

Chapitre 5

Étage amplificateur simple à 1 transistor BJT

Étage amplificateur à transistor

PLAN

- ▶ **introduction**
 - ◆ **caractéristiques des amplificateurs**
 - ◆ **rappels sur le BJT**
- ▶ polarisation
- ▶ fonctionnement "à petits signaux"
- ▶ mise en cascade d'étages
- ▶ distorsion harmonique à grands signaux

Caractéristiques des amplis

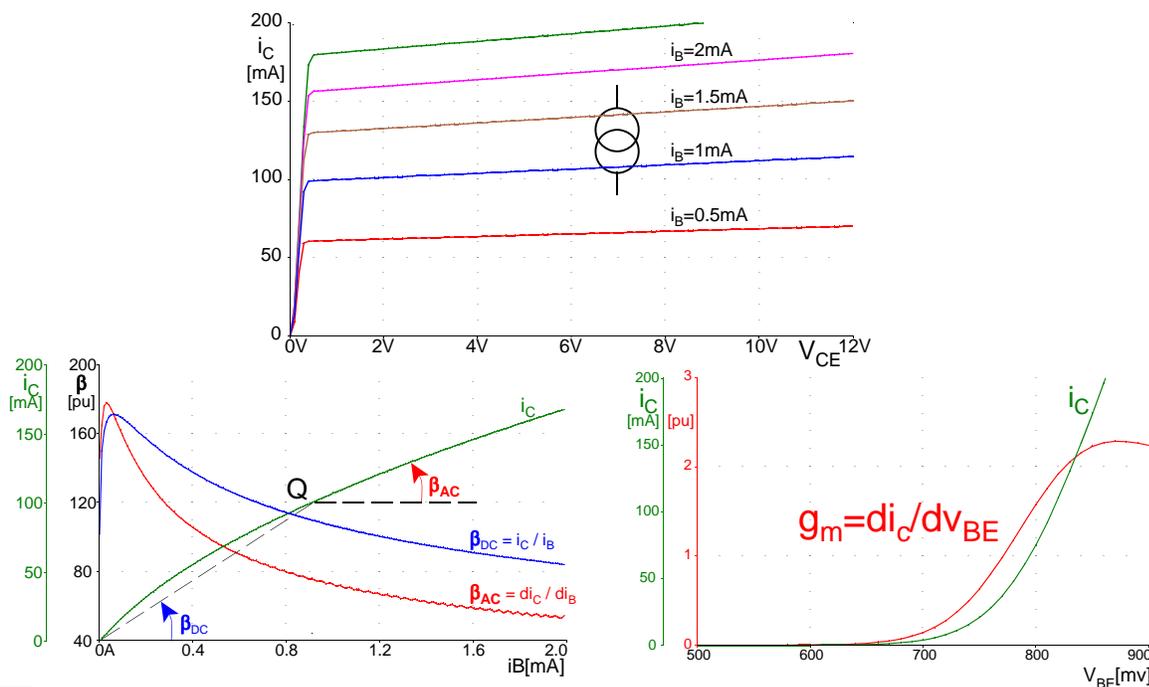
- ▶ type d'amplification
 - ◆ tension
 - ◆ courant
 - ◆ puissance
- ▶ réponse en fréquence
 - ◆ gain(ω) et déphasage(ω)
 - ◆ temps de montée
- ▶ impédances d'entrée et de sortie
- ▶ point de fonctionnement au repos
- ▶ bruit

