

# SEMI - CONDUCTEURS

COURS DE BASE  
ELECTRONIQUE

## I - AMPLIFICATEURS AVEC STABILISATION THERMIQUE

Dans la leçon précédente nous avons étudié un amplificateur à transistors, en négligeant la STABILISATION THERMIQUE afin de simplifier les explications.

Notons d'ailleurs à ce sujet qu'en pratique, seul l'amplificateur EMETTEUR COMMUN nécessite un circuit de STABILISATION.

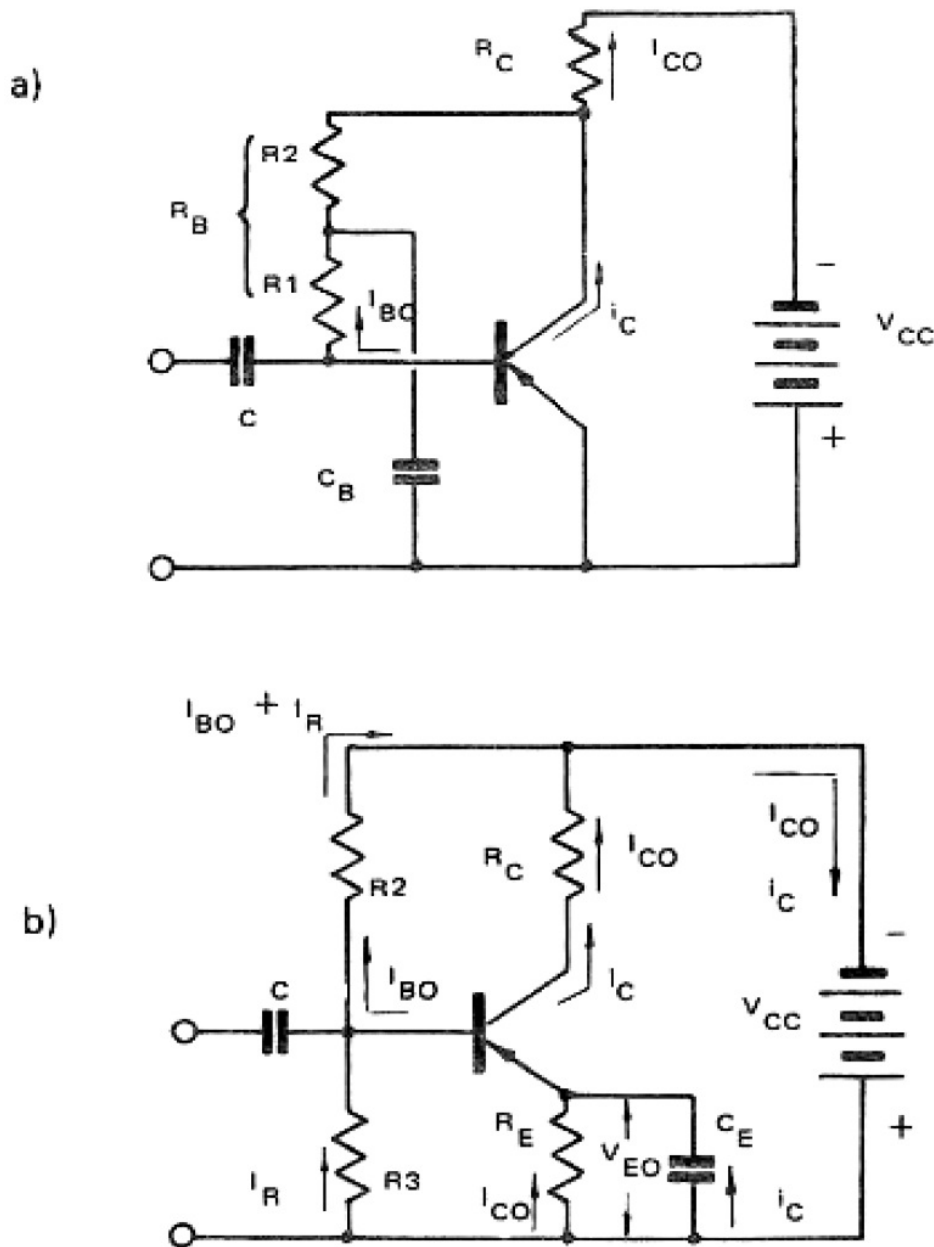
En effet, l'amplificateur BASE COMMUNE est déjà de par sa nature, THERMIQUEMENT STABLE. Quant à l'amplificateur COLLECTEUR COMMUN, en raison de la valeur relativement élevée de la résistance  $R_E$ , son DEGRE DE STABILITE est en général suffisant.

Il suffit donc d'étudier la stabilisation thermique dans le montage EMETTEUR COMMUN.

### I - 1 - MONTAGE EMETTEUR COMMUN

La STABILISATION THERMIQUE d'un amplificateur EMETTEUR COMMUN, s'obtient grâce aux circuits de polarisation que nous avons déjà vus (figure 1).

Ces circuits fonctionnant sur le principe de la CONTRE-REACTION de COLLECTEUR, il est évident qu'ils tendront à stabiliser les variations du courant de collecteur (et cela, même si ces variations sont provoquées par le signal d'entrée).



AMPLIFICATEURS A EMETTEUR COMMUN AVEC CIRCUITS DE  
POLARISATION STABILISES

Figure 1

En d'autres termes on peut dire que la CONTRE-REACTION qui se manifeste pour le courant continu de polarisation (composante continue), se manifeste aussi pour le signal d'entrée (composante alternative).

Ce second effet a pour résultat de réduire l'amplification de l'étage.

Ainsi, plus le circuit de polarisation présente un haut degré de STABILITE THERMIQUE, plus l'effet de CONTRE-REACTION est élevé.

Dans le cas extrême d'une STABILITE PARFAITE, le gain de l'étage peut être tellement réduit, que cet étage devient pratiquement inutilisable.

Pour pallier cet inconvénient, on modifie les circuits de polarisation par l'adjonction d'un condensateur.

Ainsi, pour le circuit de la figure 1-a, la résistance de base  $R_B$  est subdivisée en deux résistances  $R_1$  et  $R_2$  et le point de jonction est découplé par un condensateur  $C_B$  relié à la masse.

Avec ce circuit, les rapides variations de la tension de COLLECTEUR constituant le signal de sortie, ne peuvent atteindre la base et provoquer l'effet de CONTRE-REACTION.

En effet, si la capacité de ce condensateur est suffisamment élevée, la tension à ses bornes ne peut pas suivre les variations de la tension collecteur et reste PRATIQUEMENT CONSTANTE.

Par conséquent, le courant de polarisation de base  $I_{BO}$  reste lui aussi constant.



Par contre, pour les variations lentes de la tension de COLLECTEUR, dues à des variations de la température du transistor, le condensateur n'a plus la capacité suffisante pour maintenir la tension constante, donc pour éliminer l'effet de CONTRE-REACTION.

Le condensateur CB évite donc une réduction trop sensible de l'amplification, sans réduire l'effet du circuit de stabilisation.

En ce qui concerne le comportement du circuit en présence du signal appliqué à la BASE, il faut remarquer que la RESISTANCE DE CHARGE est maintenant constituée par la mise en parallèle de  $R_C$  et de  $R_2$ , dont la valeur est évidemment plus faible que celle de  $R_2$  seule.

Cependant, dans la plupart des cas la valeur de  $R_2$  est nettement plus grande que celle de  $R_C$ ; on peut donc négliger son effet et considérer comme valeur de charge, celle de  $R_C$  seulement.

En passant au circuit stabilisé par CONTRE-REACTION D'EMETTEUR (figure 1-b), l'effet de contre-réaction pour la composante alternative, est évité également grâce à un condensateur ( $C_E$ ).

Dans ce cas, bien que la capacité de ce condensateur soit suffisamment élevée, la composante alternative  $i_c$ , passe pratiquement à travers cet élément, présentant un obstacle moins important que  $R_E$ .

En d'autres termes on peut dire que  $C_E$  court-circuite  $R_E$ , en ce qui concerne  $i_c$ .

Cela signifie que le circuit se comporte pour  $i_c$ , comme si l'émetteur était directement à la masse.

La composante  $I_{CO}$ , ne pouvant passer à travers le condensateur  $C_E$ , est obligée de passer à travers  $R_E$ , d'où effet de CONTRE-REACTION, donc stabilisation thermique.

Les deux composantes  $i_c$  et  $I_{CO}$  se rejoignent ensuite dans le transistor et passent par  $R_C$ .

En conclusion on peut dire que  $I_{CO}$  parcourt  $R_E$  et  $R_C$  alors que  $i_c$  ne parcourt que  $R_C$ .

Cette conclusion nous conduit à étudier deux DROITES DE CHARGE distinctes, sur les caractéristiques du transistor.

La première, valable pour la composante continue, sert au choix du point de repos.

Il s'agit de la DROITE DE CHARGE STATIQUE, correspondant à la valeur  $R_C + R_E$ .

La seconde, valable pour la composante alternative seulement, est appelée DROITE DE CHARGE DYNAMIQUE et correspond à la valeur de la résistance  $R_C$ .

Cette droite sert à la détermination des signaux de sortie, des gains, des résistances d'entrée et de sortie.

Bien entendu, pour le calcul de l'amplification à l'aide des formules données dans la leçon précédente, il convient de tenir compte de la valeur de  $R_C$  (fonctionnement avec des signaux faibles).

Par analogie avec l'appellation des droites de charge, on appellera RESISTANCE DE CHARGE STATIQUE la valeur de  $R_C + R_E$  et RESISTANCE DYNAMIQUE la valeur de  $R_C$ .

Il faut bien noter, que si d'un côté, l'amplificateur avec STABILISATION STATIQUE présente l'avantage d'être moins sensible aux effets de la température, il présente d'autre part certains inconvénients, inconvénients tolérables cependant par rapport aux circuits non stabilisés.

Pour mettre en évidence la différence entre les deux circuits, prenons un exemple numérique.

Considérons le schéma de la figure 2.

