



SEMI CONDUCTEURS

COURS DE BASE
ELECTRONIQUE

Avec cette nouvelle leçon, nous abordons l'étude des **CIRCUITS AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS.**

Nous verrons en effet comment un transistor peut **AMPLIFIER** un signal quelconque appliqué à son électrode de commande et comment le signal amplifié est prélevé pour être injecté dans d'autres circuits.

Suivant les exigences particulières et les types de transistors utilisés, il est possible d'obtenir un nombre illimité de circuits amplificateurs différents mais dont **LE FONCTIONNEMENT DE BASE RESTE ETABLIS SUR LE MEME PRINCIPE.**

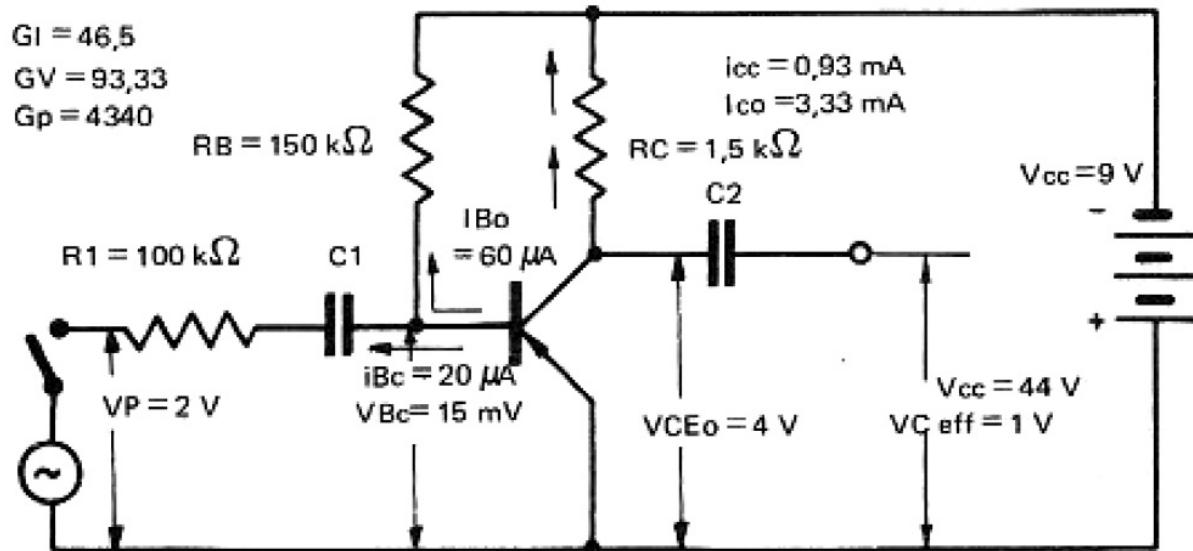
Pour cette raison, nous commençons par examiner un circuit type d'amplificateur afin d'en étudier le fonctionnement et les propriétés.

I - CIRCUITS AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS.

Pour étudier le fonctionnement d'un circuit amplificateur, il est nécessaire d'appliquer à l'entrée de celui-ci **UN SIGNAL.**

L'étude est nettement facilitée, tant au point de vue description du fonctionnement que des formules qui en découlent, si l'on considère non pas un signal quelconque, mais un signal **SINUSOIDAL**, c'est-à-dire une tension ou un courant dont la valeur varie selon la loi **SINUSOIDALE.**

La figure 1 représente un schéma simplifié d'amplificateur à émetteur commun.



ETAGE AMPLIFICATEUR A EMETTEUR COMMUN

Figure 1

Le transistor est alimenté par la batterie 9V, à travers la résistance de charge RC et la résistance de polarisation RB.

Les condensateurs C1 et C2, branchés respectivement à la base et au collecteur, s'opposent au passage du courant continu, ce qui signifie que le reste du circuit n'intervient pas.

Si l'interrupteur est ouvert, aucune tension alternative n'est appliquée à la base du transistor. Dans ces conditions, le point de travail est déterminé comme nous l'avons vu dans la leçon SEMI-CONDUCTEURS 5.

Considérons le quadrant I des caractéristiques de collecteur représentées figure 2. Le point de fonctionnement est situé en A'. Celui-ci est encore appelé POINT DE REPOS, étant donné qu'il représente le fonctionnement du transistor lorsqu'aucun signal n'est appliqué à la base du transistor.

