, si on l'attaque, à l'entrée, par une tension constante u , donner, en sor-

tie, une tension également constante Au , A étant son gain en tension. Un tel amplificateur est dit « à couplages continus ». Il doit, comme on dit, transmettre la composante continue, et notre but est de voir comment on y arrive.

Celui qui, comme l'auteur de ces lignes, a manipulé un oscilloscope vénérable à tubes, un des premiers permettant de transmettre la composante continue, en a gardé un souvenir vivace. Il fallait faire toute une série de réglages pour arriver à bien centrer la trace au milieu du

tube en l'absence de tension à l'entrée. Une fois tout cela fait, si l'on avait l'imprudence de quitter l'instrument des yeux pendant quelques minutes, il n'y avait plus de trace : les réglages n'étaient plus bons.

Il y avait, en effet, un phénomène fort gênant avec les tubes, que les transistors n'ont pas supprimé : la dérive. Considérons (fig. 4) un étage à transistor que l'on attaque par une petite tension u . Comme il faut que la tension base-émetteur, V_{BE} varie autour de la valeur 0,6 V, nous serons amenés à ajouter à u une tension fixe de polarisation p , voisine de 0,6 V.

Cela semble simple. Hélas ! la valeur de p dépend fortement de la température du transistor, car une variation de 10 °C suffit à modifier p de 22 mV. Donc, si nous traçons (fig. 5) la courbe donnant le courant collecteur I_C en fonction de la tension base-émetteur V_{BE} , nous obtiendrons la courbe en trait plein (1) pour une température

donnée du transistor, mais elle deviendra la courbe en traits pointillés (2) si notre transistor chauffe un peu.

Donc, 1 °C de variation de température, seulement, aura autant d'effet que 2,2 mV appliqués à l'entrée. C'est cela, la « dérive », et l'on comprend que le premier étage, qui y sera le plus sensible, va commander les suivants avec une tension fortement affectée de dérive, à laquelle ces étages vont généreusement ajouter la leur.

Comment compenser la dérive

L'idée qui vient naturellement à l'esprit est de faire en sorte que, dans le montage de la figure 4, la source de polarisation p varie en fonction de la température, de manière telle que la dérive se trouve, sinon totalement annulée, mais en tous cas très fortement réduite.

Beaucoup de solutions peuvent être envisagées, mais la plus rationnelle d'entre elles est représentée sur la figure 6. Nous utilisons ici une paire de transistors, T et T' , aussi identiques que possible, dont les émetteurs sont réunis.

Si T et T' sont parfaitement identiques, quand la tension d'entrée u est nulle, nous devons avoir :

$$V_{BE} = V'_{BE} \text{ et } I_C = I'_C$$

Nous avons supposé que la résistance du résistor R est très grande, la valeur de U étant très élevée : autrement dit, étant donné la faible variation du potentiel des émetteurs, nous pouvons considérer que le courant total des deux émetteurs est constant. D'ailleurs, si on le désire, il est facile de remplacer R par un circuit à courant constant.

Supposons que nous appliquions, maintenant, une faible tension u , qui rende la base de T positive par rapport à la masse. Le courant de T , soit I_C , va augmenter, et celui de T' , soit I'_C , va diminuer. Les variations de ces deux courants auront la même valeur absolue, puisque la somme des courants demeure constante.

Pour une faible variation du courant collecteur, on peut considérer cette

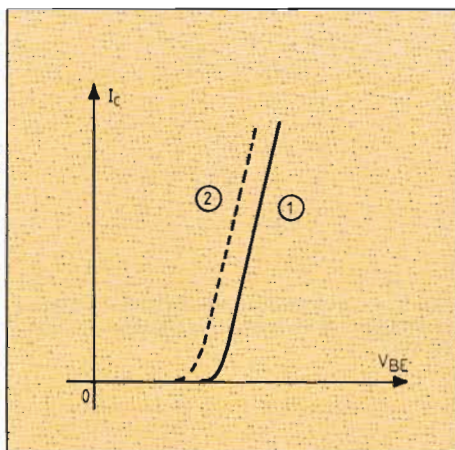


Fig. 5. - La courbe donnant le courant collecteur I_C d'un transistor en fonction de sa tension base-émetteur, V_{BE} , passe de (1) à (2) si la température s'élève un peu. Un étage unique est donc très sujet à la dérive.

