



CIRCUITS ELECTRONIQUES

COURS DE BASE
ELECTRONIQUE

Dans cette leçon nous avons réuni les données essentielles concernant les **AMPLIFICATEURS à TUBES** et à **TRANSISTORS**.

Nous ne reviendrons pas cependant sur les circuits simples ne comportant qu'un seul tube, ceux-ci étant traités en détails dans les leçons **THEORIQUES** et les leçons **FORMULAIRES**.

Nous reverrons par contre les amplificateurs de puissances et les **DEPHASEURS** en apportant quelques précisions complémentaires.

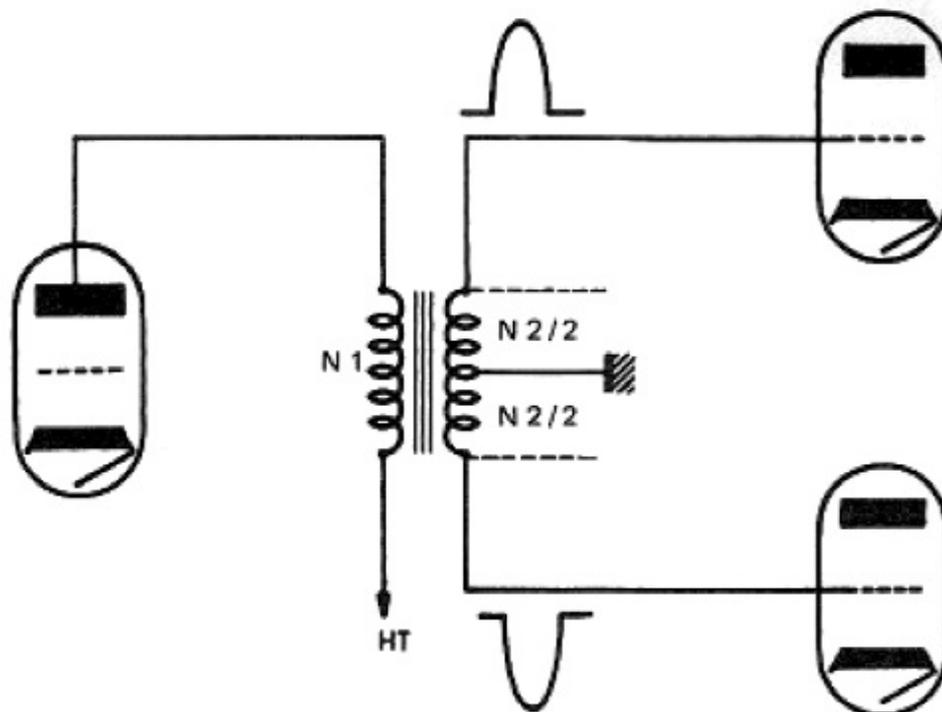
Nous passerons ensuite aux montages **TRANSISTORISES** en regroupant les différents types d'**AMPLIFICATEURS** et en revoyant quelques calculs simples mais utiles, concernant ces montages.

I - CIRCUITS DEPHASEURS.

Dans certains montages, il est nécessaire, à **PARTIR D'UN SIGNAL UNIQUE**, d'**OBTENIR DEUX SIGNAUX EN OPPOSITION DE PHASE**, de façon à pouvoir attaquer deux tubes (ou deux transistors).

Le moyen le plus simple pour arriver à ce résultat consiste à utiliser un transformateur avec secondaire à point milieu (voir figure 1).

Mais un bon transformateur avec deux demi-secondaires bien équilibrés, c'est-à-dire, fournissant exactement la même tension, entre le point milieu et chacune des extrémités, est un composant coûteux et volumineux.



DEPHASAGE PAR TRANSFORMATEUR

Figure 1

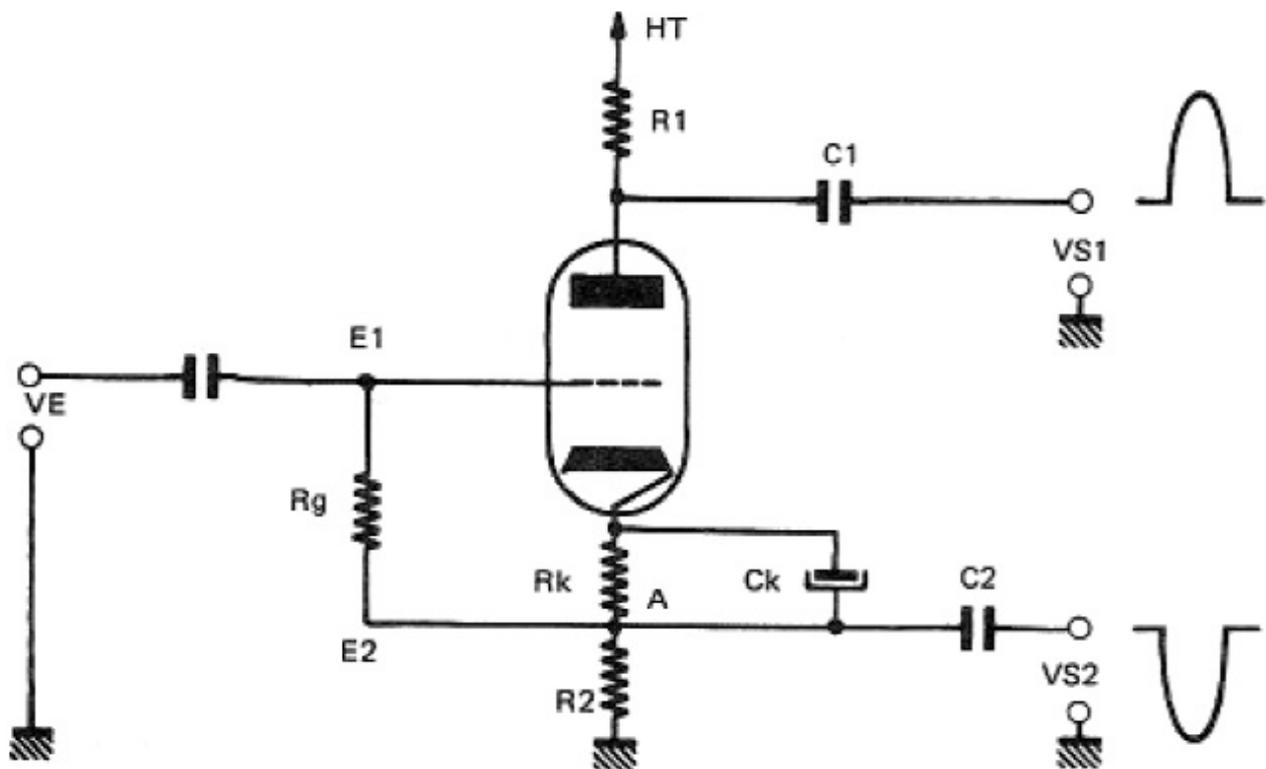
A l'aide d'un tube électronique comportant une CHARGE ANODIQUE et une CHARGE CATHODIQUE, on a réalisé un type de déphaseur très intéressant, appelé DEPHASEUR CATHODYNE.

Le schéma de ce montage est donné figure 2.

La grille du tube est polarisée normalement par rapport à la cathode, la résistance R_g étant ramenée au point de Jonction RK-R2 (point A).

Par ailleurs, nous devons avoir $R_1 = R_2$, de façon à avoir deux tensions d'amplitude égale ($V_{S1} = R_1 i_a$ et $V_{S2} = R_2 i_a$).

On peut considérer qu'il s'agit d'une charge résistive R normale, partagée en deux parties égales (R_1 - R_2).



DEPHASEUR CATHODYNE

Figure 2

Sur l'anode on recueille ainsi une tension EN OPPOSITION DE PHASE par rapport au signal d'entrée, alors qu'au point A, on recueille la même tension, MAIS EN PHASE par rapport au signal d'entrée, comme nous l'avons vu dans les leçons précédentes. Avec une triode, les éléments ont généralement les valeurs moyennes suivantes :

$$\begin{aligned}
 R_K &= 1,5 \text{ K}\Omega \\
 R_1 &= R_2 = 22 \text{ K}\Omega \\
 R_g &= 470 \text{ K}\Omega \\
 C_K &= 50 \mu\text{F}.
 \end{aligned}$$

Ce montage très simple fonctionne parfaitement, mais il convient cependant de remarquer que le signal est appliqué entre E1 et E2. Du fait de la chute de tension dans R2 le potentiel en E2 n'est donc pas fixe, comme c'est le cas lorsque Rg est reliée à la masse.

Cet inconvénient est négligeable en pratique, mais on peut si nécessaire, y remédier.

Il suffit de monter une triode PRECATHODYNE, dont la résistance de plaque est fractionnée en r et R, comme indiqué figure 3.

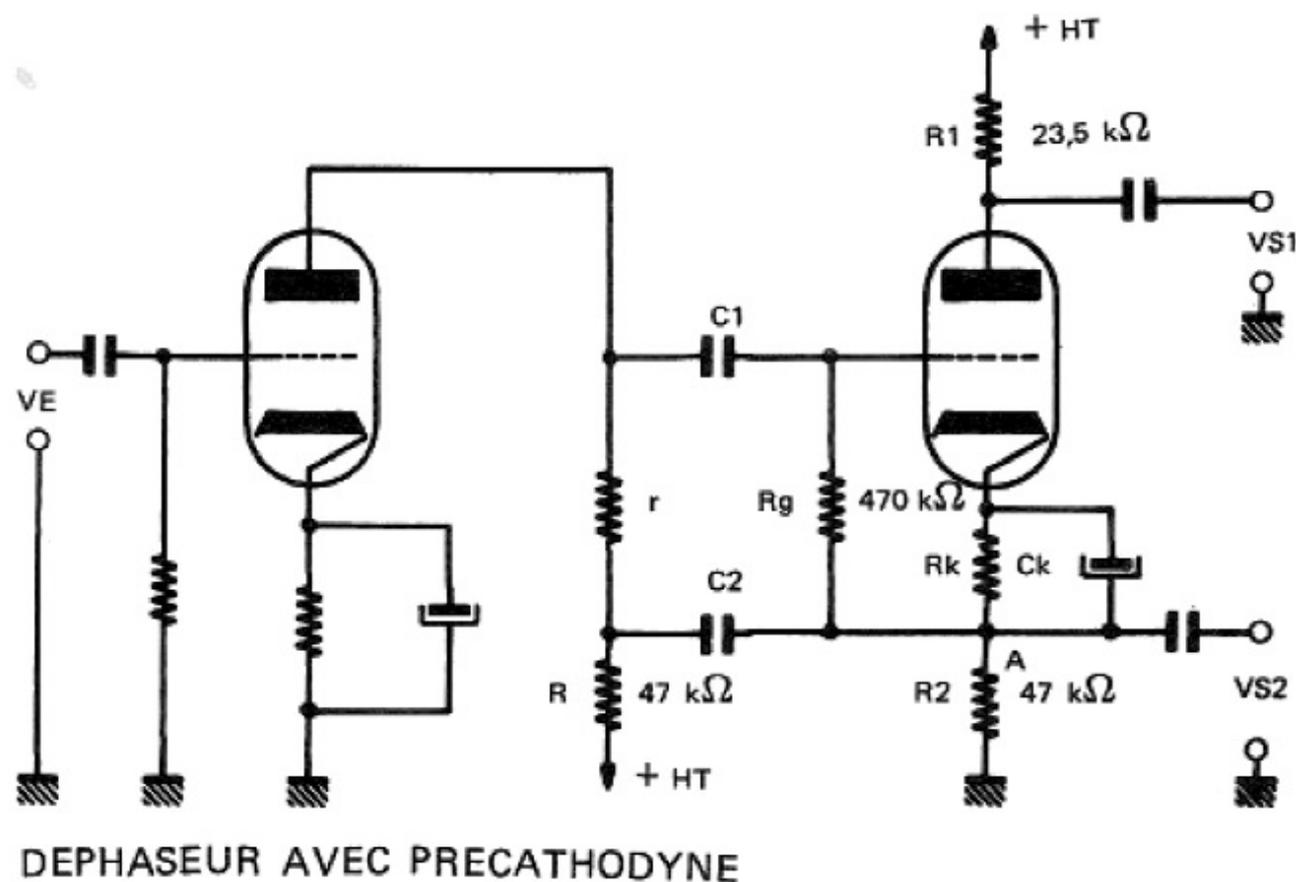
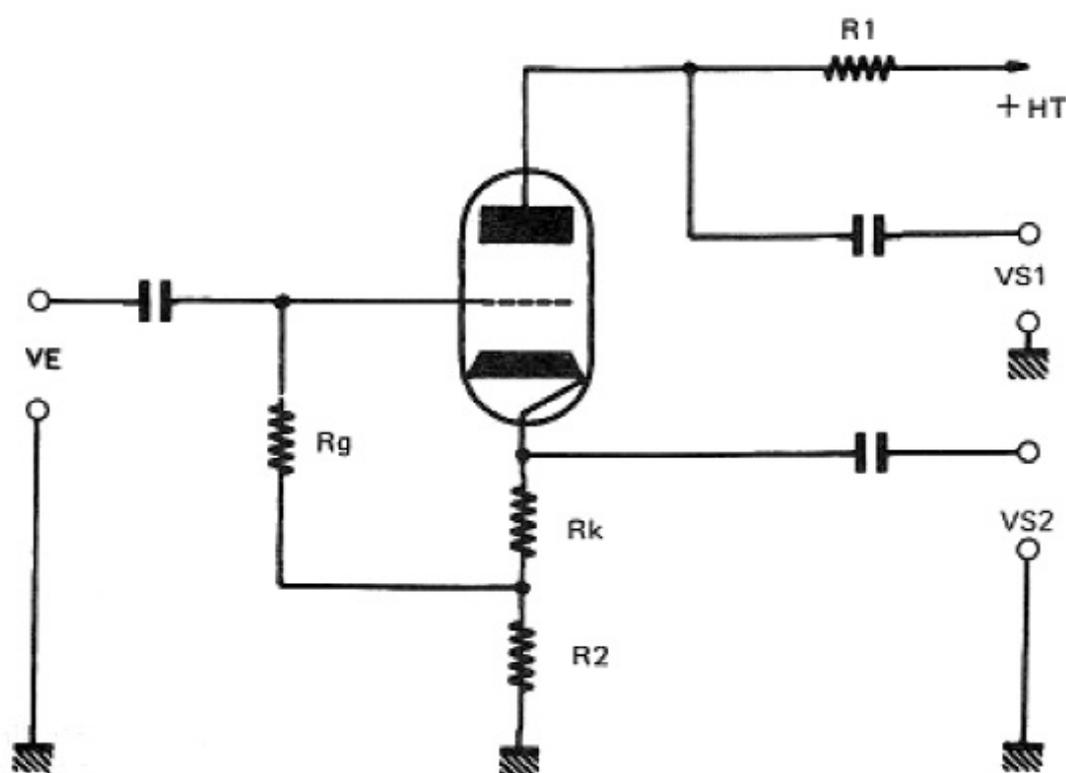


Figure 3

Le signal d'entrée est maintenant pris aux bornes de r et le condensateur $C2$ présentant une réactance capacitive négligeable pour les fréquences de travail, le point A est à un potentiel constant vis-à-vis de VE .

Dans ce cas, $R2$ doit avoir une valeur égale à deux fois la valeur de $R1$, car en alternatif, du fait de la présence de $C2$, nous avons en réalité :

$$R2 = \frac{R2 \times R}{R2 + R} = \frac{47 \times 47}{47 + 47} = 23,5 \text{ K}\Omega$$



VARIANTE DE CIRCUIT DEPHASEUR

Figure 4

NOTE :

Il faut souligner qu'il n'est pas absolument nécessaire que dans le montage de la figure 3, R2 soit égale au double de R1.

On pourrait avoir $R1 = R2$, comme dans le cas précédent, car il suffit, en principe que les valeurs R, r, R1, R2 et le coefficient d'amplification kdr, répondent à la relation :

$$\frac{1}{R} + \frac{1}{R2} = \frac{1}{R1} + \frac{2}{kdr} \quad (\text{kdr} = \text{coefficient d'amplification dynamique du tube cathodyne})$$

Une variante plus simple de ce montage est montrée Figure 4.

Dans ce montage on doit avoir :

$$R1 = R2 + RK.$$

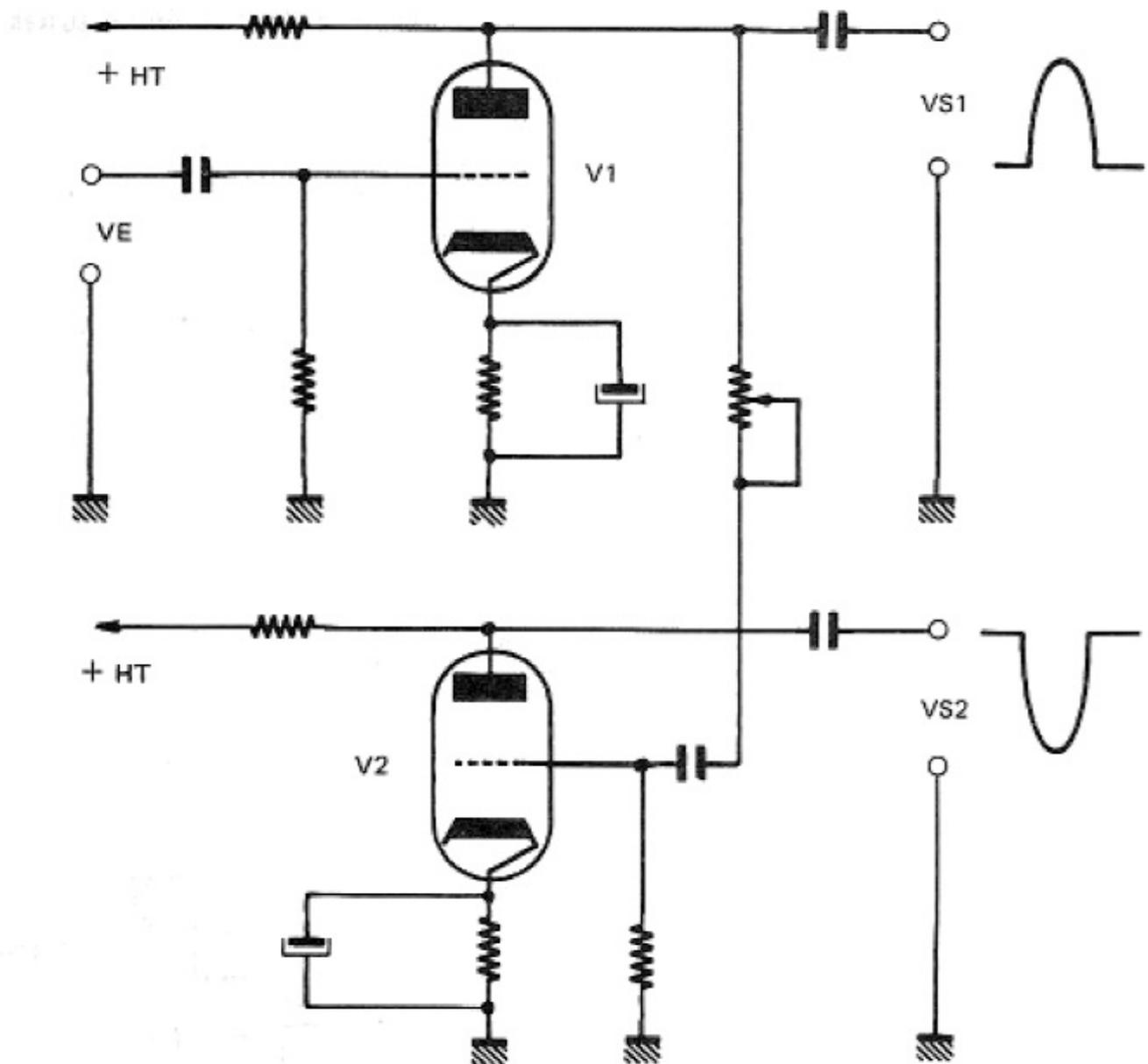
Mentionnons enfin le **DEPHASEUR A DIVISEUR DE TENSION**, d'une mise au point très simple (figure 5).

Le signal d'entrée VE est appliqué à un premier tube V1. CELUI-CI DEPHASE LE SIGNAL PAR RAPPORT AU SIGNAL D'ENTREE, comme dans tous montages CATHODE A LA MASSE.

Le signal amplifié est d'une part prélevé sur l'anode et constitue la sortie VS1, d'autre part, appliqué à un seconde tube (V2) par l'intermédiaire d'un potentiomètre et d'un condensateur.

Ce second tube déphase lui aussi le signal appliqué, et en sortie, on retrouve donc **UNE TENSION EN PHASE PAR RAPPORT AU SIGNAL D'ENTREE**.

Le potentiomètre permet de régler l'amplitude de la tension d'entrée de V2 afin d'avoir $VS1 = VS2$.



DEPHASEUR A DIVISEUR DE TENSION

Figure 5

II - AMPLIFICATEURS A DEUX TUBES EN PARALLELE.

Le circuit de la figure 6 montre un amplificateur à deux tubes parallèles.

Nous remarquons immédiatement que les deux triodes sont en parallèle. En effet, les électrodes de même nature de chaque tube sont reliées entre elles.

Le signal à amplifier est appliqué sur les deux grilles de commande, à travers un circuit de liaison RC.

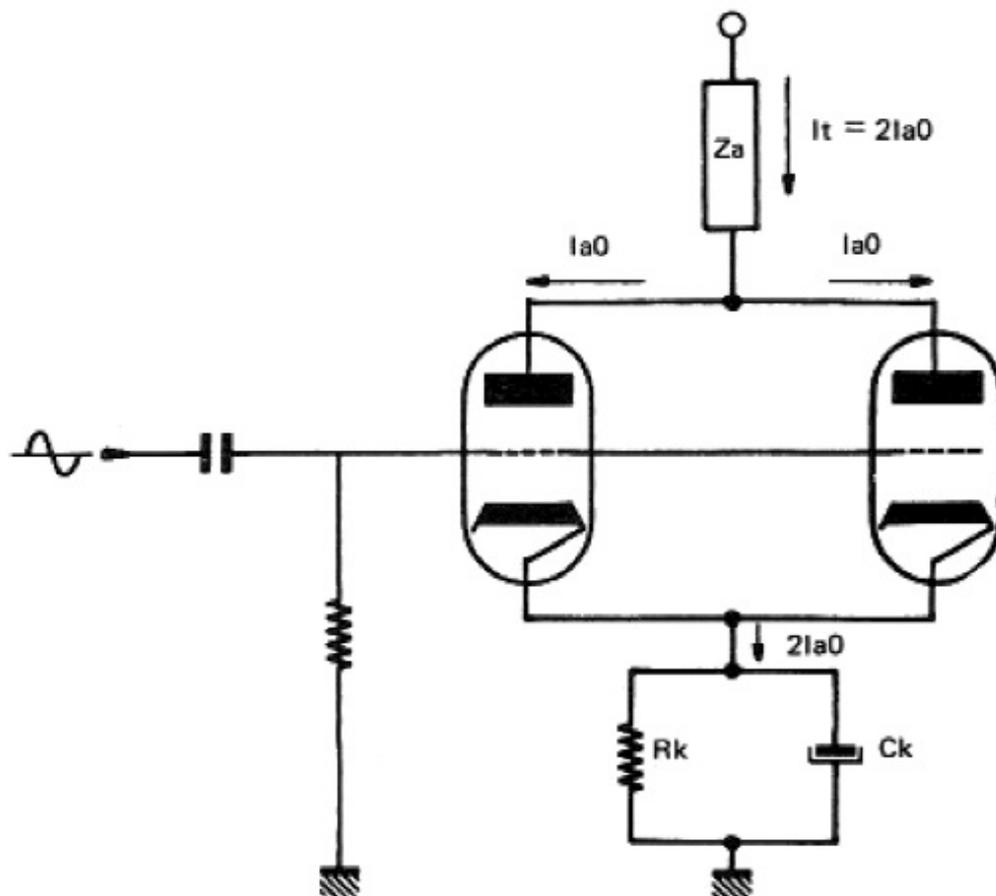


Figure 6

La charge anodique est commune aux deux tubes ; nous l'appellerons impédance anodique Z_a , car elle peut être aussi bien inductive (primaire du transformateur, bobines) que résistive (résistance chauffante par exemple).

La tension de polarisation est obtenue, grâce à un circuit RC de cathode.

Dans les conditions de repos, chaque tube est parcouru par un courant anodique de repos I_{ao} . Le courant traversant la charge anodique est donc égal, si les deux triodes sont identiques, à deux fois le courant I_{ao} de chaque tube.

La résistance de cathode est, elle aussi, traversée par un courant égal à $2 \times I_{ao}$; il faut donc en tenir compte pour calculer sa valeur :

$$R_k = \frac{V_{go}}{2 \times I_{ao}}$$

Supposons que les triodes soient polarisées à $-4V$ et que l'on applique sur la grille un signal alternatif variant entre $+2$ et -2 volts.

Le courant anodique de chaque tube va varier par exemple entre 40 mA et 60 mA (courant anodique de repos $I_{ao} = 50$ mA).

L'impédance de charge Z_a est parcourue par les deux courants anodiques ; elle subit donc une variation de courant double, c'est-à-dire :

$$2 \times 60 \text{ mA} - 2 \times 40 \text{ mA} = 40 \text{ mA.}$$

La puissance utile étant égale au produit de l'impédance par le carré du courant ($P_u = Z \times I^2$), nous obtenons, si $Z_a = 10 \text{ k}\Omega$:

$$P_u = 10\,000 \times (0,04)^2 = 16 \text{ Watts.}$$

Nous savons déjà que, pour que la puissance utile soit maximum, il faut que la résistance de charge soit égale à la résistance interne du tube amplificateur.