Les amplificateurs sont caractérisés

- par leur **fonction**
La plupart sont des **amplificateurs de tension**, mais on peut aussi amplifier un **courant**. Les amplificateurs de **puissance** sont destinés à fournir une énergie suffisante pour piloter un actuateur. L'exemple le plus classique est l'amplificateur audio : les premiers étages amplifient la tension, le dernier fournit une puissance de quelques Watts à quelques kW aux haut-parleurs.
 - par leur **réponse en fréquence**.
Les amplificateurs ont un gain variable avec la fréquence et introduisent un déphasage qui dépend également de la fréquence. La **bande passante** d'un amplificateur est la gamme de fréquence dans lequel son gain est uniforme, sans déphasage; citons les amplificateurs
 - à courant continu (dont la bande passante descend jusqu'à 0Hz inclus)
 - audio (20Hz à 20 kHz)
 - basses fréquences (quelques Hz à quelques centaines de kHz)
 - vidéo (jusqu'à quelques dizaines de MHz)
 - radio-fréquences (jusqu'à plusieurs GHz)
- La réponse en fréquence conditionne le temps de montée, c'est-à-dire la capacité à restituer des signaux à transition brutale (comme les percussions en audio).
- par leurs **impédances d'entrée et de sortie**
 - par leur **point de fonctionnement** au repos (voir plus loin)
 - par la **quantité de bruit** qu'ils génèrent
 - par leur **distorsion ou non linéarité** : le signal sort amplifié, mais altéré (par exemple chargé d'harmoniques indésirables)

Rappels sur le BJT

courbes caractéristiques du NPN 2N3904



On désire amplifier une faible tension alternative Δv_1 (par exemple la sortie d'un microphone). Pour ce faire, on peut utiliser tous les types de transistors. Envisageons tout d'abord l'emploi d'un transistor bipolaire NPN.

Rappelons les courbes caractéristiques du BJT.

Dans le plan (i_C, V_{CE}) d'un transistor bipolaire (figure du haut), la région qui sert à l'**amplification** est la **région active**, caractérisée par des courbes proches de l'horizontale; dans cette région, le transistor se comporte donc en première approximation comme une source de courant. L'amplitude de cette source est commandée

- soit par le courant de base i_B , avec une dépendance faiblement non-linéaire; la caractéristique de transfert en courant $i_C(i_B)$ (figure en bas à gauche) permet de définir les deux gains en courant
 - le gain statique $\beta_{DC} = i_C / i_B$ qui est la pente de la corde en tout point
 - le gain dynamique (ou à petits signaux) défini comme la dérivée en tout point : $\beta_{AC} = di_C / di_B$
- soit par la tension base-émetteur v_{BE} , avec une dépendance exponentielle (donc fortement non-linéaire); la caractéristique de transfert $i_C(v_{BE})$ (figure en bas à droite) permet de définir la transconductance à petits signaux g_m , qui en est la dérivée.

L'ensemble des courbes de tout le chapitre porte sur le 2N3904, transistor NPN à usage général, et dont le modèle est disponible sur le simulateur SPICE.