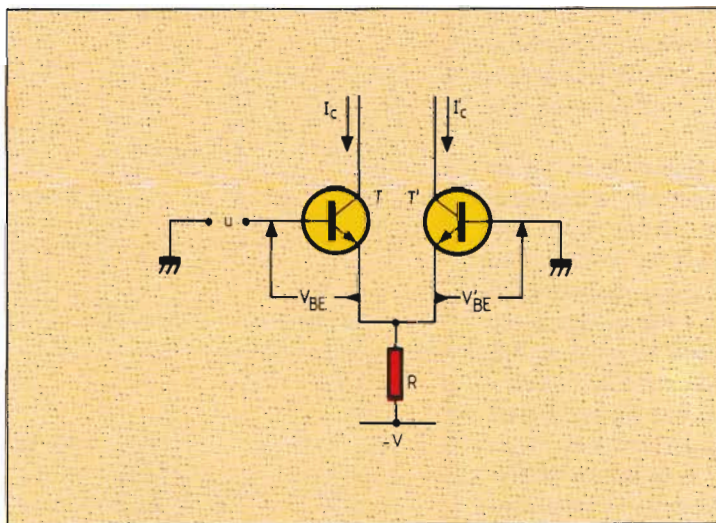


Fig. 6. - Avec un montage symétrique, à deux transistors aussi identiques que possible, l'effet de la température est presque supprimé.

variation comme égale au produit de la variation de la tension base-émetteur par la « pente » (ou transconductance) du transistor. Or, T et T' ayant, au départ, le même courant ont la même pente, donc à des variations égales de courant collecteur correspondent des variations égales de tension base-émetteur. Donc, la tension base-émetteur de T , V_{BE} , a augmenté de v , alors que V'_{BE} a diminué de v .

La différence des potentiels des bases de T et T' , qui vaut $V_{BE} - V'_{BE}$, a donc varié de $2v$. Or, partant de zéro, elle est arrivée à u , donc $2v = u$. Autrement dit, le potentiel des émetteurs a augmenté de $u/2$.

L'union fait-elle... la faiblesse ?

On déduit de ce qui précède que, le potentiel de la base de T ayant augmenté de u , celui de son émetteur de $u/2$, il n'y a que la moitié de la tension u qui va agir sur le courant collecteur de T . Donc, avec deux transistors, on a une transconductance moitié moindre qu'avec un seul. Immoral, n'est-ce pas ? Rassurez-vous. Nous avons bien sacrifié la moitié de la transconductance (nous verrons plus loin qu'il y a un moyen de « récupérer » l'autre moitié), mais en gagnant beaucoup car, en agissant ainsi, nous avons à peu près supprimé la dérive.

En effet, comment la température va-t-elle agir sur notre montage ? En modi-

fiant la différence $D = V_{BE} - V'_{BE}$. Or nous avons supposé que nos deux transistors sont identiques, donc la température agira autant sur l'un que sur l'autre ; autrement dit, cette différence D n'est à peu près pas fonction de la température (commune) des deux transistors.

Si l'on regarde les spécifications d'un constructeur portant sur un transistor double symétrique, on voit que l'action de la température sur D est souvent voisine de $2 \mu\text{V}$ par degré !

Bon, nous avons réduit la transconductance de moitié, mais nous avons minimisé l'influence de la température dans le rapport mille. Ouf ! l'union fait toujours la force.

Bien entendu, nous ferons tout pour que T et T' soient à la même température. Quand il n'existait pas de transistors doubles appariés (en fait, de vrais circuits intégrés rudimentaires), on plaçait ces deux transistors dans un petit bloc de métal bon conducteur de la chaleur, près l'un de l'autre, et le tout était protégé des influences extérieures par un isolement thermique.

L'auteur se rappelle encore avoir percé plusieurs fois des morceaux de règle d'écolier en aluminium (de section carrée de 10×10 mm), pour y loger, presque côte à côte, deux transistors en boîtier TO 18 (préalablement appariés). Avec les transistors doubles, plus de problème.

L'étage d'entrée

Dans de nombreux amplificateurs, surtout s'ils sont destinés à un instrument de mesure (oscilloscope ou autre), il est important d'augmenter l'impédance d'entrée. Les lecteurs penseront automatiquement à l'emploi d'un amplificateur opérationnel monté en gain unité, ce qui n'est pas une mauvaise solution. D'ailleurs, il est probable que lesdits lecteurs protestent contre l'idée de l'auteur de revenir aux transistors, alors que, avec des amplificateurs opérationnels, on réalise des amplifications à peu près sans dérive.

En réalité, si le retour aux transistors s'impose presque dans ces amplificateurs, c'est surtout pour une raison de bande passante, mais pas du côté basse fréquence, au contraire. Un amplificateur opérationnel est un composant parfait pour réaliser un amplificateur à couplages continus, mais seulement si l'on se contente d'une bande passante modeste. Pour l'étage d'entrée, de gain unité, il serait déjà meilleur, mais peut-être un peu limite en bande passante pour certaines applications.