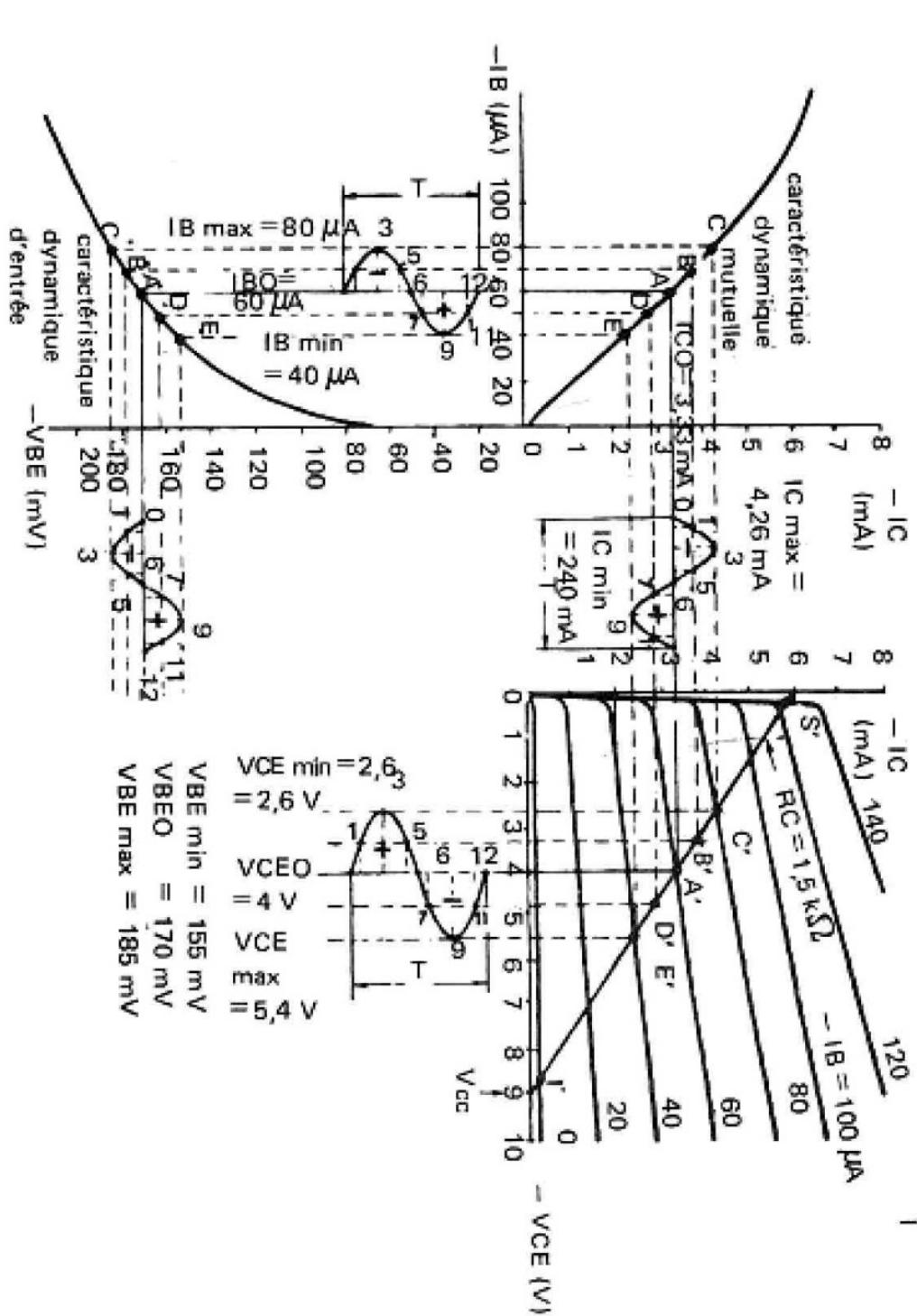


Figure 2

DETERMINATION DES SIGNAUX D'ENTREE ET DE SORTIE

Les tensions et les courants relatifs au point de repos du transistor apparaissent clairement sur la figure 2, ce qui donne :

$$V_{CE0} = 4 \text{ V}; I_{C0} = 3,33 \text{ mA}; I_{B0} = 60 \mu\text{A}; V_{BE0} = 170 \text{ mV}$$

Remarquez que l'indice de chaque grandeur est suivi d'un petit zéro (0) indiquant ainsi qu'il s'agit de valeurs relatives au point de repos. En effet, tant que l'interrupteur reste ouvert, il ne circule dans le circuit que les courants et tensions continus de polarisation.

Fermons l'interrupteur. La tension alternative d'alimentation est maintenant appliquée au transistor, par l'intermédiaire de la résistance R_1 de $100\text{k}\Omega$ et du condensateur C_1 , dont la réactance à la fréquence du signal appliqué est supposée faible et peut être négligée devant les $100\text{k}\Omega$ de R_1 . Par contre, C_1 bloque le courant continu de polarisation de la base.

Supposons que la tension appliquée à R_1 ait une valeur de crête V_c de 2V.

Cette tension provoque un COURANT dans le circuit constitué par R_1 , C_1 et la jonction de base-émetteur. Ce courant est fonction de la seule valeur de R_1 en considérant toujours comme négligeable la réactance de C_1 devant R_1 . Il faut également tenir compte que la résistance d'entrée du transistor en courant alternatif présente une valeur très faible devant les $100\text{k}\Omega$ de R_1 .

Ainsi, nous pouvons affirmer que la tension V_c , fait circuler dans le circuit un courant (i_{Bc}) de :

$$i_{Bc} = \frac{V_c}{R_1} = \frac{2\text{V}}{100 \text{ k}\Omega} = 0,02 \text{ mA ou } 20 \mu\text{A}$$

Durant l'alternance négative, le courant iBc a le sens indiqué figure 1 c'est-à-dire le même sens que le courant de polarisation IBo . Les deux courants de base vont donc s'ajouter et le courant total de base aura (lors de la crête négative) la valeur de :

$$IB_{\max} = IBo + iBc = 60 + 20 = 80 \mu\text{A}$$

Par contre, durant l'alternance positive, le courant iBc SERA DE SENS OPPOSE AU COURANT DE POLARISATION. Le courant de base est donc égal à la différence des deux courants et atteindra (durant la crête de l'alternance positive) la valeur de :

$$IB_{\min} = IBo - iBc = 60 - 20 = 40 \mu\text{A}$$

En conclusion, si l'on applique un signal sur la base d'un transistor, LE COURANT TOTAL DE BASE résulte de la superposition du courant continu de polarisation IBo et du courant alternatif iB du signal. Cela signifie que le courant total sera VARIABLE DANS LE TEMPS COMME LE SIGNAL LUI-MEME.

Dans le cas de notre exemple, le courant total de base varie continuellement entre $80\mu\text{A}$ et $40\mu\text{A}$ en suivant l'allure sinusoïdale, puisqu'il s'agit en effet de l'allure du signal appliqué sur la base.

Pour étudier le comportement du transistor dans ces conditions, reportons-nous aux caractéristiques de la figure 2 et plus précisément à la caractéristique dynamique mutuelle du quadrant II.

Considérons la droite verticale qui passe par le point de fonctionnement A et sur cet axe, prenons un segment de longueur quelconque, par exemple celui qui est limité par les points 0 et 12 (figure 2).

Ce segment correspond à une période du signal sinusoïdal appliqué sur la base.