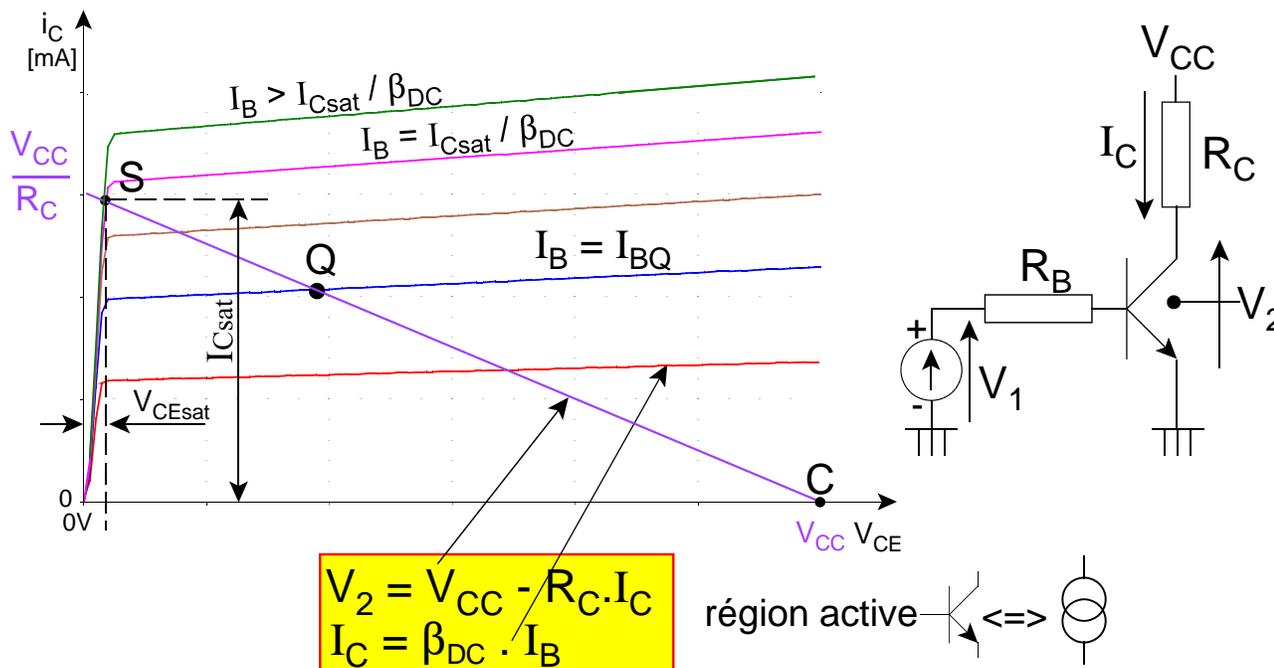
Etage amplificateur à transistor

PLAN

- ▶ introduction
- ▶ **polarisation**
 - ◆ droite de charge - point de fonctionnement
 - ◆ nécessité de polariser
 - ◆ classes de polarisation
 - ◆ polarisation par courant de base - stabilité
- ▶ fonctionnement "à petits signaux"
- ▶ mise en cascade d'étages
- ▶ distorsion harmonique

Polarisation

tout est fixé par le BJT et la droite de charge



L'amplificateur classique à BJT est dit à "émetteur commun" car l'émetteur est connecté à la masse et sert d'électrode de référence commune pour l'entrée et la sortie.

Le collecteur est relié à l'alimentation V_{CC} par une résistance R_C appelée "résistance de charge".

La tension de sortie V_2 est la tension collecteur-émetteur V_{CE} .

On parle généralement "d'étage amplificateur" car un amplificateur résulte souvent de la mise en cascade de plusieurs blocs de ce type.

Alimentons tout d'abord la base par une source de tension continue variable V_1 , suivie d'une résistance R_B pour limiter le courant de base; faisons varier V_1 au départ de 0 et mesurons le courant de collecteur i_C et la tension v_2 .

A chaque couple (V_2, I_C) correspond un "point de fonctionnement" dans le plan (i_C, V_{CE}) du transistor, puisque

$$V_2 = V_{CE}$$

Lorsque la tension V_1 est comprise entre 0 et le seuil de la jonction base-émetteur (environ 0,6V), le courant de base est négligeable et le courant de collecteur l'est donc aussi. Le transistor est en région de coupure au point C, de coordonnées $(V_{CC}, 0)$. En faisant croître V_1 , on passe en région active.

L'autre lieu du point de fonctionnement est une droite fixée par la loi d'Ohm :

$$V_2 = V_{CC} - R_C \cdot I_C \quad \text{soit} \quad I_C = (V_{CC} - V_2) / R_C$$

Elle passe par les points $(V_{CC}, 0)$ et $(0, V_{CC}/R_C)$ et sa pente vaut $(-1/R_C)$. Cette droite porte le nom de "**droite de charge**".

Le **point de fonctionnement est donc à l'intersection de la droite de charge et de la caractéristique du transistor** qui correspond au courant de base injecté. Sur la figure, une tension V_1 telle que $I_B = I_{BQ}$ donnera le point de fonctionnement Q.