Nous devons donc choisir, pour notre montage, des triodes ayant une résistance interne de $20\text{ k}\Omega$.

En effet, les deux tubes étant en parallèle, la résistance interne équivalente est égale à la moitié de la résistance interne de chacune des triodes.

Nous pouvons donc dire que deux triodes identiques montées en parallèle, se comportent comme une seule triode ayant une résistance interne deux fois plus petite et un courant anodique deux fois plus élevé.

Avec une seule triode, nous devons utiliser une impédance de charge deux fois plus grande, ceci pour réaliser la condition de puissance optimum qui est : $\rho = R_a$ (R_a représentant la résistance anodique peut être remplacée par Z_a).

Comme la résistance interne ρ d'une des triodes vaut $20\text{ k}\Omega$, la charge sera elle aussi égale à $20\text{ k}\Omega$.

La puissance utile est obtenue, en multipliant la valeur de l'impédance de charge $20\text{ k}\Omega$ par le carré de la variation de courant la traversant.

Dans notre exemple, le courant d'une triode variant entre 60 mA et 40 mA , la variation de courant est égale à 20 mA .

Nous obtenons pour la puissance utile :

$$P_u = 20\ 000 \times (0,02)^2 = 8\text{ Watts.}$$

Nous constatons que le montage à deux tubes en parallèle, permet d'obtenir une PUISSANCE DOUBLE de celle délivrée par une seule triode.

Ce montage présente néanmoins quelques inconvénients qui limitent son emploi.

Nous avons vu que la résistance interne de l'ensemble diminue de moitié, lorsqu'on monte deux triodes en parallèle. Il en résulte que pour obtenir les conditions optimum de puissance, nous sommes obligés d'utiliser une impédance de charge plus petite.

Pour cette raison, on ne couple pratiquement jamais plus de deux tubes en parallèle.

D'autre part, l'impédance de charge est traversée par un courant continu, très important, ceci entraîne une perte de rendement assez importante et nécessite l'emploi d'éléments largement dimensionnés, de façon à supporter les échauffements.

Cet amplificateur de puissance présente aussi l'inconvénient d'introduire des distorsions. Afin de pouvoir augmenter la puissance, tout en maintenant le taux de distorsions dans des limites acceptables, on a réalisé un autre type d'amplificateur.

III - MONTAGE PUSH-PULL.

Le montage représenté figure 7 est un montage symétrique ou PUSH-PULL (terme provenant de l'expression anglo-saxonne signifiant "pousse-tire") utilisant deux tubes identiques.

L'alimentation des anodes se fait à travers le primaire d'un transformateur à point milieu qui joue le rôle de charge anodique.

Ce type de charge est le plus employé, mais il est fort possible de concevoir un montage PUSH-PULL dont la charge anodique est constituée par une impédance quelconque à point milieu.

La polarisation est commune aux deux tubes et elle est obtenue grâce à un circuit RC de cathode.

Etudions l'amplificateur dans les conditions de repos, c'est-à-dire quand aucun signal n'est appliqué aux entrées.

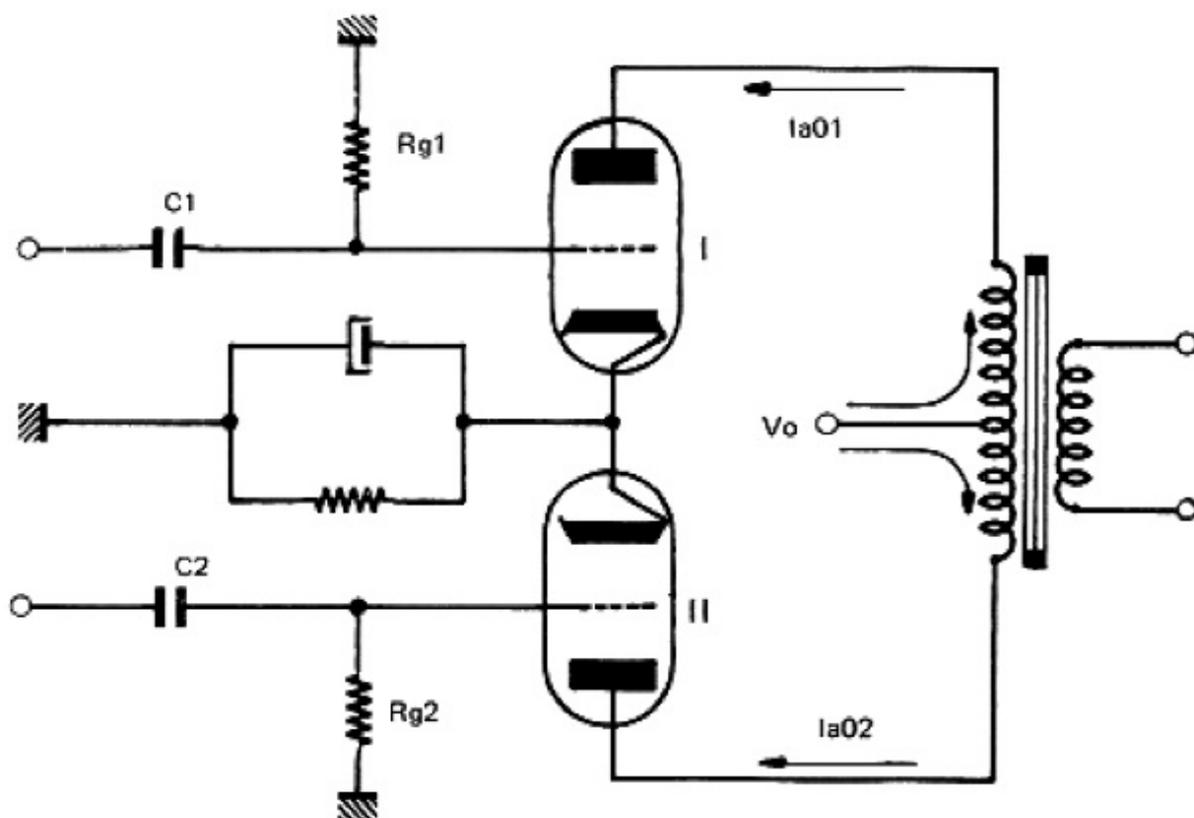


Figure 7

La tension de polarisation étant commune pour les deux tubes, les courants anodiques I_{a01} et I_{a02} des deux triodes sont égaux.

Chacun d'eux, provenant de la source de haute tension V_0 , parcourt la moitié du primaire du transformateur (voir figure 7).

Ces deux courants circulent dans le primaire en SENS CONTRAIRE et produisent dans le noyau magnétique du transformateur, un flux d'induction, dont le sens dépend du sens de circulation du courant.

Dans le noyau du transformateur, nous avons donc deux flux d'induction égaux et dirigés en sens contraire. Ils se neutralisent réciproquement et le flux résultant est nul.

CONCLUSION : QUAND UN AMPLIFICATEUR PUSH-PULL FONCTIONNE EN CONDITION DE REPOS, LE FLUX D'INDUCTION DANS LE TRANSFORMATEUR DE SORTIE EST NUL.

Il n'en est pas de même, lorsqu'un signal est appliqué aux entrées de l'amplificateur.

Reportons-nous à la figure 8 qui représente un montage PUSH-PULL, en présence d'un signal d'entrée sinusoïdal variant entre + 10 et -10 volts.

Celui-ci entraîne sur chaque tube, une variation de courant anodique, de plus ou moins 40 mA par rapport à la valeur de repos de 45 mA.

Il est bien évident que pour que le flux produit dans le transformateur soit important, il faut que la variation de courant soit importante.

Les deux courants anodiques circulant en sens inverse, les variations sont obtenues lorsque l'un des courants augmente, tandis que l'autre diminue.

Cette condition est réalisée, LORSQUE LES SIGNAUX APPLIQUES SUR LES DEUX GRILLES DE COMMANDE SONT EN OPPOSITION DE PHASE.

Dans le cas contraire, c'est-à-dire si les signaux d'entrée sont en phase, les courants anodiques augmentent ou diminuent en même temps et le flux engendré est toujours nul.

Sur le schéma de la figure 8, sont reportées toutes les grandeurs relatives au circuit.

Voyons comment varient ces grandeurs en fonction du signal de commande.

Au départ, les deux grilles sont au potentiel de $-10V$ et les courants anodiques sont égaux, le flux résultant dans le transformateur est nul.

Un quart de cycle après, le signal sur V_{g2} atteint son maximum positif $+10V$, la tension de grille V_{g2} est donc égale à $-10V + 10V = 0V$. Le tube 2 conduit au maximum et son courant anodique I_{a2} atteint 85 mA .

Le signal sur V_{g1} est à son maximum négatif, la tension grille V_{g1} devient : $-10V + -10V = -20V$. Le tube 1 conduit très peu et le courant anodique I_{a1} est égal à 5 mA .

Les flux engendrés dans chaque demi-primaire par les courants anodiques I_{a1} et I_{a2} ne sont plus égaux.

Il est évident en effet, que le flux produit par le courant I_{a2} de 85 mA est plus grand que celui produit par le courant I_{a1} de 5 mA .

Lorsque V_{g2} atteint $-20V$, V_{g1} égale 0 volt ; les courants I_{a2} et I_{a1} sont respectivement égaux à 5 mA et 85 mA .

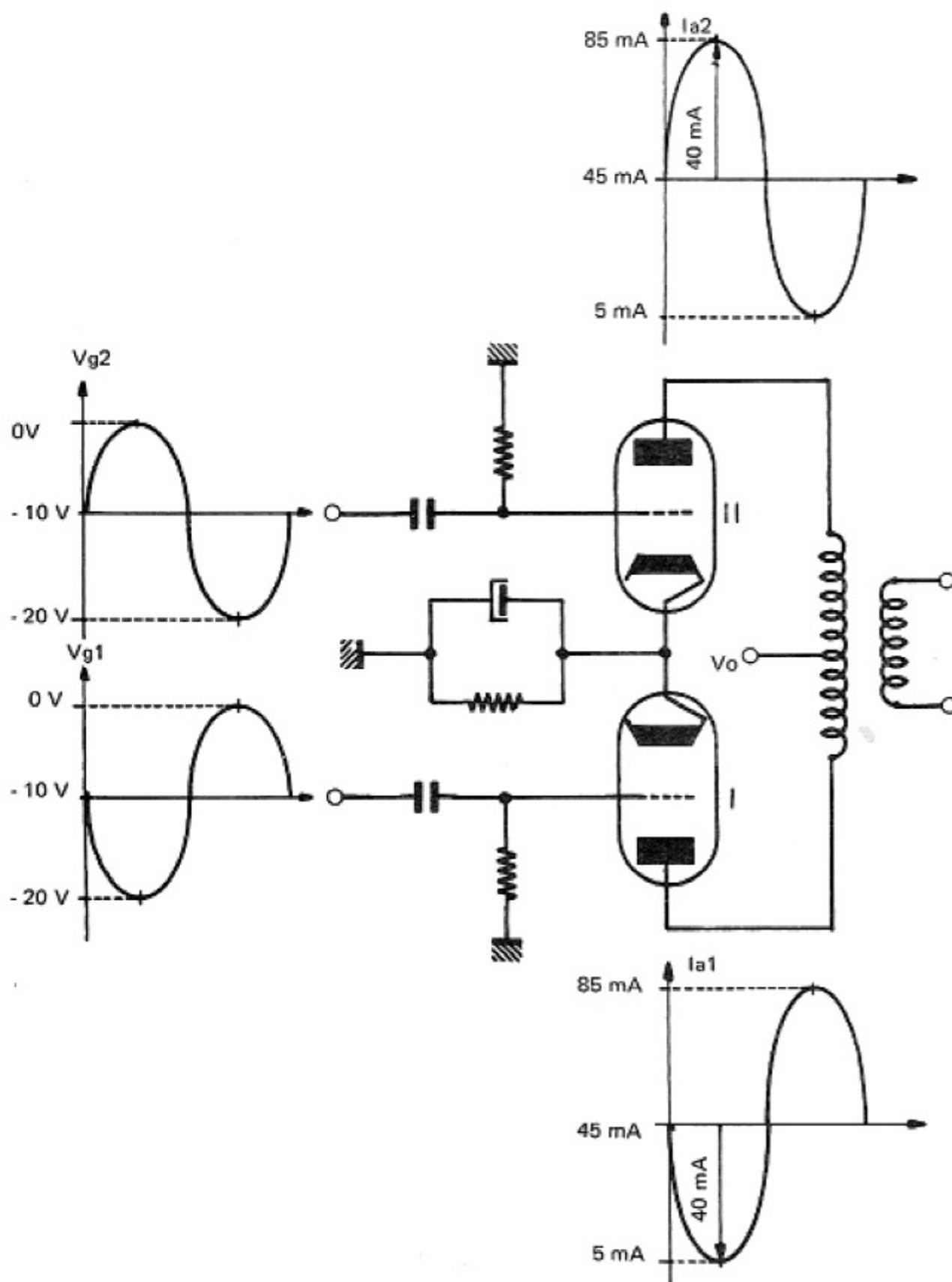


Figure 8

Dans ce cas, nous voyons que le flux produit par I_{a1} est plus grand que celui produit par I_{a2} .

Le flux résultant est égal à celui existant précédemment mais de sens contraire. Il en résulte que la tension apparaissant aux bornes de l'enroulement secondaire du transformateur de sortie est elle aussi alternative.

On peut dire que les courants anodiques fournis par les tubes 1 et 2, correspondent à un seul courant anodique égal à leur différence.

Comme les deux courants sont en opposition de phase, la variation totale de courant est deux fois plus élevée que celle subie par chaque courant anodique.

Tout comme dans le montage à deux tubes en parallèle, la puissance utile délivrée par un amplificateur PUSH-PULL est le double de celle obtenue avec un seul tube.

Nous avons déjà vu qu'un amplificateur produit une distorsion due à l'apparition d'harmoniques. Cette distorsion est diminuée par l'emploi d'un circuit de contre-réaction.

Nous devons maintenant étudier les conséquences des distorsions, produites en réalité par les tubes du PUSH-PULL.

Examinons pour cela, l'allure de la composante alternative du courant anodique de chaque tube.

Cette allure est représentée figure 9-a, à gauche pour le tube 1 et à droite pour le tube 2.

Nous observons que l'alternance négative et l'alternance positive du courant I_{a1} et I_{a2} ont une forme différente.

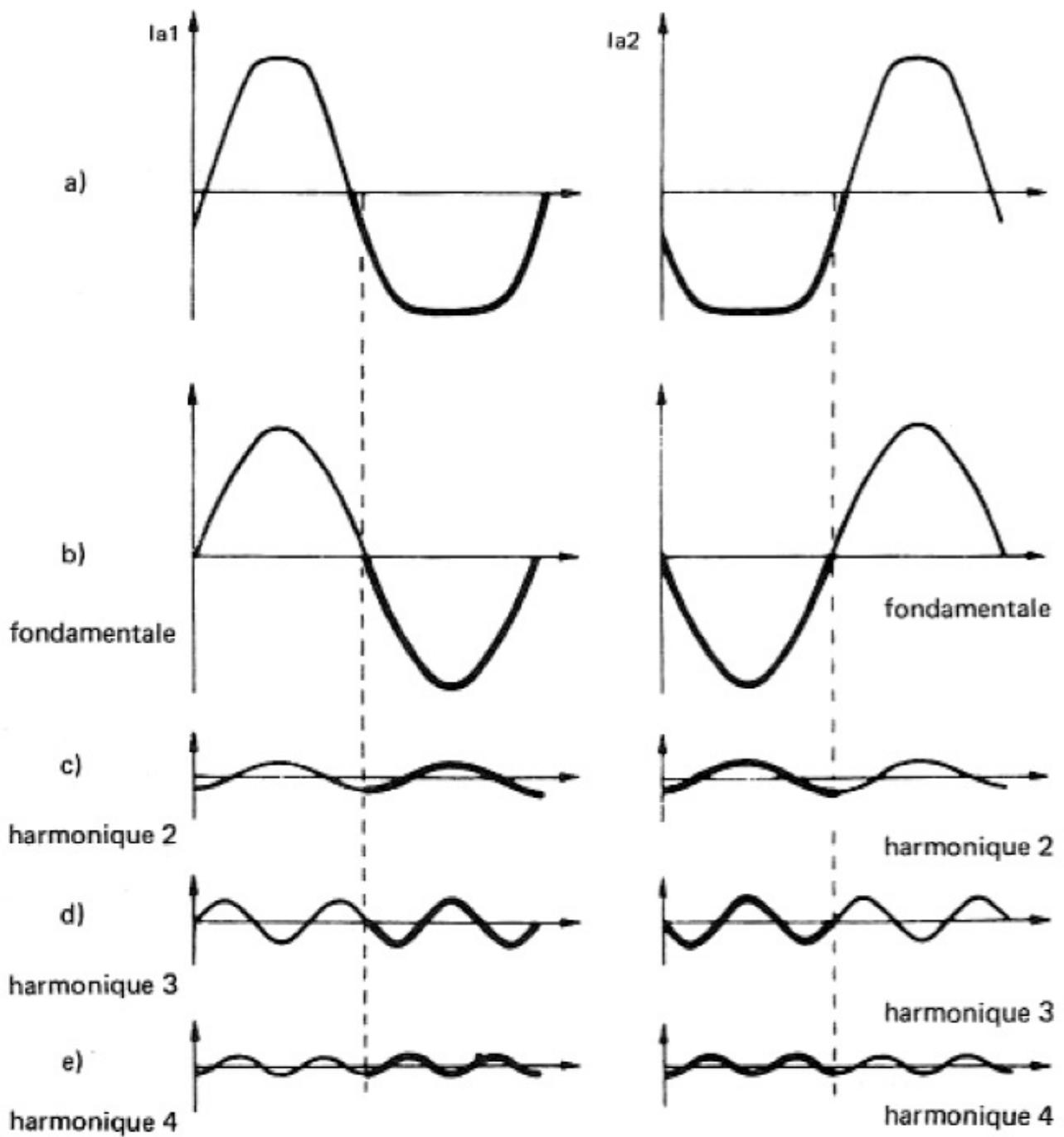


Figure 9

La distorsion produite par les tubes, déforme en effet différemment les deux alternances.

Sur la figure 9, figurent également la fondamentale et les trois premières harmoniques de chacun des courants.

Les harmoniques 2 et 4 des courants i_{a1} et i_{a2} sont en phase, leur différence est par conséquent égale à zéro.

Par contre, les harmoniques 3 des courants i_{a1} et i_{a2} sont en opposition de phase.

Il suffit donc d'ajouter la résultante de ces deux harmoniques, à la résultante des fondamentales des courants i_{a1} et i_{a2} , pour déterminer la forme du signal de sortie.

Evidemment, le signal de sortie est encore déformé, mais sa DISTORSION EST DUE UNIQUEMENT A LA TROISIEME HARMONIQUE.

La seconde et la quatrième harmoniques, bien qu'étant présentes dans les courants anodiques des deux tubes, s'annulent réciproquement.

Il convient de préciser que, dans le signal de sortie d'un amplificateur de puissance il existe non seulement la seconde, troisième et quatrième harmoniques, mais aussi, la cinquième, sixième, etc... harmoniques.

Toutefois, l'amplitude de ces dernières est très faible et la distorsion qu'elles provoquent est négligeable.

EN CONCLUSION, nous pouvons dire que l'AMPLIFICATEUR PUSH-PULL DELIVRE UNE PUISSANCE DOUBLE DE CELLE OBTENUE AVEC UN SEUL TUBE, MAIS AVEC UNE DISTORSION MOINDRE, PUISQU'IL ELIMINE LES HARMONIQUES PAIRES.

L'amplificateur PUS-PULL présente également d'autres avantages, par rapport à l'amplificateur muni d'un seul tube.

Nous avons vu en effet, que les composantes continues des courants anodiques ne produisent aucun flux d'induction dans le noyau du transformateur ; il suffit donc de dimensionner le noyau du transformateur de sortie, en tenant compte uniquement des composantes alternatives.

Nous devons également mentionner le fait qu'une éventuelle tension de ronflement due à un mauvais filtrage HT, ne donne pas naissance à une distorsion du signal.

Cette tension de ronflement fait en effet varier de la même façon les courants anodiques, mais les effets de ceux-ci s'annulent dans le primaire du transformateur.

Nous venons de voir les principaux avantages de l'amplificateur PUSH-PULL ; voyons maintenant quels en sont les inconvénients.

Nous avons vu que les signaux appliqués sur les grilles de commande doivent être en opposition de phase. Ceci impose l'utilisation d'un circuit déphaseur (transformateur ou déphaseur électronique).

Pour que le PUSH-PULL fonctionne correctement, il faut que les courants anodiques de repos des deux tubes soient égaux. Cette condition est très rarement réalisée, car les tubes n'ont jamais des caractéristiques rigoureusement identiques.

Pour compenser ce défaut, on insère entre les deux cathodes, un potentiomètre P permettant d'équilibrer la valeur des courants anodiques de repos (figure 10).

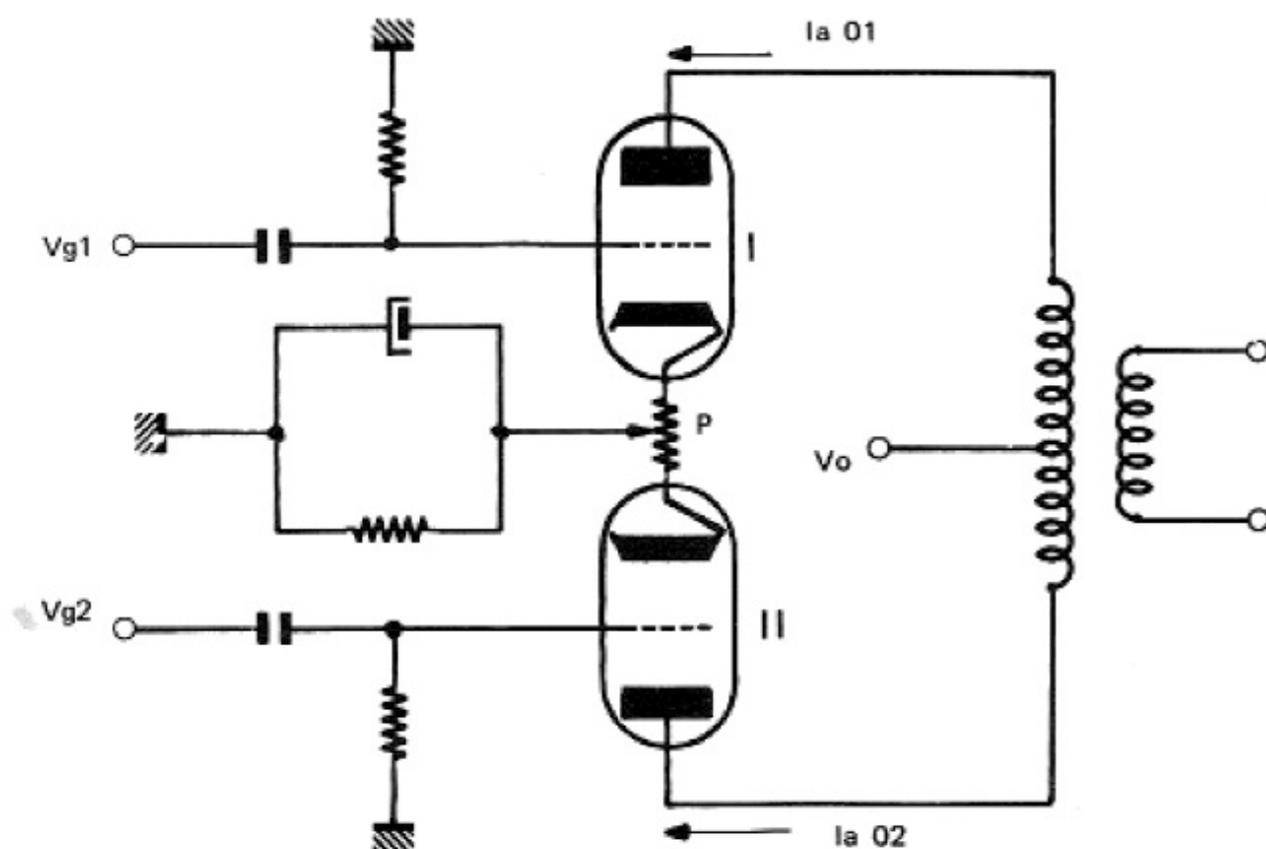


Figure 10

POLARISATION DU PUSH-PULL

Bien que la puissance utile, obtenue avec un amplificateur PUSH-PULL polarisé en classe A, soit le double de celle délivrée par un seul tube, le rendement de l'ensemble ne dépasse jamais 50%.

En effet, il faut aussi tenir compte de la puissance fournie par la source, qui, elle aussi, est le double de celle nécessaire pour alimenter un seul tube, le rendement de l'ensemble ne dépasse jamais 50%.

Pour améliorer le rendement, il faut polariser le push-pull en classe B ou en classe C.

Voyons comment se comporte l'amplificateur lorsqu'il est polarisé en classe B c'est-à-dire lorsque V_{go} est égal à la tension de CUT-OFF. La figure 11 montre un push-pull polarisé en classe B, ainsi que son circuit déphaseur et les différents signaux qui apparaissent dans le montage.