Donc, nous réaliserons un étage abaisseur d'impédance du genre « collecteur commun » (ou « drain commun » avec un transistor à effet de champ). Cette dernière solution est souvent préférable à l'emploi des bipolaires.

Un étage drain commun (ou « source-follower », comme on dit en français) se présente comme le montre la figure 7. Il

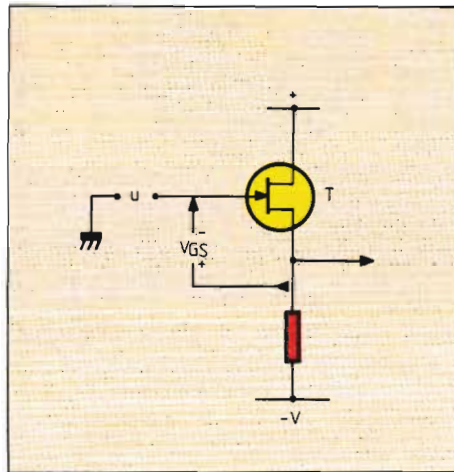


Fig. 7. - Pour abaisser l'impédance, un étage « drain commun », avec un transistor à effet de champ, est un bon moyen, mais il introduit un décalage de tension V_{GS} important.

La solution élégante du problème est donnée par le circuit de la figure 8. Les deux transistors à effet de champ T et T' sont identiques à la même température (il s'agit d'un modèle double). Puisqu'ils sont montés en série, ils ont le même courant drain I_D .

Or, du fait du montage de T', ce courant est tel que :

$$R_2 I_D = V'_{GS}$$

Le potentiel de la source de T est $u + V_{GS}$, donc, celui de S est :

$$V_S = u + V_{GS} - v = u + V_{GS} - R_1 I_D$$

Or on a choisi R_1 et R_2 de même résistance, donc :

$$V_S = u + V_{GS} - V'_{GS}$$

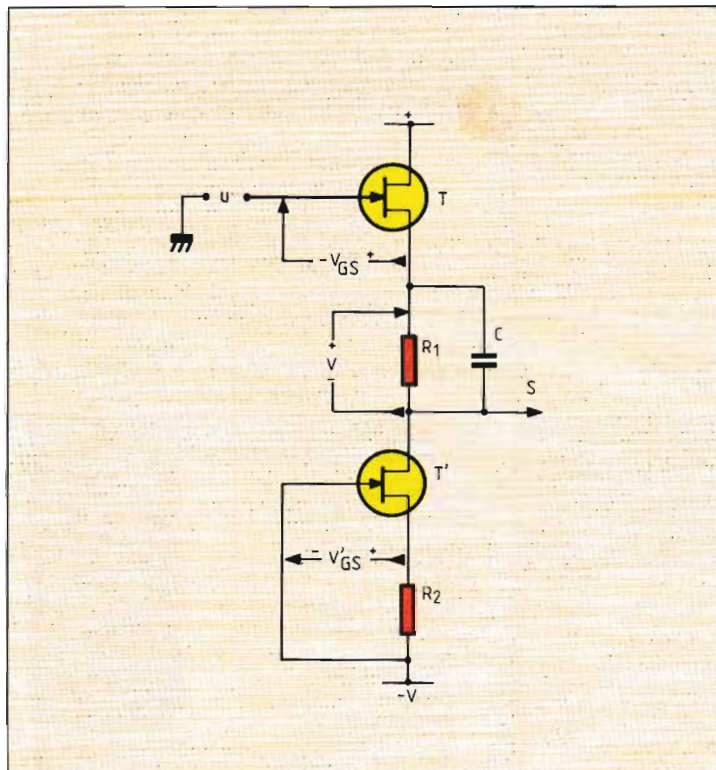


Fig. 8. - Les deux transistors à effet de champ utilisés ici sont identiques et parcourus par le même courant, ils ont donc le même V_{GS} , ce qui implique que la chute de tension v dans R_1 compense exactement le V_{GS} de T : il n'y a plus de décalage entre u et le potentiel de S.

va, de nouveau, introduire un terme parasite, encore une dérive liée à la tension grille-source V_{GS} . Cette valeur est fonction de la température (sauf pour un régime particulier, mais nous ne l'utiliserons pas). D'autre part, elle est généralement plus grande que le 0,6 V d'un transistor bipolaire.

On va donc essayer de compenser cette

Comme T et T' sont identiques et ont le même courant drain, ils ont la même tension grille-source, donc la chute de tension v dans R_1 compense exactement le V_{GS} de T.

Le condensateur C est là pour transmettre en S la totalité des variations de potentiel de la source de T.

(à suivre)

J.-P. OEHMICHEN