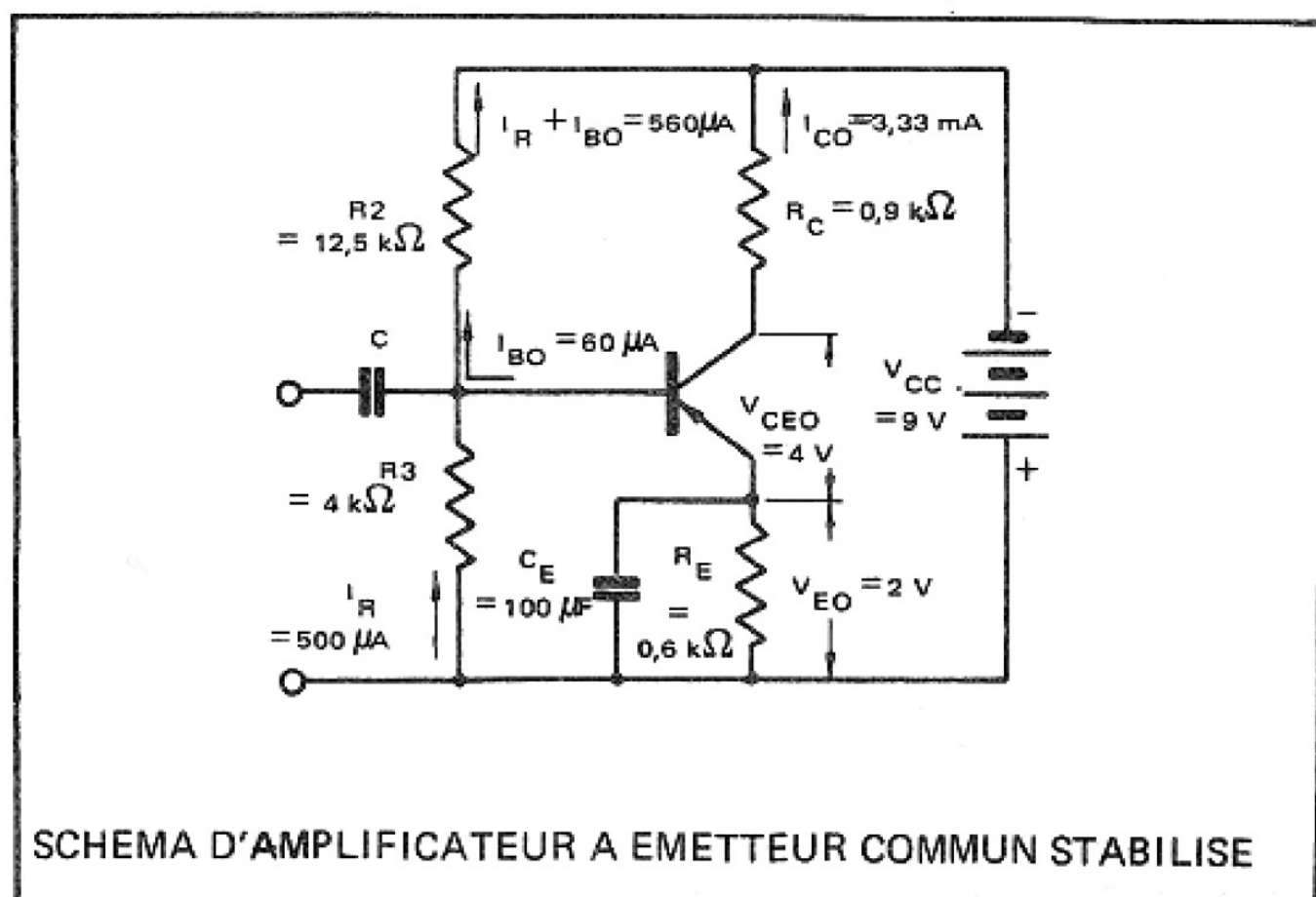


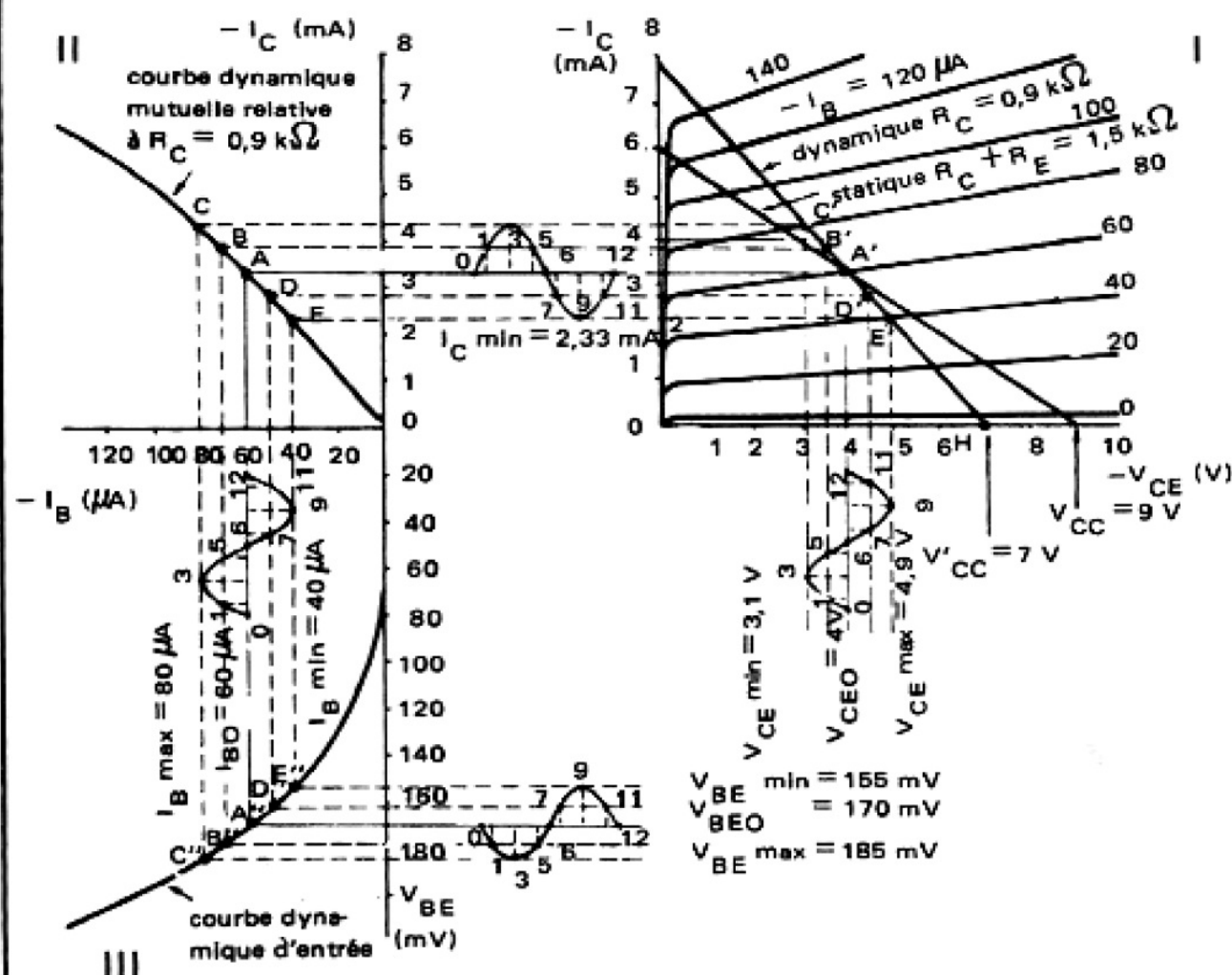
Figure 2

Pour déterminer le point de repos, on trace d'abord sur les caractéristiques de la figure 3, la DROITE DE CHARGE STATIQUE, correspondant à la valeur de la RESISTANCE STATIQUE :

$$R_C + R_E = 0,9 + 0,6 = 1,5 \text{ k}\Omega$$

Cette valeur est identique à celle du circuit non stabilisé de la leçon précédente et étant donné que la tension d'alimentation a la même valeur ( $V_{CC} = 9 \text{ V}$ ), la DROITE DE CHARGE STATIQUE est évidemment la même.

En fixant le point de repos  $A' = C_{CEO} = 4 \text{ volts}$  et  $I_{CO} = 3,33 \text{ mA}$ ; on a  $I_B = 60 \mu\text{A}$ .



DETERMINATION DES COURBES DES COURANTS ET DES TENSIONS POUR LE SCHEMA DE LA FIGURE 2

Figure 3

Pour obtenir cette valeur de courant, on trouve facilement en négligeant la tension  $V_{BE}$  (tension entre BASE et EMETTEUR) et avec un courant  $I_R = 500 \mu A$  :

$$V_{EO} = I_{CO} \times R_E = 3,33 \times 0,6 = 2 \text{ Volts environ}$$

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{EO}}{I_R + I_{BO}} = \frac{9 - 2}{0,5 + 0,06} = \frac{7}{0,56} = 12,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{V_{EO}}{I_R} = \frac{2}{0,5} = 4 \text{ k}\Omega$$

Quant à la DROITE DE CHARGE DYNAMIQUE correspondant à  $R_C = 0,9 \text{ k}\Omega$ , elle passe nécessairement par le point de repos A'.

On peut facilement repérer sur cette droite un second point, sur l'axe horizontal de la tension, correspondant à la valeur de :

$$V'_{CC} = V_{CEO} + (I_{CO} \times R_C) = 4 + (3,33 \times 0,9) = 7 \text{ Volts}$$

(point H figure 3)

Il suffit ensuite de relier A' et H pour avoir la DROITE DE CHARGE DYNAMIQUE.

Quant à la COURBE DYNAMIQUE MUTUELLE, qui devra correspondre à la DROITE DE CHARGE DYNAMIQUE, elle se trace selon la méthode qui a déjà été décrite (figure 3-II).

On peut ensuite passer à la détermination des amplitudes des divers courants et tensions.

En faisant circuler dans la liaison de BASE, un courant de commande de  $20 \mu A$  et en réalisant les constructions graphiques déjà vues, on obtient les courbes de la figure 3-III.

On remarque tout de suite, alors que rien n'a changé, par rapport au cas du circuit non stabilisé de la leçon précédente en ce qui concerne  $V_{BE}$ , qu'il en va différemment pour les amplitudes du courant et de la tension de COLLECTEUR.

Cette différence provient évidemment de la nouvelle inclinaison de la droite de charge dynamique.

Les calculs qui suivent permettent d'ailleurs de trouver les nouveaux gains :

**GAIN DE COURANT** (en exprimant  $I_C$  et  $I_B$  en  $\mu A$ )

$$GI = \frac{I_C \text{ max} - I_C \text{ min}}{I_B \text{ max} - I_B \text{ min}} = \frac{4330 - 2330}{80 - 40} = \frac{2000}{40} = 50$$

**GAIN DE TENSION** (en exprimant  $V_{CE}$  et  $V_{BE}$  en mV)

$$GV = \frac{V_{CE} \text{ max} - V_{CE} \text{ min}}{V_{BE} \text{ max} - V_{BE} \text{ min}} = \frac{4900 - 3100}{185 - 155} = \frac{1800}{30} = 60$$

**GAIN DE PUISSANCE**

$$Gp = GI \times GV = 50 \times 60 = 3000.$$

Par rapport au montage non stabilisé, on remarque UNE LEGERE AUGMENTATION DU GAIN DE COURANT (50 au lieu de 46,5) et une DIMINUTION CONSIDERABLE DU GAIN DE TENSION (60 au lieu de 93,33).

Il en résulte évidemment une DIMINUTION IMPORTANTE DU GAIN DE PUISSANCE, qui de 4340 tombe à 3000.

Ces diminutions sont principalement dues à la valeur de la RESISTANCE DYNAMIQUE DE CHARGE qui est maintenant de  $0,9 \text{ k}\Omega$  au lieu de  $1,5 \text{ k}\Omega$ .



Le choix de cette valeur plus faible de  $R_C$  a été nécessaire, pour que le point de repos soit le même que celui que l'on avait dans le cas du montage non stabilisé.

LA RESISTANCE D'ENTREE DU TRANSISTOR est encore la même que dans le cas de ce montage, puisque l'amplitude de la tension  $V_{BE}$  n'a pas changé.