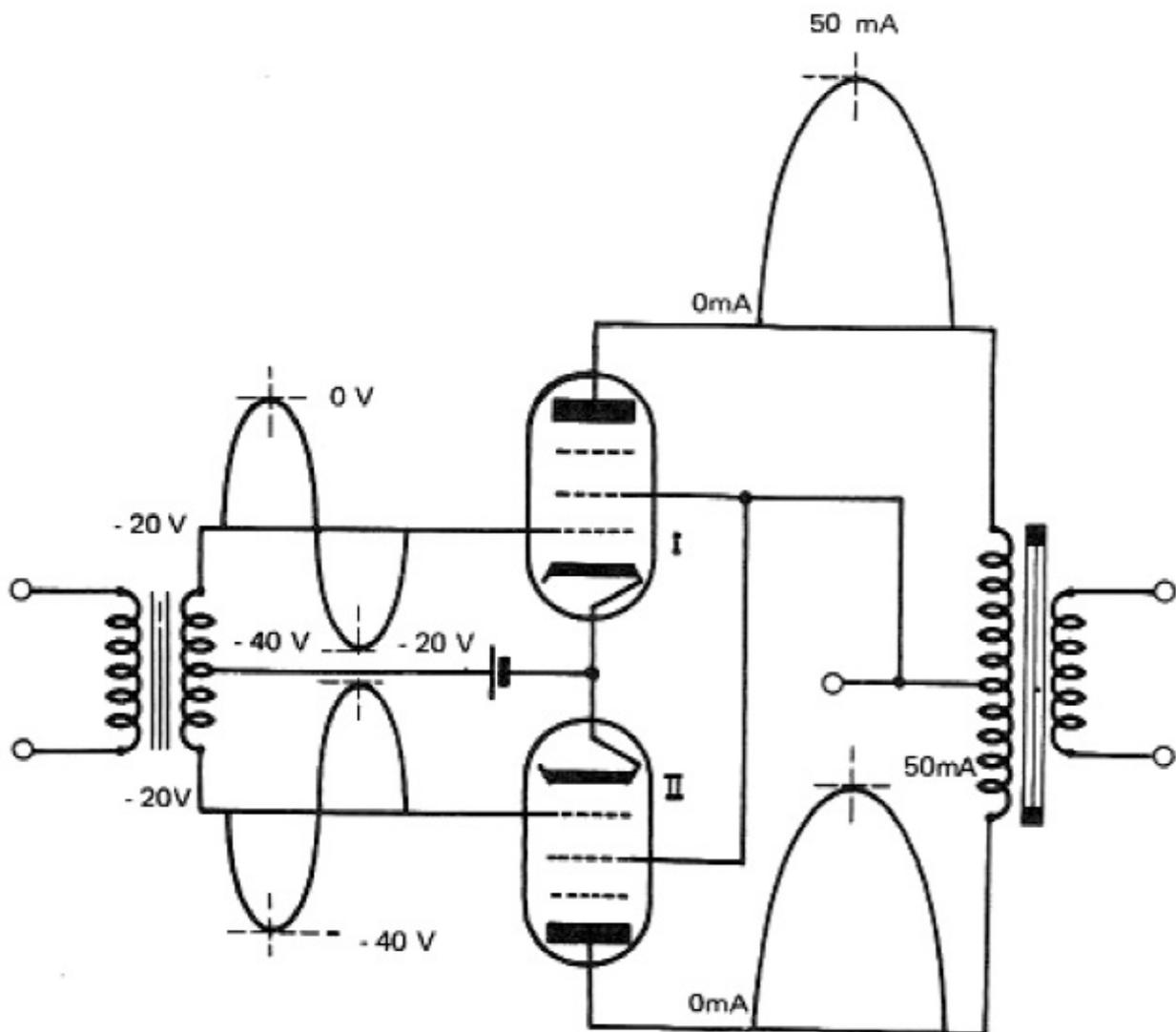
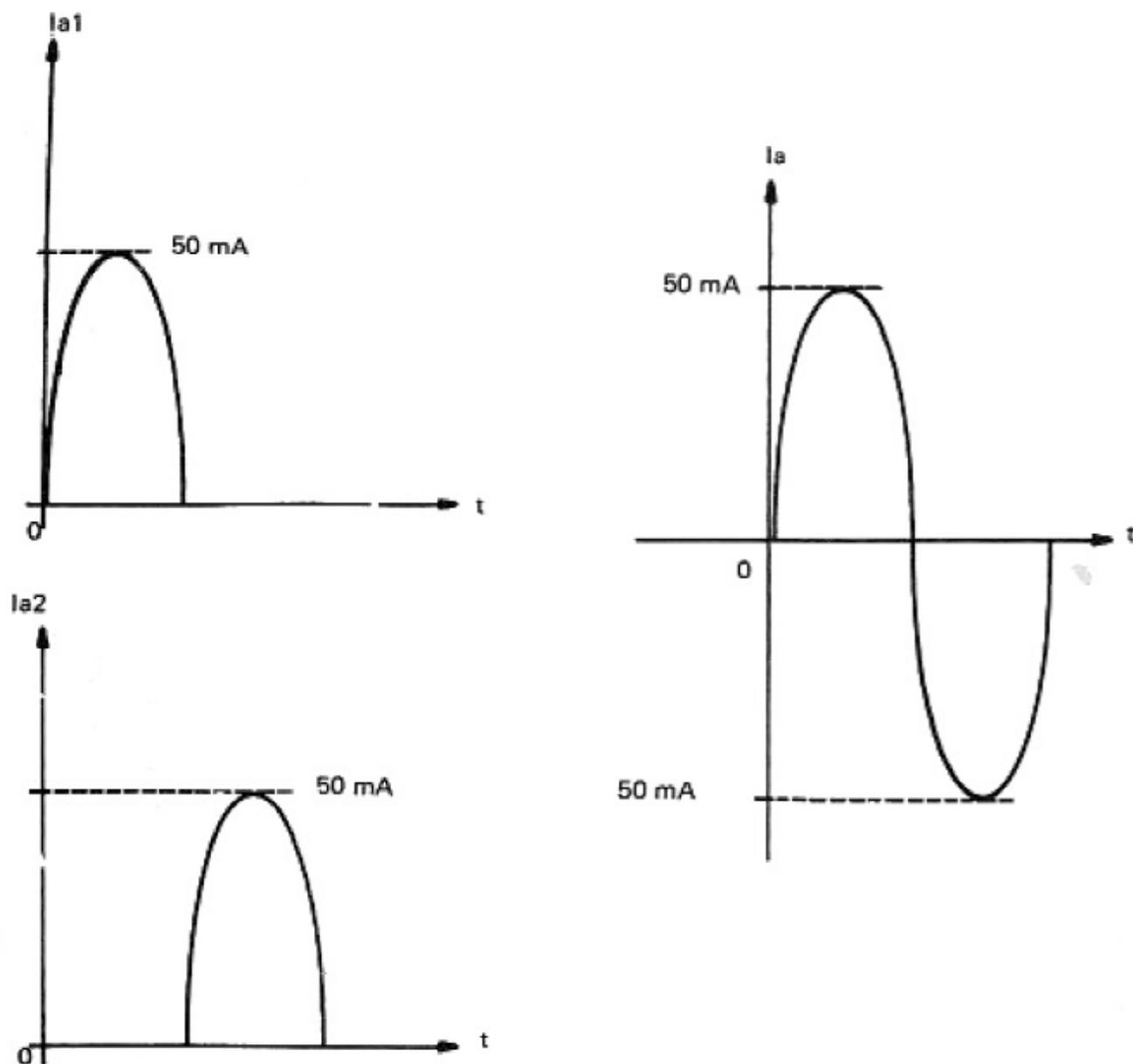


Figure 11

Dans ce montage, la tension de blocage est égale à -20 Volts et elle est obtenue grâce à une source extérieure, les signaux d'entrée sont en opposition de phase et varient entre $+20$ et -20 Volts.

Une variation de 20 Volts sur la grille entraîne une variation du courant anodique de 50 mA.



DIFFERENCE ENTRE LES COURANTS I_{a1} ET I_{a2}

Figure 13

Pour bien comprendre le fonctionnement de cet amplificateur, nous devons nous reporter à la caractéristique mutuelle de la figure 12.

Comme vous pouvez le constater, seules les alternances positives du signal sont amplifiées.

Comme les signaux d'entrée sont en opposition de phase nous pouvons en déduire que les tubes 1 et 2 conduisent alternativement.

Si nous faisons la différence entre les courants i_{a1} et i_{a2} , nous obtenons la courbe du signal de sortie qui est une sinusoïde (figure 13).

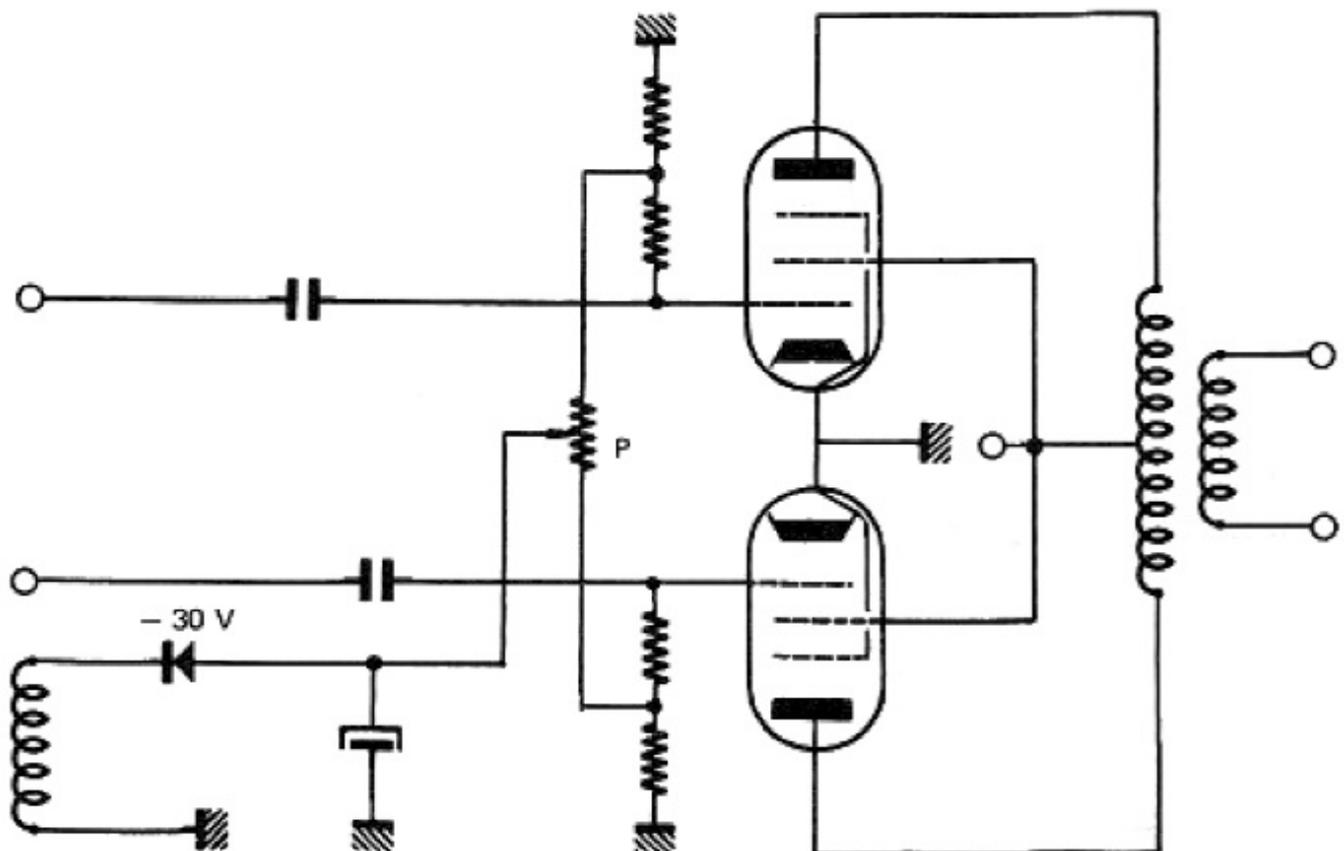


Figure 14

Nous pouvons donc conclure que l'amplificateur PUSH-PULL polarisé en classe B délivre un signal de sortie, qui a la même forme que le signal d'entrée.

Il est à noter que, par suite de l'absence de courant anodique de repos, il n'est pas possible d'utiliser la polarisation automatique de grille. Dans ce cas, il faut avoir recours à la POLARISATION FIXE.

Un exemple de polarisation fixe est donné figure 14.

Ici, la tension de polarisation $-V_{g0}$ est obtenue, grâce à un enroulement spécial du transformateur d'alimentation et à une cellule de redressement classique.

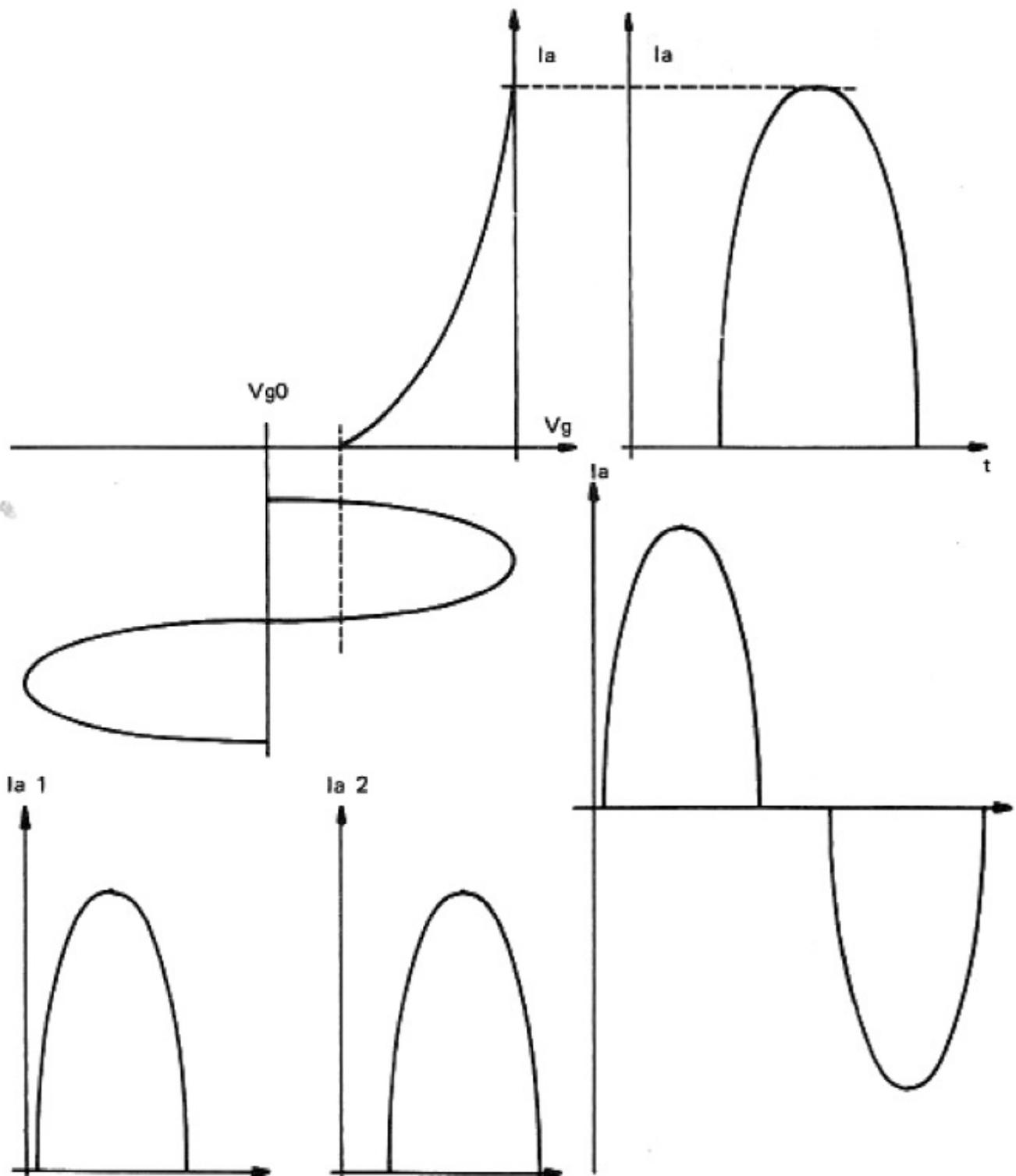
La tension négative est appliquée sur les grilles de commande, à travers un pont de résistance.

Le potentiomètre P permet de décaler légèrement le point de polarisation grille de chaque penthode, de façon à compenser, s'il y a lieu, les différences existant entre chaque tube.

Lorsque la forme du signal a peu d'importance et c'est souvent le cas en électronique industrielle, l'amplificateur PUSH-PULL peut être polarisé en classe C.

Nous obtenons ainsi une puissance très élevée, permettant d'alimenter un moteur par exemple.

Dans ce cas, le signal de sortie est composé de deux portions de sinusoïdes, de grande amplitude, comme on peut le voir sur la figure 15.



FORME DU SIGNAL DE SORTIE D'UN PUSH-PULL POLARISE EN CLASSE C

Figure 15

IV - MONTAGE DOUBLE PUSH-PULL.

Cet amplificateur est une combinaison du montage PUSH-PULL et du montage à deux tubes en parallèle.

En effet, chaque tube de PUSH-PULL est remplacé par deux tubes en parallèle. Nous obtenons ainsi le montage de la figure 16.

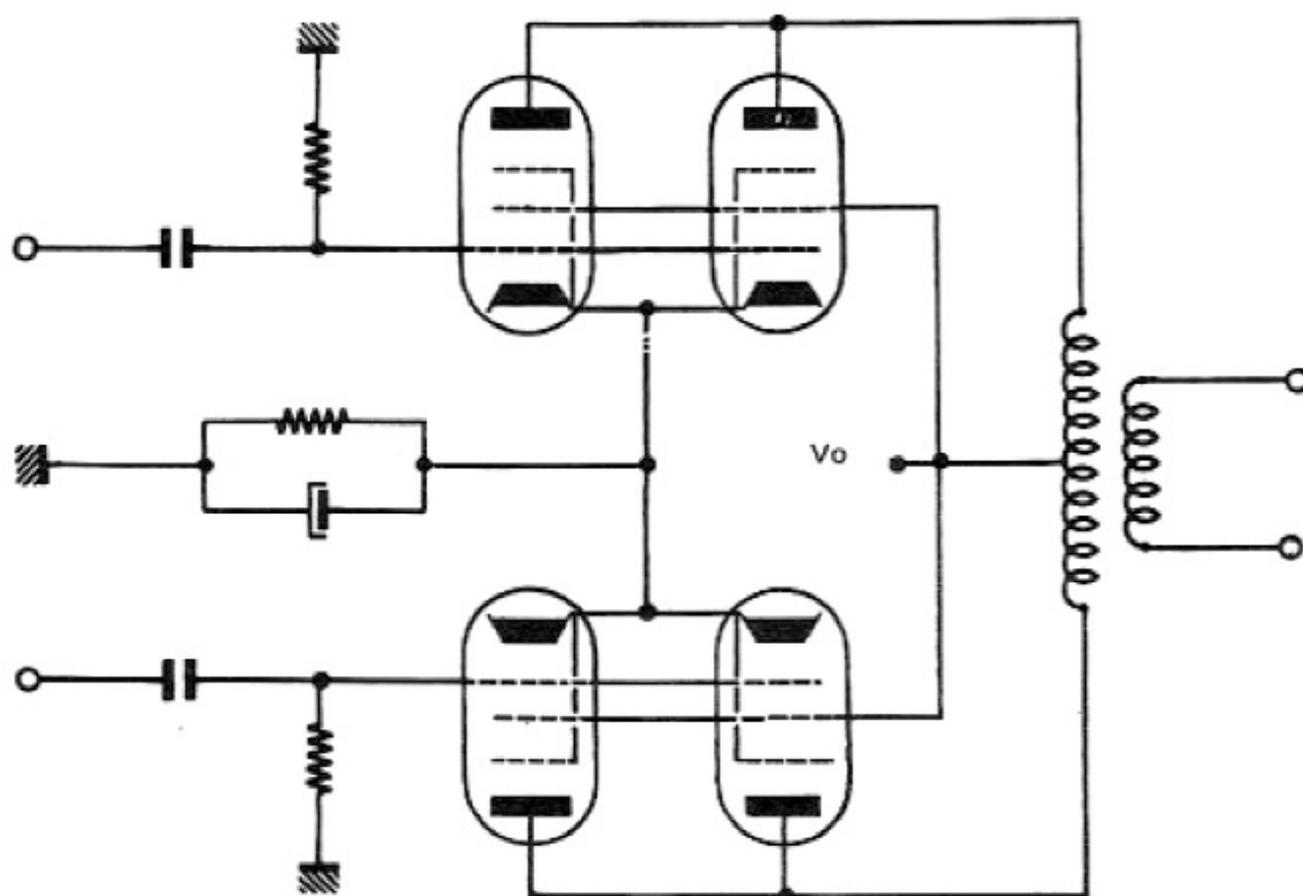


Figure 16

Nous ne nous étendrons pas sur le fonctionnement de cet amplificateur, qui est dérivé des deux montages étudiés précédemment.

V - AMPLIFICATEUR A COURANT CONTINU.

Les capteurs ou systèmes détecteurs d'erreurs, généralement utilisés en électronique industrielle, délivrent un courant continu variable dans le temps.

Ce courant peut changer de valeur à un rythme très lent ou demeurer nul pendant de longs intervalles de temps.

Le signal à amplifier correspond donc à une fréquence extrêmement basse.

Les amplificateurs à liaison par transformateurs ou par résistance-capacité n'étant pas capables de répondre à une aussi basse fréquence, il faut un amplificateur à courant continu.

Cet amplificateur, destiné aux signaux lentement variables, doit donc être à liaisons directes, sans aucun condensateur.

La figure 17 montre un amplificateur à deux étages à liaison directe.

La grille du tube V2, qui s'il n'y avait pas de polarisation grille, serait pratiquement au même potentiel positif que l'anode de V1, est ramenée au voisinage du potentiel de la masse, grâce au pont de résistance R2R3 branché entre l'anode de V1 et un point très négatif par rapport à la masse, - 150 Volts par exemple.

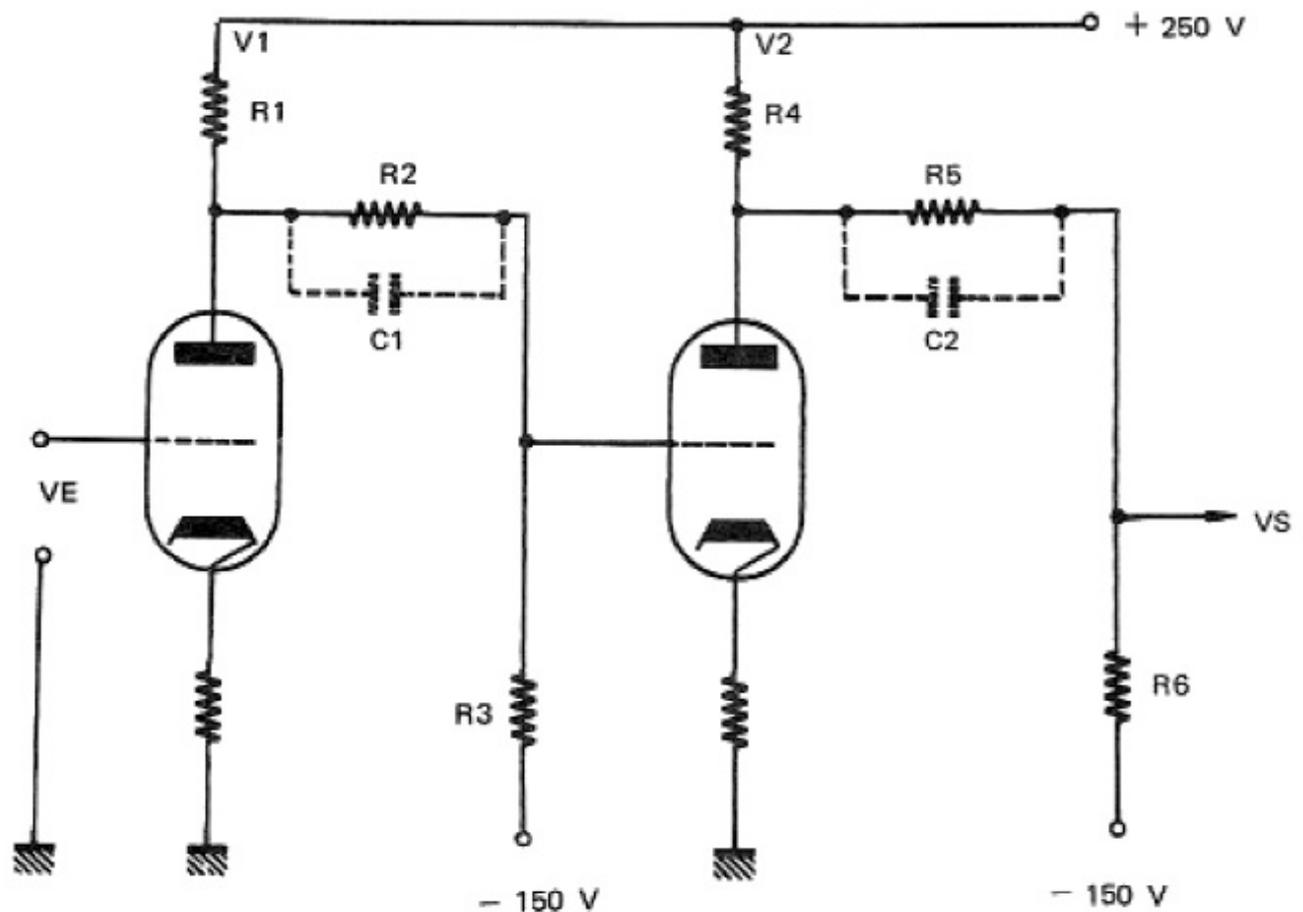


Figure 17

En plus de l'alimentation + HT habituelle, ce montage exige une deuxième alimentation négative (-150V).

