

Montage émetteur commun

1 – Polarisation d'un transistor

1.1 – Rôle de la polarisation

La polarisation a pour rôle de placer le point de fonctionnement du transistor dans une zone où ses caractéristiques sont linéaires.

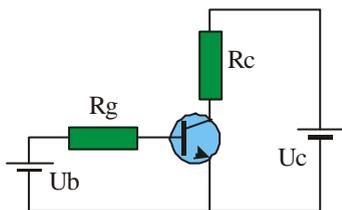


Fig 1

Pour cela, on applique sur les trois électrodes du transistor des potentiels *continus* de valeurs convenables.

Nous allons étudier les montages dans lesquels **l'électrode commune est l'émetteur**.

En entrée, on impose I_B et V_{BE} et en sortie, on déduit I_C et V_{CE} .

1.2 – Point de fonctionnement

A partir des réseaux de caractéristiques, il est aisé de déterminer le point de fonctionnement.

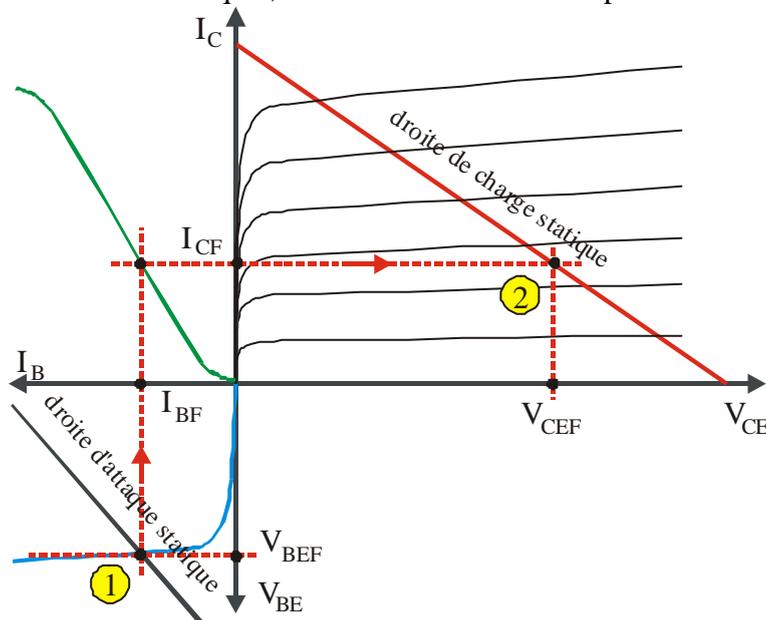


Fig 2

La connaissance du point de repos à l'entrée ① permet de déduire, via la caractéristique de transfert en courant, la valeur du courant de sortie et donc de déterminer le point de repos en sortie ②.

□ En entrée, le générateur U_B débite dans la résistance R_g et dans la jonction base-émetteur du transistor. Comme les caractéristiques d'entrée sont confondues dès que $V_{CE} > 0,65$ V, le point d'entrée est défini par l'intersection de la caractéristique d'entrée du transistor avec la droite de charge de ce générateur. L'équation de cette droite, dite « droite d'attaque » est : $V_{BE} = U_B - R_B \cdot I_B$

□ La connaissance du point d'entrée (I_{BF} , V_{BEF}) permet la détermination, via le réseau de transfert en courant, du courant de sortie I_{CF} .

□ En sortie, l'équation de la droite de charge du générateur U_C qui débite dans R_C et dans l'espace collecteur émetteur du transistor est :

$$V_{CE} = U_C - R_C \cdot I_C$$

L'intersection de la caractéristique de sortie du transistor (correspondant au courant I_{BF} d'entrée) avec la droite de charge de ce générateur définit le point de repos en sortie caractérisé par I_{CF} et V_{CEF}

1.3 – Réalisations pratiques de la polarisation

Le montage de la figure 1 est fonctionnel, mais il nécessite deux sources de tension. En pratique, les montages utilisent un seul générateur continu.