En exprimant  $V_{BE}$  en mV et  $I_B$  en  $\mu A$  on a :

$$r_B = \frac{V_{BE \text{ max}} - V_{BE \text{ min}}}{I_B \text{ max} - I_B \text{ min}} = \frac{185 - 155}{80 - 40} = \frac{30}{40} = 0,75 \text{ k}\Omega$$

LA RESISTANCE D'ENTREE DE L'ETAGE ( $r_e$ ) est au contraire un peu plus basse, non seulement puisque la résistance reliée entre la BASE et le négatif de la pile a une valeur plus faible ( $R_2 = 12,5 \text{ k}\Omega$  - figure 2 - au lieu de  $R_B = 150 \text{ k}\Omega$  - figure 1 - Transistor 8) mais aussi en raison de la présence de  $R_3$  dont la valeur est assez basse ( $4 \text{ k}\Omega$ ).

Cette résistance se trouve en effet en PARALLELE sur l'entrée de l'étage.

On peut dire que la RESISTANCE D'ENTREE DE L'ETAGE résulte de la mise en parallèle de la résistance d'entrée du transistor et de la résistance  $R_B$ , comme dans le cas du circuit non stabilisé, si l'on considère que  $R_B$  est à son tour donnée par la mise en parallèle de  $R_2$  et  $R_3$ .

Dans le cas de l'exemple on a :

$$R_B = \frac{R_2 \times R_3}{R_2 + R_3} = \frac{12,5 \times 4}{12,5 + 4} = \frac{50}{16,5} = 3,03 \text{ k}\Omega$$

par conséquent :

$$r_e = \frac{r_B \times R_B}{r_B + R_B} = \frac{0,75 \times 3,03}{0,75 + 3,03} = 0,6 \text{ k}\Omega \text{ environ}$$

En conclusion on peut dire que la STABILISATION THERMIQUE a en contrepartie deux inconvénients distincts :

- a) GAIN en tension et en puissance plus faible,
- b) RESISTANCE D'ENTREE DE L'ETAGE plus basse.

## II - COUPLAGE ENTRE DEUX ETAGES

Comme dans les montages à tubes électroniques, un circuit transistorisé ne comporte que très rarement un seul COMPOSANT ACTIF.

Il est donc nécessaire de procéder au COUPLAGE de deux ou plusieurs étages.

Coupler deux étages entre-eux, signifie prélever le signal de sortie d'un premier circuit et l'appliquer à l'entrée du second.

Si pour simplifier on considère deux étages identiques, il faut tout de suite remarquer que, normalement, les composantes continues des tensions de sortie et d'entrée ne sont pas égales.

Le couplage ne peut donc être réalisé avec une liaison directe, mais par l'intermédiaire d'un composant ayant la propriété de laisser passer les composantes alternatives et de bloquer les composantes continues.

Deux types de composants présentent cette propriété :

- a) Le condensateur ; on a alors un COUPLAGE CAPACITIF
- b) Le transformateur ; on a alors un COUPLAGE INDUCTIF.

## II - 1 - COUPLAGE CAPACITIF

Considérons un amplificateur à deux étages égaux entre-eux (figure 4).

Les deux étages étant identiques, les constructions graphiques de la figure 3 restent valables.

La composante alternative du courant de collecteur  $i_c$  (premier étage) se subdivise en deux parties :

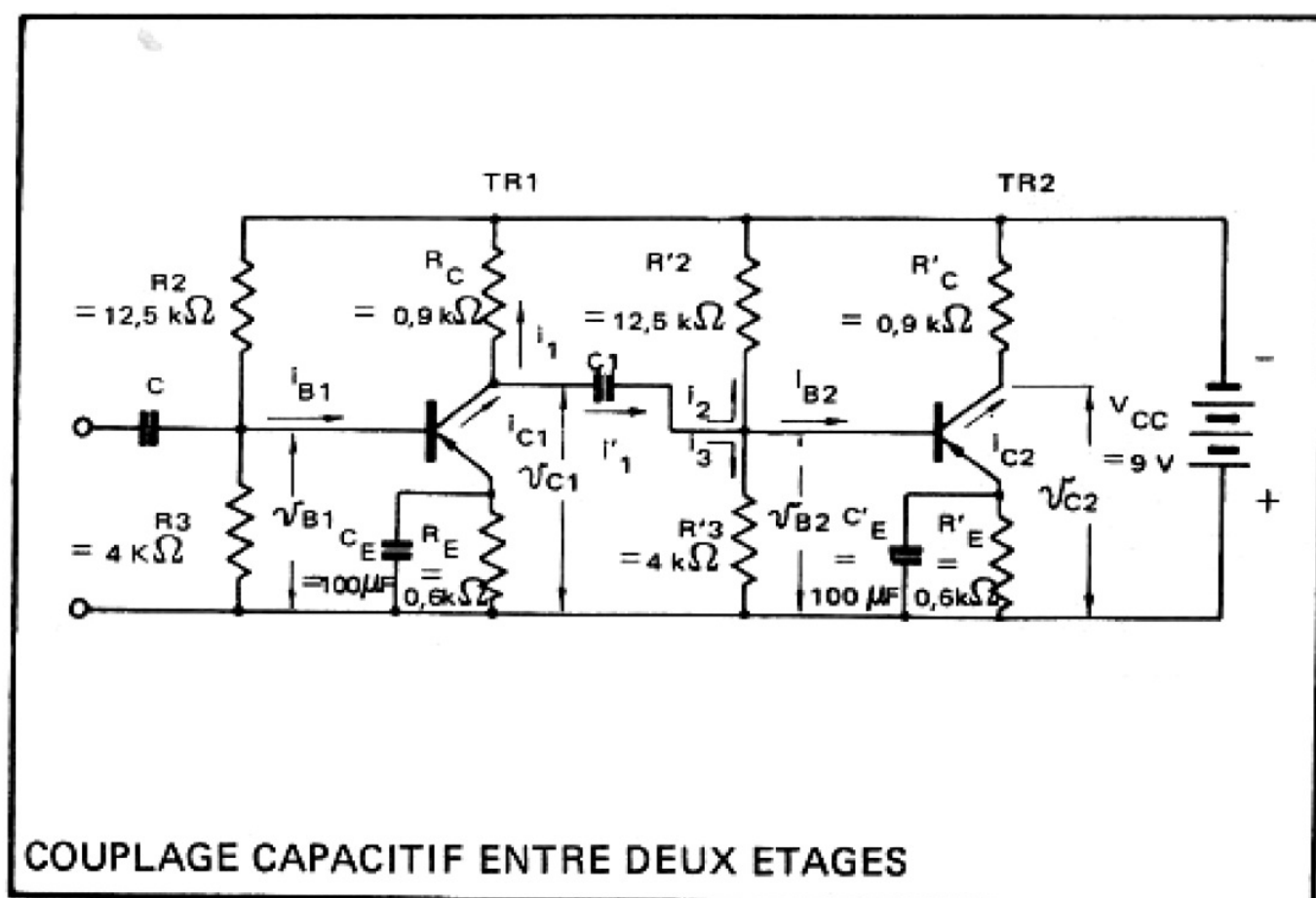


Figure 4

- $i_1$  qui parcourt la résistance  $R_C$ , la pile d'alimentation et qui revient au transistor à travers  $C_E$ .
- $i'_1$  qui va au contraire vers le second transistor.

Ce dernier courant se subdivise à son tour en trois parties :  $i_2$ ,  $i_3$ , et  $i_{B2}$ , qui reviennent au transistor TR1 à travers les circuits suivants :

- pour  $i_2$  :  $C_1 - R'_2 - \text{pile} - C_E$
- pour  $i_3$  :  $C_1 - R'_3 - C_E$
- pour  $i_{B2}$  :  $C_1 - \text{jonction BASE - EMETTEUR (c'est-à-dire } r_B \text{ résistance d'entrée de TR2)} - C'_E \text{ et } C_E$ .

La pile, nous l'avons déjà dit plusieurs fois, présente une résistance très basse au courant alternatif, de même que les condensateurs  $C_1 - C_E$  et  $C'_E$ .

Il est donc possible de négliger ces éléments pour les composantes alternatives.

On peut dire que le courant  $i_{C1}$  se subdivise en quatre parties qui parcourent respectivement les quatre résistances  $R_C$ ,  $R'_2$ ,  $R'_3$  et  $r_B$ .

Ces résistances doivent être considérées comme étant en parallèle POUR LA COMPOSANTE ALTERNATIVE du courant de collecteur de TR1 et leur valeur d'ensemble  $R_D$  constitue LA RESISTANCE DE CHARGE DYNAMIQUE de TR1.

Or on a déjà vu que la mise en parallèle de  $R'_2$ ,  $R'_3$  et  $r_B$  constitue la résistance  $r_e$  d'entrée de l'étage, constituée par le second transistor.

On peut donc dire que dans le cas du COUPLAGE CAPACITIF, la résistance de charge dynamique d'un étage est constituée par la résistance  $R_C$  de collecteur et par la résistance d'entrée  $r_e$  de l'étage suivant, ces deux résistances étant en parallèle.

Ainsi, dans le cas de la figure 4, avec  $R_C = 0,9 \text{ k}\Omega$  et  $r_e = 0,6 \text{ k}\Omega$  (valeur calculée pour le schéma de la figure 2 et valable pour le schéma de la figure 4), la RESISTANCE DE CHARGE DYNAMIQUE du premier étage est :

$$R_D = \frac{R_C \times r_e}{R_C + r_e} = \frac{0,9 \times 0,6}{0,9 + 0,6} = 0,36 \text{ k}\Omega \text{ soit } 360 \Omega$$

Sur les caractéristiques de la figure 5, cette droite de charge doit encore passer par le point de repos  $A'$  et par le point H sur l'axe horizontal, point correspondant à la tension :

$$V'_{CC} = V_{CE0} + (I_{CO} \times R_D) = 4 + (3,33 \times 0,36) = 4 + 1,2 = 5,2V$$

Pour déterminer le gain, on procède aux constructions graphiques habituelles, en supposant que la base est parcourue par un courant alternatif, ayant une valeur de pointe de  $20 \mu A$ .

Il convient cependant de remarquer que l'on ne peut pas faire circuler un courant de cette valeur dans la base de TR1 (figure 4).

En effet, s'il en était ainsi, le courant de commande de la base de TR2 serait excessif et le transistor ne travaillerait pas dans des conditions correctes.

Cependant pour les constructions graphiques, on doit supposer que le signal DE BASE a une amplitude assez importante et on peut supposer qu'elle ait la valeur indiquée ci-dessous. Il suffit de se souvenir qu'en réalité elle doit être sensiblement plus faible.