Le tube V2 fonctionne donc dans des conditions normales, c'est-à-dire avec des potentiels grille et cathode voisins de la masse.

Un autre pont de résistance formé par R5 et R6 permet de ramener la tension de sortie au voisinage de la masse, lorsque la tension d'entrée est nulle.

Dans ces conditions, l'addition d'étages supplémentaires ne présente pas d'inconvénient.

Les condensateurs C1 et C2 (en pointillé sur la figure 17) améliorent la transmission des fréquences plus élevées, mais ne sont pas toujours nécessaires.

Le pont de résistance R2R3 réduit le signal appliqué à la grille de V2 dans le rapport

$$\frac{R2 + R3}{R3}$$

et le gain de l'étage est réduit d'autant.

Pour que cet affaiblissement soit faible, il faut que R3 soit aussi grand que possible par rapport à R2, ce qui conduit à choisir une valeur élevée pour la haute tension positive.

Une autre solution, consiste à remplacer R2 par un petit tube au néon. Ces tubes maintiennent une tension constante entre leurs électrodes et le signal est ainsi transmis, sans affaiblissement à l'étage suivant (figure 18).

Ces amplificateurs ont cependant un inconvénient majeur. Une faible variation du potentiel des électrodes du tube d'entrée, due par exemple à une fluctuation minime de l'émission de la cathode ou de la tension d'alimentation, apparaît amplifiée à la sortie.

Il est alors impossible de distinguer cette variation du signal proprement dit. Ce phénomène est appelé DERIVE de l'amplificateur.

On peut réduire cette dérive par une stabilisation des sources de haute tension positive et négative et souvent aussi de la tension de chauffage.

Mais la solution la plus sûre, consiste à utiliser des amplificateurs PUSH-PULL. Dans ces conditions, les variations possibles affectent les

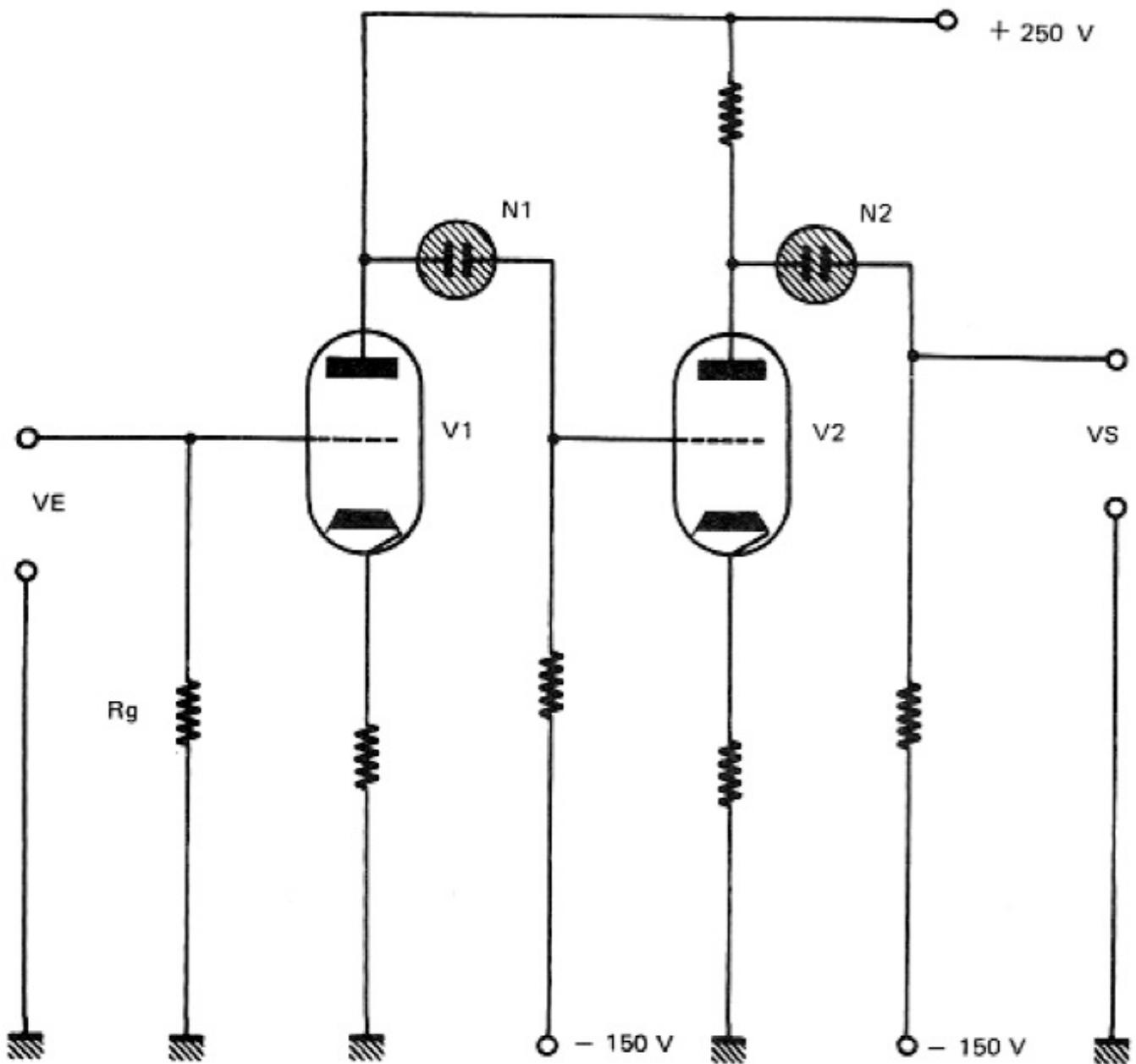


Figure 18

deux moitiés du montage et leurs effets, comme nous l'avons déjà vu, s'annulent.

La figure 19 montre le schéma d'un tel amplificateur à deux étages PUSH-PULL.

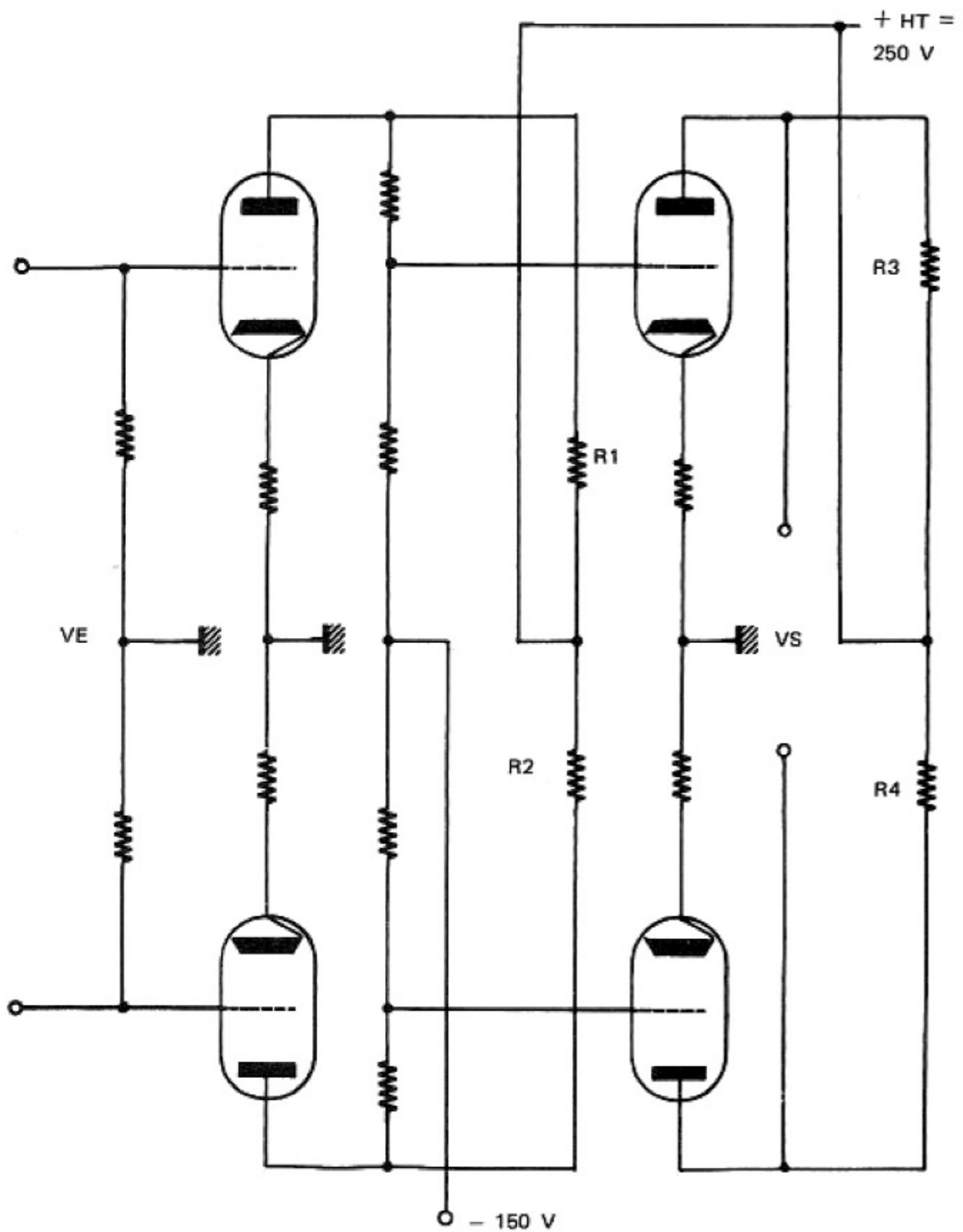


Figure 19

Ces montages PUSH-PULL sont légèrement différents de ceux que nous avons étudiés. En effet, ici la charge anodique n'est plus constituée par le primaire d'un transformateur à point milieu, mais par deux résistances de valeurs égales ($R1 = R2$ et $R3 = R4$). Cette modification ne change en rien le fonctionnement de l'amplificateur.

VI - L'AMPLIFICATION A TRANSISTORS.

VI - 1 - PARAMETRES EN h.

Les paramètres en h, dits PARAMETRES HYBRIDES, sont au nombre de quatre et sont désignés par les termes h_{11} , h_{12} , h_{21} et h_{22} .

Cette notation d'origine matricielle, peut sembler compliquée, toutefois ces paramètres sont très usuels et d'un emploi très facile.

Ils correspondent d'ailleurs tous les quatre, à des grandeurs physiques simples.

Les caractéristiques dans le système h, se définissent ainsi :

$h_{11} = V_e / I_e =$ pente de la caractéristique d'entrée = IMPEDANCE D'ENTREE.

$h_{12} = V_e / V_s =$ pente de la caractéristique de réaction = rapport de réaction en tension, de la sortie sur l'entrée.

$h_{21} = I_s / I_e =$ pente de la caractéristique de transfert = GAIN EN COURANT = β

$h_{22} = I_s / V_s =$ pente de la caractéristique de sortie = INVERSE DE LA RESISTANCE INTERNE DU COLLECTEUR = admittance de sortie.

h_{11} est mesuré en ohm,

h_{12} est un rapport, c'est-à-dire un nombre pur,

h_{21} est également un rapport,

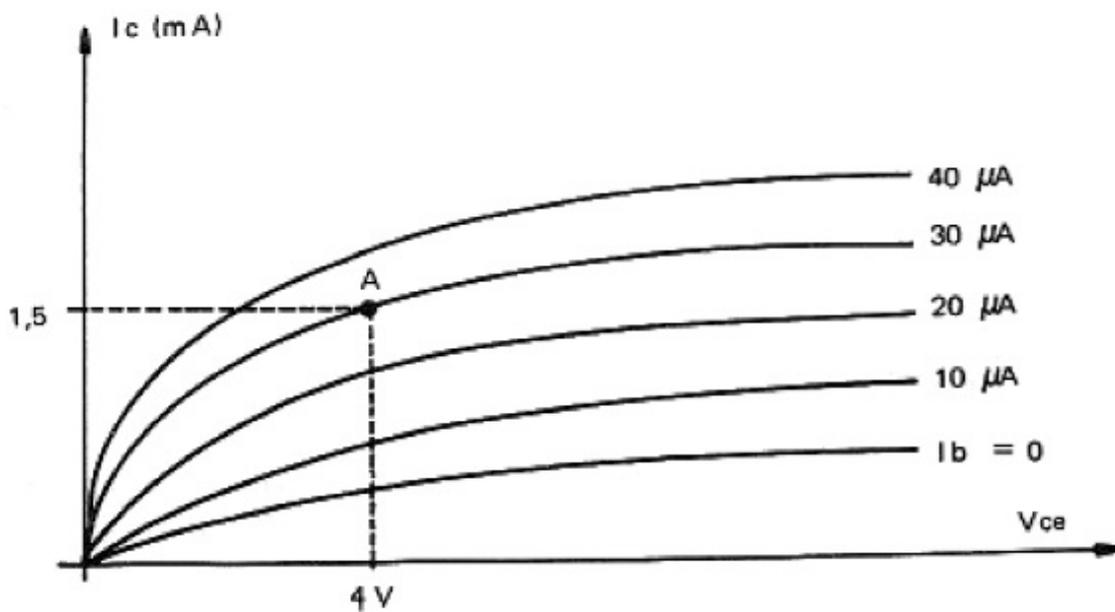
h_{22} est mesuré en siemens (l'admittance étant l'inverse de l'impédance).

C'est en raison des dimensions diverses de ces paramètres, que ceux-ci sont dits HYBRIDES.

Les abréviations V_e , V_s , I_e et I_s représentent ici des grandeurs alternatives.

Considérons maintenant un transistor dont le réseau de caractéristique $I_C - V_{CE}$ avec I_B en paramètre est donné figure 20.

Comme il s'agit ici de voir les caractéristiques du transistor en un point de travail bien défini, nous ne considérerons que le point A et son voisinage immédiat.

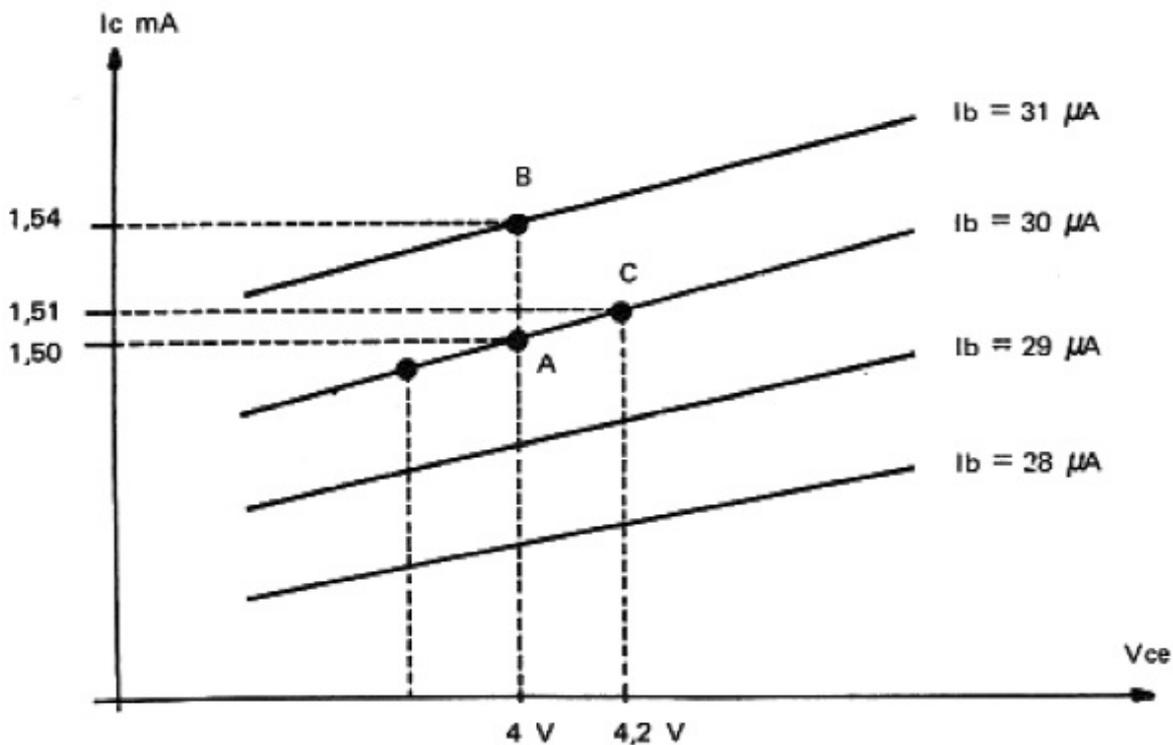


CARACTERISTIQUE $I_C - V_{CE}$ / PARAMETRE I_B

Figure 20

Ce point correspond à une tension $V_{CE} = 4 \text{ V}$, un courant $I_C = 1,5 \text{ mA}$ et un courant $I_B = 30 \mu\text{A}$.

Pour mettre en évidence le point A et son voisinage immédiat, agrandissons la partie du réseau qui nous intéresse (figure 21).



AGRANDISSEMENT DU GRAPHIQUE DE LA FIGURE 1

Figure 21

En maintenant constante la tension collecteur-émetteur à 4 V et en faisant varier de $1 \mu\text{A}$ le courant de base, c'est-à-dire en portant celui-ci de 30 à $31 \mu\text{A}$, nous voyons que le point de travail, passant de A en B, le courant collecteur augmente, passant de $1,50 \text{ mA}$, à $1,54 \text{ mA}$, soit de $40 \mu\text{A}$.

Le rapport de la variation du courant collecteur à la variation du courant de base qui lui a donné naissance est donc de 40 .

IL S'AGIT DU COEFFICIENT β OU ENCORE DE h_{21} .

Nous avons donc :

$$h_{21} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{40 \mu A}{1 \mu A} = 40$$

D'autre part, en maintenant le courant de base à une valeur constante ($30 \mu A$) et en augmentant la tension de collecteur de $0,2 V$, portant celle-ci de $4 V$ à $4 + 0,2 = 4,2 V$, le point de fonctionnement, passe de A à C.

A celui-ci correspond un accroissement du courant collecteur de $10 \mu A$.

Le quotient de cet accroissement du courant collecteur par l'augmentation de tension collecteur lui ayant donné naissance s'appelle h_{22} .

On a ainsi :

$$h_{22} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} = \frac{10 \mu A}{0,2 V} = 50 \mu \mathcal{V}$$

Comme il s'agit du quotient d'une variation d'intensité, par une variation de tension, ce coefficient représente une **CONDUCTANCE**, c'est-à-dire l'inverse d'une résistance.

On l'exprime en siemens (symbole \mathcal{V}) appelé autrefois MHO (inverse du mot OHM).

Remarquons que ce coefficient d'une valeur de $50 \mu \mathcal{V}$, est l'inverse de $20 k\Omega$.

Notons également que pour définir ces coefficients, nous avons pris le quotient des VARIATIONS, ce qui correspond à des CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES.

Pour β , on pourrait, au lieu du β dynamique prendre le β moyen, obtenu en divisant le courant de collecteur par le courant de base.

On aurait alors :

$$1500/30 = 50.$$

Pour la mesure de h_{22} par contre, on prend toujours le quotient des variations.

Ce coefficient h_{22} est tout simplement la pente de la partie presque horizontale des caractéristiques.

Cette pente est en général très faible, donc le coefficient h_{22} très petit est exprimé en micro-siemens.

Passons maintenant aux caractéristiques d'entrée.

Sur la figure 22-a, on peut voir une courbe caractéristique ($I_B - V_{BE}$ paramètre V_{CE}) où figure le point de travail A, correspondant à un courant de base de $30 \mu A$.

L'examen de cette figure, montre que dans ces conditions, pour une tension collecteur-émetteur de 4 V, la tension base-émetteur est de 250 mV.

Sur la même figure, on peut voir la caractéristique correspondant à une tension collecteur-émetteur de 6V.

Celle-ci est tellement proche de la précédente, qu'elle se confond presque avec elle.

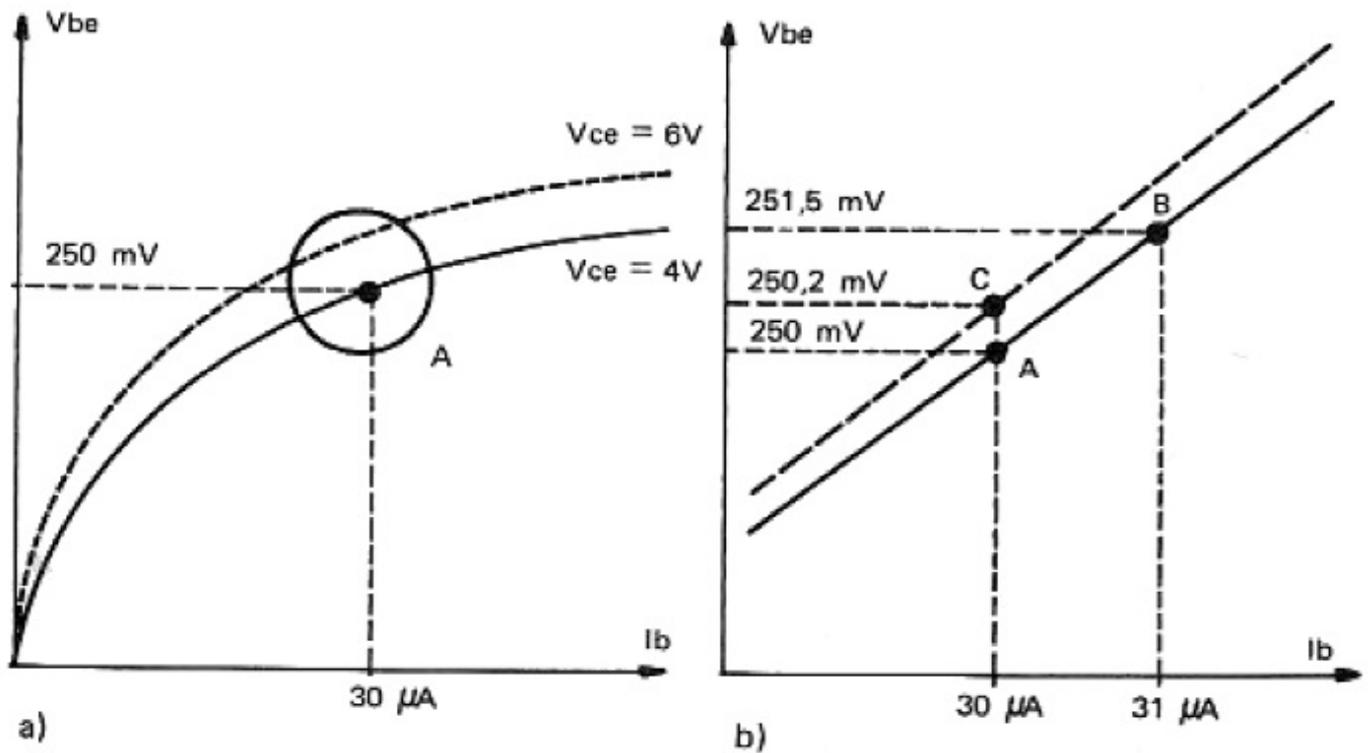


Figure 22

Cependant en agrandissant la partie qui nous intéresse (figure 22-b), on constate qu'en augmentant le courant de base de $1 \mu A$, la tension base-émetteur augmente de $1,5 mV$ (au point B cette tension est en effet de $251,5 mV$).

On peut ainsi définir le coefficient h_{11} , comme étant le quotient de la variation de tension BASE-EMETTEUR, par la variation du courant de base :

$$h_{11} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$$

Dans l'exemple donné, nous avons donc :

$$h_{11} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{1,5 \text{ mV}}{1 \mu\text{A}} = 1500 \Omega$$

Avec un courant de base de valeur constante ($30 \mu\text{A}$), si nous augmentons la tension collecteur-émetteur de 2 V , le point correspondant, passe de A en C.

Pour 2 V de variation de la tension collecteur émetteur, la tension V_{BE} a varié de 250 à $250,2 \text{ mV}$, soit de $0,2 \text{ mV}$.

On peut ainsi définir le coefficient h_{12} , comme étant le rapport de la variation de V_{BE} à la variation de V_{CE} , lui ayant donné naissance, le courant base étant maintenu à une valeur constante.

Dans l'exemple, nous avons :

$$h_{12} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} = \frac{0,2 \text{ mV}}{2 \text{ V}} = 1 \cdot 10^{-4} = 0,0001$$

Le transistor est maintenant parfaitement caractérisé par les quatre paramètres suivants, pour un régime de fonctionnement, proche de $I_C = 1,5 \text{ mA}$ et $V_{CE} = 4 \text{ V}$:

$$h_{11} = 1500 \Omega$$

$$h_{12} = 1 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{21} = 40$$

$$h_{22} = 50 \mu\text{S}.$$

A l'aide des paramètres h , nous pouvons définir une autre grandeur caractéristique du transistor : la pente.