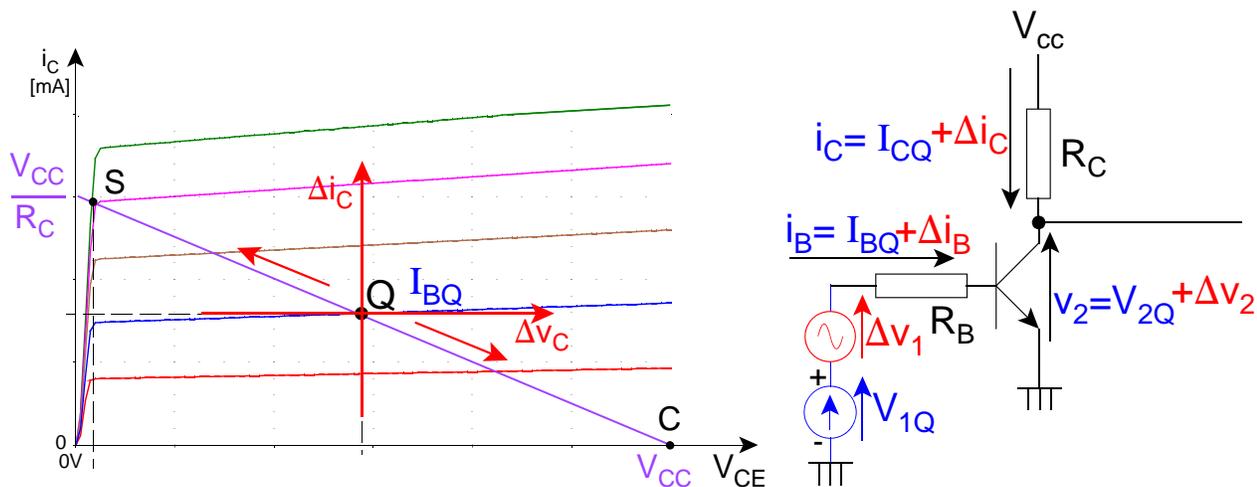
Lorsque l'on atteint une tension V_1 telle que la droite de charge coupe la caractéristique dans la région de saturation (point S), on a :

$$I_C = \beta_{DC} \cdot I_B = (V_{CC} - V_{CEsat}) / R_C = I_{Csat}$$

Si l'on pousse encore V_1 , le courant de base croîtra, mais le point de fonctionnement restera bloqué en S. La saturation se caractérise donc par $I_B > I_{Csat} / \beta_{DC}$.

Polarisation

point de repos - variations autour du point de repos



$$I_{BQ} = (V_{1Q} - V_{BEQ}) / R_B$$

$$I_{CQ} = \beta_{DC} \cdot I_{BQ}$$

$$V_{2Q} = V_{CC} - R_C \cdot I_{CQ}$$

$$\Delta i_B = \Delta v_1 / R_B$$

$$\Delta i_C = \beta \cdot \Delta i_B$$

$$\Delta v_2 = -R_C \cdot \Delta i_C = -(\beta R_C / R_B) \Delta v_1$$

La seule manière d'amplifier une faible tension alternative est d'y ajouter une tension continue, opération qui porte le nom de **polarisation** du transistor.

Le point de fonctionnement du transistor en l'absence de tension alternative est appelé **point de repos**.

Dans la suite de ce chapitre, ce point sera noté Q, et toutes les grandeurs continues associées seront notées en majuscule et indicées par Q.

On peut régler la position du point Q à l'aide de la tension continue V_{1Q} et de la résistance de base R_B . La figure indique les relations qui déterminent le point Q.

On parle alors d'**amplification à petits signaux autour du point de fonctionnement** Q. Les variations alternatives des signaux seront notées en minuscules et préfixées par Δ .

La tension alternative d'entrée Δv_1 provoque donc une variation de courant de base Δi_B . Grâce au gain en courant à petits signaux β , on obtient une variation de courant collecteur $\Delta i_C = \beta \Delta i_B$, qui elle-même entraîne une variation de la tension de sortie $\Delta v_2 = -R_C \cdot \Delta i_C = -(\beta R_C / R_B) \Delta v_1$ sur la résistance de charge. Les variations Δi_C et Δv_2 peuvent être vues dans un **système d'axe local centré sur le point Q** (que nous ne représenterons plus par la suite).