Grace aux procédés que nous avons déjà vus, on obtient les constructions données figure 5, d'après lesquelles on déduit les résultats suivants :

**GAIN DE COURANT** (en exprimant  $I_C$  et  $I_B$  en  $\mu A$ ).

$$GI = \frac{I_C \text{ max} - I_C \text{ min}}{I_B \text{ max} - I_B \text{ min}} = \frac{4340 - 2320}{80 - 40} = \frac{2020}{40} = 50,5$$

**GAIN DE TENSION** (en exprimant  $V_{CE}$  et  $V_{BE}$  en mV).

$$GV = \frac{V_{CE} \text{ max} - V_{CE} \text{ min}}{V_{BE} \text{ max} - V_{BE} \text{ min}} = \frac{4400 - 3600}{185 - 155} = \frac{800}{30} = 26,67$$

**GAIN DE PUISSANCE**

$$Gp = GI \times GV = 50,5 \times 26,67 = 1347 \text{ environ.}$$

En ce qui concerne le circuit d'entrée, rien n'a changé par rapport à la figure 3.

La résistance d'entrée du transistor est encore de  $0,75 \text{ k}\Omega$  et celle de l'étage de  $0,6 \text{ k}\Omega$ .

La faible valeur de la RESISTANCE DE CHARGE, encore diminuée par rapport aux cas précédents, en raison de la petite valeur de  $r_e$  se trouvant en parallèle sur  $R_C$ , conduit à une ASSEZ FORTE DIMINUTION DU GAIN DE TENSION, mais à une LEGERE AUGMENTATION du GAIN de courant.

Dans le cas du COUPLAGE ENTRE DEUX ETAGES, LE CALCUL DU GAIN DE COURANT  $GI$  ne signifie pas grand chose.

En effet, la valeur  $GI$  indique de combien de fois la composante alternative  $i_{C1}$  du courant de collecteur est plus grande que la composante alternative  $i_{B1}$  de commande de la base.

Toutefois en observant le schéma de la figure 4, on voit tout de suite que seule une partie du courant  $i_{C1}$  est utilisée pour la commande de l'étage suivant.



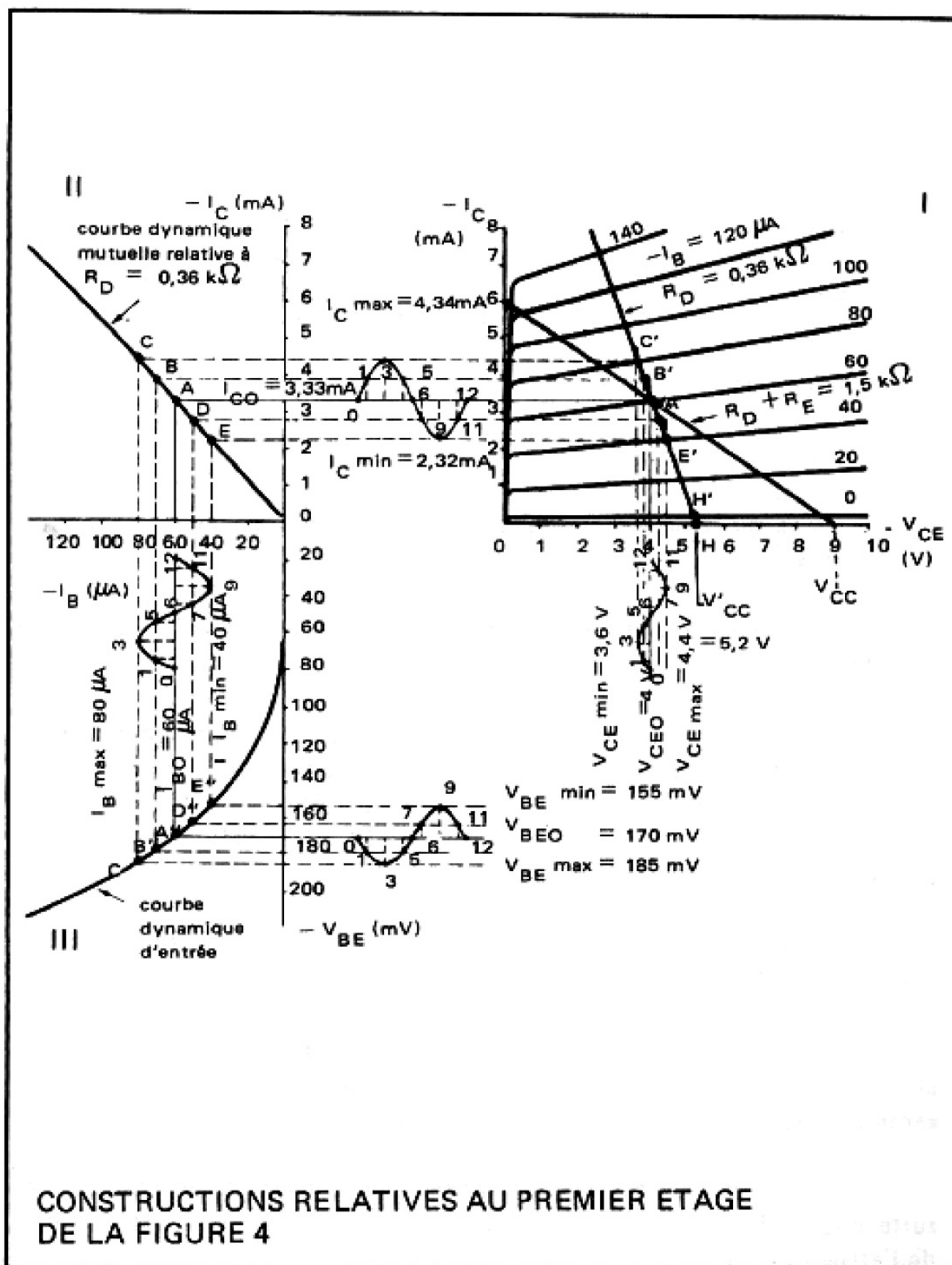


Figure 5

Il est donc plus utile d'exprimer le gain de l'étage, par le rapport entre le courant de commande  $i_{B2}$  du second étage (au lieu du courant  $i_{C1}$  de sortie du premier étage) et le courant  $i'_{B1}$  de commande du premier étage.

On trouve facilement la valeur de  $i_{B2}$  en tenant compte du fait que la composante alternative  $V_{C1}$  de la tension de collecteur, est égale à la composante alternative  $V_{B2}$  de la tension de base de l'étage suivant.

Par la Loi d'Ohm on a :

$$V_{C1} = i_{C1} \times R_D \text{ et } V_{B2} = i_{B2} \times r_B$$

On peut ainsi en déduire la formule pour le calcul de  $i_{B2}$ .

$$i_{B2} = \frac{V_{B2}}{r'_B} = \frac{i_{C1} \times R_D}{r'_B}$$

On voit finalement, en tenant compte du fait que  $G_I = i_{C1}/i_{B1}$ , que LE GAIN EFFECTIF DE L'ETAGE (toujours plus petit que le gain calculé d'après les résultats obtenus à partir de la figure 5) peut être trouvé avec la formule suivante :

$$G'I = \frac{i_{B2}}{i_{B1}} = \frac{i_{C1} \times R_D}{i_{B1} \times r'_B} = \frac{G_I \times R_D}{r'_B}$$

Dans le cas de l'exemple de la figure 4, puisque  $R_D = 360 \Omega$ , et  $r'_B = 750 \Omega$ , on trouve un GAIN EFFECTIF de :

$$G'I = \frac{G_I \times R_D}{r'_B} = \frac{50,5 \times 360}{750} = 24,24.$$

On voit que le gain effectif est plus faible que celui de l'étage calculé précédemment.

On peut alors connaître la valeur de pointe de  $i_{B1}$ , afin que la valeur de pointe de  $i_{B2}$  soit de  $20 \mu A$ .

On a en effet :

$$i_{B1} = \frac{i_{B2}}{G_1} = \frac{20}{24,24} = 0,825 \mu A \text{ environ}$$

Le gain de puissance effectif  $G'p$  est également réduit par rapport à  $Gp$  :

$$G'p = G'_1 \times G_v = 24,24 \times 26,67 = 646,48$$

En comparant cette valeur du gain de puissance effectif pour un étage couplé, avec celle que présente le même étage (figure 2) non couplé, on note une réduction considérable (de 3000 à 646,48).

Cette réduction est due à la nature même du couplage capacitif, dans la mesure où, en couplant le collecteur de TR1 avec l'étage suivant présentant une faible résistance d'entrée, on aboutit soit à une réduction considérable du gain de tension (en raison de la faible valeur de  $R_D$ ) soit à une forte réduction du gain de courant (en raison de la division de  $i_{C1}$  en plusieurs parties).

**IL FAUT NOTER QUE LA DIMINUTION DE GAIN, est ESSENTIELLEMENT DUE AU FAIT que l'on couple l'étage considéré, possédant une RESISTANCE DE SORTIE RELATIVEMENT ELEVEE, AVEC UN ETAGE SEMBLABLE DONT LA RESISTANCE D'ENTREE EST FAIBLE.**

On voit ainsi, QUE LE COUPLAGE CAPACITIF conduit à des diminutions intolérables des gains dans le cas d'étages à BASE COMMUNE.

Nous avons vu en effet que ces étages présentent une RESISTANCE DE SORTIE TRES ELEVEE et une RESISTANCE D'ENTREE TRES BASSE.

Pour cette raison, le COUPLAGE CAPACITIF n'est pas utilisé pour les étages à BASE COMMUNE.

## II - 2 - COUPLAGE INDUCTIF

Les deux étages de la figure 4 peuvent être COUPLES PAR INDUCTION par l'intermédiaire d'un transformateur.

Les dimensions du transformateur sont proportionnelles à la puissance électrique en jeu dans le circuit.

Pour un étage préamplificateur BF par exemple la section du transformateur est en général de l'ordre de 5 mm et la hauteur dépasse à peine 1 cm.

La figure 6 représente deux étages reliés par COUPLAGE INDUCTIF.

Pour l'étude de ce montage, il faut d'abord revoir le comportement du transformateur (figure 7).

On considère en premier lieu un transformateur idéal, c'est-à-dire sans perte (résistances ohmiques des bobines négligeables et pertes par hystérésis nulles).

Reportons-nous figure 7 et supposons que le transformateur représenté soit constitué de 1000 spires ( $N_p = 1000$ ) au primaire et 500 spires au secondaire ( $N_s = 500$ ).