Cette pente est le quotient de la variation du courant collecteur, par la variation de tension base-émetteur lui ayant donné naissance, la tension collecteur-émetteur étant constante.

Cette notion de pente a d'ailleurs été examinée lors de l'étude des tubes électroniques.

On trouve les relations suivantes :

- Une variation de tension ΔV_{BE} , provoque une variation du courant de base de :

$$\Delta I_B = \frac{\Delta V_{BE}}{h_{11e}}$$

- Une variation du courant de base ΔI_B , provoque une variation du courant collecteur de :

$$\Delta I_C = h_{22e} \Delta I_B$$

Nous voyons ainsi que :

$$\Delta I_C = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} \Delta V_{BE}$$

Le rapport de la variation du courant collecteur à la variation de tension base, ou pente (désignée par S) vaut donc :

$$S = \frac{h_{21e}}{h_{11e}}$$

Dans le cas du transistor pris en exemple, pour un courant collecteur de 1,5 mA, cette pente est donc de $40 : 1,5 = 26,5 \text{ mA/V}$.

Après avoir défini ces paramètres, voyons les équations classiques liant la variation de tension base-émetteur d'une part, et la variation du courant collecteur d'autre part, aux variations du courant base et tension collecteur-émetteur.

Ces équations sont les suivantes :

$$\Delta V_{BE} = h_{11e} \Delta I_B + h_{12e} \Delta V_{CE}$$

$$\Delta I_C = h_{21e} \Delta I_B + h_{22e} \Delta V_{CE}$$

Très souvent dans les ouvrages techniques, le signe Δ est omis, mais il S'AGIT TOUJOURS DE COMPOSANTES ALTERNATIVES.

Quant aux paramètres des deux autres montages (base commune et collecteur commun) ils se déduisent facilement des paramètres h , relatifs au montage émetteur commun.

Il s'agit en réalité de formules donnant des résultats approchés, mais il est inutile de rechercher une grande précision, les paramètres initiaux étant eux-mêmes définis avec une tolérance assez importante.

Tout d'abord, précisons qu'au même titre que nous avons h_{11e} par exemple pour le montage en émetteur commun, nous aurons h_{11b} et h_{11c} pour les montages en base commune et collecteur commun.

Ainsi, à partir des paramètres h_e , nous aurons :

$$- h_{11b} = \frac{h_{11e}}{h_{12e}} \text{ ou encore } \frac{h_{11e}}{\beta}$$

- le second paramètre h_{12b} exprime le rapport de la variation de tension émetteur-base à la variation de tension collecteur-base lui ayant donné naissance (avec un courant d'émetteur constant).

Ce paramètre est encore plus petit que h_{12e} .

On peut le considérer comme nul.

- h_{21b} ou α . La relation qui lie ce coefficient α au coefficient β est connue (voir leçons SEMI-CONDUCTEURS).

Il suffit d'en modifier l'expression algébrique, pour obtenir :

$$h_{21b} = \frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}} \text{ soit } \frac{\beta}{1 + \beta}$$

Il reste enfin le quatrième paramètre :

$$h_{22b} = \frac{h_{22e}}{h_{21e}}$$

Passons maintenant au montage COLLECTEUR COMMUN.

Le paramètre correspondant à la résistance d'entrée, c'est-à-dire h_{11c} est égal au paramètre h_{11e} .

En effet, pour mesurer cette résistance d'entrée, l'émetteur doit être maintenu à un potentiel constant par rapport au collecteur.

Dans ces conditions, il n'y a aucune différence entre les deux montages.

- h_{12c} traduit le rapport de la variation de tension base-collecteur à la variation de tension émetteur-collecteur, le courant de base étant constant.

Nous savons que la jonction base-émetteur est polarisée dans le sens direct donc que la tension aux bornes de cette jonction est très faible.

LE PARAMETRE h_{12c} EST DONC PROCHE DE L'UNITE.

- h_{21c} est très voisin du coefficient β ou h_{21e} . En effet, il exprime le rapport entre les variations du courant émetteur et les variations du courant base. Or, d'après la définition du paramètre h_{21e} ou β , on a :

$$\Delta I_C = \beta \Delta I_B \text{ et } \Delta I_e = \Delta I_C + \Delta I_B, \text{ donc } \Delta I_e = (\beta + 1) \Delta I_B$$

et par conséquent :

$$h_{21c} = 1 + \beta = 1 + \beta = 1 + h_{21e}$$

Le coefficient h_{21e} ou β étant généralement assez grand par rapport à l'unité on peut en pratique confondre h_{21c} et h_{21e} .

Quant à h_{22c} , il est égal au paramètre h_{22e} .

Après cette introduction aux paramètres des transistors, nous allons voir les trois montages fondamentaux.

VI - 2 - MONTAGES FONDAMENTAUX

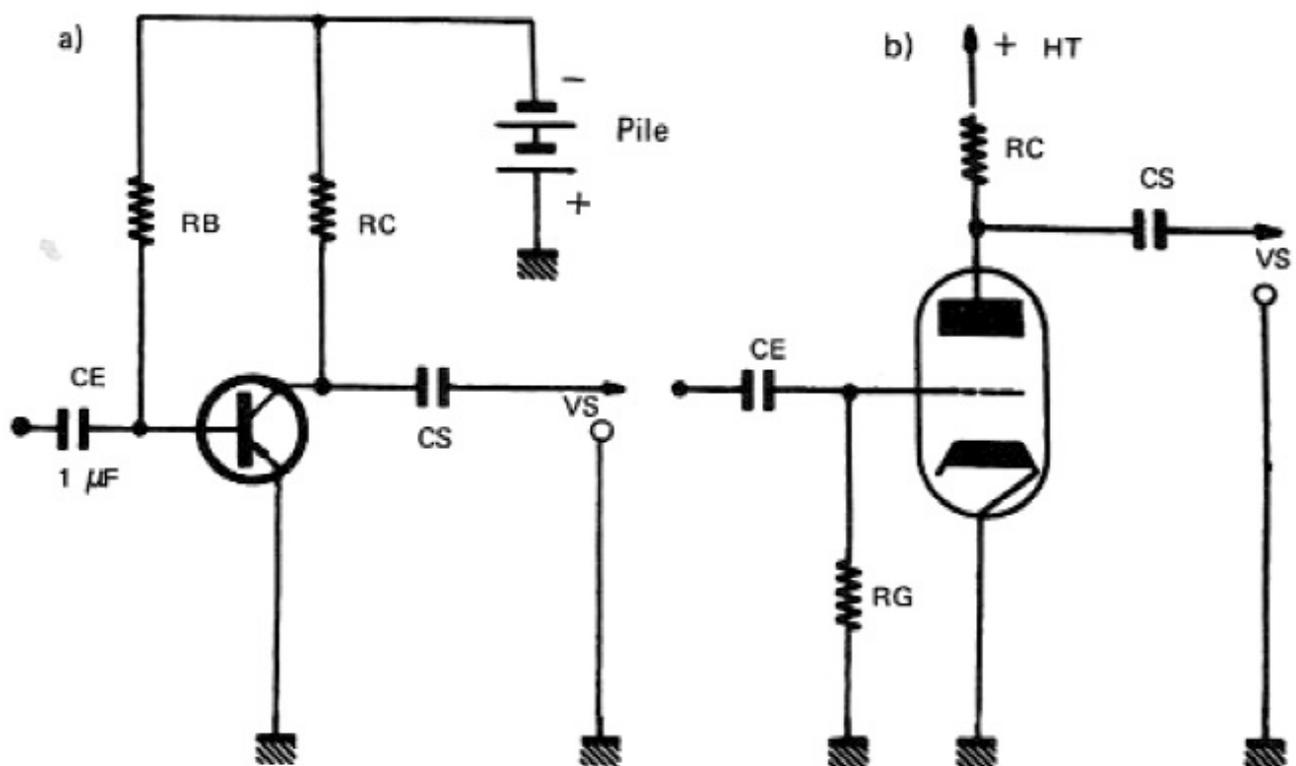
Nous allons examiner dans ce chapitre, les trois dispositions fondamentales de montage du transistor, du point de vue courants alternatifs.

Afin d'illustrer quelques analogies utiles, nous ferons figurer à côté de chacun des trois types de montage transistorisé, le schéma équivalent avec une triode.

Pour bien comprendre ces analogies, il faut se souvenir que les électrodes d'un transistor, c'est-à-dire le COLLECTEUR, la BASE et l'EMETTEUR peuvent être comparés à l'ANODE, la GRILLE et la CATHODE d'une triode.

VI - 2 - 1 - MONTAGE EMETTEUR A LA MASSE.

Le montage **EMETTEUR A LA MASSE**, plus connu sous le nom d'**EMETTEUR COMMUN** (abréviation **EC**) est représenté figure 23-a et le schéma équivalent avec triode, figure 23-b.



MONTAGE EMETTEUR COMMUN

Figure 23

Le montage **EMETTEUR COMMUN** est le plus fréquemment utilisé des trois montages à transistors, de même que le montage **CATHODE A LA MASSE** est le plus courant des circuits à tubes électroniques.

Dans ce montage, l'émetteur est l'électrode commune aux circuits d'entrée et de sortie.

Le transistor est polarisé par un courant de base constant, la tension délivrée par la pile étant élevée par comparaison avec la tension d'entrée V_{BE} .

C'est la disposition la plus simple, puisqu'elle n'exige qu'une seule source d'alimentation.

Par contre, sa stabilité en continu est mauvaise. La température provoque une forte augmentation du courant collecteur, pouvant provoquer "l'emballement" thermique.

Les équations du fonctionnement sont :

$$I_C = I_{CEO} + \beta \cdot I_B \text{ et}$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

Le courant de collecteur doit toujours être supérieur à I_{CEO} , qui peut devenir trop grand lorsque la température s'élève (premier inconvénient).

D'autre part, il y a de larges écarts de β , d'un transistor à un autre du même type (second inconvénient).

LE GAIN EN COURANT est donné par la formule :

$$G_i = \frac{h_{21e}}{1 + (h_{22e} \times R_C)}$$

Quant à la résistance d'entrée R_E du transistor, elle est donnée par la formule :

$$R_E = h_{11e} - (G_i \times h_{12e} \times R_C).$$

Il faut remarquer que le terme soustractif a en général un effet pratiquement négligeable, en raison de la très faible valeur de h_{12e} .

En négligeant ce terme, on a donc :

$$R_E = h_{11e}.$$

Connaissant les valeurs de G_i et de R_E , on peut facilement calculer le gain en tension :

$$G_v = G_i \frac{R_C}{R_E}$$

Quant au gain en puissance, il est toujours donné par le produit du gain en courant par le gain en tension ($G_p = G_i \times G_v$), mais en tenant compte de la formule précédente donnant le gain en tension, le gain en puissance, peut être trouvé directement à partir du gain en courant, par la formule suivante :

$$G_p = G_i^2 \times \frac{R_C}{R_E}$$

Il reste encore à calculer la résistance de sortie R_s du transistor.

Les formules utilisées en général, donnent la conductance de sortie g_c , qui pour le montage en EMETTEUR COMMUN est pratiquement égale à h_{22e} . On a donc :

$$g_c = h_{22e} \text{ et}$$

$$R_s = 1/g_c = 1/h_{22e}.$$

En ce qui concerne les valeurs de R_C et R_B , on peut les calculer très simplement, même si l'on ne dispose pas des courbes caractéristiques des transistors, mais en négligeant évidemment le courant résiduel I_{CE0} .

Ce calcul approximatif est suffisant, à condition que la valeur de I_C soit d'environ cinq fois plus grande que celle du courant I_{CEO} .

Il suffit d'une simple application de la Loi d'Ohm.

Nous avons :

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C}$$

Par contre le calcul de la valeur de R_B est beaucoup plus approximatif, car on commet une première erreur dans le calcul de I_B (puisque'on néglige I_{CEO}) et une seconde erreur en négligeant la tension V_{BE} .

La valeur de I_B est obtenue facilement en divisant I_C par β .

On obtient ainsi :

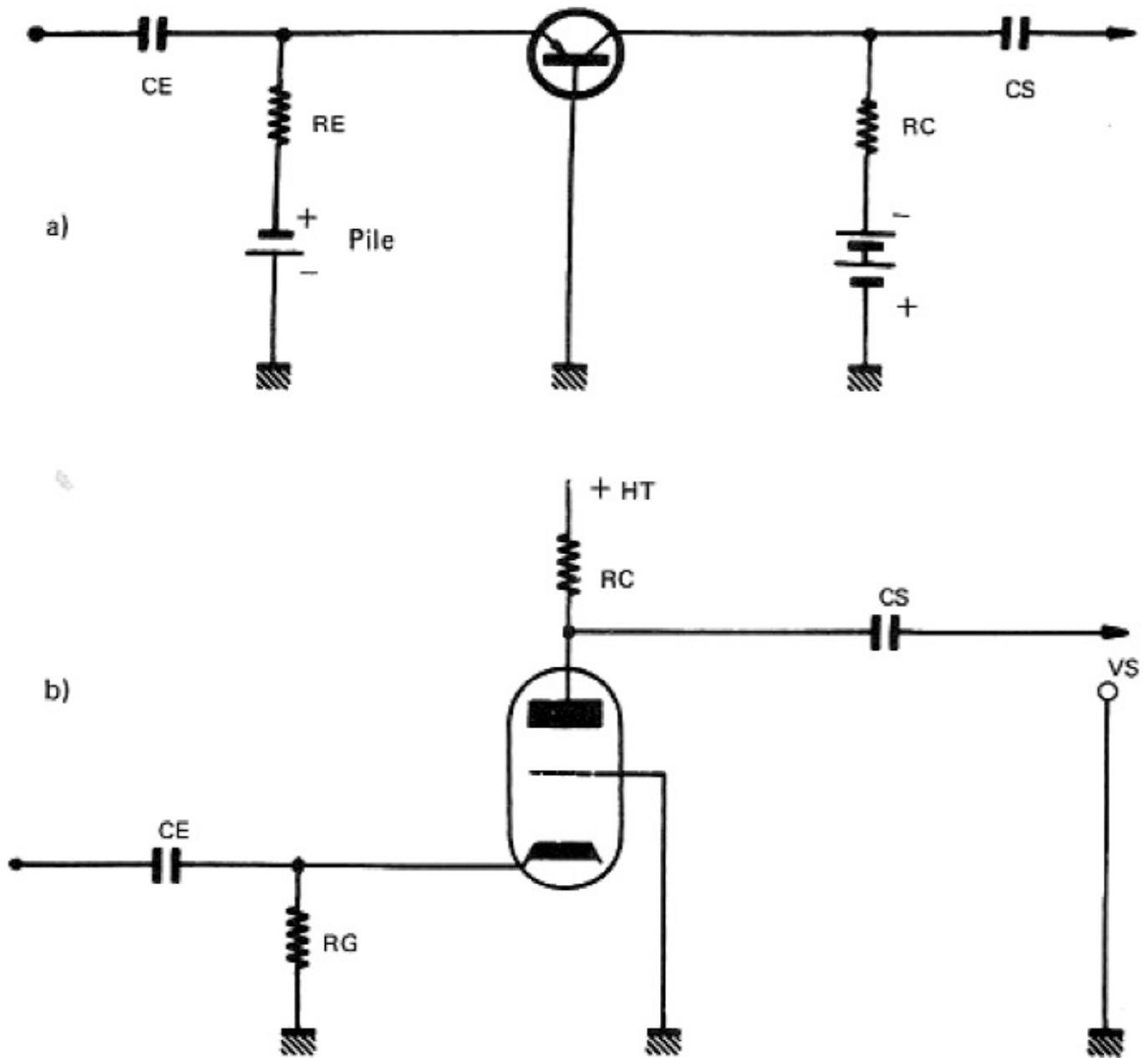
$$I_B = I_C / \beta \text{ et on applique ensuite la Loi d'Ohm } R_B = V_{CC} / I_B.$$

A l'aide des courbes caractéristiques, le calcul est évidemment très précis, car l'on peut tenir compte des facteurs I_{CEO} et V_{BE} .

VI - 2 - 2 - MONTAGE BASE A LA MASSE

Le montage BASE A LA MASSE encore appelé BASE COMMUNE (abréviation BC) est représenté figure 24-a et le schéma équivalent avec triode, figure 24-b.

Dans ce montage, le signal d'entrée est appliqué sur l'émetteur et la base et l'électrode commune aux circuits d'entrée et de sortie.



MONTAGE BASE COMMUNE

Figure 24

Le gain en courant est donné par la formule :

$$G_i = \frac{h_{21b}}{1 + h_{22b} \times R_C}$$

La résistance d'entrée est de :

$$R_E = h_{11b} (G_i \times h_{12b} \times R_C).$$

A partir de celle-ci, on peut définir le gain en tension :

$$G_v = G_i \frac{R_C}{R_E}$$

et le gain en puissance :

$$G_p = G_i^2 \frac{R_C}{R_E}$$

Quant à la résistance de sortie R_s , on la calcule à partir de la conductance de sortie g_c . Dans le cas du montage en base commune, on ne peut pas admettre que g_c soit simplement égal à h_{22b} , d'où la formule suivante :

$$g_c = h_{22b} + \frac{h_{21b} \times h_{12b}}{h_{11b} + R_G}$$

Pour R_G , on doit considérer toutes les résistances pouvant se trouver entre l'émetteur et la masse et entre l'émetteur et la source de polarisation.

La valeur de R_G est donnée pour la mise en parallèle de ces résistances. Dans le cas de la figure 24, pour R_G , il suffit évidemment de

considérer la seule résistance existant dans le circuit, c'est-à-dire R_E .

On trouve ensuite R_s , en appliquant la formule :

$$R_s = 1/g_c.$$

Pour déterminer rapidement les valeur de R_C et R_E , il suffit de faire deux approximations, qui en pratique sont tout à fait acceptables.

On admet que $I_C = I_E$ (ce qui est presque vrai, puisque α est très peut différent de 1 et que I_{CBO} est négligeable par rapport à I_C).

On peut admettre aussi que la tension V_{EB} est négligeable devant la tension V_E (V_E est en effet de quelques volts, alors que V_{EB} est comprise entre 0,1 et 0,2 V environ).

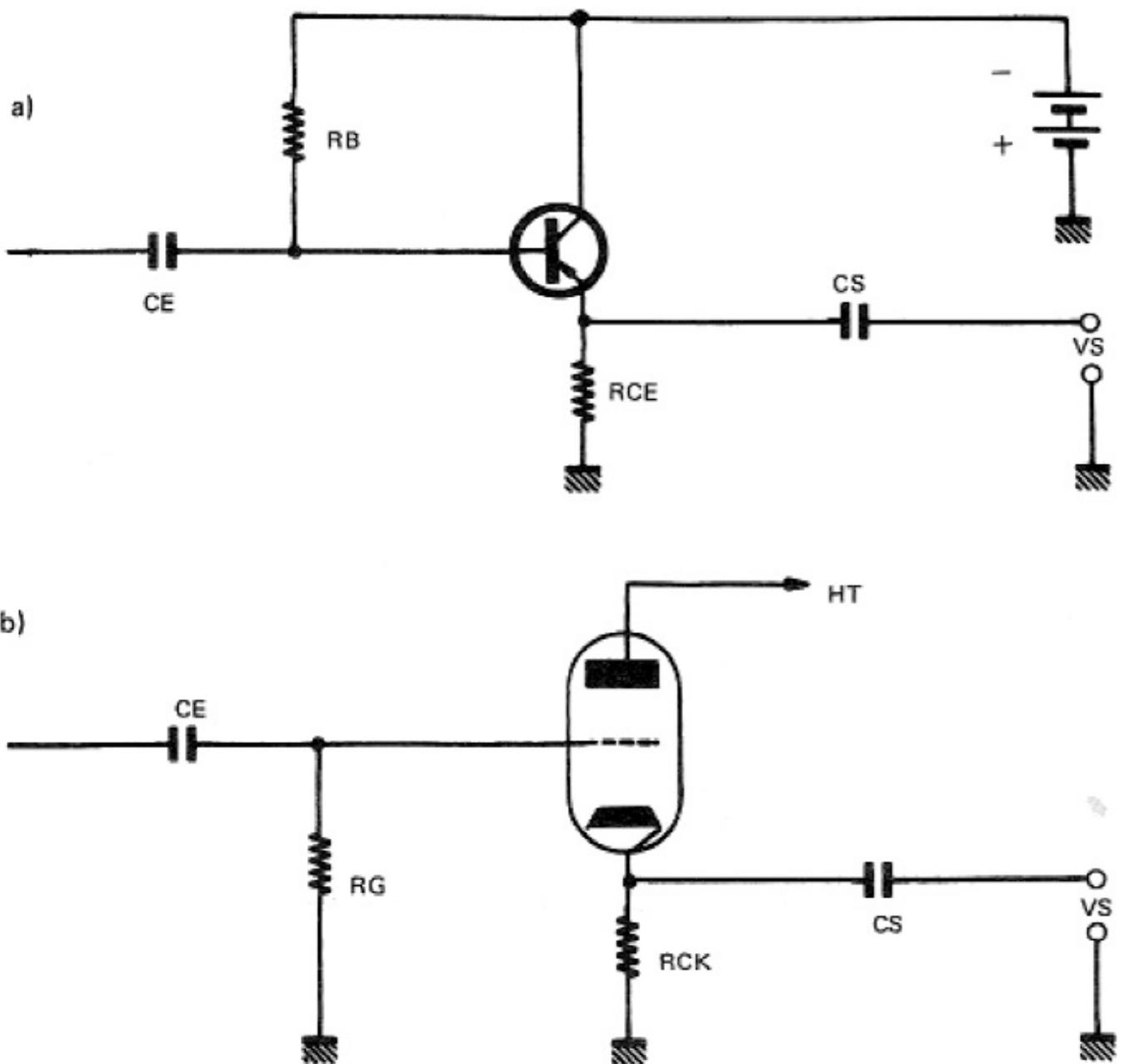
Avec ces simplifications, les valeurs des deux résistances peuvent être calculées facilement, à l'aide des deux formules suivantes :

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CB}}{I_C} \quad \text{et} \quad R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{V_E}{I_C}$$

VI - 3 - MONTAGE COLLECTEUR A LA MASSE

Le montage COLLECTEUR A LA MASSE ou COLLECTEUR COMMUN est donné figure 25-a et le schéma équivalent avec triode, figure 25-b.

Ce montage correspond au circuit CATHODYNE des tubes à vide. Pour cette raison, on l'appelle souvent MONTAGE à EMETTEUR SUIVEUR (pour les tubes on dit CATHODE SUIVEUSE). Il est encore appelé EMETTODYNE.



MONTAGE COLLECTEUR COMMUN

Figure 25

Le signal d'entrée est appliqué sur la base et la sortie est prise sur l'EMETTEUR, sur lequel on trouve donc la résistance de charge (R_{CE}).

Le collecteur est commun aux circuits d'entrée et de sortie.

En effet, du point de vue alternatif, les électrodes peuvent être reliées à la masse ou à la source d'alimentation.

Dans les deux cas l'effet est le même, la source d'alimentation se comportant comme un court-circuit pour les tensions variables.

Dans ce montage, le gain de tension ne peut dépasser 1 (comme c'est le cas dans le montage cathodyne) et le gain de puissance est faible.

Le montage COLLECTEUR COMMUN est, comme le circuit CATHODYNE, utilisé en ADAPTATEUR D'IMPEDANCE (forte impédance d'entrée et faible impédance de sortie).

On peut utiliser avec ce circuit, les mêmes formules que celles utilisées dans le montage BASE COMMUNE, en remplaçant les paramètres h_b par les paramètres h_c .

Ce montage étant peu employé, ces paramètres ne figurent généralement pas sur les manuels.

Aussi, on a recours à d'autres formules à partir des paramètres h_e .

Pour le gain en courant, on a :

$$G_i = \frac{1 + h_{21e}}{1 + (h_{22e} \times R_{CE})}$$

La valeur de la résistance d'entrée est donnée par la formule :

$$R_E = h_{11e} + (G_i \times R_{CE})$$

Pour le gain en tension, on applique :

$$G_v = G_i \frac{R_{CE}}{R_E}$$

et pour le gain en puissance :

$$G_p = G_i^2 \frac{R_{CE}}{R_E}$$

Pour le calcul de la résistance de sortie R_s , on détermine d'abord la conductance de sortie g_e .

La valeur de R_G qui apparaît dans la formule est donnée par la mise en parallèle de R_B avec les éventuelles résistances pouvant se trouver entre la base et la source d'alimentation ou entre la base et la masse.