Le terme $A_\infty = -\beta R_C / R_B$ est appelé **gain en tension à vide** (l'indice ∞ voulant dire voyant en aval une impédance infinie).

A_∞ est en général nettement supérieur à l'unité, et il y a donc amplification ($\Delta v_2 > \Delta v_1$).

Le gain est négatif, car le signal de sortie est en opposition de phase avec le signal d'entrée.

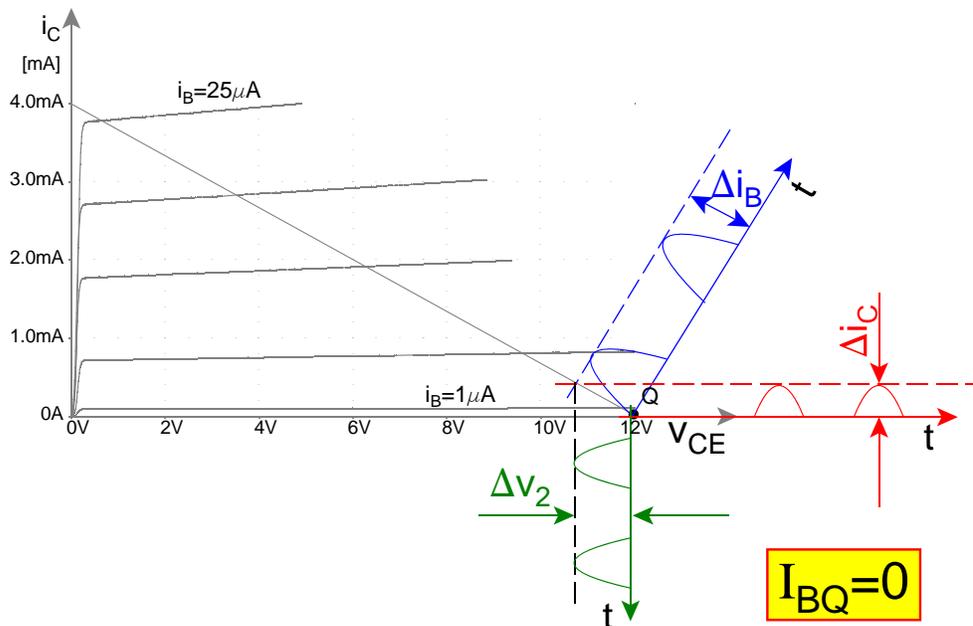
Insistons sur la séparation des deux problèmes :

- **polariser** le transistor, c'est-à-dire placer le point de repos dans une position autour de laquelle on pourra réaliser une amplification dans de bonnes conditions
- **amplifier**, c'est-à-dire transformer de petites variations de tensions d'entrée Δv_1 (qui s'ajoutent à la tension continue de polarisation) en de plus grandes variations de la tension de sortie Δv_2 (autour de la tension de repos V_{2Q})

Les **valeurs continues de polarisation** peuvent être également vues comme les **moyennes** des tensions et courants instantanés.

Polarisation en classe B

consommation nulle au repos mais perte d'une alternance



Dans les amplificateurs de puissance, on cherche à augmenter le rendement en diminuant la consommation au repos. La polarisation en **classe B** consiste à choisir la tension continue V_{1Q} telle que le point de repos est à la **frontière entre région active et région de coupure**.