Dans un but de simplification, nous ne considérerons seulement que les points 0,6 et 12 de la sinusoïde qui se trouve sur l'axe. Les points 3 et 9 représentent les crêtes et les points 1,5, 7 et 11, le moment où la sinusoïde atteint une valeur égale à la moitié du maximum. Dans notre exemple, la valeur de i_{Bc} est de $20 \mu\text{A}$, l'amplitude maximum de la sinusoïde est donc de $20 \mu\text{A}$.

En reportant les points de la sinusoïde sur l'axe horizontal à l'aide de droites parallèles passant par ces points (lignes en pointillé sur la figure) on peut lire sur cet axe les valeurs du courant de base correspondant à chacun des points considérés de la sinusoïde.

On peut donc facilement voir qu'en partant de $60 \mu\text{A}$ (point 0), le courant croît à $70 \mu\text{A}$ (point 1) puis à $80 \mu\text{A}$ (point 3), puis redescend à $70 \mu\text{A}$ (point 5) et revient à $60 \mu\text{A}$ (point 6) pour terminer la première alternance.

Durant la seconde alternance, le courant de base continue à diminuer jusqu'à $50 \mu\text{A}$ (point 7) et passe par la valeur minimum de $40 \mu\text{A}$ (point 9) et recommence ensuite à augmenter à $50 \mu\text{A}$ (point 11) pour reprendre la valeur de $60 \mu\text{A}$ (point 12) terminant ainsi un cycle complet.

Nous constatons donc que pendant les deux alternances (une période), le courant de base part de sa valeur de repos, augmente de $20 \mu\text{A}$ (c'est-à-dire d'une valeur égale à la valeur de la crête de la sinusoïde qui représente le signal d'entrée), atteint la valeur maximum $i_{B\max}$ de $80 \mu\text{A}$, puis diminue jusqu'à la valeur minimum $i_{B\min}$ de $40 \mu\text{A}$. Cette sinusoïde accomplit ainsi une excursion totale, égale à la différence entre la valeur maximum et la valeur minimum qui, dans le cas de l'exemple est égale à :

$$i_{B\max} - i_{B\min} = 80 - 40 \mu\text{A}$$

Cette valeur est égale à celle du signal (crête à crête) appliqué à la base, c'est-à-dire :

$$i_{Bcc} = 2 \times i_{Bc} = 2 \times 20 = 40 \mu\text{A}$$

En se reportant toujours au quadrant 2, il est possible de suivre l'excursion du courant de base en observant comment se déplace le point de fonctionnement du transistor durant le cycle du signal d'entrée. Pour cela, il suffit de prolonger les lignes en pointillé jusqu'à la caractéristique elle-même.

On voit ainsi que le point de fonctionnement se déplace de A jusqu'au point C, puis revient en arrière jusqu'au point E et retourne au point de départ A, après avoir effectué un cycle complet. L'excursion du point de fonctionnement sur la caractéristique dynamique mutuelle est ainsi représentée par la portion de la courbe comprise entre C et E.

Il est maintenant facile de visualiser l'allure du courant collecteur, puisque la caractéristique dynamique mutuelle a précisément le rôle de comparer les valeurs du courant de base aux valeurs correspondantes du courant collecteur.

La construction s'effectue de la façon suivante. A partir du point A, on trace une droite horizontale qui, passant justement en A, représente l'axe du signal de sortie, c'est-à-dire du courant collecteur. Sur cette droite, on prend un segment de longueur égale à celle précédemment utilisée sur l'axe vertical (passant par le point A0) et représentant la période T.

Ce segment est encore partagé en 12 parties égales numérotées par les points correspondants de 0 à 12. Dans un but de simplification les points 2, 4, 8 et 10 ne sont pas représentés.

En traçant les lignes horizontales parallèles qui passent par les différents points de fonctionnement considérés sur la caractéristique dyna-

mique, nous pouvons déterminer les points correspondants qui donnent l'allure du courant de collecteur. En effet, lorsque le point de fonctionnement est en A, le début de la sinusoïde est au point 0. Lorsque nous arrivons aux points B et C, la sinusoïde est en 1 et 3. On remarque ici qu'au point 3, le courant collecteur atteint sa valeur la plus élevée. Le point de fonctionnement redescend ensuite d'abord en B puis en A et en D et arrive enfin au point E. Le courant collecteur diminue en 5, 6 et 7 et atteint sa valeur minimum en 9. Le point de fonctionnement remonte ensuite en D pour revenir en A, tandis que le courant collecteur passe aux points 11 et 12.

La figure 2 montre clairement que tout comme le courant de base, le courant collecteur a l'allure d'une sinusoïde. Durant le cycle, le courant collecteur passe de sa valeur de repos $I_{C0} = 3,33 \text{ mA}$ à la valeur maximum $I_{C \text{ max}} = 4,26 \text{ mA}$ (point 3), puis redescend à la valeur minimum $I_{C \text{ min}} = 2,40 \text{ mA}$ (point 9).

Compte-tenu de ceci, on remarque que le courant de sortie (collecteur) est en PHASE avec le courant d'entrée (base).

Comme nous le savons, le courant de base est variable, étant donné qu'il est constitué par le courant de repos I_{B0} auquel se superpose le courant alternatif (sinusoïdal) i_B du signal d'entrée. De la même façon, le courant variable du collecteur est considéré comme résultant du courant de repos I_{C0} , auquel se superpose le courant alternatif i_C .

Le courant continu I_{C0} prend le nom de **COMPOSANTE CONTINUE** du courant collecteur, tandis que le courant alternatif i_C , prend le nom de **COMPOSANTE ALTERNATIVE**. C'EST CETTE DERNIERE COMPOSANTE QUI REPRESENTE LE SIGNAL DE SORTIE DE L'AMPLIFICATEUR.

L'amplitude du courant représentant le signal de sortie peut être déterminée à partir du moment où la valeur (crête à crête) de la sinusoïde est donnée par l'excursion du courant collecteur et où la valeur de crête est égale à la moitié de la valeur précédente.