┌ – Polarisation par résistance de base

Si ce montage est très simple, il est aussi sensible à la dérive thermique. En effet : $I_C = \beta I_B + I_{CE0}$. Un accroissement du courant I_C entraîne une élévation de température de la jonction BC et un accroissement de I_{CE0} et par suite de I_C .

Ce type de polarisation ne devrait *jamais* être employé pour un transistor utilisé en amplificateur. Nous verrons ultérieurement qu'il est tolérable pour un transistor utilisé en commutation.

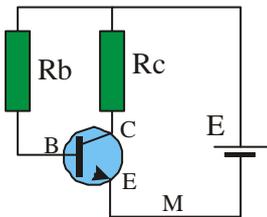


Fig 3

La loi des mailles permet d'écrire :

$$V_{BE} = E - R_B \cdot I_B \quad (\text{avec } V_{BE} \approx 0,65 \text{ V})$$

$$I_B = (E - V_{BE})/R_B \approx E/R_B$$

Pour le circuit de sortie, on peut écrire :

$$V_{CE} = E - R_C \cdot I_C$$

┌ – Polarisation par réaction d'émetteur

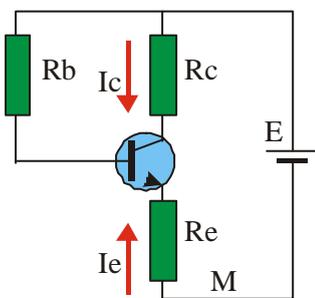


Fig 4

L'introduction d'une résistance entre l'émetteur et la masse est une façon de compenser les variations de β . Si le gain augmente, I_C et donc I_E augmentent. Le potentiel d'émetteur ($V_{EM} = R_E \cdot I_C$) croît ainsi que le potentiel de base ($V_{BE} \approx 0,65 \text{ V}$) ce qui diminue ainsi le courant base puisque $I_B = (E - V_{BM})/R_B$.

Le mot « **réaction** » signifie qu'une grandeur de sortie (I_C) fait varier une grandeur d'entrée (I_B).

L'élément de réaction (commun à l'entrée et à la sortie) est ici la résistance d'émetteur.

┌ – Polarisation par réaction de collecteur

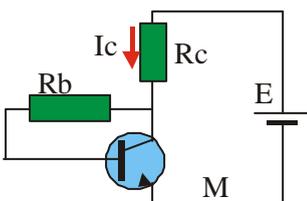


Fig. 5

Si le gain augmente, I_C augmente donc V_{CE} diminue (en effet $V_{CE} = E - R_C \cdot I_C$) ainsi que la différence de potentiel aux bornes de la résistance de base. Le courant base diminue et contrebalance l'accroissement du gain. Cette méthode, bien que meilleure que la précédente, n'est pas très satisfaisante.

┌ – Par pont de base et résistance d'émetteur

Pour rendre indépendant le courant collecteur des variations du gain, on utilise un diviseur de tension nommé « pont de base ».

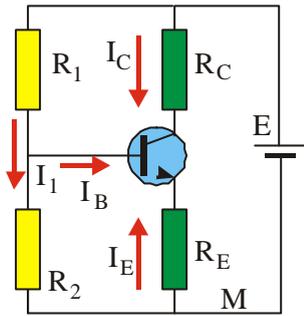


Fig. 6

Le pont diviseur maintient constant V_{BM} à condition que les variations du courant base puissent être négligées devant le courant I_1 qui circule dans les résistances du pont de base. $V_{BM} = R_2 \cdot I_1$

$$V_{BM} = V_{BE} + V_{EM} \text{ et } V_{BE} \approx (0,65 \text{ V}).$$

$$I_E = -V_{EM}/R_E = -(R_2 \cdot I_1 - 0,65)/R_E$$

Mais comme $I_B \ll I_C$ on a : $I_C \approx -I_E$

La valeur de I_C est indépendante du gain.