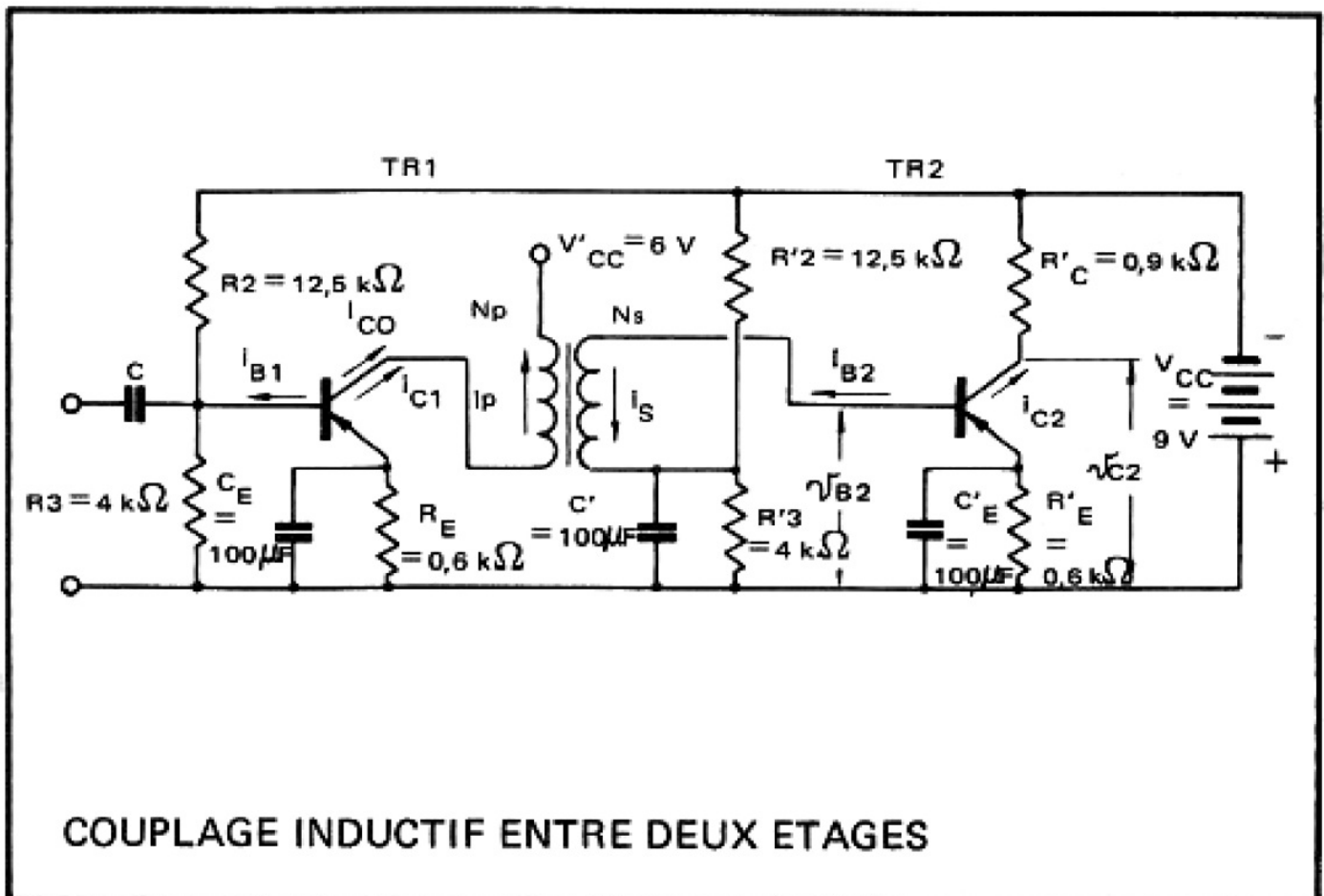


Figure 6

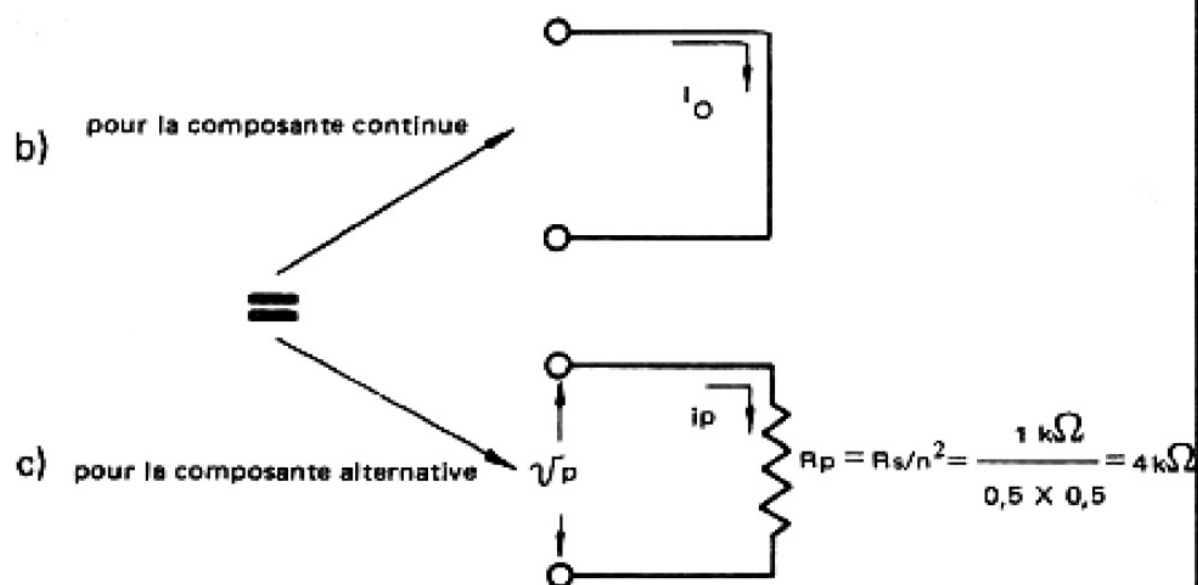
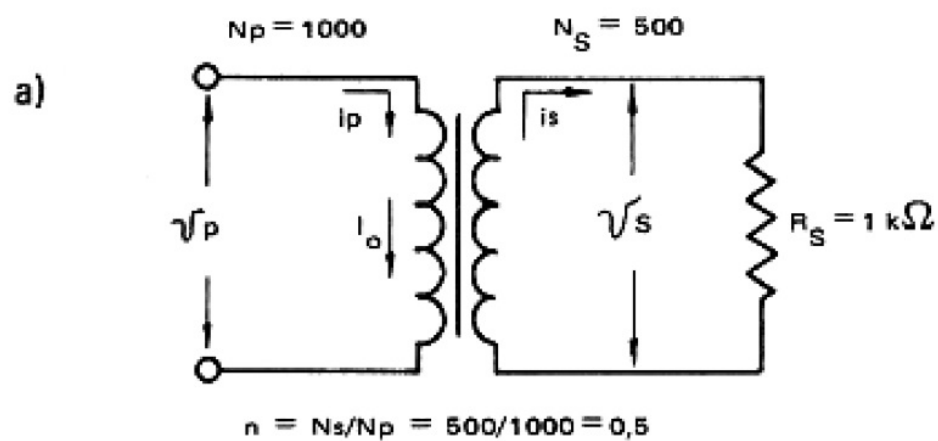
Le rapport de transformation est donné par la formule :

$$n = N_s/N_p = 500/1000 = 0,5$$

Si le primaire est parcouru par un courant continu  $I_O$  de quelques mA, ce courant magnétisera le noyau du transformateur et l'on aura dans celui-ci un certain flux de valeur constante.

Aucune tension ne sera induite dans le secondaire et par conséquent aucun courant ne circulera dans ce dernier.

Pour le courant continu, le transformateur se comporte donc comme une simple liaison (constituée par le primaire), parcourue par le courant  $I_O$ .



SCHEMAS EQUIVALENTS D'UN TRANSFORMATEUR IDEAL

Figure 7



Le schéma correspondant au transformateur se réduit donc à la liaison représentée figure 7-b.

Supposons maintenant qu'une composante alternative  $i_p$  due à la tension  $v_p$  de 2 volts par exemple se superpose à la composante continue.

Le flux total dans le noyau du transformateur est alors la résultante du flux continu  $I_0$  et du flux alternatif  $i_p$ .

Ce dernier induit dans le secondaire une tension alternative  $v_s$  qui fait circuler un courant  $i_s$ .

La valeur de  $v_s$  est donnée par la formule :

$$v_s = v_p \times n = 2 \times 0,5 = 1 \text{ Volt}$$

En supposant par exemple que la charge  $R_S$  soit de  $1 \text{ k}\Omega$  on peut également très simplement calculer  $i_s$  :

$$i_s = v_s / R_S = 1 \text{ V} / 1 \text{ k}\Omega = 1 \text{ mA}$$

La puissance  $P$  que le transformateur fournit à la résistance de charge, n'est autre que le produit de la tension secondaire par le courant secondaire, circulant dans la résistance.

On a donc :

$$P = v_s \times i_s = 1 \text{ V} \times 1 \text{ mA} = 1 \text{ mW}$$

Ayant admis un transformateur sans perte, on doit en déduire que cette même puissance est également fournie au primaire.

Connaissant déjà la valeur de la tension  $v_p$  il est facile d'en déduire la valeur du courant  $i_p$  :

$$i_p = P / v_p = 1 \text{ mW} / 2 \text{ V} = 0,5 \text{ mA}$$

On remarque immédiatement alors, que la tension primaire est le double de la tension secondaire, le courant primaire n'est égal qu'à la moitié du courant secondaire.

Enlevons maintenant le transformateur du circuit et remplaçons-le par une résistance  $R_p$  dont la valeur est telle que le courant absorbé reste de 0,05 mA.

Pour conserver cette valeur de courant, il suffit que  $R_p$ , alimentée par  $v_p$  ait pour valeur :

$$R_p = v_p/i_p = 2 \text{ V} \times 0,5 \text{ mA} = 4 \text{ k}\Omega$$

On peut tirer directement  $R_s$  de la valeur de  $R_p$ , en tenant compte du fait que  $v_p = v_s/n$  et que  $i_p = i_s \times n$ .

En effet, en substituant ces valeurs de  $v_p$  et de  $i_p$ , on obtient :

$$R_p = v_p/i_p = \frac{v_s/n}{i_s \times n} = \frac{v_s}{i_s n^2}$$

mais  $v_s/i_s$  n'est autre que  $R_s$  et finalement on a :

$$R_p = R_s/n^2 = \frac{1 \text{ k}\Omega}{0,5 \times 0,5 \text{ mA}} = 4 \text{ k}\Omega$$

Il faut remarquer que la résistance équivalente du **PRIMAIRE** du transformateur, dépend du **RAPPORT de TRANSFORMATION** et de la valeur de la **RESISTANCE DE CHARGE** reliée au secondaire.

Le transformateur effectue donc non seulement une transformation des valeurs de tension et de courant, mais aussi une **TRANSFORMATION** de la **VALEUR DE RESISTANCE** primaire et secondaire, donnée par la formule :

$$n = \sqrt{R_s/R_p}$$

Après cette étude du transformateur, on peut revenir au circuit de la figure 6.

Pour la composante continue, le transformateur se comporte comme une simple liaison ; c'est donc comme si le collecteur était directement relié à la pile.

La RESISTANCE DE CHARGE STATIQUE correspond ainsi à la seule valeur de la résistance  $R_E$  d'émetteur, c'est-à-dire à  $0,6 \text{ k}\Omega$ .