Ainsi, dans le cas de notre exemple, nous obtenons :

$$i_{C_{CC}} = I_C \text{ max} - I_C \text{ min} = 4,26 - 2,40 = 1,86 \text{ mA}$$

$$i_{C_C} = \frac{i_{C_{CC}}}{2} = \frac{1,86}{2} = 0,93 \text{ mA}$$

Le même raisonnement peut être repris pour la tension collecteur dont l'allure est encore une sinusoïde, comme on peut le voir figure 2. Les valeurs de la tension sont lues sur la même horizontale que celle correspondant aux tensions collecteur. On remarque ainsi que la tension collecteur, dont la valeur de repos V_{CE0} est de 4V, atteint la valeur maximum V_{CE} max de 5,4V (point 9) et la valeur minimum V_{CE} min de 2,6V, accomplissant une excursion égale à :

$$V_{CE} \text{ max} - V_{CE} \text{ min} = 5,4 - 2,6 = 2,8 \text{ V}$$

On considère ainsi que la tension collecteur est la résultante d'une composante continue, constituée par la tension continue de repos V_{CE0} et d'une composante alternative VC qui représente le véritable signal de sortie (ou de tension). La valeur de crête à crête de VC est donnée par l'excursion de la tension collecteur et est égale (dans notre exemple) à 2,8V, tandis que la valeur de crête est égale à la moitié de cette valeur soit 1,4V.

Il faut remarquer encore que lorsque le courant de base (signal d'entrée) atteint sa valeur maximum $I_B \text{ max} = 80 \mu\text{A}$ (point 3), la tension collecteur atteint sa valeur minimum $V_{CE \text{ min}} = 2,6 \text{ V}$ et inversement, lorsqu'il atteint sa valeur minimum $I_B \text{ min} = 40 \mu\text{A}$ (point 9), la tension atteint sa valeur maximum $V_{CE \text{ max}} = 5,4 \text{ V}$. Pour cette raison, on dit que le courant d'entrée et la tension de sortie sont en **OPPOSITION DE PHASE** ou encore, **DEPHASES DE 180°** ce qui revient au même.

Il reste encore à déterminer l'allure de la tension qui s'établit entre la base et l'émetteur.

Retournons à la figure 2 et plus exactement à la caractéristique dynamique d'entrée du quadrant III en y reportant les points de fonctionnement A'', B'', C'', D'', E'', pour déterminer l'allure de la tension V_E dont les valeurs sont lues sur l'axe vertical gradué en mV.

On remarque que l'allure de la tension de base est encore sinusoïdale. Cette dernière passe durant le cycle, de la valeur de repos V_{BE0} de 170 mV à la valeur maximum V_{BE} max de 185 mV et à la valeur minimum V_{BE} min de 155 mV, accomplissant une excursion de :

$$185 - 155 = 30 \text{ mV}$$

La tension de base (tension d'entrée) peut également être considérée comme étant composée d'une tension continue (égale à la tension de repos V_{BE0} de 170 mV) et d'une composante alternative V_B , dont la valeur de crête à crête V_{Bcc} est donnée par l'excursion de la tension de base égale à 30 mV.

La valeur de crête V_{Bc} est égale à :

$$\frac{V_{Bcc}}{2} \text{ soit } \frac{30}{2} = 15 \text{ mV}$$

En examinant la figure 2, on remarque que lorsque le courant de base atteint sa valeur maximum (point 3), la tension de base atteint aussi sa valeur maximum. On déduit alors que le courant et la tension d'entrée sont en phase.

Cette même figure montre également que la tension d'entrée et celle de sortie sont en **OPPOSITION DE PHASE**. Le courant et la tension de sortie sont donc également en opposition de phase.

I - 1 GAIN EN COURANT, EN TENSION ET EN PUISSANCE.

Dans un étage amplificateur, il est possible de définir TROIS GAINS différents, selon que l'on considère les courants, les tensions ou les puissances à l'entrée et à la sortie.

Par GAIN, il faut comprendre qu'il s'agit du RAPPORT ENTRE L'AMPLITUDE DU SIGNAL DE SORTIE ET L'AMPLITUDE DU SIGNAL D'ENTREE.

Le GAIN EN COURANT est donné par le rapport entre la composante alternative du courant collecteur et la composante alternative du courant de base.

Pour ces courants, on peut utiliser indifféremment les valeurs de crête à crête ou les valeurs de crête ou encore les valeurs efficaces, à condition toutefois d'utiliser la même valeur pour les deux courants.

En se reportant aux caractéristiques de la figure 2, il est facile de mesurer les excursions totales des courants.

Ainsi, le GAIN de courant (GI) est donné par la formule suivante :

$$GI = \frac{IC_{\max} - IC_{\min}}{IB_{\max} - IB_{\min}}$$

En appliquant cette formule à notre exemple nous obtenons :

$$GI = \frac{4260 - 2400}{80 - 40} = \frac{1860}{40} = 46,5$$

De la même façon, on définit le **GAIN EN TENSION**, en prenant cette fois-ci la tension de base et la tension collecteur. Le gain est indiqué par GV et sa valeur, donnée par la formule suivante :

$$GV = \frac{VCE \text{ max} - VCE \text{ min}}{VBE \text{ max} - VBE \text{ min}}$$

Ainsi, en choisissant le millivolt comme unité, l'application de cette formule à notre exemple donne :

$$GV = \frac{5400 - 2600}{185 - 155} = \frac{2800}{30} = 93,33$$

Enfin le **GAIN DE PUISSANCE** est donné par le rapport entre la puissance de sortie Pu (puissance d'utilisation) et la puissance d'entrée Pe. Comme les tensions et les courants sont sinusoïdaux, LA PUISSANCE EST DONNÉE PAR LE PRODUIT DE LEURS VALEURS EFFICACES.