Dans le cas de la figure 25 nous avons $R_G = R_B$.

$$g_e = h_{22e} + \frac{1 + h_{21e}}{h_{11e} + R_G}$$

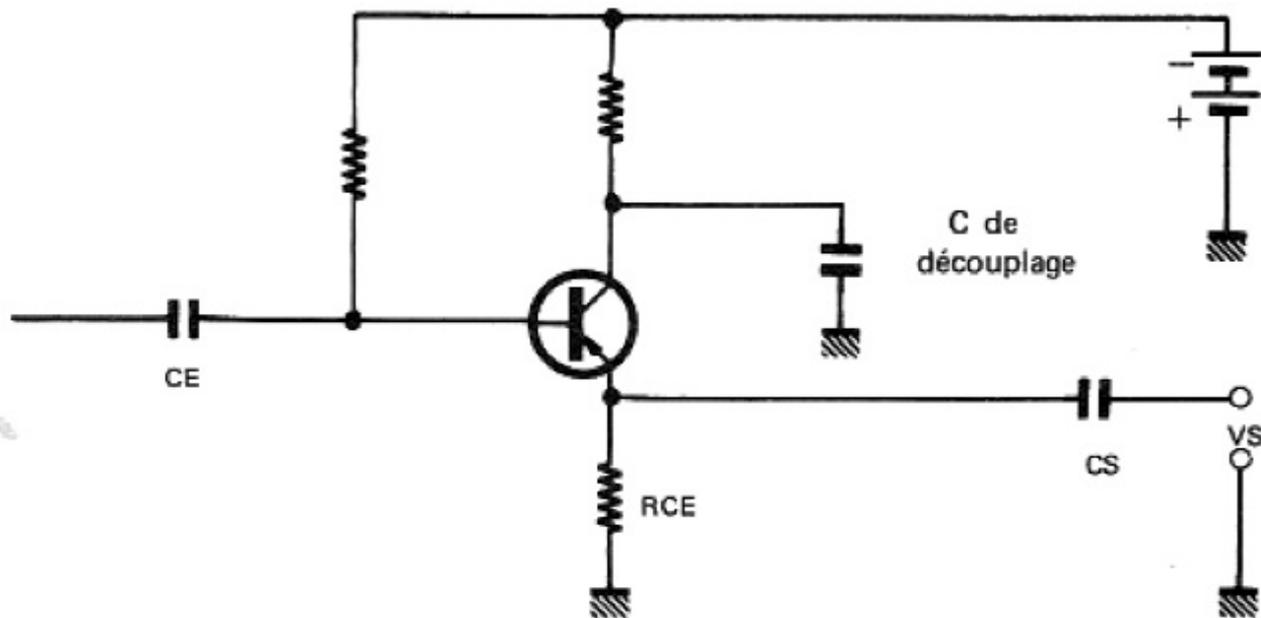
$$R_s = 1/g_e.$$

Enfin, on calcule les valeurs de R_B et R_{CE} de la même façon que dans le cas précédent.

Si la tension fournie par l'alimentation est trop élevée, il est évidemment possible d'insérer une résistance chutrice entre celle-ci et le collecteur.

Cependant, pour que celui-ci soit à la masse vis-à-vis des signaux

variables, il convient de découpler cette résistance par un condensateur (figure 26).



MONTAGE COLLECTEUR COMMUN

Figure 26

VI - 4 - PROPRIETES GENERALES DES TROIS TYPES D'AMPLIFICATEURS

Le tableau de la figure 27 résume les propriétés générales essentielles, des trois types d'amplificateurs que nous venons de voir.

On peut donc faire les conclusions suivantes :

- LE MONTAGE EN EMETTEUR COMMUN est indiqué, lorsque

l'on désire obtenir un fort gain en tension et en courant, c'est-à-dire avoir un gain en puissance élevée.

	EMETTEUR COMMUN	BASE COMMUNE	COLLECTEUR COM.
GAIN en courant	élevé	faible	élevé
GAIN en tension	élevé	élevé	faible
GAIN en puissance	élevé	moyen	moyen
Résistance d'entrée	moyenne	faible	élevée
Résistance de sortie	moyenne	élevé	faible
Tension de sortie et d'entrée	en opposition de phase	en phase	en phase
Courants de sortie et d'entrée	en phase	en opposition de phase	en phase

PROPRIETES DES TROIS MONTAGES

Figure 27

– LE MONTAGE BASE COMMUNE est surtout adapté aux cas où l'on ne désire qu'un gain en tension, ou aux cas où le transistor ne doit servir que d'élément de liaison entre un circuit à faible résistance et un à résistance élevée.

- Enfin le MONTAGE COLLECTEUR COMMUN sert dans les cas où l'on ne désire obtenir qu'un gain en courant, ou lorsque l'on désire passer d'un circuit à forte résistance à un circuit à faible résistance.

VII - STABILISATION THERMIQUE.

Comme nous l'avons vu dans les leçons SEMI-CONDUCTEURS, la température a une influence sur les caractéristiques des transistors, influence pouvant aller jusqu'à provoquer la destruction de ces composants.

Il faut cependant remarquer avant tout, qu'en pratique, il n'y a vraiment que le montage EMETTEUR COMMUN, pour lequel l'effet de la température soit sensible.

En effet, le montage BASE COMMUNE est déjà stable du point de vue thermique, de par sa nature même et le montage COLLECTEUR COMMUN a également un coefficient de stabilité S , en général faible, en raison de la résistance R_E de valeur relativement élevée.

Précisons que le coefficient de stabilité S , indique de combien de fois l'accroissement du courant I_C , dû à une certaine élévation de la température, est plus grand que l'accroissement correspondant du courant résiduel I_{CBO} , soit :

$$S = \frac{\text{accroissement de } I_C}{\text{accroissement de } I_{CBO}}$$

Il suffit donc en pratique de considérer uniquement l'amplificateur à émetteur commun.

Tous les circuits utilisés pour la stabilisation thermique font appel à la CONTRE REACTION.

Etant donné que de tels circuits tendent à maintenir constant le courant de collecteur, qu'elle que soit la cause qui tente de le faire varier, il est évident que la contre-réaction est en mesure d'annuler l'effet de la température.

Il faut souligner également que des transistors d'un même type peuvent avoir des caractéristiques assez différentes, donc que leur remplacement peut entraîner une variation prohibitive du courant de repos.

En conclusion, l'avantage des circuits de polarisation STABILISES es double :

a) ils évitent de fortes variations du courant de repos lorsque la température augmente,

b) dans le cas du remplacement d'un transistor par un autre, ils rendent le circuit moins sensible aux tolérances des caractéristiques.

VII - 1 - STABILISATION PAR CONTRE-REACTION DE COLLECTEUR.

Le schéma le plus simple d'un circuit de POLARISATION STABILISEE est donné figure 28.

La résistance R_B est reliée au collecteur, au lieu d'être branchée directement au pôle négatif de la pile.

De cette manière, si pour une raison quelconque, le COURANT COLLECTEUR AUGMENTE, LE COURANT DE BASE DIMINUE AUTOMATIQUEMENT, s'opposant à une augmentation ultérieure du courant collecteur.

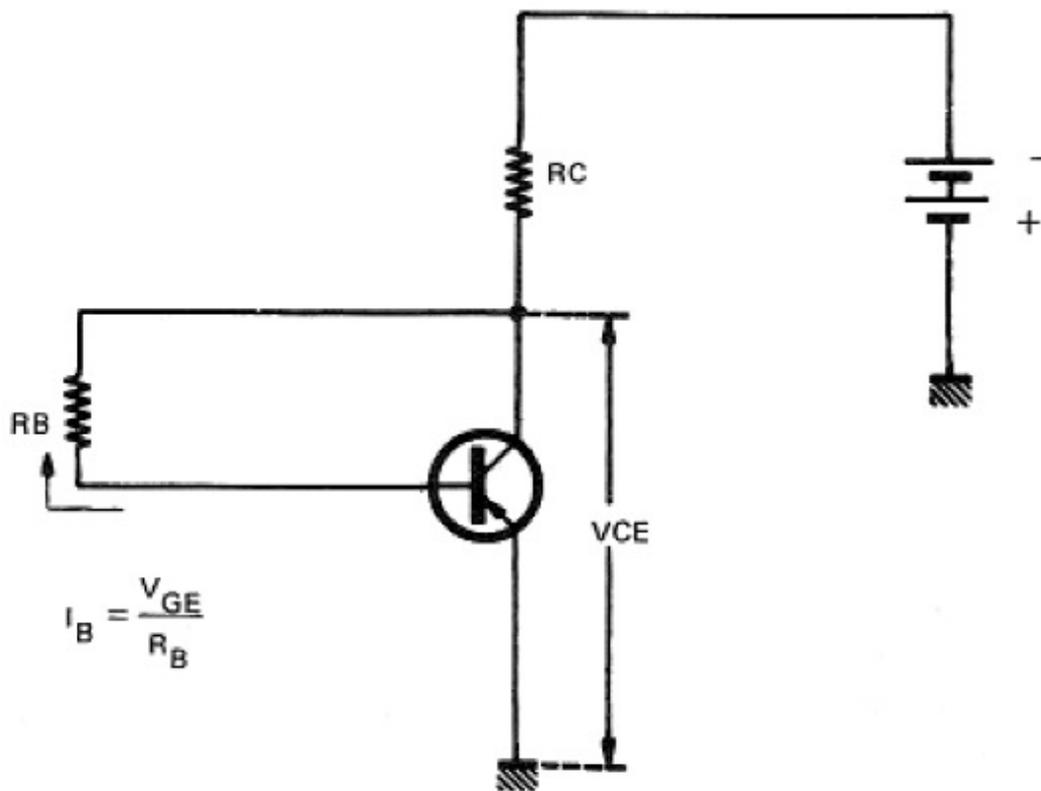
En effet, lorsque le courant collecteur augmente la tension V_{CE} diminue, de même que la tension alimentant la résistance R_B .

Dans ces conditions, le courant I_B diminue également et entraîne une diminution du courant I_C .

Grâce à ce montage, on obtient ainsi une action qui s'oppose à l'augmentation de I_C .

Par un raisonnement analogue, on peut voir que cette contre-réaction se manifeste aussi pour une DIMINUTION DE I_C , celle-ci entraînant alors une AUGMENTATION DE I_B .

Le circuit de la figure 28 a donc la propriété de s'opposer à une variation quelconque du courant collecteur, c'est-à-dire qu'il TEND A MAINTENIR CONSTANT LE COURANT I_C .

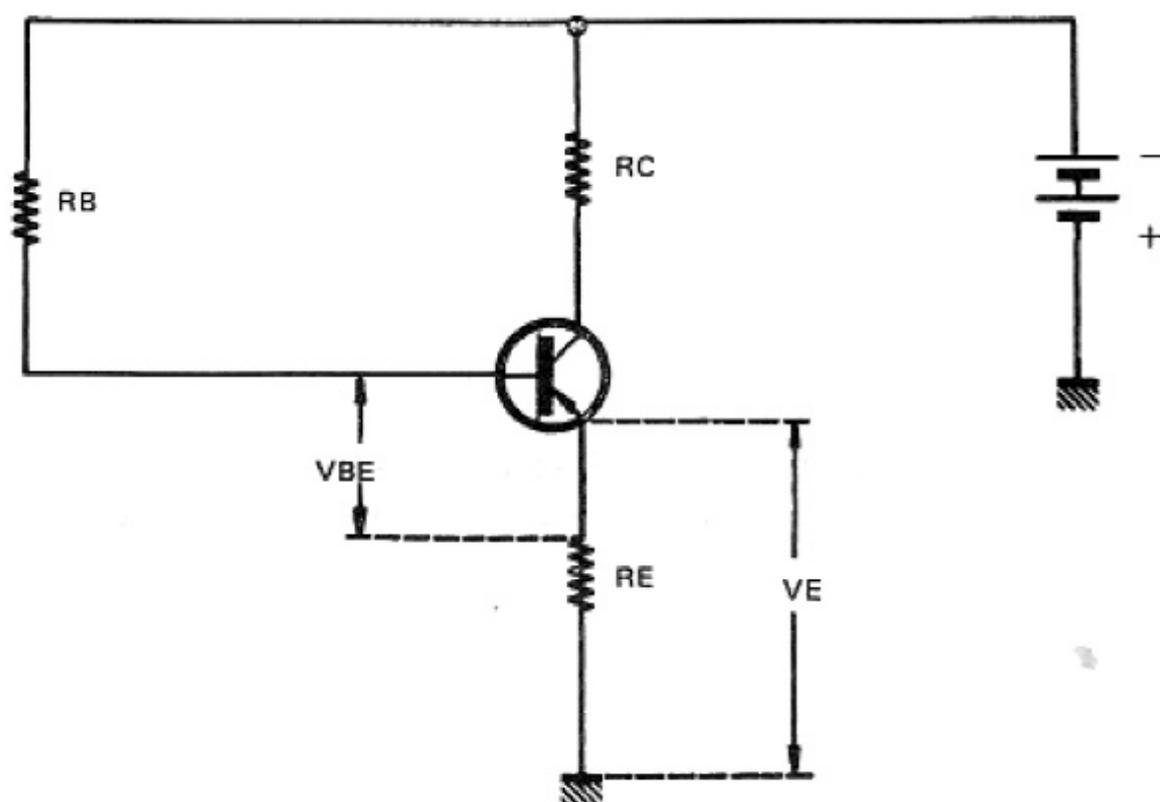


STABILISATION PAR CONTRE REACTION DE COLLECTEUR

Figure 28

VII - 2 - STABILISATION PAR CONTRE-REACTION D'EMETTEUR.

Un autre type de circuit dont la propriété est de maintenir constant le courant de collecteur est illustré figure 29.



STABILISATION PAR CONTRE-REACTION D'EMETTEUR

Figure 29

Dans ce cas, la contre-réaction est obtenue en intercalant une résistance R_E dans le circuit de l'émetteur.

Pour voir comment se manifeste la contre-réaction, il suffit de remarquer que le courant de base est déterminé par la valeur de la tension qui s'établit aux bornes de R_B et que cette tension est d'autant plus faible que le courant d'émetteur est plus élevé.

En effet, l'émetteur est polarisé à la tension $V_E = R_E \times I_E$ et ainsi la base se trouve à la tension $V_B = V_E + V_{BE}$.

La tension aux bornes de R_B sera alors donnée par la différence entre la tension fournie par la pile et la tension de la base, c'est-à-dire aura comme valeur $V_{CC} - V_B$.

Si le courant I_C augmente, V_E augmentera aussi, ainsi que V_B .

En conséquence, la valeur $V_{CC} - V_B$ va diminuer, ainsi que le courant I_B puisque :

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_B}{R_B}$$

La contre-réaction, dont dépend la stabilisation est donc due à l'augmentation de la tension d'émetteur qui asservit le courant de polarisation de la base.

L'efficacité du circuit sera d'autant plus grande que plus élevée sera la valeur de R_E .

Pour obtenir une bonne stabilité, il faut utiliser des résistances d'émetteur relativement élevées, de façon que la tension V_E soit environ la moitié de la tension d'alimentation de la pile.

Il s'agit là d'un inconvénient notable, car on doit utiliser une pile dont la tension est d'environ le double de celle qui serait nécessaire pour un circuit non stabilisé.

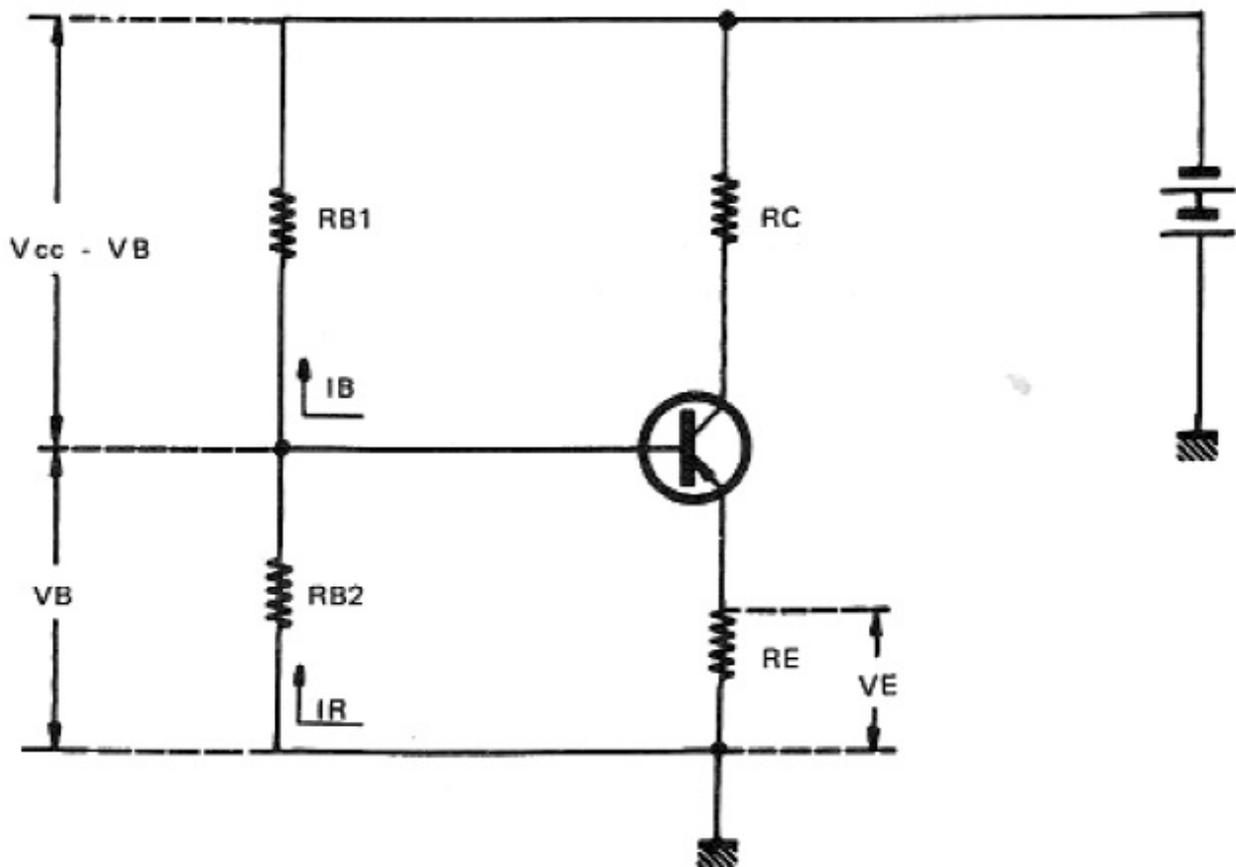
D'autre part, dans les circuits de puissances, la puissance dissipée dans la résistance est très élevée et le rendement de l'amplificateur est mauvais.

Pour ces raisons, le circuit de la figure 29 n'est utilisé que dans les amplificateurs de faible puissance.

Dans les circuits amplificateurs classiques et en particulier dans les amplificateurs de puissance, on admet que la tension aux bornes de la résistance d'émetteur est au maximum de l'ordre de un ou deux dixièmes de la tension d'alimentation.

Dans ces conditions, il est possible d'obtenir une bonne stabilité, en modifiant le circuit de la figure 29 comme indiqué figure 30.

Dans ce dernier circuit, la base est alimentée non plus par l'intermédiaire de la résistance R_B , mais par un pont de résistances $R_{B1} - R_{B2}$.



CONTRE-REACTION D'EMETTEUR

Figure 30

De cette façon, on peut obtenir une bonne stabilité avec de faibles valeurs de R_E .

Il faut remarquer, qu'ici, la valeur de R_B est donnée par la mise en parallèle de R_{B1} / R_{B2} .

En effet, du point de vue COURANT ALTERNATIF, que les résistances soient reliées à la masse ou au—de la source d'alimentation, n'a aucune importance, l'effet restant le même (la source se comportant comme un court-circuit pour les tensions variables).

Nous avons ainsi :

$$R_B = \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

Pour obtenir une bonne stabilité, il faut grosso modo, prendre $I_R = 5$ à 10 fois plus grand que I_B .

Nous avons alors :

$$R_{B1} = \frac{V_{CC} - V_E}{I_R + I_B} \quad \text{et} \quad R_{B2} = \frac{V_E}{I_R}$$

Exemple : Avec $I_B = 40 \mu A$; $V_{CC} = 9$ Volts ; $V_E = 1,2$ V et

$I_R = 5$ fois I_B , on aura :

$$R_{B1} = \frac{V_{CC} - V_E}{I_R + I_B} = \frac{9 - 1,2}{(0,04 \times 5) + 0,04} = 32,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{B2} = \frac{V_E}{I_R} = \frac{1,2}{0,04 \times 5} = 6 \text{ k}\Omega, \text{ soit}$$

$$R_B = \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{32,5 \times 6}{32,5 + 6} = 5,06 \text{ k}\Omega$$

VII - 3 - STABILISATION PAR THERMISTANCE

On peut également stabiliser le point de fonctionnement d'un transistor, en utilisant une résistance spéciale, appelée THERMISTANCE.

La THERMISTANCE a la propriété de présenter une résistance dont la valeur décroît, lorsque sa température s'élève.

Cette propriété est obtenue en réalisant la THERMISTANCE avec des semi-conducteurs ou des agglomérés résistants spéciaux.

Un circuit stabilisé par THERMISTANCE est représenté figure 31.

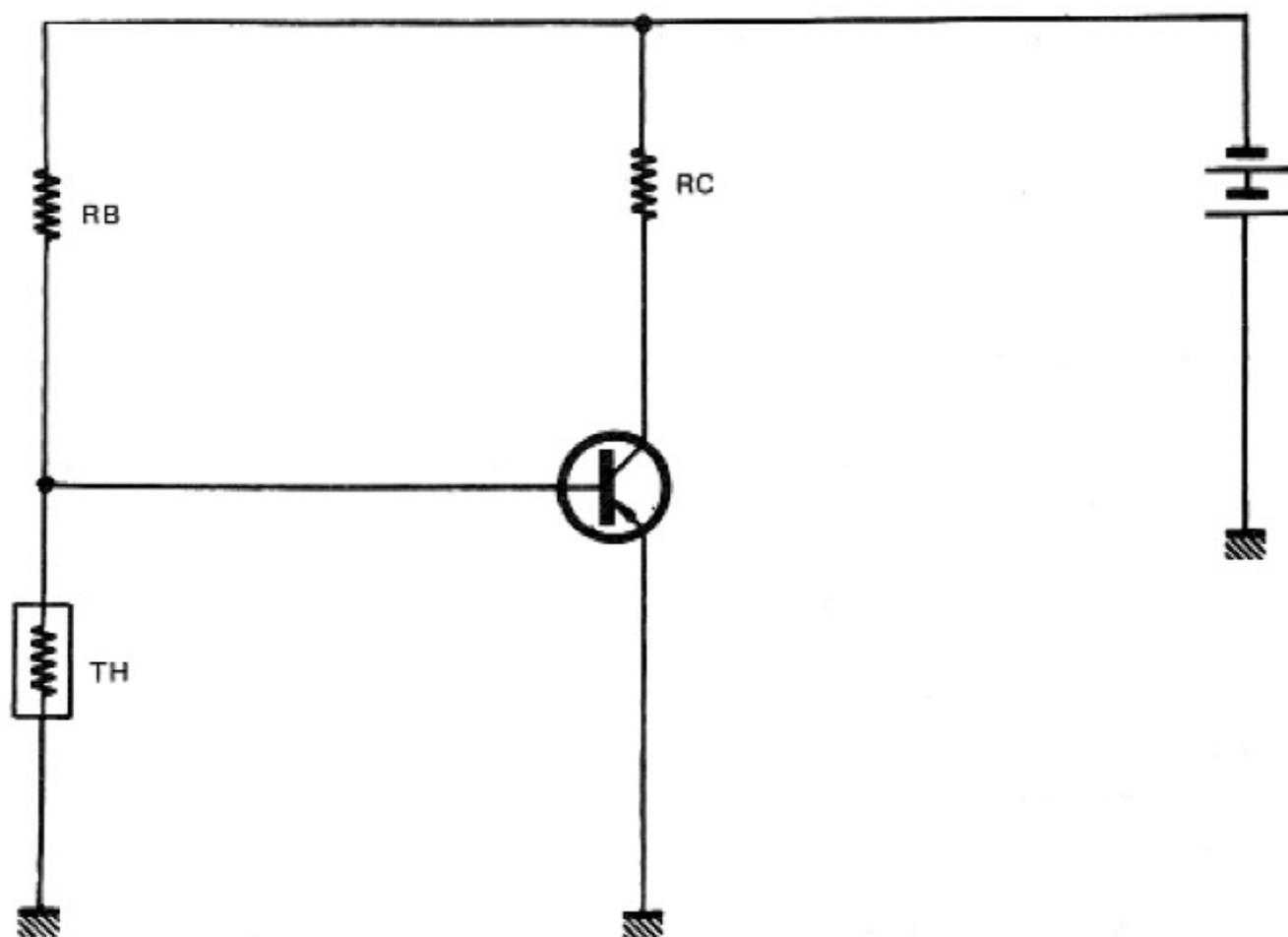
Ce circuit est obtenu à partir d'un circuit normal non stabilisé, en plaçant une thermistance T_H (symbole : une résistance dans un triangle) de valeur convenable, en parallèle sur les connexions de base et d'émetteur.

Pour comprendre le fonctionnement d'un tel circuit, il suffit de se rappeler que la tension V_{BE} est petite par rapport à la tension d'alimentation V_{CC} et que le courant de polarisation I_p n'est déterminé pratiquement, que par les valeurs de V_{CC} et R_B .

Ce courant reste pratiquement constant, malgré les variations de T_H et de V_{BE} , provoquées par la température.

D'autre part, il faut remarquer que le courant I_B polarisant le transistor et le courant I_{T_H} traversant la thermistance, s'ajoutent pour former le courant I_p .

Il est donc évident que si la valeur de T_H diminue lorsque la température augmente, le courant I_p passera de préférence par T_H , présentant une résistance plus faible que le transistor.



STABILISATION PAR THERMISTANCE

Figure 31

Dans ces conditions le courant I_{TH} augmentera, alors que I_B diminuera, la somme $I_B + I_{TH}$ devant rester constante et égale à I_p .

Le résultat final est une diminution de I_B , lorsque la température augmente.

Un tel circuit est particulièrement indiqué dans le cas où l'on ne peut prendre une résistance R_E de valeur élevée et à plus forte raison dans le cas où l'on ne peut pas utiliser de résistance d'émetteur.

Par exemple, dans les étages de sortie BF (étage de puissance) on utilise très souvent des thermistances.

VIII - AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE.