Pour obtenir le point de repos que l'on avait dans les exemples précédents, c'est-à-dire le point A' des caractéristiques de collecteur ( $V_{CCO} = 4 \text{ V}$  et  $I_{BO} = 60 \mu\text{A}$ ), la droite de charge statique (figure 8) doit passer par ce point et par le point K :

$$\begin{aligned}(V'_{CC} &= V_{CEO} + (I_{CO} \times R_E) = 4 + (3,33 \times 0,6) \\ &= 4 + 2 = 6 \text{ V}\end{aligned}$$

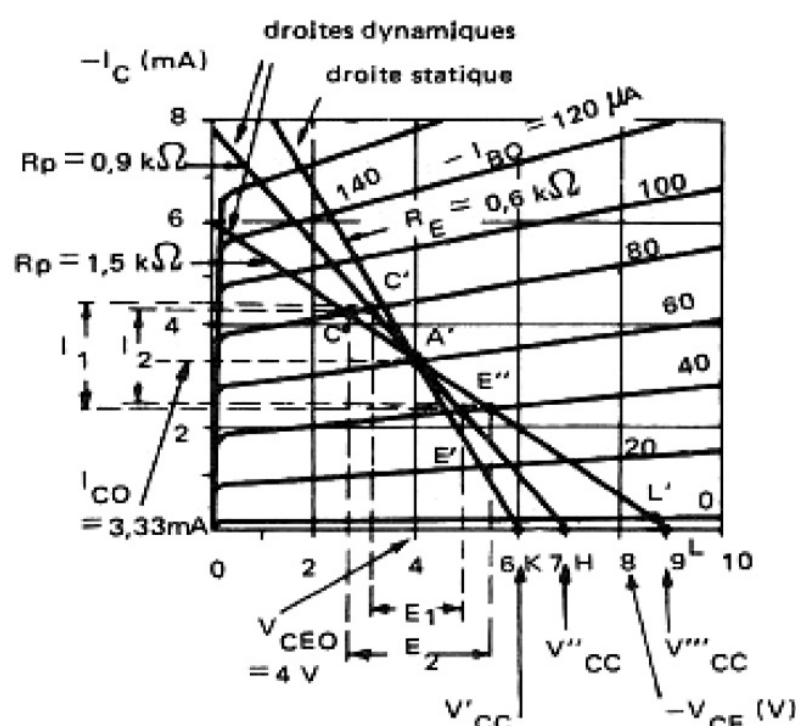
En se rappelant que la DROITE DE CHARGE STATIQUE, rencontre exactement l'axe horizontal au point correspondant à la valeur de la tension d'alimentation du collecteur, on en déduit qu'ayant remplacé la RESISTANCE DE CHARGE  $R_C$  de la figure 4 par le PRIMAIRE du TRANSFORMATEUR, on obtient le même point de repos en alimentant le collecteur avec 6 volts seulement au lieu de 9 volts.

Cela est dû évidemment au fait que le PRIMAIRE, de résistance négligeable n'introduit aucune chute de tension.

**C'EST LE PREMIER AVANTAGE DU TRANSFORMATEUR.**

Quant à la DROITE DE CHARGE DYNAMIQUE, il faut noter que la RESISTANCE  $R_E$  ne compte pas, étant découplée par  $C_E$  de capacité élevée.

Il ne reste donc que le transformateur, se comportant comme une résistance  $R_p$ .



DROITES DE CHARGE RELATIVES A TR1 DE LA FIGURE 6

Figure 8

LA RESISTANCE DE CHARGE DYNAMIQUE correspond donc à la valeur de  $R_p$ .

En ce qui concerne le secondaire, on voit facilement qu'il se referme directement sur la RESISTANCE D'ENTREE  $R_e$  du second étage, qui dans ce cas coïncide avec la résistance d'entrée du transistor TR2 seulement.

En effet, en examinant le schéma de la figure 6, on peut noter que l'extrémité supérieure du secondaire est directement reliée à LA BASE de TR2, alors que l'extrémité inférieure est reliée à L'EMETTEUR, par l'intermédiaire des condensateurs  $C'$  et  $C'_E$ .

Cependant ces composants de forte capacité, présentent une réactance très faible, c'est-à-dire en pratique une liaison de résistance négligeable pour le courant alternatif.

Tout le courant secondaire traverse la jonction du transistor (ainsi  $I_{B2} = I_s$ ) et toute la tension secondaire  $V_s$  est appliquée entre la BASE et l'EMETTEUR.

On peut donc considérer le secondaire comme étant fermé sur la résistance d'entrée  $r_B$  du transistor seulement.

Etant donné que pour le courant continu, le SECONDAIRE SE COMPORTE AUSSI COMME UNE SIMPLE LIAISON unissant la BASE de TR2 avec le point commun  $R'_2$  et  $R'_3$ , on comprend que son influence est nulle pour le fonctionnement du circuit de polarisation, aussi bien en ce qui concerne la STABILISATION THERMIQUE QUE LE POINT DE REPOS.

Ce point est encore le même que celui de la figure 2 ;  $r_B$  conserve donc sa valeur de  $0,75 \text{ k}\Omega$  calculée précédemment.

Si l'on veut que la RESISTANCE DE CHARGE DYNAMIQUE de l'étage soit encore de  $0,9 \text{ k}\Omega$ , il suffit de choisir un rapport de transformation  $n$  égal à :

$$n = \sqrt{R_s/R_p} = \sqrt{0,75/0,9} = \sqrt{0,83} = 0,9 \text{ environ.}$$

Cela signifie que si le secondaire par exemple a 100 spires, le primaire doit en avoir :

$$100/0,9 = 111 \text{ spires.}$$

Dans ces conditions le transistor travaille avec UNE CHARGE DYNAMIQUE de  $0,9 \text{ k}\Omega$  et la droite de charge correspondante doit passer par le point A et le point H (figure 8).

Les GAINS de l'ETAGE restent ceux du schéma de la figure 2, c'est-à-dire :

$$G_I = 50 ; G_V = 60 ; G_P = 3000.$$

On voit tout de suite que le couplage par transformateur ne provoque pas l'inconvénient de diminuer les gains, comme dans le cas du couplage capacitif.

### C'EST LE SECOND AVANTAGE DU TRANSFORMATEUR.

En considérant le GAIN EFFECTIF de courant et en tenant compte du fait que maintenant  $i_{BO}$  (c'est-à-dire  $i_s$ ) est  $n$  fois plus grand que  $i_{C1}$  (c'est-à-dire  $i_p$ ) on trouve :

$$G'_I = i_{B2}/i_{B1} = \frac{i_{C1}/i_{B1}}{n} = G_I/n = 50/0,9 = 55.$$

Pour avoir un courant de commande TR2 avec une valeur de pointe de  $20 \mu A$ , il suffit de commander TR1 avec un COURANT DE BASE DE :

$$20/55 = 0,364 \mu A$$

Pour le montage de la figure 4, il fallait un courant de commande de  $0,825 \mu A$ .

Le GAIN EFFECTIF de courant a donc plus que doublé (55 au lieu de 24,24).

Le GAIN DE TENSION a lui aussi augmenté ; en effet, en tenant compte que maintenant  $V_{B2}$  (c'est-à-dire  $V_s$ ) est égal à  $V_{C1}$  (c'est-à-dire  $V_p$ ) multiplié par  $n$ , on obtient :

$$G'_V = V_{B2}/V_{B1} = \frac{V_{C1} \times n}{V_{B1}} = G_V \times n = 60 \times 0,9 = 54$$

Il est donc deux fois plus grand que dans le cas du couplage capacitif (54 au lieu de 26,67).



Pour le gain de puissance, il est facile de comprendre qu'il n'a pas diminué par rapport au cas de la figure 2. Il suffit de savoir que la PUISSANCE DE SORTIE de TR1 n'est autre que la PUISSANCE PRIMAIRE du transformateur et que celle-ci est égale à la puissance secondaire, c'est-à-dire à la puissance d'entrée de TR2.

$G_p$  est donc naturellement égal à  $G$  c'est-à-dire à 3000.

En conclusion LE COUPLAGE INDUCTIF évite les pertes de gain et permet d'utiliser une tension d'alimentation plus faible que dans le cas d'un couplage capacitif.

### III - CHARGE OPTIMALE ET ADAPTATION D'IMPEDANCE

En examinant la figure 8, on voit qu'en augmentant le RAPPORT DE TRANSFORMATION et en augmentant la valeur de  $R_p$ , LA DROITE DE CHARGE DYNAMIQUE continue à passer par LE POINT DE REPOS A', mais que son inclinaison diminue.

Ainsi, en passant du rapport  $n = 0,9$  (avec  $R_p = 0,9 \text{ k}\Omega$ ) au rapport  $n = 0,7$ , la valeur de  $R_p$  passe à  $R_p = R_s/n^2 = 0,75/0,5 = 1,5 \text{ k}\Omega$ .

La droite de charge doit alors passer par le point L sur l'axe horizontal, correspondant à la valeur de tension :

$$\begin{aligned} V''_{CC} &= V_{CE0} + (I_{CO} \times R_p) = 4 + (3,33 \times 1,5) \\ &= 4 + 5 = 9 \text{ Volts.} \end{aligned}$$

Dans ces conditions, on voit que LE GAIN DE COURANT a légèrement diminué par rapport au cas de  $R_p = 0,9 \text{ k}\Omega$ .

En effet, l'amplitude  $I_2$  du courant de collecteur, correspondant aux points  $C''$  et  $E''$  délimitant l'amplitude du point de travail sur la droite de charge  $R_p = 1,5 \text{ k}\Omega$  est inférieure à l'amplitude  $I_1$ , relative aux points analogues  $C'$  et  $E'$ , correspondant au cas de  $R_p = 0,9 \text{ k}\Omega$ .

Par contre, pour les AMPLITUDES de TENSION, on voit qu'avec  $R_p = 1,5 \text{ k}\Omega$  on a un GAIN DE TENSION supérieur ( $E_2$  étant plus grand que  $E_1$ ).

En augmentant encore la valeur de  $R_p$ , LE GAIN DE COURANT continue à diminuer et le GAIN DE TENSION à augmenter.

Le GAIN de puissance, donné par le produit des deux gains précédents, augmentera jusqu'à ce qu'il atteigne un MAXIMUM au delà duquel il diminuera.

Cela signifie qu'il existe un point sur la DROITE DE CHARGE dynamique, pour laquelle on obtient le gain de puissance maximal.

Il est évident que pour exploiter au maximum le transistor, il faut le faire travailler dans ces conditions, c'est-à-dire avec une certaine valeur  $R_{CO}$  de la résistance de charge, valeur que l'on obtient avec un rapport de transformation déterminé.

Pour bien se rendre compte de ce qui arrive lorsqu'on prend des valeurs de charge de plus en plus grandes ou des valeurs du rapport de transformation croissantes,  $R_S$  restant constant), il faut se reporter au graphique de la figure 9.

Les courbes de ce graphique montrent la variation des GAINS DE COURANT, de tension et de puissance, lorsqu'on augmente la valeur de la résistance de charge.

Il s'agit de courbes approximatives, car pour le relevé de celles-ci on a négligé l'influence de la TENSION DE COLLECTEUR SUR LA TENSION DE BASE (en d'autres termes on a considéré le paramètre  $h_{12e}$ , comme étant égal à zéro).

Ces courbes sont toutefois "universelles" en ce sens qu'elles peuvent servir pour n'importe quel type de transistor, à condition qu'il soit du type BF et non de puissance.

Sur l'échelle horizontale, on a indiqué les valeurs dans l'ordre croissant de la RESISTANCE DE CHARGE REDUITE ( $R_{cR}$ )

Le terme "réduit" signifie ici qu'il ne s'agit que d'un coefficient, permettant comme nous allons le voir le calcul pratique.