En imposant le potentiel de la base, on impose le potentiel de l'émetteur donc le courant d'émetteur et donc le courant de collecteur.

REMARQUE :

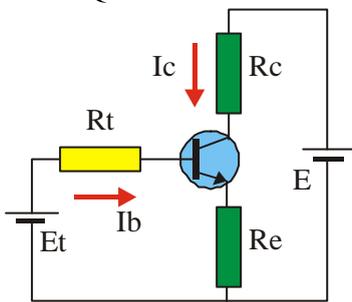


Fig. 7

En remplaçant R_1 et R_2 par le générateur de Thévenin équivalent, on tire :

$$E_T = E \frac{R_2}{R_1 + R_2} ; R_T = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\text{Soit : } V_{BM} = E_T - R_T \cdot I_B$$

Si $I_B \ll I_1$ alors $V_{BM} = E_T$

2 – Transistor en régime variable

D'après le principe de superposition, il est possible de séparer l'étude du régime continu (polarisation) de celle du régime variable.

Le transistor est placé, par la polarisation, dans une zone où ses caractéristiques sont linéaires (I_{BF} , V_{BEF} , I_{CF} et V_{CEF}). On applique sur sa base un signal variable qui va provoquer des variations i_b du courant base I_{BF} . Ces variations sont amplifiées par le transistor et son courant de sortie I_C présente des variations i_c par rapport à la valeur au repos I_{CF} . Le générateur continu E permet la polarisation. C'est aussi lui qui fournira l'énergie nécessaire à l'amplification du signal.

2.1 – Schéma du montage utilisé

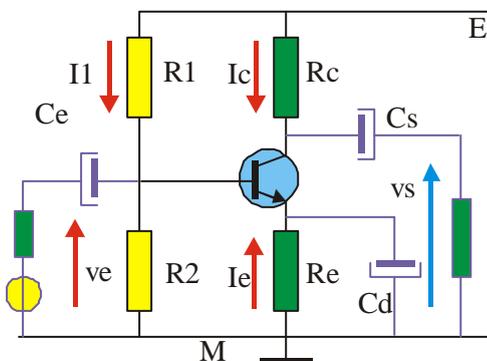


Fig. 8

On utilise une polarisation par pont de base et résistance d'émetteur.

C_E et C_S sont des **condensateurs de liaison**. Leur rôle est de permettre le passage des signaux d'entrée et de sortie sans que les potentiels continus présents sur la base et le collecteur du transistor influent sur le fonctionnement du générateur et de l'étage suivant. Leur impédance infinie en continu doit être très faible en régime variable. On utilise des condensateurs polarisés de forte valeur ($> 50\mu F$) pour que leurs impédances restent très faibles même pour les basses fréquences.

La résistance d'émetteur R_E est nécessaire pour polariser correctement le transistor, mais sa présence diminue beaucoup le gain en régime variable. On place, en parallèle à cette résistance, un condensateur de forte valeur (C_D) qui se comporte comme un court-circuit en alternatif et comme une

impédance infinie en continu. C_D est un **condensateur de découplage**. Ce montage est nommé « **émetteur commun découplé** ».

La tension de repos entre le collecteur et l'émetteur est choisie pour obtenir $V_{CE} = E/2$. Ce choix sera justifié ultérieurement.

Les valeurs des résistances du montage sont calculées pour obtenir le point de fonctionnement choisi. La valeur du courant de collecteur I_C est choisie en fonction de l'application envisagée (et des étages qui peuvent suivre).