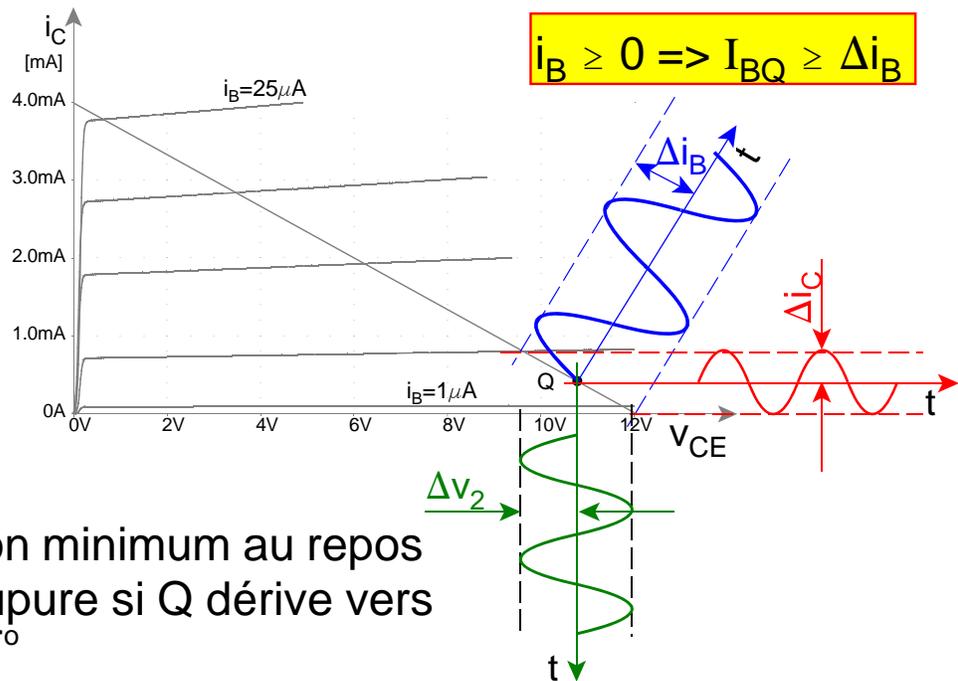
Le courant de base ne pouvant pas être négatif, puisque la jonction BE est une diode, seule la demi-alternance positive de la tension d'entrée est amplifiée.

Un autre transistor sera chargé de l'amplification de l'autre demi-alternance.

REM : il existe aussi des amplificateurs en classe C où le point de repos se trouve dans la région de coupure. Le signal est alors amplifié pendant moins d'une demi-alternance.

Polarisation en classe A

en limite de coupure: faible consommation



- ▶ consommation minimum au repos
- ▶ risque de coupure si Q dérive vers le bas avec T°

Lorsque l'on peut amplifier les deux alternances de la sinusoïde d'entrée avec un transistor, on parle de **polarisation en classe A**.

La polarisation minimale que l'on puisse appliquer pour y arriver consiste à ajouter une tension continue V_{1Q} telle que le courant de base reste toujours positif (le courant de polarisation I_{BQ} doit être supérieur à l'amplitude des variations Δi_B).

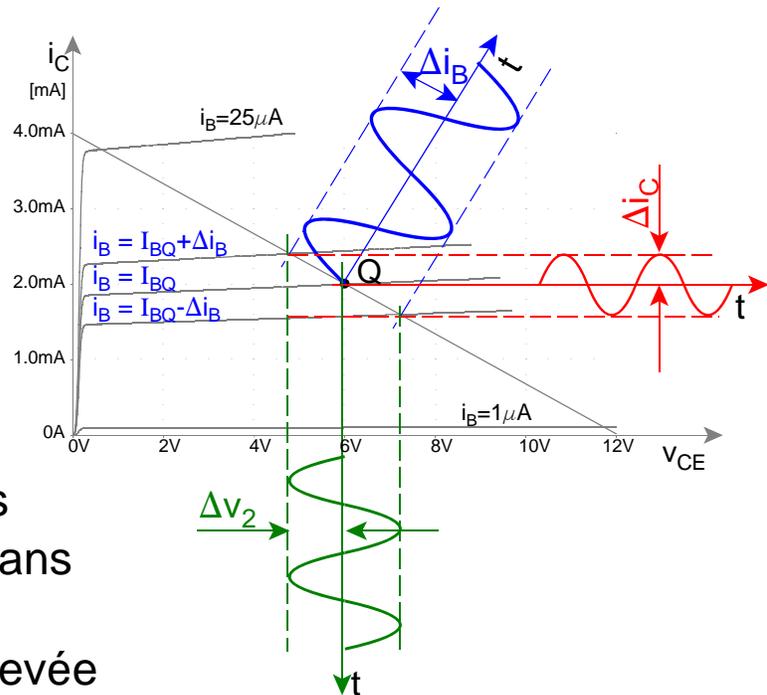
Le défaut de ce point de fonctionnement en limite de la coupure est que