Les trois courbes correspondent aux gains "réduits" DE COURANT ( $g_i$ ), de tension ( $g_v$ ) et de puissance ( $g_p$ ).

Augmenter la résistance de charge, signifie se déplacer vers la droite.

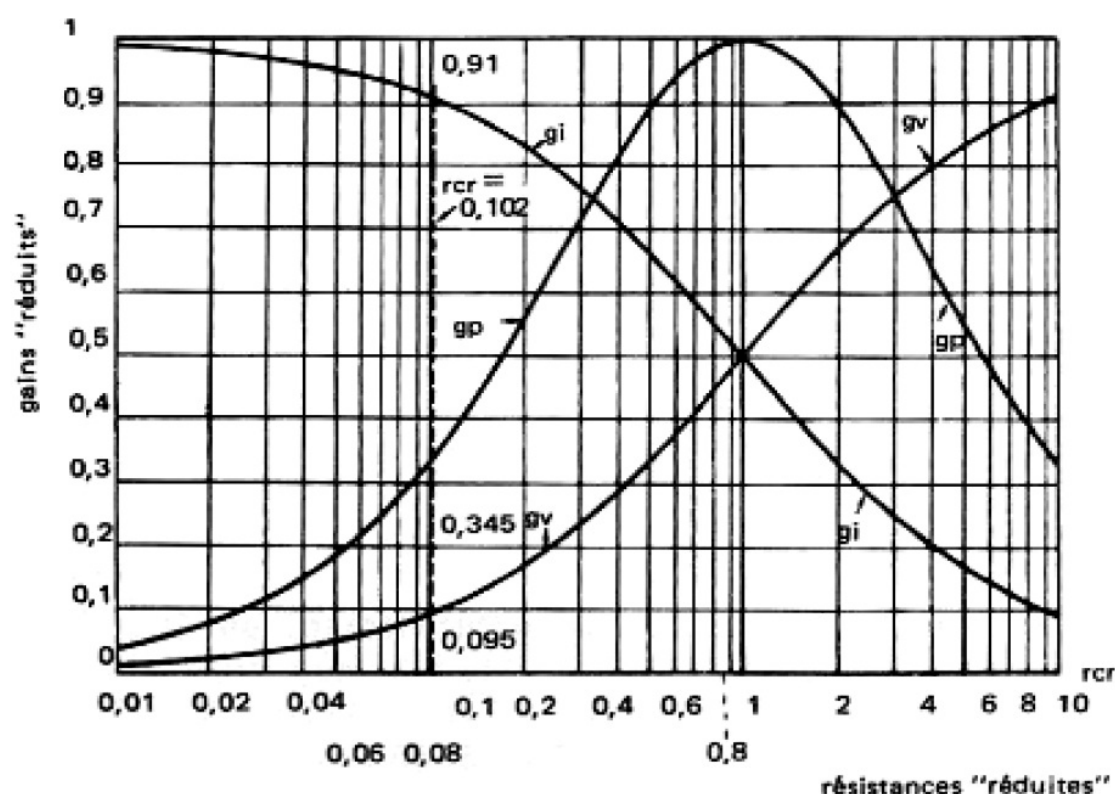
Ce faisant, on voit que le GAIN DE COURANT va en diminuant et que le GAIN DE TENSION va en augmentant, alors que le GAIN DE PUISSANCE croît jusqu'à un maximum mais diminue ensuite.

L'emploi du graphique est très simple.

Supposons que l'on prenne le cas de la figure 6 avec  $R_p = 1,5 \text{ k}\Omega$ .

Pour le POINT DE TRAVAIL considéré, c'est-à-dire A' de la figure 8, les paramètres hybrides du transistor, sont ceux que l'on a calculé dans la leçon précédente :

$$h_{11e} = 0,77 \text{ k}\Omega ; h_{21e} = 49,5$$



GRAPHIQUE UNIVERSEL DES GAINS "REDUITS"

Figure 9

$h_{22e} = 0,068 \text{ mA/V}$ . La valeur de  $h_{12e}$  est sans intérêt, car comme nous l'avons dit on la considère égale à zéro.

On calcule d'abord la valeur de la résistance de charge "réduite", donnée par la formule :

$$rcr = h_{22e} \times R_p = 0,068 \times 1,5 = 0,102$$

En face de cette valeur, lue sur l'échelle horizontale (ligne en pointillé figure 9), on lit les valeurs suivantes des gains "réduits" :

$$g_i = 0,91 ; g_v = 0,095 ; g_p = 0,345$$

Pour passer aux véritables gains du transistor considéré, il suffit

d'utiliser les formules suivantes :

$$G_i = h_{21e} \times g_i = 49,5 \times 0,91 = 45 ;$$

$$G_v = \frac{h_{21e}}{h_{11e} \times h_{22e}} \times g_v = \frac{49,5}{0,77 \times 0,068} \times 0,095$$

$$= 945 \times 0,095 = 89,8$$

$$G_p = \frac{h_{21e}^2}{4 \times h_{11e} \times h_{22e}} \times g_p = \frac{49,5^2}{4 \times 0,77 \times 0,068} \times 0,345$$

$$= 11700 \times 0,345 = 4040.$$

Cette dernière valeur aurait naturellement pu être déduite des deux précédentes ; en effet :

$$G_p = G_i \times G_v = 45 \times 89,8 = 4040 \text{ environ.}$$

Pour obtenir le GAIN DE PUISSANCE maximum, il suffit d'augmenter la valeur de la résistance de charge jusqu'à la valeur coïncidant avec le maximum de la courbe relative à  $g_p$  de la figure 9, c'est-à-dire jusqu'à ce que l'on ait  $r_{cr} = 1$ .

Etant donné que  $r_{cr} = h_{22e} \times R_p$ , avoir  $r_{cr} = 1$ , signifie que la valeur optimale de la résistance de charge doit être égale à  $1/h_{22e}$ .

Dans le cas de l'exemple, on a donc :

$$R_{CO} = 1/0,068 = 14,7 \text{ k}\Omega$$

Les valeurs correspondantes des gains "réduits", lus sur le graphique sont :

$$g_i = 0,5 ; g_v = 0,5 ; g_p = 1$$

En mettant ces valeurs dans les formules précédentes, on trouve :

$$G_i = 49,5 \times 0,5 = 24,75$$

$$G_v = 945 \times 0,5 = 472,5$$

$$G_p = 11700 \times 1 = 11700.$$

Le rapport de transformation nécessaire pour avoir la valeur optimale de la RESISTANCE DE CHARGE DYNAMIQUE sera :

$$n_o = \sqrt{R_s/R_{CO}}$$

Dans le cas de l'exemple, on aura donc :

$$n_o = \sqrt{0,75/14,7} = 0,22 \text{ environ.}$$

Avec ce rapport de transformation, la RESISTANCE D'ENTREE du second étage est "transformée" en une valeur égale à celle de SORTIE du premier étage.

On dit alors que le transformateur "ADAPTE" entre elles les IMPEDANCES DE SORTIE et D'ENTREE des deux étages.

C'est évidemment lorsque cette condition d'ADAPTATION est réalisée que le GAIN de puissance est maximum.

#### IV - VALEUR MAXIMUM DE LA TENSION DE COLLECTEUR

En se reportant aux figures 5 et 8, on peut remarquer que dans le cas du COUPLAGE CAPACITIF (figure 5), la DROITE DE CHARGE DYNAMIQUE est toujours plus inclinée que la DROITE DE CHARGE STATIQUE.

Cela signifie que pendant le fonctionnement, la valeur de la tension de collecteur (par rapport à l'émetteur) ne peut jamais atteindre la valeur de la tension d'alimentation  $V_{cc}$ , mais qu'elle peut au maximum arriver à une valeur proche de  $V'_{cc}$  (point H').

En effet, en augmentant l'amplitude du signal de commande, le POINT DE TRAVAIL peut se déplacer au maximum jusqu'à ce point H', placé sur la courbe  $I_B = 0$  (CUT-OFF).

LE POINT DE TRAVAIL peut donc atteindre au maximum 5,2 V environ.

Dans le cas du couplage inductif, la DROITE DE CHARGE DYNAMIQUE peut prendre n'importe quelle inclinaison.

LE POINT DE TRAVAIL peut alors se déplacer jusqu'au point L' (cas avec  $R_C = 1,5 \text{ k}\Omega$  de la figure 8 par exemple), ce qui veut dire que la TENSION INSTANTANEE DE COLLECTEUR, peut ATTEINDRE DES VALEURS PLUS ELEVEES que la TENSION d'alimentation.

Dans l'exemple donné, elle peut arriver à presque 9 volts même si la tension d'alimentation est de 6 volts seulement.

On peut facilement expliquer ce phénomène en observant les schémas de la figure 10.

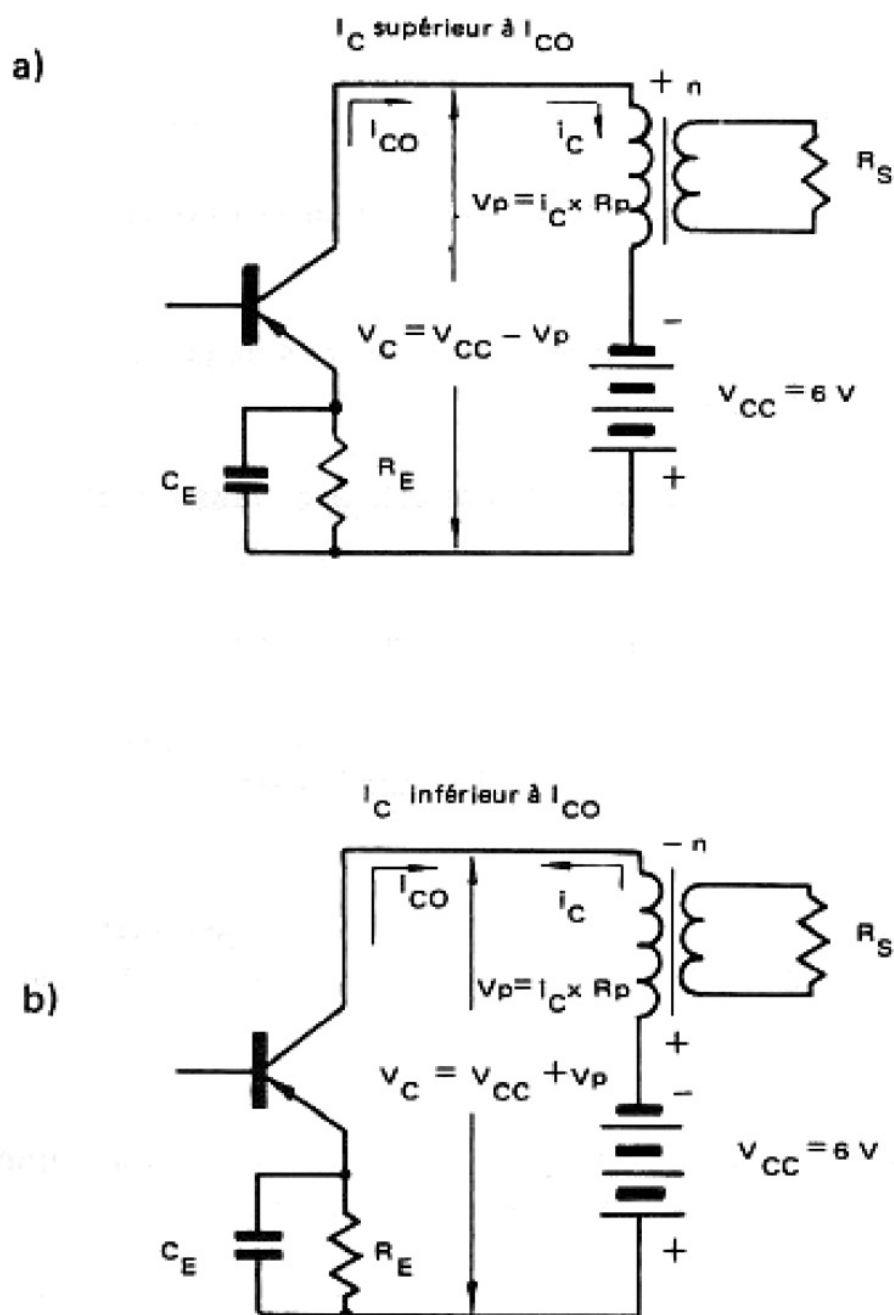
En rappelant que LE COURANT DE COLLECTEUR  $I_C$  est la résultante de la composante continue de polarisation  $I_{CO}$  et de la composante alternative  $i_c$ , inversant sa direction à chaque demi-onde, on peut considérer deux cas :

a)  $i_c$  a une direction IDENTIQUE A  $I_{CO}$  (figure 10-a).