Pour la droite de charge, on a : $V_{CE} = E - R_C \cdot I_C + R_E \cdot I_E$. Comme $I_B \ll I_C$, cette relation s'écrit : $V_{CE} = E - (R_C + R_E) \cdot I_C$

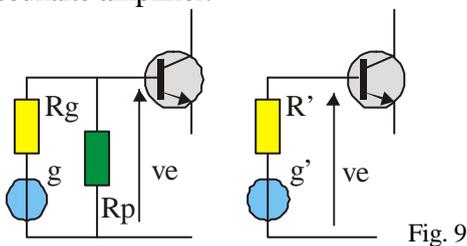
Expérimentalement, on constate que la stabilisation thermique du montage est satisfaisante quand le potentiel d'émetteur est tel que : $E/10 < V_{EM} < E/4$. Cette condition permet de choisir R_E et d'en déduire la valeur de R_C .

La résistance totale $R_1 + R_2$ du pont diviseur de la base est choisie pour que le courant base soit négligeable devant celui qui traverse le pont (I_1). Comme d'autre part on a : $V_{EM} = -R_E \cdot I_E = R_E \cdot I_C$ et $V_{BM} = V_{BE} + V_{EM}$ avec $V_{BE} \approx 0,65$ V, on en déduit la valeur de R_2 .

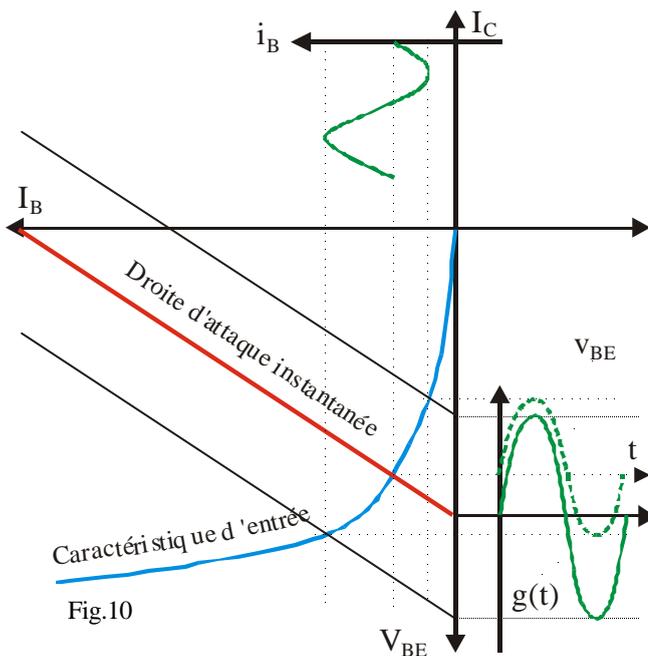
Le choix du courant dans le pont diviseur résulte d'un compromis. I_1 doit être grand devant I_B ce qui suppose d'utiliser des résistances R_1 et R_2 faibles, mais comme on le verra par la suite on diminue alors l'impédance d'entrée du montage. Enfin l'énergie prélevée au générateur pour la polarisation n'est pas de l'énergie « utile » et il faut la limiter au maximum en augmentant R_1 et R_2 .

2.2 – Droite d'attaque instantanée

On applique à l'entrée, donc entre la base et l'émetteur, une tension $g(t)$ qui est le signal que l'on souhaite amplifier.



On peut remplacer les résistances du pont de base par $R_P = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$ et déterminer ensuite $g'(t)$ et R' du générateur de Thévenin équivalent. Un tel modèle est valable en régime variable car l'impédance des condensateurs est alors négligeable.



L'équation de la droite d'attaque est donc : $v_{BE}(t) = g'(t) - R' \cdot i_B(t)$

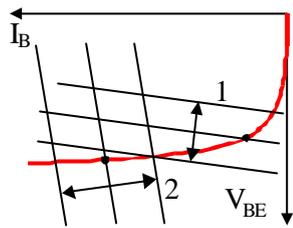
Le point de fonctionnement instantané est défini par l'intersection de la droite d'attaque avec la caractéristique d'entrée. Cette droite d'attaque se déplace au cours du temps.

Elle possède une pente constante $-R'$ et passe par le point $V_{BE}(t) = g'(t)$.

