

PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

Amplificateurs large bande à couplages continus

Après avoir admis la nécessité de couplages en continu pour notre amplificateur, nous allons redécouvrir les vertus de la symétrie et utiliser la technique « en base commune » pour gagner de la bande passante dans les hautes fréquences.

Restons dans la symétrie

Quand nous avons présenté le montage de la figure 6, nous ne nous sommes intéressés qu'au transistor T, le rôle de T' étant réduit à celui de « mange-dérive ». Mais il ne faut pas oublier que, quand le courant collecteur de T augmente de i , celui de T' diminue de i . Donc, si ces deux collecteurs sont reliés au + par deux résistances de résistance égale, nous allons trouver, sur les collecteurs, deux potentiels qui varient en sens inverse et dont la somme reste constante.

Autrement dit, l'étage est attaqué « en dissymétrique » (la source u a un pôle à la masse), et nous obtenons une sortie du type « symétrique », sur deux sorties, avec des variations de potentiel opposées.

Nous aurons donc tout intérêt à utiliser ces sorties symétriques pour attaquer « symétriquement » un second étage. On pourra, par exemple, réaliser le montage de la figure 9. Le second étage symétrique, fait de T₂ et de T₃, est réalisé en PNP car, avec un bon choix des valeurs des résistances, on peut faire en

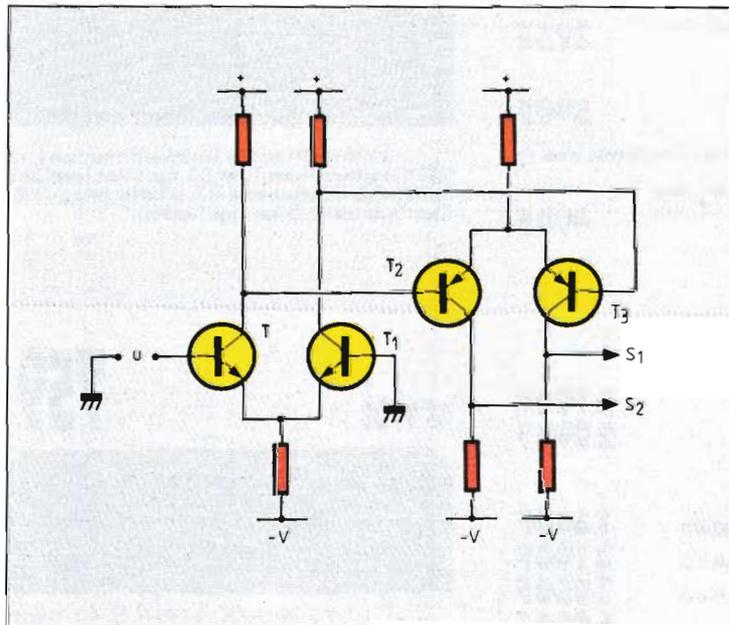


Fig. 9. Pour bénéficier du fait que l'étage symétrique possède deux sorties, il est intéressant de les utiliser toutes les deux pour attaquer les deux entrées de l'étage suivant, muni de transistors PNP.

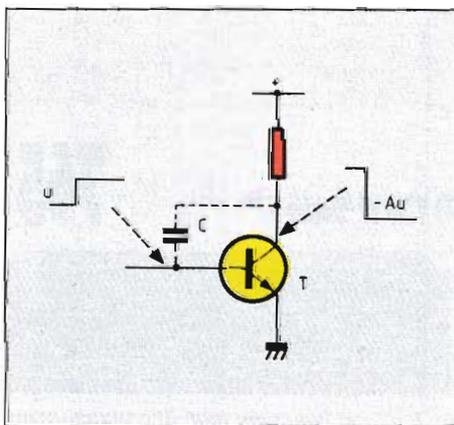


Fig. 10. - Le condensateur C (capacité parasite collecteur-base) va jouer un rôle important, puisque, du fait de l'amplification A de l'étage, il se comporte comme si sa capacité était multipliée par $(A + 1)$.

sorte que, pour $u = 0$, les deux sorties S₁ et S₂ soient au potentiel zéro.