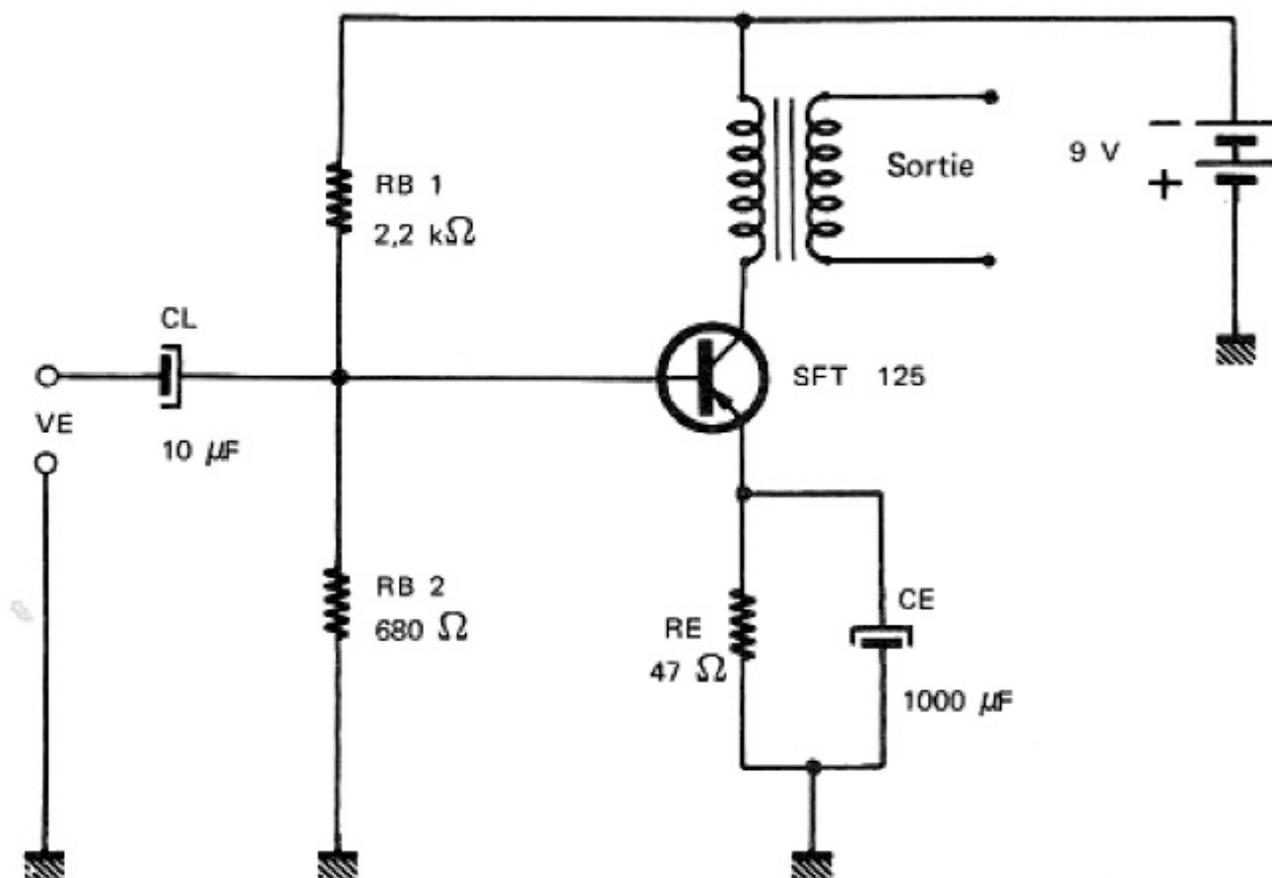
VIII - 1 - AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE AVEC TRANSFORMATEUR DE SORTIE

Le schéma type d'un amplificateur de puissance avec transformateur de sortie en montage émetteur commun est donné figure 32.

Il s'agit d'un étage à EMETTEUR COMMUN, avec stabilisation thermique.

Ce montage peut délivrer une puissance de l'ordre de 300 mW.

En principe, dans les montages transistorisés, au-delà de cette puissance, on utilise un étage PUSH-PULL.



AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE AVEC TRANSFORMATEUR DE SORTIE

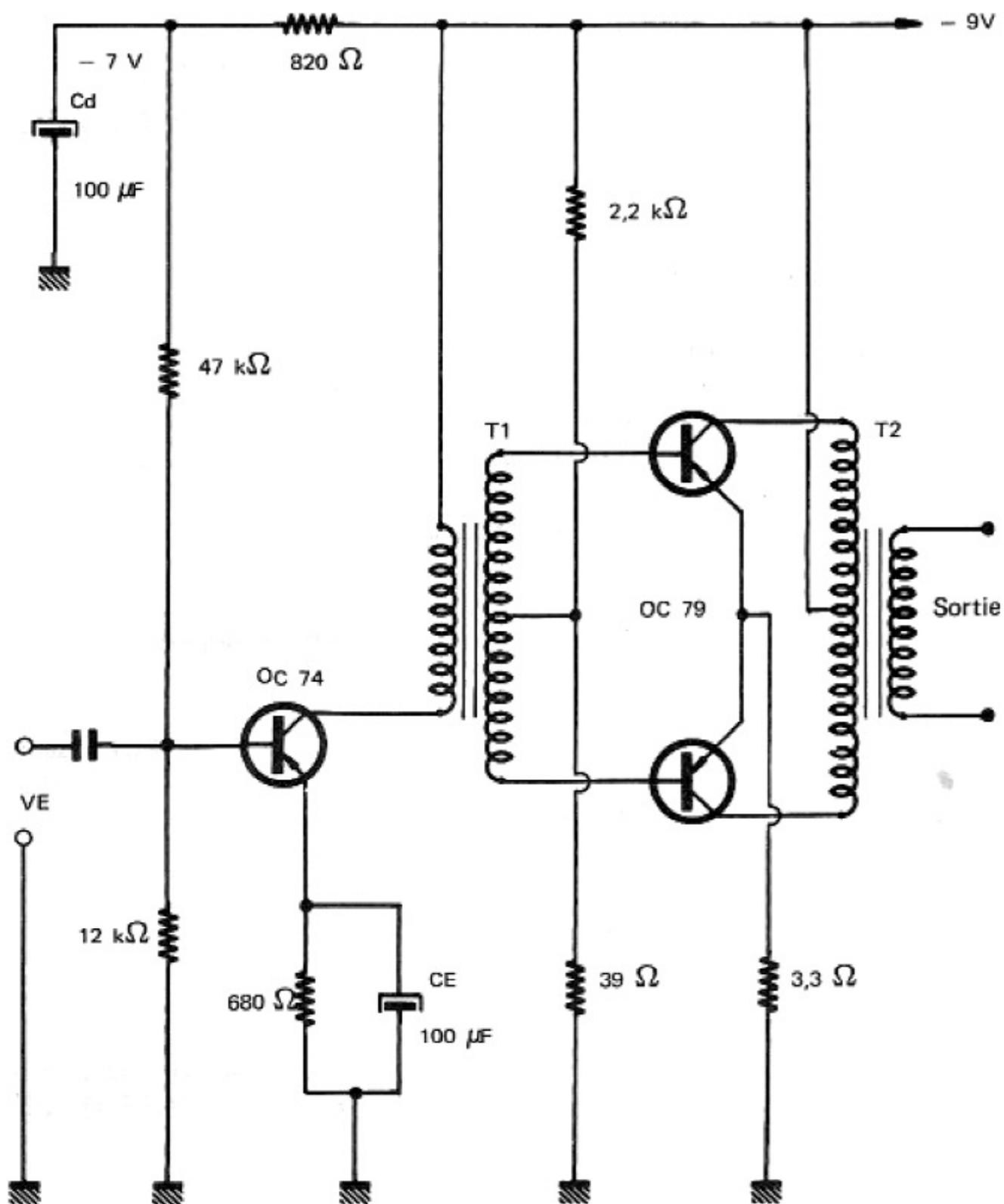
Figure 32

VIII - 2 - AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE PUSH-PULL

La figure 33 représente un exemple d'amplificateur PUSH-PULL à émetteur commun, avec transformateur d'attaque pour l'obtention des tensions en opposition de phase et l'étage préamplificateur de tension.

Ce montage peut délivrer une puissance de l'ordre de 1 Watt.

Le fonctionnement du circuit est identique à celui qui a été expliqué lors de l'étude des étages push-pull à tubes électroniques.



AMPLIFICATEUR PUSH-PULL

Figure 33

Le premier étage (OC 74) amplifie le signal d'entrée V_E .

Le secondaire de T_1 délivre deux tensions en opposition de phase pour l'attaque des transistors OC 79.

Le condensateur C_d est un élément de découplage, dont le rôle est de stabiliser la tension continue de la base du transistor OC 74.

Les condensateurs C_E des figures 32 et 33 sont également des éléments de découplage des résistances d'émetteurs, qui se comportent comme un court-circuit pour les tensions alternatives. Ainsi, seule la composante continue détermine la valeur de la tension de polarisation.

Bien que satisfaisant, le montage à transformateur de sortie est de moins en moins utilisé.

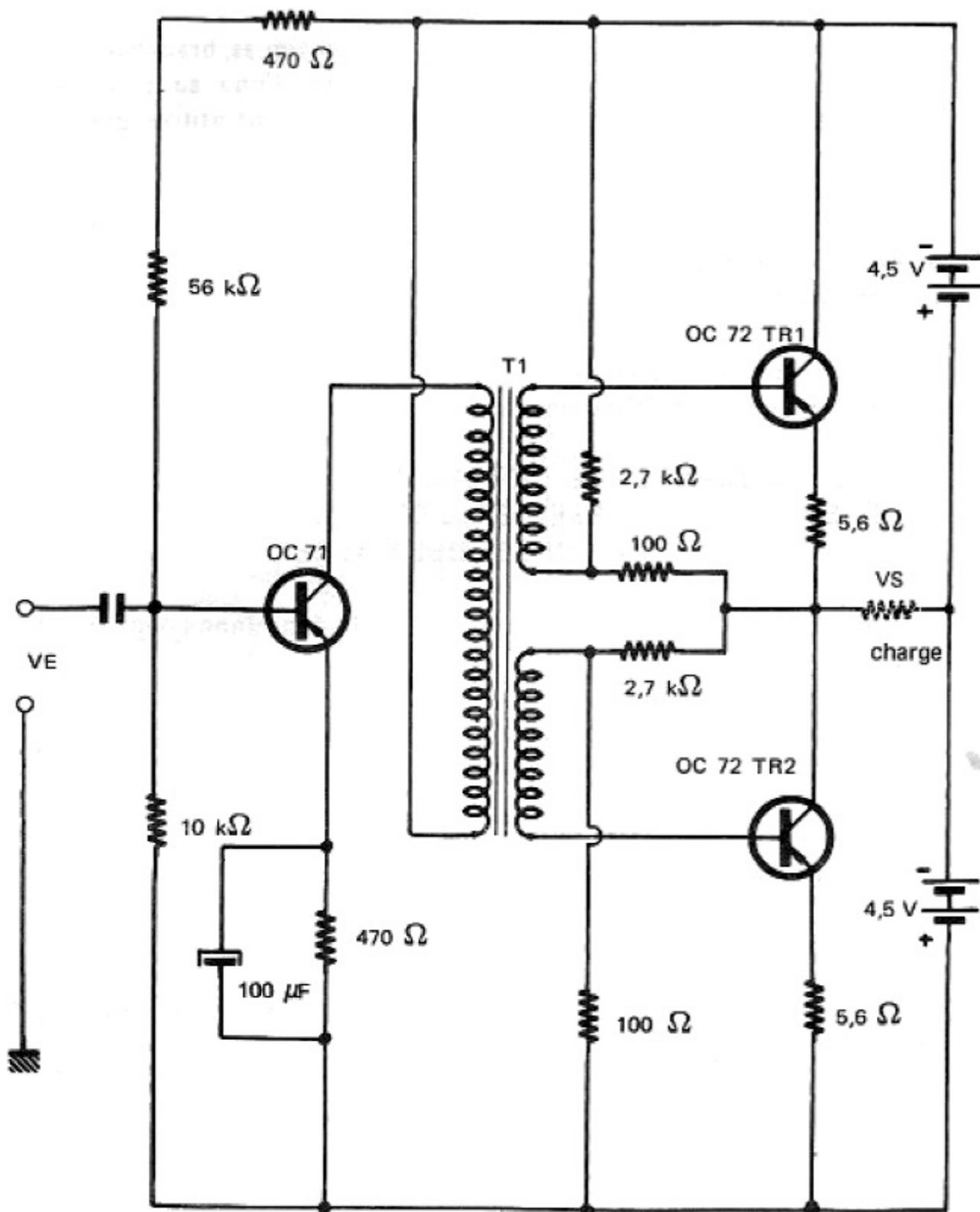
Le transformateur est en effet un composant volumineux et coûteux.

On adopte donc de plus en plus des circuits PUSH-PULL sans transformateur de sortie, appelés AMPLIFICATEURS SYMETRIQUES SANS TRANSFORMATEUR DE SORTIE.

VIII - 3 - AMPLIFICATEURS SYMETRIQUES PUSH-PULL SANS TRANSFORMATEUR DE SORTIE

Le schéma de la figure 34 représente un amplificateur de petite puissance (environ 250 mW), dit AMPLIFICATEUR SYMETRIQUE SANS TRANSFORMATEUR DE SORTIE.

On peut dire que les deux transistors sont branchés en série, le collecteur de TR2 étant relié directement à l'émetteur de TR1.



AMPLIFICATEUR SYMETRIQUE SANS TRANSFORMATEUR DE SORTIE

Figure 34

L'alimentation est réalisée par deux piles identiques, branchées elles aussi en série et dont les extrémités sont reliées, l'une au collecteur de TR1, l'autre à l'émetteur de TR2 (on peut évidemment utiliser une pile unique avec prise centrale).

La commande des bases est faite par deux enroulements secondaires séparés. Le sens de la f.e.m dans ces deux secondaires est donc en opposition de phase.

De ce fait, TR1 conduit pendant l'alternance négative du signal d'entrée et TR2 pendant l'alternance positive.

LES COURANTS DE COLLECTEURS TRAVERSENT LA CHARGE EN SENS INVERSE, ET L'ON OBTIENT AINSI DANS CELLE-CI LA RECOMBINAISON DES DEUX ALTERNANCES.

Comme dans tous étages PUSH-PULL, le fonctionnement est en classe B.

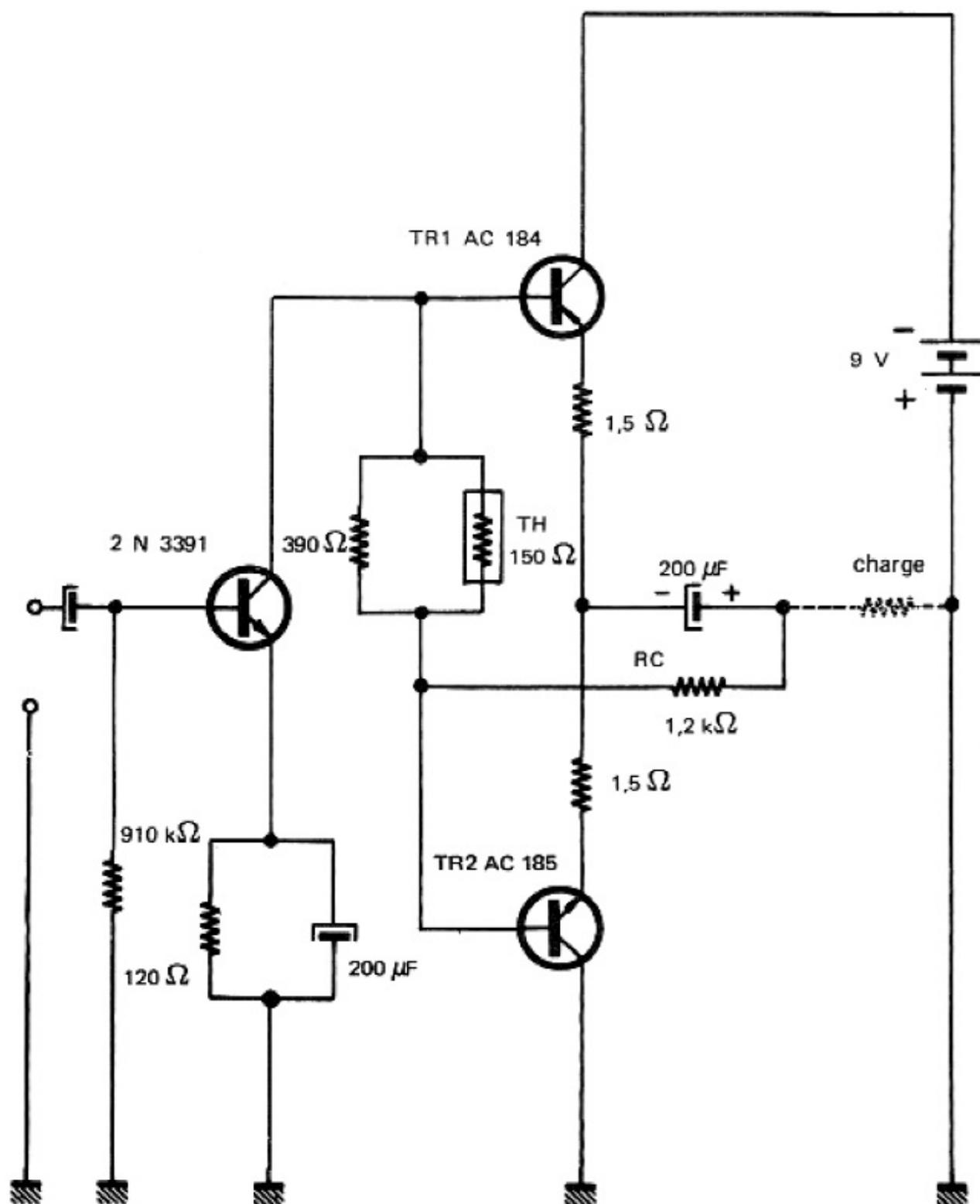
Cela signifie qu'en l'absence de signal d'entrée les transistors TR1 et TR2 sont bloqués et dans ces conditions, les piles ne débitent aucun courant.

Sur le même principe, on peut modifier le schéma de la figure 34, de façon à pouvoir supprimer non seulement le transformateur de sortie T_2 , mais aussi le transformateur d'attaque T_1 .

On obtient alors un amplificateur PUSH-PULL A SYMETRIE COMPLEMENTAIRE.

VIII - 4 - AMPLIFICATEUR A SYMETRIE COMPLEMENTAIRE

Dans ce nouveau montage, on utilise deux transistors de sortie de types différents, l'un P.N.P, l'autre N.P.N.



AMPLIFICATEUR PUSH-PULL A SYMETRIE COMPLEMENTAIRE

Figure 35

Le schéma du circuit est illustré figure 35.

Le montage représenté est prévu pour une petite puissance (de l'ordre de 300 mW), mais avec des transistors adaptés, on peut obtenir plusieurs watts.

Le signal d'attaque (qui doit être ici de l'ordre de 400 mV) est appliqué sur la base du transistor 2 N 3391 (type N.P.N), monté en émetteur commun.

Le signal de sortie, prélevé sur le collecteur dont la résistance de charge est de $R_C = 1,2 \text{ k}\Omega$, attaque la base des transistors AC 184 et AC 185.

CES DEUX TRANSISTORS DE TYPES DIFFERENTS (P.N.P et N.P.N) SONT DE POLARITES OPPOSEES.

IL EST DONC POSSIBLE D'ATTAQUER LEURS BASES PAR DES SIGNAUX EN PHASE.

En effet, avec ce montage, TR1 conduit pendant les alternances négatives et TR2 pendant les alternances positives.

Ces deux composants (AC 184 et AC 185) sont montés en série en COLLECTEUR COMMUN.

Les résistances d'émetteurs de $1,5 \Omega$, participent avec la thermistance T_H , à la stabilisation de l'étage.

IX - ELEMENTS DE LIAISON ENTRE ETAGES.

Les systèmes de couplage entre étages que nous avons vus lors de l'étude des tubes électroniques, sont également utilisés pour les montages transistorisés.

On trouve donc :

- a) les liaisons R_C
- b) les liaisons par transformateur
- c) les liaisons directes pour l'amplification en continu.

Nous allons donc revoir ces systèmes, en soulignant les particularités propres aux circuits à transistors.

IX - 1 - COUPLAGE R_C

On considère que la CAPACITE DE COUPLAGE, se trouve entre la résistance de sortie d'un étage et la résistance d'entrée de l'étage suivant.

Le schéma du montage est donné figure 36.

Le circuit représenté ne se réfère à aucun type de transistor en particulier, et n'a pour rôle que de donner une idée sur les valeurs des différentes résistances en jeu dans le montage.

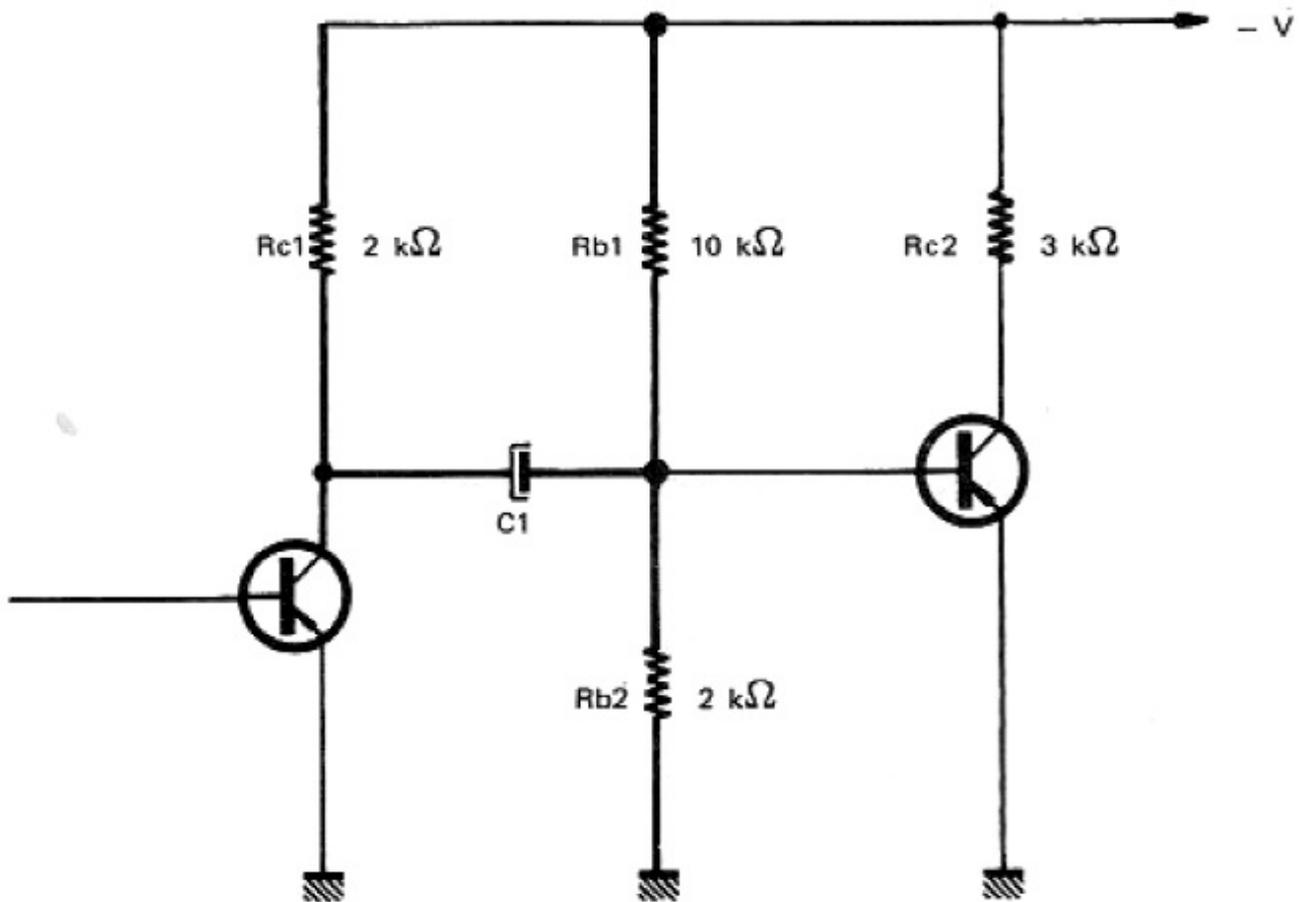
On voit immédiatement que celles-ci sont considérablement plus faibles que dans le cas d'un montage équipé de tubes électroniques.

Dans le cas présent, la résistance d'entrée résulte de la mise en parallèle de R_{C1} , R_{B1} et R_{B2} .

Nous avons ainsi :

$$R_B = \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{10 \times 2}{10 + 2} = 1,6 \text{ k}\Omega \text{ environ, et}$$

$$R_E = \frac{R_B \times R_{C1}}{R_B + R_{C1}} = \frac{1,6 \times 2}{1,6 + 2} = 1 \text{ k}\Omega \text{ environ}$$



LIAISON RC

Figure 36

Par rapport à cette valeur de résistance d'entrée, le condensateur de liaison doit présenter une réactance très faible, afin de ne pas atténuer la plus basse fréquence à transmettre

$$(Z_c = \frac{1}{C\omega}).$$

On trouve donc couramment des condensateurs de liaison de 10 à 100 μF , alors qu'avec les tubes électroniques ces valeurs étaient comprises entre 10 et 100 nF environ.