On en déduit graphiquement les variations de v_{BE} et de i_B en fonction du temps. Si la caractéristique d'entrée n'est pas linéaire et si on applique une tension $g(t)$ sinusoïdale, la tension $v_{BE}(t)$ n'est pas sinusoïdale. Il y a *distorsion* du signal.

2.3 – Attaque en courant, attaque en tension

Si R' est faible alors $v_{BE} \approx g'$ (courbes 1). On fait une *attaque en tension*.



Le risque de distorsion du signal est important car la droite d'attaque passera au cours du fonctionnement dans la zone du coude de la caractéristique.

Si R' est grand (courbes 2) alors : $I_B \approx g'/R'$.

On fait une *attaque en courant*. La droite d'attaque est presque verticale et les risques de distorsion sont plus faibles.

Fig 11

2.4 – Etude graphique du fonctionnement

L'équation de la droite de charge est : $V_{CE} = E - (R_C + R_E) \cdot I_C$. Pour le régime variable, la résistance R_E est mise en court-circuit par le condensateur de découplage. La droite de charge pour les signaux variables nommée *droite de charge dynamique* a donc pour équation :

$$v_{CE} = U - R_C \cdot i_C$$

Elle passe par le point de fonctionnement (V_{CEF} , I_{CF}). On a donc : $U = V_{CEF} + R_C \cdot I_{CF}$

Le point d'entrée instantané étant connu (cf. § 2.2), le point de sortie instantané dans le réseau de sortie se déduit à partir du réseau de transfert en courant.

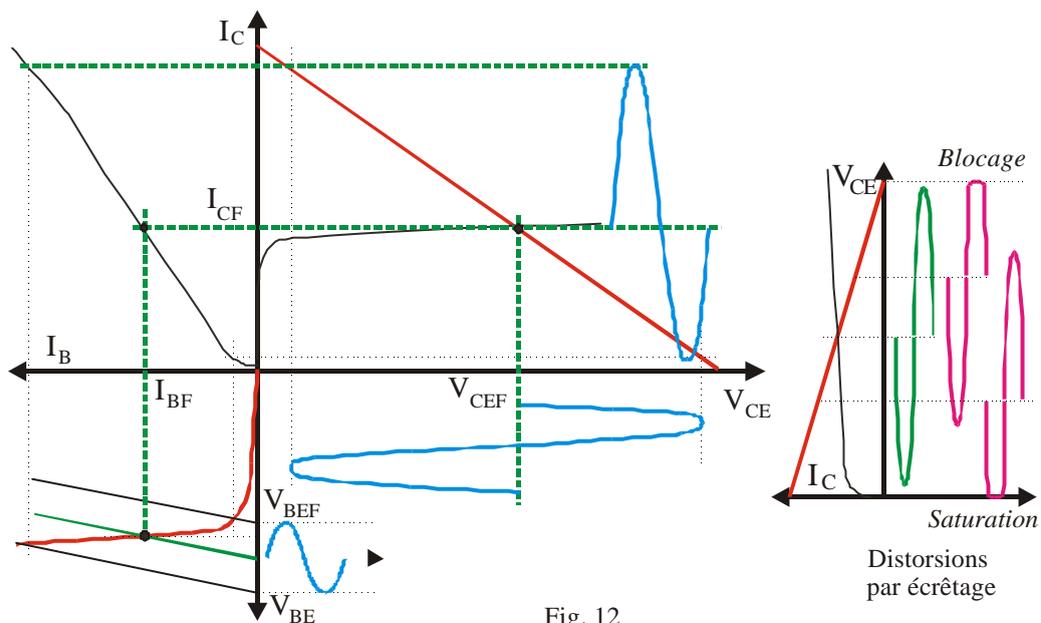


Fig. 12

Il faut noter que les tensions d'entrée et de sortie sont en opposition de phase. La tension de sortie est comprise entre 0 et U . Si l'amplitude du signal d'entrée est trop importante, il y aura un *écrêtage* du signal de sortie. Pour obtenir la plus grande plage possible de variation de la tension de sortie sans déformation du signal, il faut donc choisir le point de polarisation sensiblement au milieu de la droite de charge. Ceci justifie le choix initial de $V_{CEF} = \frac{1}{2}E$.