Nous voyons que, en réalisant ainsi deux étages en cascade, nous « utilisons » la variation de courant de T'. Donc, la réduction de 50 % de la transconductance de T, que nous avons déplorée au début, est en partie compensée. En effet, nous attaquons les deux bases du second étage. Nous avons ainsi deux fois plus de variation pour les potentiels de S₁ et S₂ que si nous n'avions attaqué que la base de T₂, par exemple, en laissant celle de T₃ à un potentiel fixe.

Un schéma du genre de celui de la figure 9 correspond à ce qui se pratique beaucoup pour la réalisation des amplificateurs opérationnels. Il donne un

gain énorme, mais la bande passante est très réduite du côté des fréquences élevées. Or notre but est de réaliser des amplificateurs à couplages continus et à large bande.

Les choses se compliquent (un peu)

Quelle est la grandeur parasite qui va intervenir pour limiter la transmission des fréquences élevées ? La fameuse capacité parasite C_{BC} entre collecteur et base. Cela mérite de s'y attarder un peu. Considérons (fig. 10) un étage amplificateur émetteur commun (EC), ayant un gain en tension de A . Quand le potentiel base de T augmente de u , celui du collecteur diminue de Au . Or, il y a (hélas, on n'y peut rien !) l'équivalent d'un condensateur C entre collecteur et base. Puisque son armature supérieure a un potentiel qui diminue de Au , alors que celui de son armature inférieure augmente de u , la tension aux bornes de C varie de $(A+1)u$.

C'est la source qui attaque la base de T qui devra fournir la charge

$$Q = C(A+1)u,$$

exactement comme s'il y avait, entre la base et la masse, un condensateur de capacité $C' = (A+1)C$. On connaît ce phénomène parasite depuis longtemps : dans les tubes, cela se nommait « effet Miller », et, pour en limiter l'effet néfaste, on avait interposé, entre la grille de commande et le collecteur (pardon, l'anode) du tube une sorte de « blindage » qui était le fameux « écran » des « pentodes ».

Le « cascode »

Pour arriver à un résultat semblable avec des transistors, il y a une solution élégante, que l'on avait déjà employée avec des tubes. (Quel est l'idiot qui a dit que, pour arriver à faire quelque chose avec des transistors, il fallait commencer par oublier tout ce que l'on avait appris avec les tubes ?) Cette solution est le montage dit « cascode ».

La figure 11 montre comment il agit. Le transistor T_1 est monté en émetteur commun (EC), et T_2 en base commune (BC), puisque le potentiel de sa base, p ,

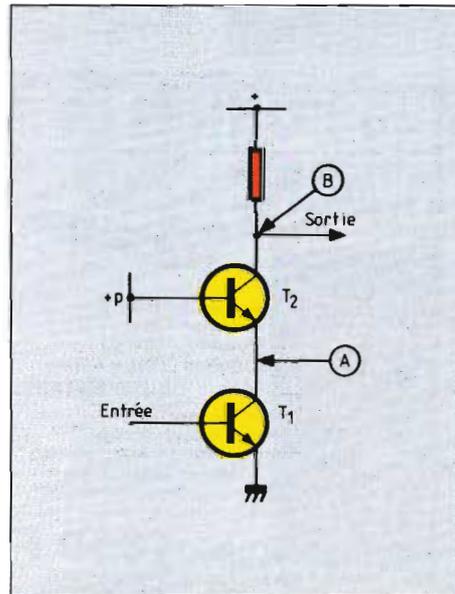


Fig. 11. — Dans cet étage « cascode », T_1 fonctionne en émetteur commun, mais, comme T_2 est monté en base commune, le point (A) est presque à potentiel fixe.