En effectuant le calcul à partir des valeurs de courant et de tension maximum et minimum lues sur la figure 2, nous obtenons :

$$Pu = Vc \text{ eff} \times iC \text{ eff} = \frac{(VCE \text{ max} - VCE \text{ min}) \times (IC \text{ max} - IC \text{ min})}{8}$$

et par analogie :

$$Pe = Vb \text{ eff} \times iB \text{ eff} = \frac{(VBE \text{ max} - VBE \text{ min}) \times (IB \text{ max} - IB \text{ min})}{8}$$

La puissance est exprimée en **MILLIWATTS (mW)** si la tension est donnée en **VOLTS (V)** et le courant en milliampères (mA). Par contre, la puissance est donnée en **MICRO WATTS (W)** si la tension est donnée en

millivolts (mV) et le courant en milliampères (mA).

Avec notre exemple, nous obtenons pour une tension collecteur en volts et un courant en milliampères :

$$P_u = \frac{(5,4 - 2,6) \times (4,26 - 2,40)}{8} = \frac{2,8 \times 1,86}{8} = 0,651 \text{ mW}$$

et en exprimant la tension de base en millivolts et le courant de base en milliampères, nous obtenons :

$$P_e = \frac{(185 - 155) \times (0,08 - 0,04)}{8} = \frac{30 \times 0,04}{8} = 0,15 \mu\text{W}$$

En tenant compte du fait que $0,651 \text{ mW} = 651 \mu\text{W}$, il est facile de calculer le gain de puissance G_p qui est alors :

$$G_p = \frac{P_u}{P_e} = \frac{651}{0,15} = 4340$$

On peut maintenant démontrer que le gain de puissance n'est autre que le produit des gains en courant et en tension. En effet, si l'on reprend les valeurs déjà calculées, nous obtenons :

$$G_p = G_I \times G_V = 46,5 \times 93,33 = 4340 \text{ environ}$$

Le gain en courant est d'autant plus proche du coefficient d'amplification β du transistor (mesuré au point de repos) que la valeur de la résistance de charge est plus faible.

Pour $R_c = 0$ c'est-à-dire lorsque le collecteur est directement relié à la pile, nous avons $G_I = \beta$.

On obtient ainsi la valeur maximum du gain en courant mais par contre, LE GAIN EN TENSION EST REDUIT A ZERO. En effet, si le collecteur est relié directement à la pile, la tension collecteur est constamment égale à la tension V_{cc} délivrée par la pile et ne subit donc aucune variation lorsque l'on applique un signal à l'entrée.

Cela signifie donc que la composante alternative de la tension collecteur est nulle et que l'on a pas de tension à la sortie. En d'autres termes, le gain en tension est nul : $GV = 0$. Ceci est également valable pour le gain en puissance étant donné qu'il n'y a pas de puissance à la sortie : $VC = 0$.

Pour que le gain en tension soit supérieur à zéro, il faut également que la résistance de charge ait une valeur plus élevée que zéro. En effet, plus la valeur de cette dernière est élevée, plus grand sera GV , mais par contre, plus faible sera la valeur de GI .

En augmentant la valeur de RC , on augmente le gain en tension ainsi que le gain en puissance, tandis que le gain en courant diminue.

On peut démontrer que le gain en puissance atteint une valeur maximum pour une valeur déterminée de RC , appelée "CHARGE OPTIMUM". LA CHARGE OPTIMUM D'UN TRANSISTOR DEPEND AVANT TOUT DU TYPE DE TRANSISTOR ET AUSSI DU POINT DE REPOS CHOISI. Pour obtenir le gain maximum de puissance, c'est-à-dire la puissance maximum de sortie, il faut déterminer avec grand soin la valeur de RC . Ceci est possible en retracant la construction graphique de la figure 2 pour différentes valeurs de la résistance de charge, afin de chercher la valeur la plus convenable.

On trouve alors que le gain maximum est obtenu pour une valeur de RC à peu près égale à la valeur de la RESISTANCE DE SORTIE en courant alternatif du transistor calculée pour le point de repos choisi.

Par contre, si on s'intéresse seulement au gain de courant ou de tension, on choisit une valeur faible ou élevée de RC .

I - 2 RESISTANCE D'ENTREE ET DE SORTIE.

Ayant défini une résistance d'entrée et une résistance de sortie en courant alternatif pour le transistor seul, on peut également définir deux résistances analogues pour l'étage amplificateur complet.

Nous savons que la résistance est définie comme étant le rapport entre la tension appliquée aux bornes de la résistance considérée et le courant qui la traverse.

De la même façon, on définit la RESISTANCE D'ENTREE de l'étage amplificateur, comme étant le rapport entre la tension alternative appliquée à son entrée et le courant qui traverse ce même circuit d'entrée.

Examinons le circuit de la figure 3 qui n'est autre que celui de la figure 1 modifié. En effet, pour une commodité de raisonnement, la base du transistor est polarisée à l'aide d'une pile séparée, ce qui ne modifie en rien le fonctionnement de l'étage.

Appliquons maintenant aux bornes d'entrée (points indiqués par EE sur la figure 3), la tension alternative considérée précédemment $V_{BC} = 15 \text{ mV}$. De cette manière, le courant de crête de base i_{Bc} est encore de $20 \mu\text{A}$ puisque les conditions de fonctionnement sont identiques au circuit de la figure 1.

Comme on le voit figure 3, la tension alternative V_{Bc} est appliquée à la résistance R_B qui, en série avec la pile, se trouve en parallèle sur la base et plus précisément, entre la base et la masse. Ainsi, la résistance R_B et la pile sont parcourues par le courant alternatif i_{Rc} .