[Cliquez ici pour examiner en détail le fonctionnement du montage.](#)

REMARQUE : Le choix du point de polarisation du montage de la figure 12 est incorrect. Du fait de la petitesse du courant de repos, la droite d'attaque coupe la caractéristique d'entrée dans sa partie coude. Il en résulte une distorsion importante du signal de sortie.

2.5 – Schémas équivalents

En accord avec le principe de superposition, nous avons séparé l'étude des signaux continus correspondant à la polarisation du transistor de celle des signaux variables avec le temps et qui contiennent l'information utile.

Pour modéliser l'amplificateur, on utilisera deux schémas différents. Pour établir le premier (Fig. 14) qui correspond au **régime continu**, on doit remplacer les condensateurs par des impédances infinies. Pour le schéma aux « **variations** » les condensateurs étant de forte valeur seront remplacés par des courts-circuits. Conformément au principe de superposition les générateurs de tension continue seront remplacés par leurs résistances internes (Fig 15). Le circuit équivalent final (Fig. 16) est obtenu en remplaçant le transistor par son circuit équivalent simplifié. On symbolise par R_U l'impédance de charge du montage qui peut être l'impédance d'entrée de l'étage suivant.

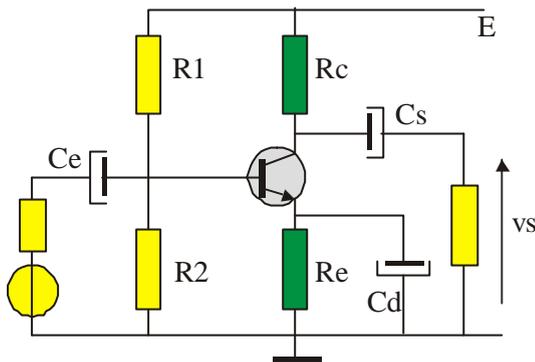


Fig 13 : Schéma théorique de l'amplificateur

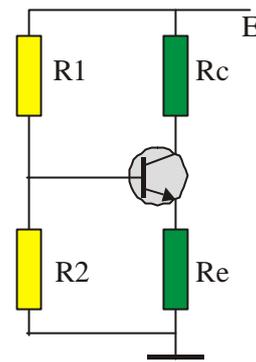


Fig 14 : Schéma simplifié en continu

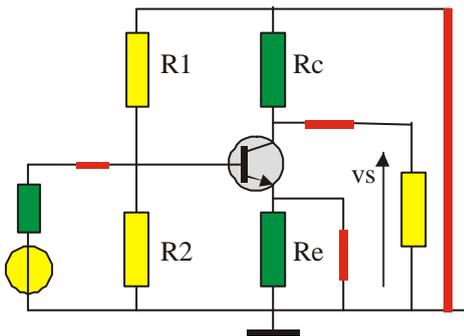


Fig 15 : Schéma simplifié en régime variable

Ce circuit simplifié permet de décrire le fonctionnement du montage en régime variable. Les valeurs h_{11} , h_{21} et h_{22} retenues pour la modélisation du transistor correspondent au point de repos du montage imposé par la polarisation du circuit. Ce schéma présente l'intérêt de séparer les grandeurs d'entrée et de sortie.