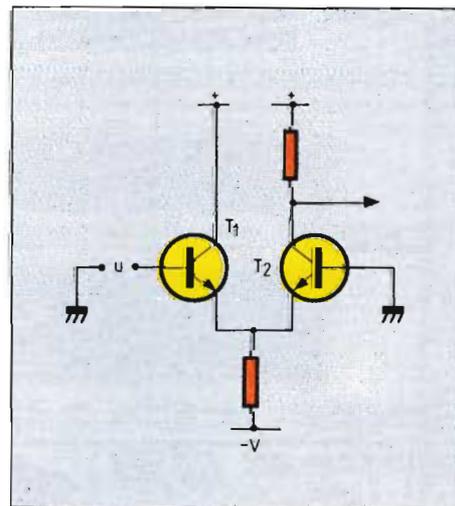


Fig. 12. — Dans cet étage symétrique, la symétrie n'est qu'accessoire : le couplage entre les transistors par les émetteurs permet d'éviter l'effet gênant de la capacité collecteur-base de T_1 , dont le collecteur est à potentiel fixe.

est fixe (souvent, pour mieux assurer la fixité de ce potentiel, on relie cette base à la masse par un condensateur). Le courant collecteur de T_1 est presque le même que le courant collecteur de T_2 , autrement dit, T_2 a un gain en courant égal à l'unité (ou presque).

Quel est alors le rôle de T_2 ? Il intervient pour empêcher le potentiel collecteur de T_1 de varier. En effet, dans un étage BC, la résistance d'entrée est très

faible, la variation de potentiel du point (A) est presque nulle. Donc, grâce à cette astuce, l'effet Miller (multiplication de la capacité base-collecteur par $(A+1)$) est éliminé.

Le potentiel du point (B) peut varier, cela ne réagira pas sur T_1 . Nous avons donc trouvé un moyen de séparer les fonctions de gain en courant (assuré par T_1) et celles de gain en tension (assuré par T_2).

Un montage (apparemment) très différent

Il y a un autre moyen de séparer ainsi les fonctions, et nous allons retrouver un montage connu, ou peu s'en faut. Dans le cas de la figure 12, on a l'impression de retrouver l'étage symétrique de la figure 6, mais il y a une différence essentielle : l'attaque par la tension d'entrée u se fait sur la base de T_1 , et c'est sur le collecteur de T_2 que l'on trouve la tension de sortie.

Nous avons, là aussi, « en prime » la compensation de dérive. Mais nous avons aussi quelque chose d'intéressant. On peut dire, en quelque sorte, que T_1 est un étage collecteur commun (CC) – entrée sur la base, sortie sur l'émetteur – qui attaque, par l'émetteur, un étage BC, qui est T_2 . Donc, nous bénéficions, ici aussi, de la séparation des fonctions.

Cet emploi du montage « pseudo-symétrique » pour les étages à large bande est tout à fait classique : on le trouve dans tous les circuits intégrés d'amplificateurs à large bande, en particulier dans les circuits d'amplificateur FI ou RF des récepteurs intégrés. Mais, dans ces circuits, on n'a pas besoin d'avoir des couplages continus.

Extension de la bande passante

Bien entendu, nous avons choisi, pour ces réalisations, des transistors dont la fréquence de coupure est suffisamment élevée. Néanmoins, on peut avoir à compenser certaines pertes de gain à fréquence élevée, dues aux capacités parasites diverses.

Le montage symétrique s'y prête assez bien. En effet, supposons que, au lieu

de le réaliser exactement comme celui de la figure 6, on ait un peu réduit le couplage entre les transistors *via* leurs émetteurs, ainsi que l'indique la figure 13.

Ici, on voit que, s'il y a bien couplage par le résisteur R_3 , parcouru par les courants des deux émetteurs, chaque transistor a une certaine contre-réaction, due à la présence, dans son circuit d'émetteur, d'un résisteur (R_1 pour T_1 et R_2 pour T_2). Le gain est un peu plus faible qu'en l'absence de ces deux derniers résisteurs.

Si l'on court-circuite les deux émetteurs dans le montage de la figure 13, on retrouve le couplage complet qui caractérise l'étage symétrique de la figure 6. Donc, en reliant ces émetteurs par un condensateur de valeur adéquate, nous allons introduire une augmentation de gain pour les fréquences élevées, et, si les valeurs sont correctes, on pourra ainsi élargir encore la bande.