Etant donné que la pile a une résistance très faible et se comporte comme une simple liaison pour le courant alternatif, la valeur du courant est de :

$$iRc = \frac{VBc}{RB} = \frac{15 \text{ mV}}{150 \text{ k}\Omega} = 0,1 \mu\text{A}$$

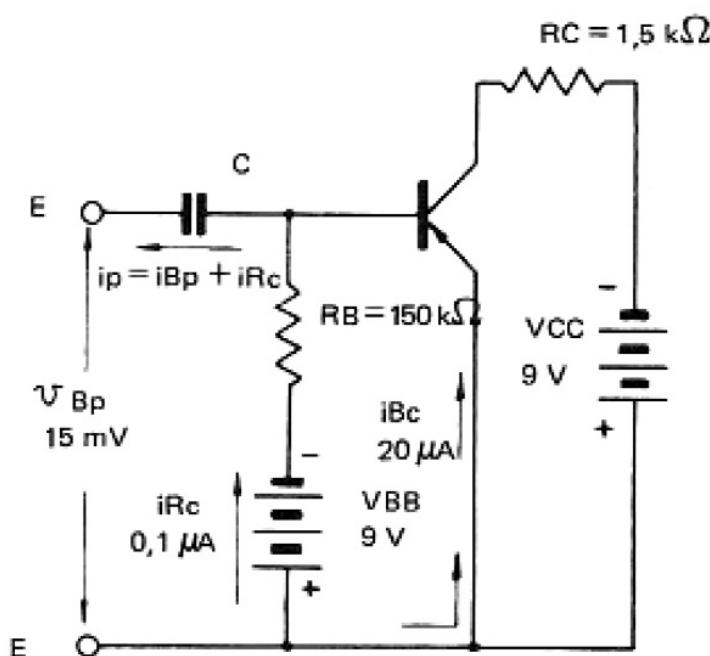
Dans le cas de l'exemple, le courant iRc est très faible et peut être complètement négligé devant le courant qui traverse la base, comme on l'a vu dans la figure 1.

Nous avons considéré ce dernier seulement pour bien préciser qu'en général le courant d'entrée d'un étage n'est pas simplement iBc mais qu'il y a en plus iRc .

Par conséquent, on déduit que la résistance d'entrée de l'étage n'est pas simplement la résistance d'entrée du transistor qui dans le cas de l'exemple est :

$$rB = \frac{VBc}{iBc} = \frac{15 \text{ mV}}{20 \mu\text{A}} = 0,75 \text{ k}\Omega$$

mais qu'il faut également tenir compte de la résistance en parallèle RB .



SCHEMA DE LA FIGURE 1 MODIFIE POUR DEFINIR LA RESISTANCE D'ENTREE

Figure 3

La résistance r_e d'entrée de l'étage est donnée par la formule :

$$r_e = \frac{r_B \times R_B}{r_B + R_B} = \frac{0,75 \times 150}{0,75 + 150} = \frac{112,5}{150,75} = 0,746 \text{ k}\Omega = 746 \Omega$$

Ainsi, la valeur de r_e diffère très peu de la valeur de r_B (746 Ω au lieu de 750 Ω) dans le cas de l'exemple, c'est-à-dire pour un montage à émetteur commun et non stabilisé thermiquement.

Nous verrons dans d'autres circuits (où la valeur de R_B n'est plus aussi grande face à r_B), que la résistance d'entrée de l'étage peut être sensiblement plus faible que celle de la résistance d'entrée du transistor.

Signalons également que r_B peut être calculé à partir des excursions de la tension et du courant de base, relevées sur la figure 2, en utilisant la formule suivante :

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

Dans le cas du montage à émetteur commun, la valeur de r_B est pratiquement égale à celle de la résistance d'entrée en courant alternatif, comme on l'a vu précédemment.

De la même façon, il est possible de déterminer la résistance de sortie de l'étage, résultant de la mise en parallèle de R_C (résistance de charge) et de r_C (résistance de sortie collecteur) avec la formule suivante :

$$r_s = \frac{r_C \times R_C}{r_C + R_C}$$

En tenant compte que pour le montage à émetteur commun, la résistance de collecteur rc est pratiquement identique à celle de sortie du transistor en courant alternatif, on trouve pour le point de repos A', une valeur de $rc = 7 \text{ k}\Omega$ environ pour l'exemple de la figure 2. La résistance de sortie de l'étage est alors (avec $Rc = 1,5 \text{ k}\Omega$) :

$$rs = \frac{7 \times 1,5}{7 \times 1,5} = \frac{10,5}{8,5} = 1,236 \text{ k}\Omega$$

Le calcul des valeurs de résistances d'entrée et de sortie du transistor et de l'étage dans lequel il est monté a une importance considérable lorsqu'il s'agit d'étudier un amplificateur, comme nous le verrons plus tard.

II - UTILISATION DES PARAMETRES.

Pour étudier le fonctionnement de l'amplificateur à émetteur commun, nous avons utilisé les caractéristiques de collecteur et les courbes mutuelles soit pour déterminer les gains, soit par calculer la résistance d'entrée, soit pour définir le fonctionnement de l'amplificateur lui-même.

Les constructions graphiques permettent d'obtenir des résultats précis seulement lorsque l'amplitude du signal appliqué est grande, comme dans le cas des exemples précédents.

Par contre, lorsque le signal d'entrée est très faible (étage préamplificateur, par exemple) où l'amplitude de crête de la tension d'entrée peut se réduire à des fractions de microvolt, on voit rapidement en examinant les caractéristiques des exemples précédents qu'il est impossible de tracer des sinusoïdes d'amplitude aussi réduite et que par conséquent, il est impossible de faire des constructions graphiques.

D'autre part, si le signal d'entrée est très faible, la région utile de la caractéristique mutuelle (ou d'entrée) balayée par le point de fonctionnement sera très réduite et même si la caractéristique dans son ensemble est courbe, la faible région balayée sera considérée comme étant rectiligne.

Dans ces conditions, il faut avoir recours aux formules, en utilisant les paramètres du transistor pour déterminer avec précision les gains et les résistances d'entrée et de sortie de l'étage.

Bien entendu, les caractéristiques gardent encore tout leur intérêt dans la détermination du point de fonctionnement et du circuit de polarisation du transistor.