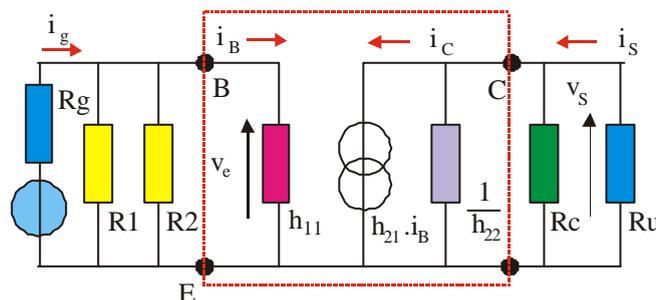


Fig 16



Ce schéma correspond uniquement au **régime variable**. Son utilisation pour l'étude en régime continu est à exclure.

3 – Paramètres de l'amplificateur

Le schéma équivalent permet de modéliser l'amplificateur par le quadripôle de la figure 17. Pour déterminer ses paramètres fondamentaux, on peut donc utiliser les formules générales du chapitre 5. Le calcul direct est plus simple. On distinguera les paramètres du transistor de ceux du montage.

r – Résistance d'entrée

- ❖ – Transistor seul $R_E = v_E / i_B$ $R_E = h_{11}$
- ❖ – Montage $R_E = v_E / i_G$ $R_E = (R_1 // R_2 // h_{11})$

La résistance d'entrée R_E est donc inférieure à h_{11} .

De plus on voit que les résistances du pont de polarisation diminuent encore l'impédance d'entrée : leurs valeurs ne doivent pas être trop petites.

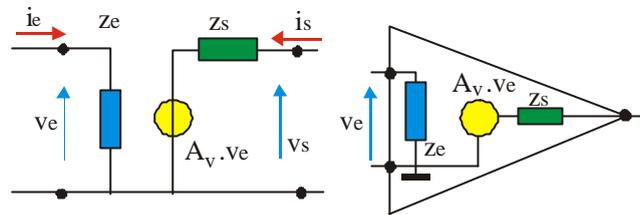


Fig 17

Dans le montage émetteur commun découplé, R_E est de l'ordre du $k\Omega$.

r – Résistance de sortie

- ❖ – Transistor seul $R_S = v_S / i_C$ $R_S = h_{22}^{-1}$
- ❖ – Montage $R_S = v_S / i_S$ $R_S = (R_U // R_C // h_{22}^{-1})$

La résistance de sortie R_S est inférieure à la résistance de collecteur R_C .

Dans le montage émetteur commun découplé, R_S est de l'ordre du $k\Omega$.

r – Gain en tension

$$A_V = v_S / v_E$$

$$v_S = -R_U \cdot i_S = -R_S \cdot i_C = -h_{21} \cdot R_S \cdot i_B. \text{ De plus : } v_E = h_{11} \cdot i_B$$

$$A_V = -\frac{h_{21} \cdot R_S}{h_{11}} = -s \cdot R_S$$

A_V est donc du même ordre de grandeur que h_{21} .

A_V est négatif : la tension de sortie est en opposition de phase avec la tension d'entrée.



Un étage amplificateur à émetteur commun découplé est caractérisé par des résistances d'entrée et de sortie moyennes et par un gain en tension important et négatif.

REMARQUES

- Le gain du montage non chargé ($R_S = R_C$) est indépendant du courant I_C de polarisation quand le montage est polarisé à $V_{CC}/2$. En effet dans ce cas $R_C \cdot I_C = V_{CC}/2$ et :

$$A_V = -\frac{h_{21} \cdot R_C}{h_{11}} = -\frac{h_{21} \cdot R_C \cdot I_C}{h_{11} \cdot \beta \cdot I_B}$$

A température ambiante $h_{11} \cdot I_B \approx 25 \text{ mV}$, $h_{21} \approx \beta$ et donc : $A_V \approx -20 V_{CC}$

- Le quotient h_{11} / h_{21} est la résistance dynamique de la diode d'entrée r_E . On peut considérer que le circuit de sortie (de résistance R_S) et le circuit d'entrée (de résistance r_E) sont parcourus par le même courant (i_C). Le gain en tension est donc égal au rapport de ces résistances.

[Retour au menu](#) ↗