Comme il n'est pas possible d'utiliser des condensateurs non polarisés au-delà de 1 μF environ, cela pour des raisons d'encombrement (un condensateur "papier" de 0,5 μF par exemple est déjà plus volumineux que plusieurs transistors), on emploie des condensateurs électrolytiques.

Rappelons à ce sujet, qu'avec ce type de composant, on peut atteindre de très fortes valeurs sous un encombrement réduit.

Il convient bien entendu d'observer les prescriptions de polarité, lors du montage des condensateurs électrolytiques de liaison.

LE POLE NEGATIF DU CONDENSATEUR DOIT ETRE RELIE AU COLLECTEUR DU TRANSISTOR P.N.P ET LE POLE POSITIF A LA BASE (ou l'émetteur).

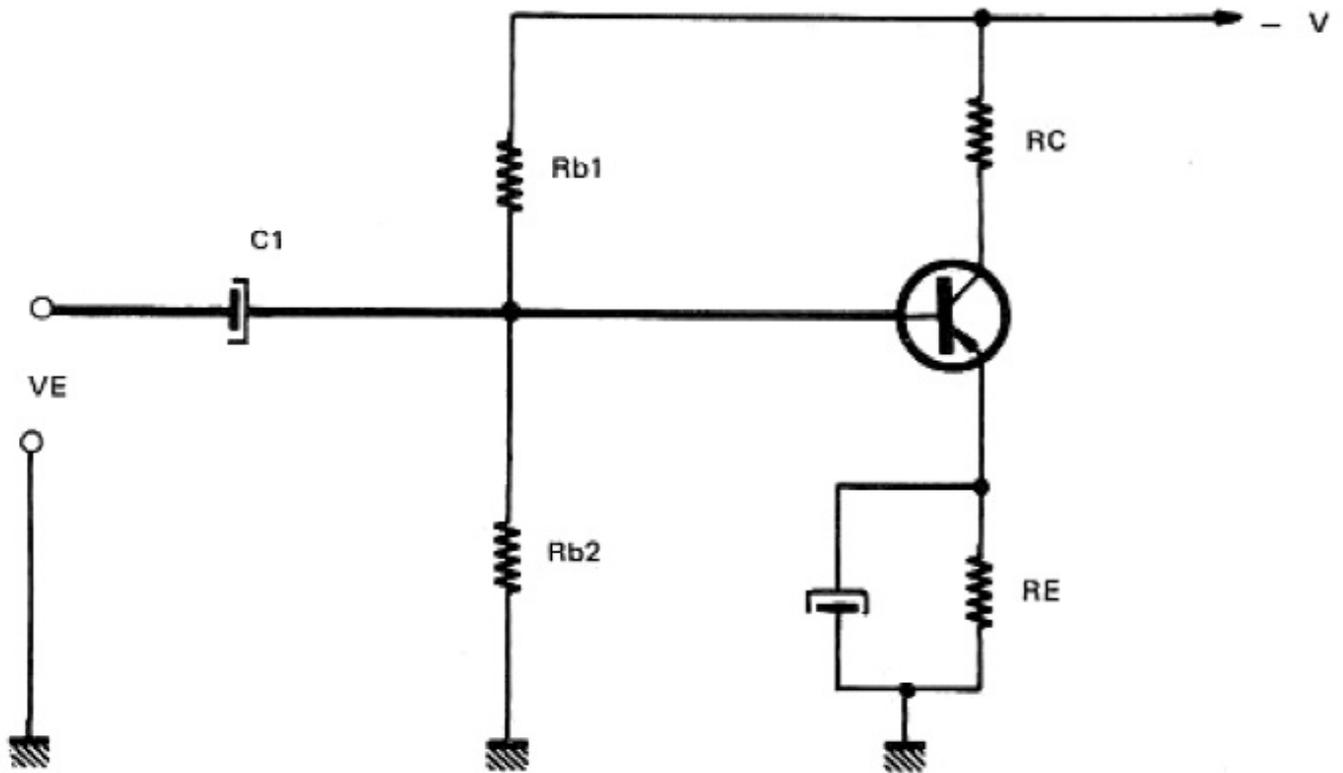
Par contre, dans un étage d'entrée, où le condensateur fait partie du réseau de composants, entre base et émetteur **LE POLE NEGATIF DU CONDENSATEUR**, doit être relié **A LA BASE** (transistor P.N.P). La figure 37 donne un exemple de ce montage.

Les tensions d'isolement de ces condensateurs sont relativement faibles, les tensions mises en jeu étant réduites (6 à 24 V en général).

IX - 2 - COUPLAGE PAR TRANSFORMATEUR

Le couplage par transformateur ne présente aucune particularité par rapport aux montages équivalents à tubes électroniques, sauf en ce qui concerne les impédances primaires et secondaires.

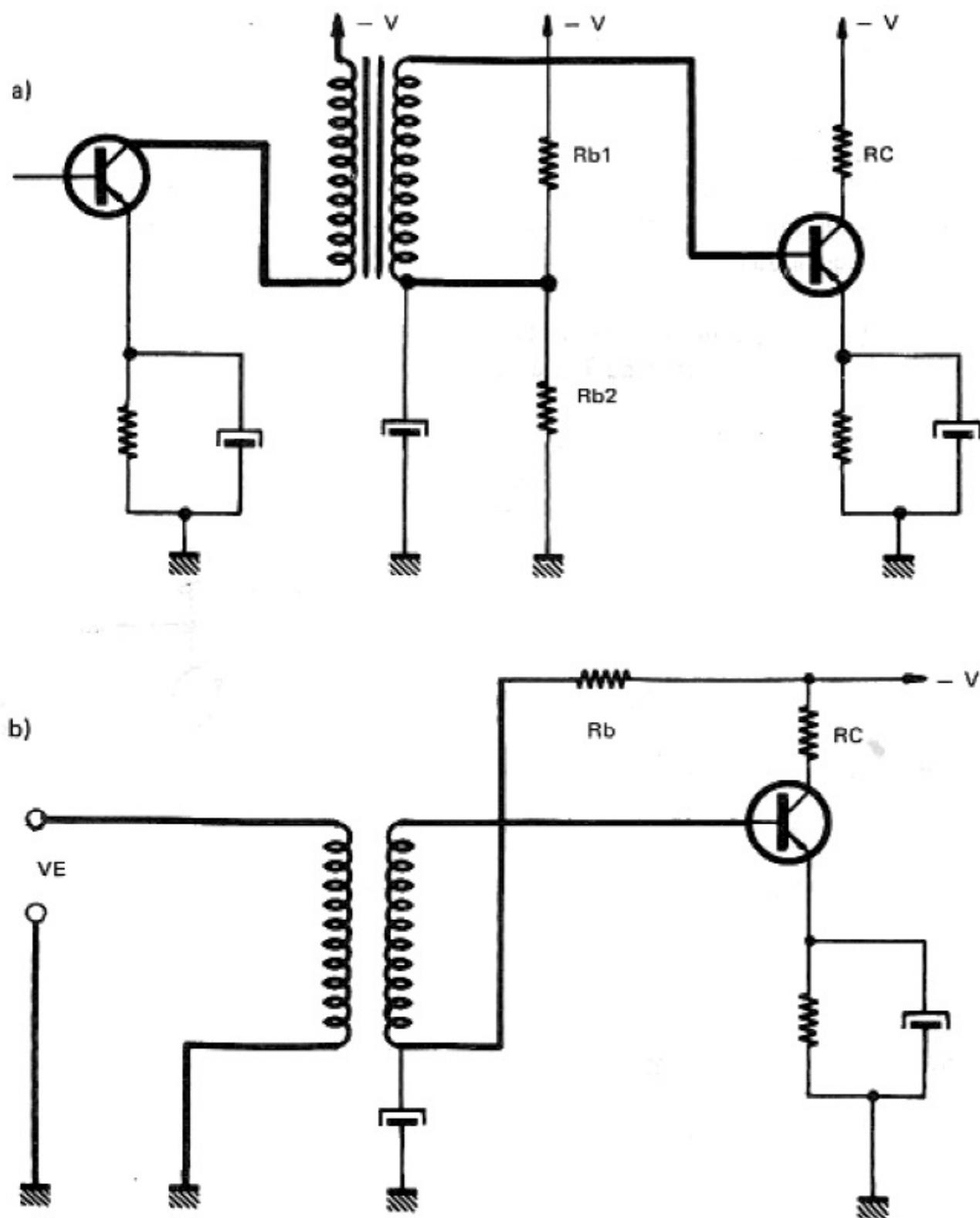
Les figures 38-a et 38-b représentent des exemples de ce mode de liaison.



BRANCHEMENT DU CONDENSATEUR D'ENTREE

Figure 37

Il faut simplement remarquer que la base ne pouvant être reliée directement à la masse, et la résistance des enroulements d'un transformateur étant très faible, l'extrémité du secondaire est mise à la masse pour les tensions alternatives, au moyen d'un condensateur de forte valeur capacitive ($100 \mu\text{F}$ environ).



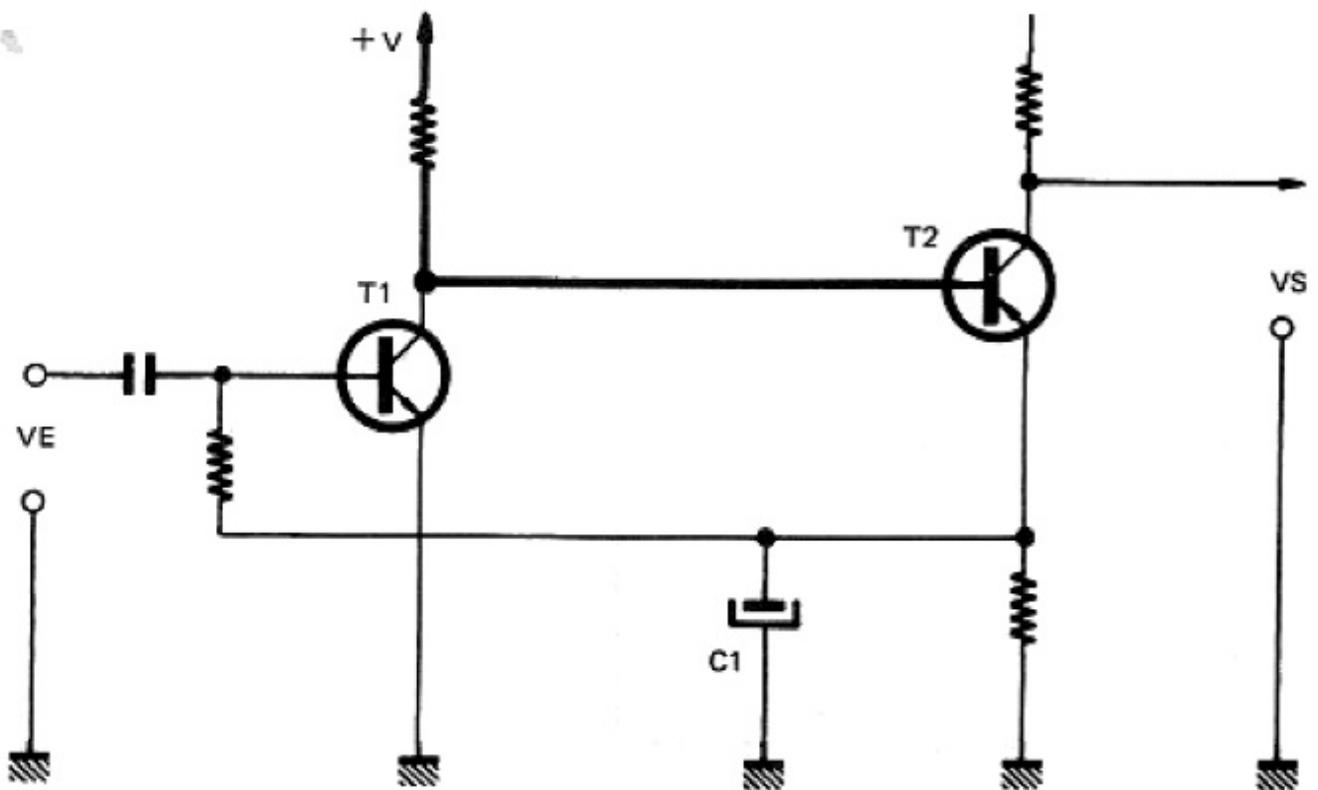
LIAISON PAR TRANSFORMATEUR SUR L'ETAGE D'ENTREE

Figure 38

IX - 3 - COUPLAGE DIRECT

LE COUPLAGE DIRECT permet une bonne transmission des fréquences basses, mais il ne s'agit pas d'un montage pour amplification en continu. En effet, le circuit ne fonctionne que grâce au découplage de T_2 par C_1 (figure 39).

En effet, pour des variations très lentes du courant de base de T_1 , le potentiel de l'émetteur de T_2 , présenterait les mêmes variations.



LIAISON DIRECTE

Figure 39

Il en résulterait une **CONTRE-REACTION**, qui réduirait énormément le gain de l'amplificateur.

Il est cependant très facile d'établir un couplage en continu.

L'alternance de transistors N.P.N et P.N.P facilite beaucoup ce genre de couplage (figure 40).

Mentionnons enfin, un type de couplage continu assez simple, par diviseur de tension (figure 41).

Dans ce lui-ci, la liaison entre le collecteur de T_1 et la base de T_2 est assurée par le diviseur de tension R3/R4.

Si le potentiel continu du collecteur de T_1 est par exemple de + 3 V et si l'on dispose d'une source V de 12 V, il est possible d'utiliser une résistance R4 qui sera le quadruple environ de R3.

Ainsi, le diviseur de tension R3/R4 transmettra à la base de T_2 , les 4/5 des variations du potentiel de collecteur de T_1 .

Pour parfaire ce montage, il convient de relier un condensateur de valeur assez importante, à une prise adéquate sur la résistance de collecteur de T_1 .

Cette prise est facilement réalisable en fractionnant la résistance de collecteur en deux, avec un choix tel, que :

$$\frac{R2}{R1} = \frac{R3}{R4}$$

Dans ces conditions, les quatre résistances forment un pont de **WHEATSTONE**, dont le condensateur C, court-circuite la diagonale.

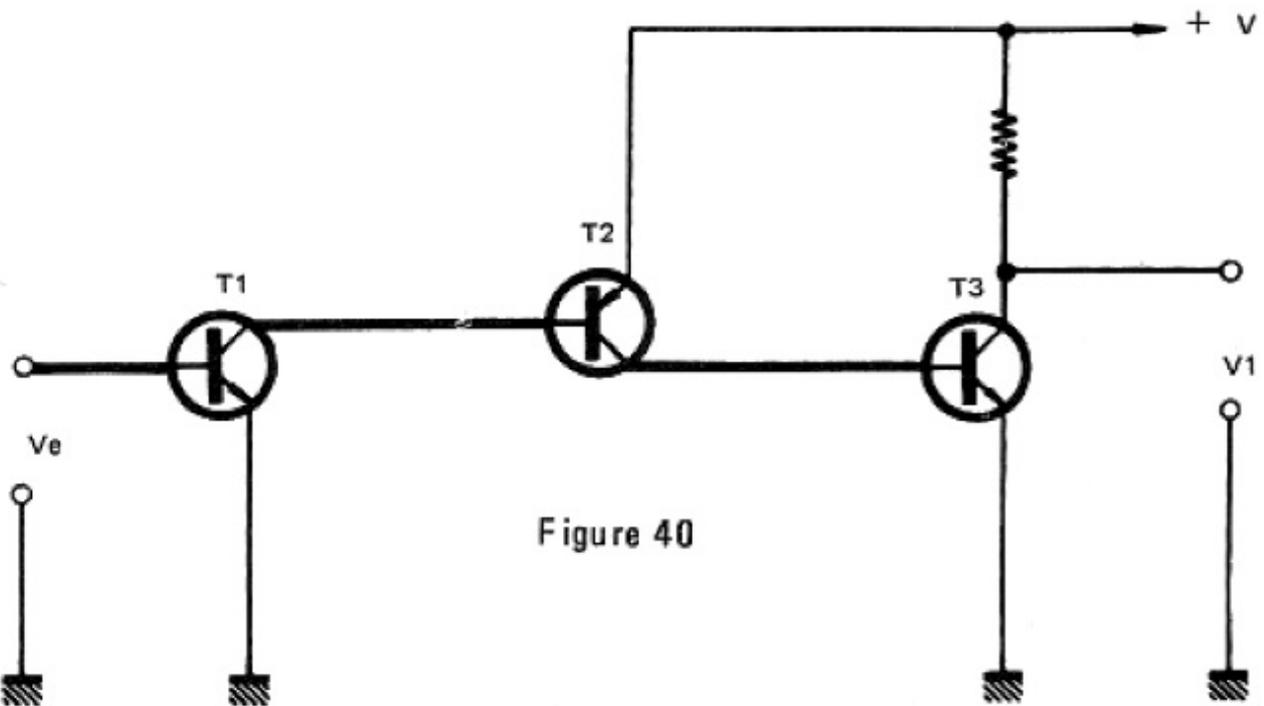
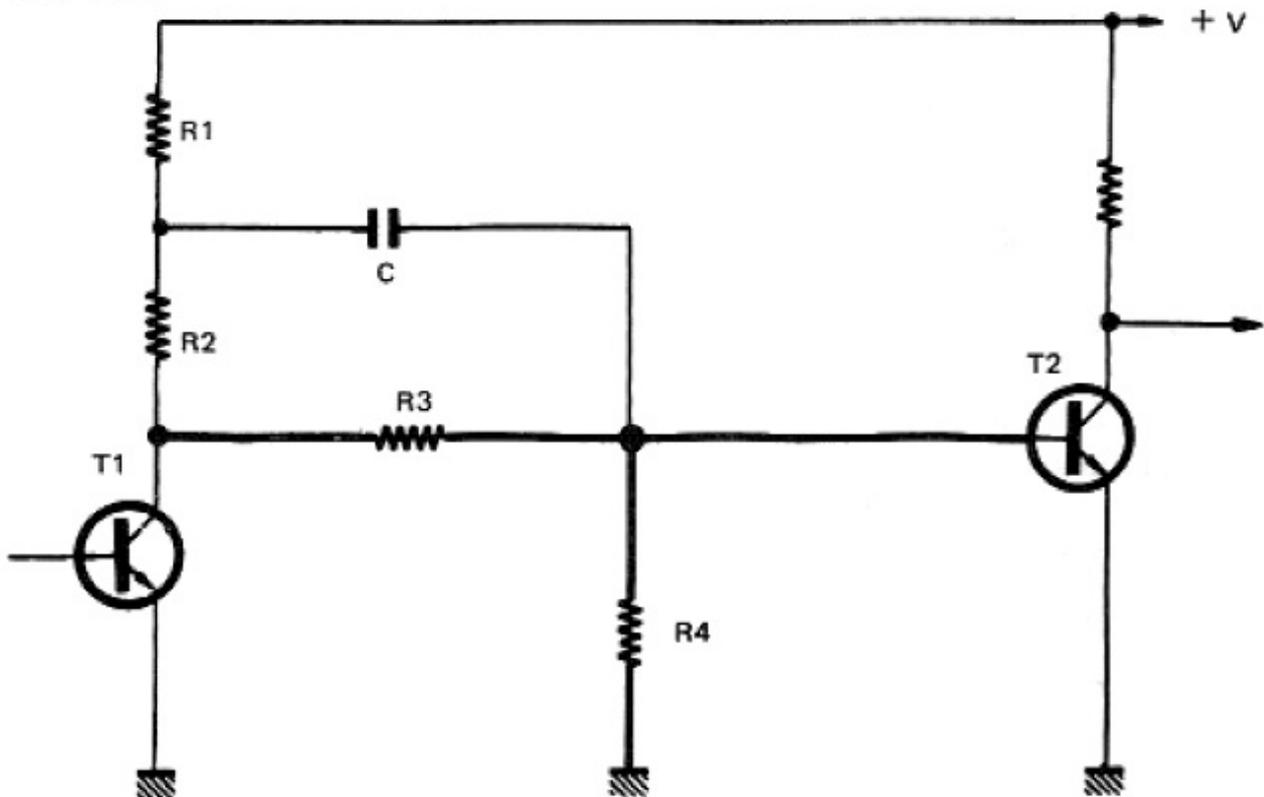


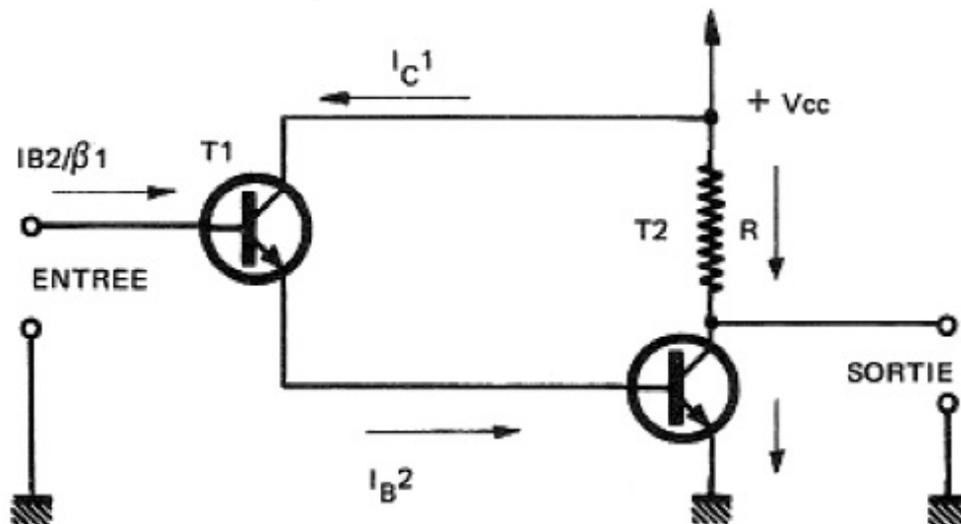
Figure 40

COUPLAGE CONTINU PAR MONTAGE DE TRANSISTOR NPN - PNP et NPN



COUPLAGE CONTINU PAR DIVISEUR DE TENSION

Figure 41



MONTAGE DARLINGTON

Figure 42

Terminons ce chapitre sur le **COUPLAGE DIRECT**, par le montage **DARLINGTON**, utilisant deux transistors de même type (figure 42).

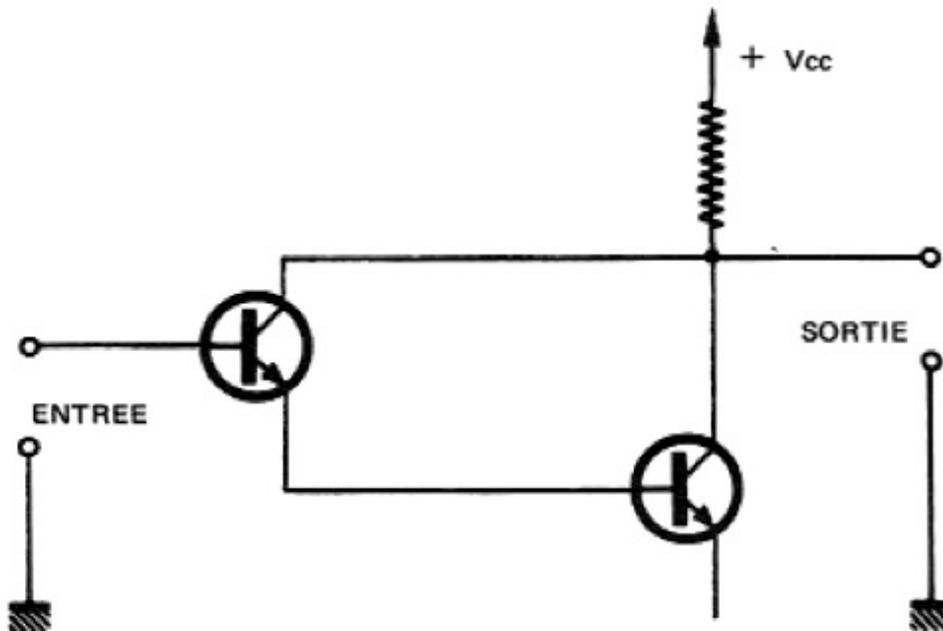
Dans ce circuit, T_1 est monté en collecteur commun, donc se comporte uniquement en **AMPLIFICATEUR DE COURANT**.

Le courant d'**EMETTEUR** de ce transistor sert à la polarisation de **BASE** de T_2 . Ce montage permet de commander un transistor de puissance, avec un courant d'entrée très faible.

En effet, T_1 ne nécessite qu'un courant de **BASE** : I_{B2}/β_1 .

Etant donné que la **TENSION COLLECTEUR** a peu d'influence sur le fonctionnement d'un **ETAGE COLLECTEUR COMMUN**, on peut

alimenter T_1 , soit en le reliant au $+V_{cc}$ soit en le reliant au collecteur de T_2 . Le montage ainsi réalisé est représenté figure 43.



VARIANTE DU MONTAGE DARLINGTON

Figure 43

La prochaine leçon **CIRCUITS ELECTRONIQUES** sera consacrée à l'étude et à la réalisation des **CIRCUITS IMPRIMES**.

Ceux-ci remplacent en effet depuis l'avènement des transistors, les **CABLAGES CONVENTIONNELS** avec fils et plaquettes relais.

Ces circuits sont fabriqués en série dans l'industrie, mais comme vous pourrez le constater, un technicien peut facilement réaliser lui-même ses câblages imprimés.

Des travaux pratiques à ce sujet sont d'ailleurs compris dans le cours à partir du groupe 22.