Parmi toutes les formules existantes, nous nous limiterons seulement à celles qui utilisent les paramètres hybrides que nous connaissons déjà.

II - 1 AMPLIFICATEUR A EMETTEUR COMMUN.

Pour travailler avec les formules utilisant les paramètres hybrides, il faut tout d'abord déterminer les valeurs de ces paramètres pour le point de repos choisi.

Pour simplifier le problème, reprenons le schéma qui nous a servi jusqu'ici pour l'étude des constructions graphiques, redessiné figure 4.

La figure 4 montre que le point de repos est caractérisé par $V_{CE0} = 4 \text{ V}$ et $I_{C0} = 3,33 \text{ mA}$, ce qui donne les paramètres suivants :

$$\begin{aligned} h_{11e} &= 0,77 \text{ k}\Omega \\ h_{21e} (\beta) &= 49,5 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} h_{12e} &= 0,00043 \\ h_{22e} &= 0,068 \text{ mA/V} \end{aligned}$$

GAIN DE COURANT.

En supposant que $RC = 1,5\text{k}\Omega$, le gain de courant est :

$$G_I = \frac{h_{21e}}{1 + h_{22e} \times RC} = \frac{49,5}{1 + 0,068 \times 1,5} = \frac{49,5}{1 + 0,102} = \frac{49,5}{1,102} = 44,9$$

RESISTANCE D'ENTREE.

La résistance d'entrée du transistor est donnée par la formule :

$$r_B = h_{11e} - G_I \times h_{12e} \times RC = 0,77 - 44,9 \times 0,00043 \times 1,5 \\ = 0,77 - 0,029 = 0,741 \text{ k}\Omega$$

Il faut remarquer que le terme soustractif est généralement négligeable étant donné la très faible valeur de h_{12e} .

En négligeant ce terme, on obtient une formule simplifiée pour le calcul de la résistance d'entrée du transistor c'est-à-dire :

$$r_B = h_{11e} = 0,8 \text{ k}\Omega$$

Ainsi, DANS LE CAS DE L'AMPLIFICATEUR A EMETTEUR COMMUN, ON PEUT DIRE QUE LA RESISTANCE D'ENTREE DU TRANSISTOR COINCIDE PRATIQUEMENT AVEC LE PARAMETRE h_{11e} .

GAIN DE TENSION.

Connaissant les valeurs de G_I et de r_B , il est facile de calculer le gain en tension.

$$G_V = G_I \frac{RC}{r_B} = 44,9 \frac{1,5}{0,741} = 44,9 \times 2,024 = 90,87$$

On remarque que le gain de tension est égal au gain de courant, multiplié par le rapport de la résistance de charge divisée par la résistance d'entrée du transistor.

Si l'on tient compte que dans le cas d'un branchement à émetteur commun la résistance de charge est plus grande que la résistance d'entrée on en déduit que le gain de tension est plus grand que le gain de courant.

GAIN DE PUISSANCE.

Le gain de puissance est toujours donné par le produit du gain en courant par celui de la tension, c'est-à-dire : $GP = GI \times GV$; mais en tenant compte de la formule précédente (gain en tension), le gain en puissance peut être trouvé directement à partir du gain en courant par la formule suivante :

$$GP = GI^2 \frac{RC}{rB} = (44,9)^2 \times \frac{1,5}{0,741} = 2016 \times 2,024 = 4080$$

RESISTANCE DE SORTIE.

Les formules utilisées pour le calcul de la résistance de sortie donnent normalement la conductance de sortie gC qui, (dans le cas d'un branchement à émetteur commun) est pratiquement égale au paramètre $h22e$, ce qui donne :

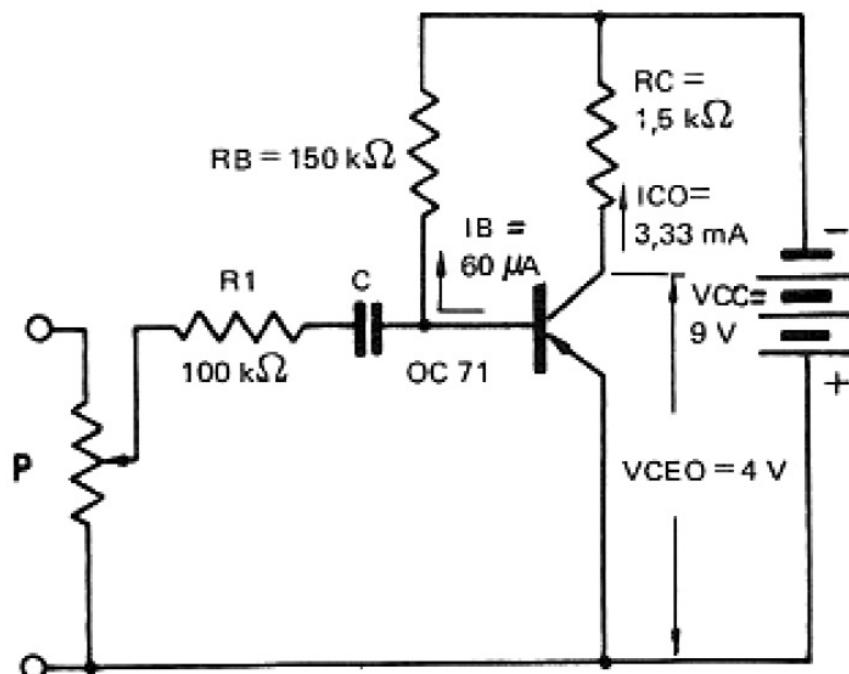
$$gC = h22e = 0,068 \text{ mA/V}$$

$$rC = \frac{1}{gC} = \frac{1}{h22e} = \frac{1}{0,068} = 14,7 \text{ k}\Omega$$

Les résistances d'entrée et de sortie de l'étage sont déterminées en mettant respectivement en parallèle rB et RB et rc avec Rc , ce qui nous donne :

$$re = \frac{rB \times RB}{rB + RB} = \frac{0,741 \times 150}{0,741 + 150} = 0,737 \text{ k}\Omega$$

$$r_s = \frac{r_c \times R_c}{r_c + R_c} = \frac{14,7 \times 1,5}{14,7 + 1,5} = 1,36 \text{ k}\Omega$$



SCHEMA D'AMPLIFICATEUR A EMETTEUR COMMUN

Figure 4

En comparant ces valeurs avec celles obtenues précédemment d'après les caractéristiques, on remarque une certaine différence imputable au fait qu'avec les calculs sur les caractéristiques, on se sert des valeurs de crête à crête, sans tenir compte qu'elles ne sont pas parfaitement sinusoïdales, mais plus ou moins distordues.