Attaque à basse impédance

Comme on l'a vu, il y aura, dans l'amplificateur à large bande, des étages EC. C'est un peu le rôle que jouent les transistors T et T' dans le montage de la figure 6. C'est là, même en utilisant le

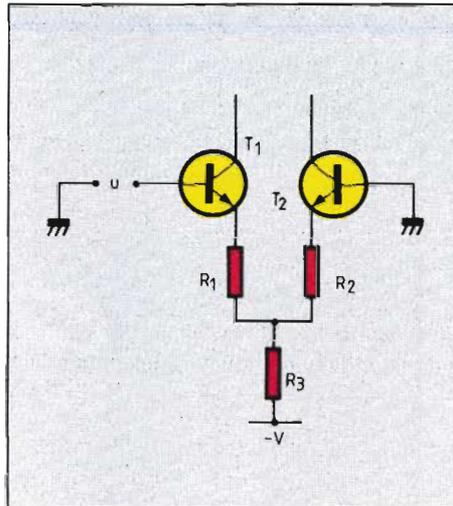


Fig. 13. – Si, dans un étage symétrique à deux émetteurs commun, on ne couple pas directement les deux émetteurs, il en résulte une diminution de gain. Un condensateur entre les émetteurs permettra de retrouver le gain maximal pour les fréquences auxquelles le gain général commence à diminuer.

principe du « cascode », que nous allons rencontrer la limitation la plus sévère de la bande passante.

Or, en étudiant le fonctionnement de ces étages, on s'aperçoit que la limite en fréquence supérieure d'un étage EC augmente quand l'impédance de la source qui l'attaque diminue. Si on attaque un tel étage par une source de

courant, autrement dit par une source d'impédance infinie, on aura la bande passante minimale, qui correspond à peu près au quotient de la fréquence dite F_α par le gain.

A l'opposé, quand l'impédance de la source d'attaque tend vers zéro, la fréquence de coupure du montage remonte à une valeur voisine de F_α .

On va donc, pour arriver à une bande optimale, attaquer les étages EC à basse impédance, donc par des étages CC (collecteur commun). L'étage EC va commander la base d'un étage BC (montage cascode). Tout cela pour maintenir une dérive minimale, sera monté en symétrique.

On va donc utiliser (fig. 14) :

- un étage du type de celui de la figure 8, comme premier abaisseur d'impédance à l'entrée ;
- un ensemble de deux CC, l'un dont la base est attaquée par la sortie S du montage de la figure 8, l'autre dont la base est portée, par la commande du potentiomètre P, à un potentiel allant de -25 mV à $+25$ mV, pour le « cadrage » (et la compensation éventuelle d'une légère dissymétrie des étages d'entrée) ;
- un étage symétrique analogue à celui de la figure 13 ;
- deux transistors en BC, montés en