La tension  $V_p$  aux bornes du primaire (due exclusivement à  $i_c$ , le primaire se comportant comme une simple liaison) a pour valeur :

$V_p = i_c \times R_p$ , avec la polarité indiquée sur la figure.

On voit immédiatement que  $V_p$  se trouve en série avec  $V_{cc}$ , mais que la polarité est opposée.



LA TENSION COLLECTEUR PEUT ATTEINDRE DES VALEURS PLUS ELEVÉES QUE LA TENSION D'ALIMENTATION

Figure 10



Entre collecteur et masse on a donc une tension  $V_C$ , égale à  $V_{CC} - V_p$ . La tension entre collecteur et émetteur ( $V_{CE}$ ) sera donc inférieure à  $V_{CC}$ , car de  $V_C$  on doit encore soustraire la chute de tension  $V_E$ , due à  $R_E$ .

b)  $i_c$  a une direction opposée à  $I_{CO}$  (figure 10-b).

Ce cas se produit pendant la demi-onde suivant celle du cas précédent.

Etant donné que  $i_c$  est inversé, la polarité de la tension aux bornes du PRIMAIRE s'inverse aussi.

Dans ce cas la tension entre collecteur et masse n'est autre que la somme de  $V_{CC} + V_p$ .

Il en résulte que  $V_C$  est plus grande que  $V_{CC}$ .

La TENSION  $V_{CE}$ , sera nous l'avons vu, un peu inférieure à la tension  $V_C$ , mais pourra cependant être supérieure à la tension d'alimentation  $V_{CC}$ .

On doit tenir compte de ce fait pour éviter que durant le fonctionnement, la tension de collecteur ne dépasse la valeur maximale admise.

La règle suivante doit donc être appliquée :

Dans le cas du COUPLAGE CAPACITIF, la tension d'alimentation ne doit jamais être supérieure à la valeur de  $V_{CE \text{ max}}$ .

Dans le cas du COUPLAGE INDUCTIF, la tension d'alimentation ne doit jamais être supérieure à la moitié de  $V_{CE \text{ max}}$ .

\*\*\*\*\*

## NOTIONS A RETENIR

- L'amplificateur BASE COMMUNE est, de par sa nature, THERMIQUEMENT STABLE.
- L'amplificateur COLLECTEUR COMMUN, en raison de la valeur relativement élevée de la résistance  $R_E$ , a un degré de stabilité généralement suffisant.
- Seul l'amplificateur EMETTEUR COMMUN nécessite en pratique un CIRCUIT DE STABILISATION.
- Les circuits de stabilisation fonctionnent sur le principe de la CONTRE-REACTION.
- On appelle RESISTANCE DE CHARGE STATIQUE la valeur  $R_C + R_E$  et RESISTANCE DYNAMIQUE la valeur de  $R_C$ .
- La STABILISATION THERMIQUE est évidemment nécessaire, mais présente deux inconvénients :
  - a) GAIN DE TENSION ET DE PUISSANCE PLUS FAIBLE,
  - b) RESISTANCE D'ENTREE DE L'ETAGE plus basse.
- Pour coupler deux étages, on utilise soit le COUPLAGE CAPACITIF, soit le COUPLAGE INDUCTIF.
- La réduction du gain effectif, introduite par le COUPLAGE CAPACITIF, provient essentiellement du fait que l'on couple un étage possédant une RESISTANCE DE SORTIE ELEVEE avec un ETAGE semblable dont la RESISTANCE D'ENTREE EST FAIBLE (montage EMETTEUR COMMUN).

- Dans un étage BASE COMMUNE, le couplage capacitif conduit à une réduction prohibitive du gain.
- Le COUPLAGE INDUCTIF ne présente pas les défauts du couplage capacitif.

Il faut cependant noter :

- a) que le couplage capacitif est très utilisé, car très simple et peu coûteux
  - b) que le couplage inductif utilisant un transformateur, est plus compliqué, donc plus coûteux.
- Le rapport de transformation  $n$  est donné par la formule :

$$n = N_s / N_p \text{ avec :}$$

$$\begin{aligned} n &= \text{rapport de transformation} \\ N_s &= \text{nombre de spires secondaires} \\ N_p &= \text{nombre de spires primaires} \end{aligned}$$

On a encore :

$$\begin{aligned} N &= \sqrt{R_s / R_p}, \text{ et} \\ v_s &= v_p \times n \\ i_s &= v_s / R \\ R_p &= R_s / n^2 \\ R_s &= R_p \times n^2 \text{ avec} \\ v_s &= \text{tension au secondaire} \\ v_p &= \text{tension au primaire} \\ i_s &= \text{courant secondaire} \\ R_s &= \text{charge du secondaire} \\ R_p &= \text{résistance équivalente du primaire.} \end{aligned}$$

- En augmentant la valeur de  $R_p$ , le GAIN DE COURANT diminue et le GAIN de tension augmente.

Il existe donc une valeur de  $R_p$ , pour laquelle le GAIN de PUISSANCE est maximum.

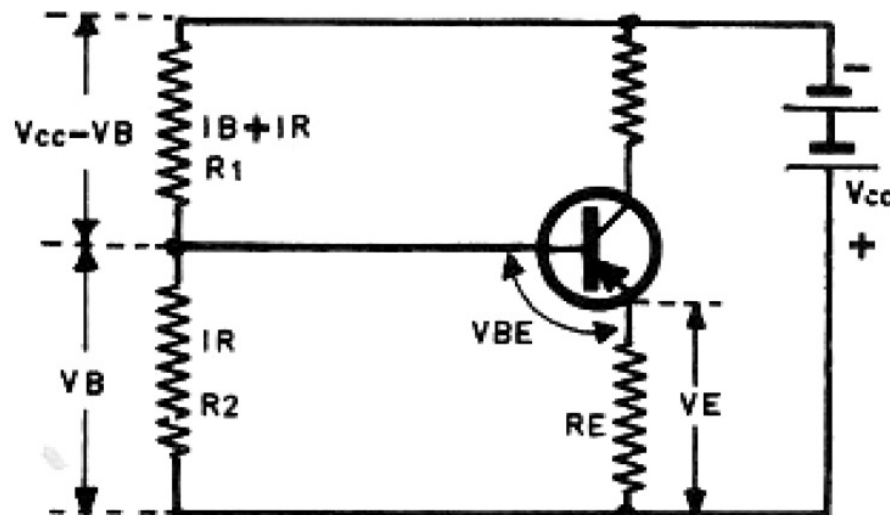
On obtient cette puissance maximum pour un rapport de transformation déterminé :

$$n_o = \sqrt{R_s/R_{CO}}$$

Pour ce rapport, on obtient la valeur optimale de la résistance de charge dynamique.

- LE transformateur, utilisé comme organe de liaison, permet une ADAPTATION D'IMPEDANCE.  
C'est évidemment lorsque cette condition d'adaptation est respectée, que le GAIN de PUISSANCE est maximum.
- Pour éviter que durant le fonctionnement, la tension de collecteur ne dépasse la valeur maximale admise, on adopte la règle suivante :
  - a) Avec le COUPLAGE CAPACITIF, la tension d'alimentation ne doit jamais dépasser la valeur  $V_{CE \text{ max.}}$
  - b) Avec le COUPLAGE INDUCTIF, la tension d'alimentation ne doit pas dépasser la moitié de la valeur  $V_{CE \text{ max.}}$
- Dans un montage avec polarisation de la BASE par pont (voir figure page 40), on calcule les valeurs de  $R_1$  et  $R_2$ , en adoptant pour  $I_R$  (également appelé  $I_p$  = courant de pont) une valeur d'environ 10 fois  $I_B$ .

On a ainsi :



$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_R + I_B}$$

$$R_2 = \frac{V_B}{I_R}$$

Dans ces formules nous avons  $V_B = V_E + V_{BE}$

Si  $V_E$  est beaucoup plus grand que  $V_{BE}$  on peut négliger cette dernière tension ; on a alors :

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_E}{I_R + I_B} \quad \text{et} \quad R_2 = \frac{V_E}{I_R}$$



## EXERCICE DE REVISION SUR LA LECON SEMI-CONDUCTEURS 9

- 1) Quel est le rôle du condensateur placé sur l'émetteur d'un amplificateur stabilisé ?
- 2) Dans le cas du couplage capacitif sur quel critère est basée la valeur de la résistance de charge dynamique ?
- 3) Pourquoi n'utilise-t-on pas le COUPLAGE CAPACITIF dans les étages à BASE COMMUNE ?
- 4) En augmentant la valeur de la résistance de charge dynamique et en laissant le même POINT DE REPOS, comment varient les gains de TENSION et de COURANT ?
- 5) Que signifient les termes "CHARGE OPTIMALE" ?



**REPONSES A L'EXERCICE DE REVISION SUR  
LA LECON SEMI-CONDUCTEURS 8**

- 1) L'amplitude du courant de BASE équivaut à la valeur **POINTE A POINTE** de la tension appliquée.
- 2) Le **GAIN DE COURANT** d'un étage amplificateur est défini comme étant le **RAPPORT** entre la composante alternative du courant de collecteur et la composante alternative du courant de base.
- 3) Le **GAIN DE PUISSANCE** dépend des gains de courant et de tension.
- 4) Lorsque l'amplificateur fonctionne avec des signaux faibles, il est préférable d'utiliser les formules plutôt que les graphiques.
- 5) La résistance d'entrée de l'amplificateur **EMETTEUR COMMUN** ne dépend pratiquement pas de la valeur de la résistance de charge.