En conclusion, on peut dire que la **METHODE GRAPHIQUE** (c'est-à-dire les constructions graphiques sur les caractéristiques) est relative au comportement du transistor conçu pour fonctionner avec des signaux de **FORTE AMPLITUDE**.

Par contre, **LA METHODE ANALYTIQUE** (c'est-à-dire le calcul à l'aide de formules) s'adapte tout particulièrement au fonctionnement des transistors prévus pour travailler avec des signaux de **FAIBLE AMPLITUDE**.

Avec la prochaine leçon nous aborderons l'étude des **CIRCUITS DE STABILISATION THERMIQUE DANS LES AMPLIFICATEURS**. Nous verrons également quels sont les circuits utilisés pour assurer la liaison entre les différents étages.

NOTIONS A RETENIR.

- Si l'on applique un signal sur la base d'un transistor, **LE COURANT TOTAL DE BASE** résulte de la superposition du courant continu de polarisation I_{B0} et du courant alternatif i_B du signal, signifiant qu'il sera **VARIABLE DANS LE TEMPS COMME LE SIGNAL LUI-MEME**.
- Dans un étage amplificateur, il est possible de définir **TROIS GAINS** différents, selon que l'on considère les **COURANTS**, les **TENSIONS** ou les **PUISSEANCES** à l'entrée et à la sortie.
- Par **GAIN**, il faut comprendre qu'il s'agit du **RAPPORT ENTRE L'AMPLITUDE DU SIGNAL DE SORTIE ET L'AMPLITUDE DU SIGNAL D'ENTREE**.

A) **LE GAIN EN COURANT EST DONNE PAR LA FORMULE SUIVANTE :**

$$G_I = \frac{I_C \text{ max} - I_C \text{ min}}{I_B \text{ max} - I_B \text{ min}}$$

B) **LE GAIN EN TENSION EST DEFINI PAR LA FORMULE SUIVANTE :**

$$G_V = \frac{V_{CE} \text{ max} - V_{CE} \text{ min}}{V_{BE} \text{ max} - V_{BE} \text{ min}}$$

C) **LE GAIN DE PUISSANCE EST DONNE PAR LA FORMULE SUIVANTE :**

$$G_P = \frac{P_u \text{ (puissance d'utilisation)}}{P_e \text{ (puissance d'entrée)}}$$

- Pour que LE GAIN EN TENSION SOIT SUPERIEUR A ZERO, il faut que la résistance de charge ait une valeur plus élevée que zéro. En effet, plus la valeur de cette résistance est élevée, PLUS GRAND SERA G.V, mais par contre, PLUS FAIBLE SERA LA VALEUR DE G.I.
- LA RESISTANCE D'ENTREE d'un étage amplificateur est définie comme étant le rapport entre la tension alternative appliquée à son entrée et le courant qui traverse ce même circuit d'entrée.
- Les formules utilisant les paramètres hybrides sont utilisées lorsque le signal d'entrée est très faible (cas d'un préamplificateur par exemple) où l'amplitude de crête de la tension d'entrée peut se réduire à des fractions de microvolt. On comprend facilement qu'il est impossible de tracer des sinusoïdes d'amplitude aussi réduite et dans ces conditions, on a recours aux formules, en utilisant les paramètres du transistor pour déterminer avec précision les gains et les résistances d'entrée et de sortie de l'étage.

A handwritten signature consisting of a stylized 'P' or 'D' shape with a horizontal line extending to the left and a small circle or dot to the right.

EXERCICE DE REVISION SUR LA
LECON SEMI-CONDUCTEURS 8.

- 1) Que représente l'amplitude du courant de base lorsqu'un signal est appliqué à la base du transistor ?
- 2) Comment le gain en courant d'un étage amplificateur est-il défini ?
- 3) Le gain de puissance dépend-il des valeurs des gains de courant et de tension ?
- 4) Quand faut-il se servir des formules pour le calcul des gains et des résistances d'entrée et de sortie d'un amplificateur ?
- 5) La résistance d'entrée de l'amplificateur à émetteur commun dépend-elle de la valeur de la résistance de charge ?



REPONSES A L'EXERCICE DE REVISION
SUR LA LECON SEMI-CONDUCTEURS 7.

1) Les transistors à jonction d'alliage sont principalement adaptés aux circuits B.F.

Ceux-ci sont toutefois utilisés pour quelques types de circuits moyennes fréquences, mais jamais dans les circuits H.F où l'on utilise des transistors obtenus par alliage et diffusion ou encore par diffusion seulement.

2) La réponse d'un transistor aux fréquences élevées dépend du temps de passage des charges électriques dans l'électrode de base.

3) On appelle **EFFET DRIFT**, l'accélération que subissent les charges électriques en passant dans l'électrode de base (à l'intérieur de laquelle il y a une certaine gradation d'impureté).

4) Les transistors F.E.T. sont fabriqués avec des techniques pratiquement identiques à celles utilisées pour la production des transistors à jonction de type courant.

5) Le transistor U.J.T. présente **UNE RESISTANCE NEGATIVE**. En effet, lorsque le courant d'émetteur I_E augmente, la tension V_E diminue.