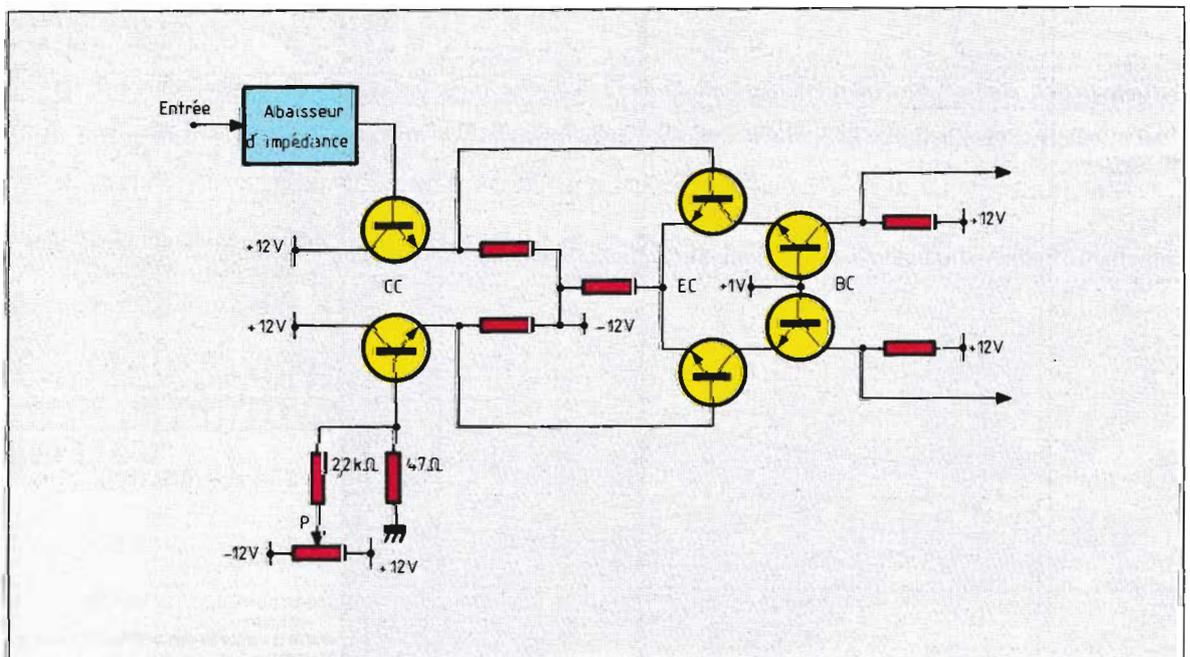


Fig. 14. Après un étage abaisseur d'impédance du type de celui qu'indique la figure 8, on attaque un étage à deux collecteurs communs (CC), qui attaque l'étage symétrique à deux émetteurs communs (EC), attaquant à son tour les deux transistors montés en base commune (BC).

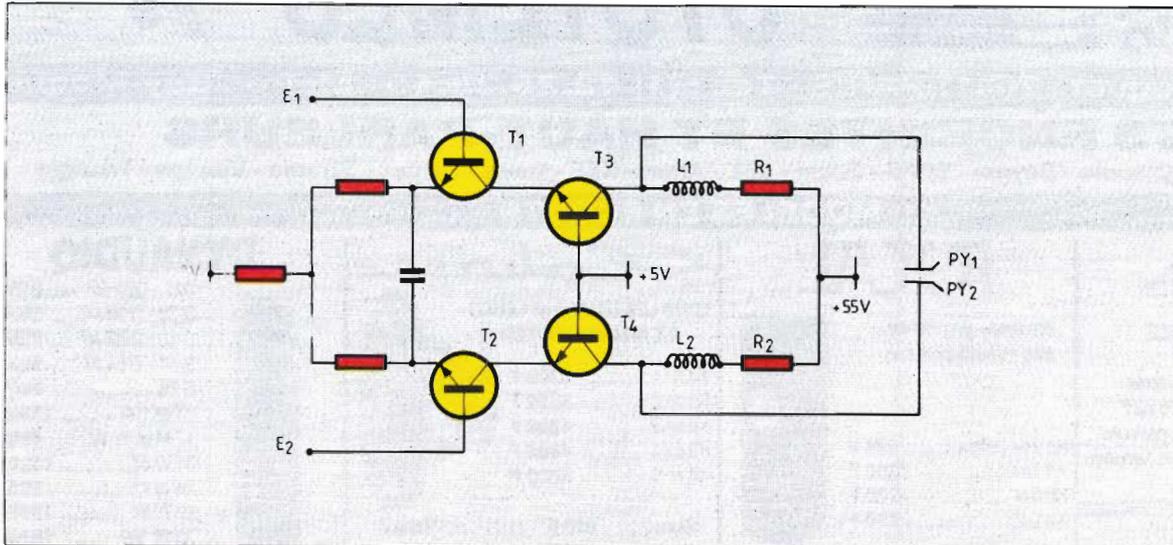


Fig. 15. Dans cet étage de sortie, nous voulons attaquer les plaques déviatrices d'un tube cathodique. Pour avoir un signal de sortie d'amplitude suffisante, il faut des tensions d'alimentation plus grandes, et une correction par bobines.

cascode sur les collecteurs des deux transistors précédents.

Comme c'est toujours le cas pour des amplificateurs à large bande, les valeurs des résistances de charge collecteur sont faibles, le gain est donc petit. Autrement dit, après cet étage, il en faudra un autre, également composé de deux CC symétriques, d'un étage symétrique à deux EC, avec sortie sur deux cascades.

Etage de sortie

Si le dernier étage est prévu pour attaquer les plaques PY (qui dévient le spot vers le haut ou vers le bas) d'un tube cathodique d'oscilloscope, il faudra une certaine amplitude de sortie. Avec les tubes cathodiques actuels à post-accélération, on arrive souvent à des sensibilités qui dépassent 2 mm/V (on songe aux vieux tubes cathodiques, dans lesquels on considérait que c'était déjà très bien quand on arrivait à 0,3 mm/V).

Donc, pour déplacer le spot, depuis le centre, de 4 cm vers le haut et de 4 cm vers le bas, il faudra que la différence de potentiel des plaques défectrices aille de + 20 V à - 20 V. Comme l'étage de sortie est symétrique, nous demanderons donc aux deux sorties de donner des tensions variant chacune dans une plage de 40 V environ.

Supposons (fig. 15) que les potentiels moyens (très peu variables) des émetteurs des deux transistors de sortie BC

soient proches de + 5 V. Comme nous voulons une tension crête-crête de 40 V sur chaque collecteur, nous serons amenés à faire varier, par exemple, les potentiels des deux collecteurs de + 10 à + 50 V, avec une valeur moyenne de + 30 V.

L'alimentation des deux cascades de sortie devra être de l'ordre de 55 V. Quand les deux collecteurs des transistors de sortie seront à leur potentiel moyen (à peu près 30 V), c'est-à-dire quand la trace sera au milieu de l'écran, c'est alors que la dissipation collecteur sera maximale dans chaque transistor.

Ils auront alors une tension collecteur-émetteur de l'ordre de 25 V. Il est difficile d'admettre alors un courant collecteur supérieur à 45 mA, car nous dépassons déjà un peu 1,1 W de dissipation collecteur, et il vaut mieux s'en tenir à cette valeur avec les transistors à large bande usuels.

En effet, s'il l'on utilise des transistors de puissance, il faudra les munir de radiateurs importants, qui vont présenter des capacités parasites notables par rapport à la masse. Il est préférable d'employer des modèles en TO 5, avec de petits radiateurs en forme d'ailettes, fixés sur les capots, car, avec de tels dissipateurs, on n'augmente pas abusivement la capacité parasite par rapport à la masse.

Ces deux transistors de sortie n'ont pas besoin d'être des modèles à très grande

bande passante : il ne faut pas oublier qu'ils sont utilisés en base commune, donc dans le type de montage qui assure le maximum de bande passante pour un transistor donné.

Avec 45 mA et une chute de 25 V dans chaque résistor de charge collecteur des deux BC de sortie, ces résistors auront donc une résistance de l'ordre de 550 Ω.

Une telle valeur, compte tenu des capacités parasites de câblage et de celles des plaques déflectrices du tube cathodique, nous limiterait la bande passante. Si l'on veut tirer de l'étage le maximum de bande passante, on est alors amené à envisager une correction.

L'étude détaillée des corrections (shunt, série, mixte, Hazeltine, etc.) nous conduirait trop loin. Disons simplement que l'on va utiliser le montage indiqué sur la figure 15. Les charges collecteur des étages de sortie BC, T₃ et T₄, sont constituées des résistors R₁ et R₂, chacun en série avec un petit bobinage. Le rôle de ces bobinages est d'augmenter un peu l'impédance de charge des étages de sortie quand la fréquence arrive à sa limite. C'est le type de correction dite « correction shunt ».

Avec les valeurs envisagées, la bande passante peut atteindre 50 MHz, ce qui montre que la réalisation est déjà digne d'un oscilloscope ayant la mention « très honorable ».

J.P. Cehmichen