- si l'on sous-estime l'amplitude du signal d'entrée
- ou si le point de fonctionnement dérive vers le bas (par exemple sous l'effet de la température)

on va entrer en coupure et la tension de sortie sera distordue par écrêtage à la tension V_{CC} .

Polarisation en classe A

écrêtage symétrique: amplitude maximale



- ▶ amplitudes maximales
- ▶ petites dérives de Q sans danger de distorsion
- ▶ consommation plus élevée

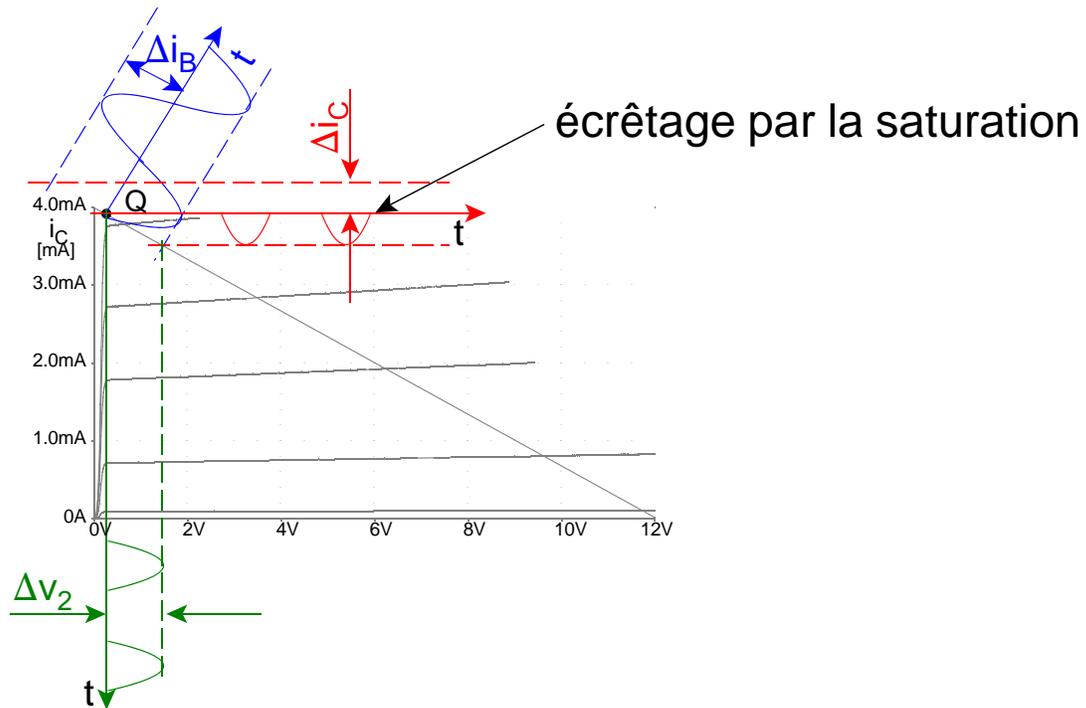
La polarisation la plus commune est la **classe A symétrique**, où le point de fonctionnement est placé au milieu de la droite de charge, à équidistance entre saturation et coupure.

Ce point présente l'avantage de pouvoir tolérer l'amplitude maximale des variations alternatives et d'être peu susceptible de créer de la distorsion par écrêtage ou coupure si le point de fonctionnement dérive avec la température.

La consommation au repos est sensiblement plus élevée qu'en classe B.

Polarisation trop élevée

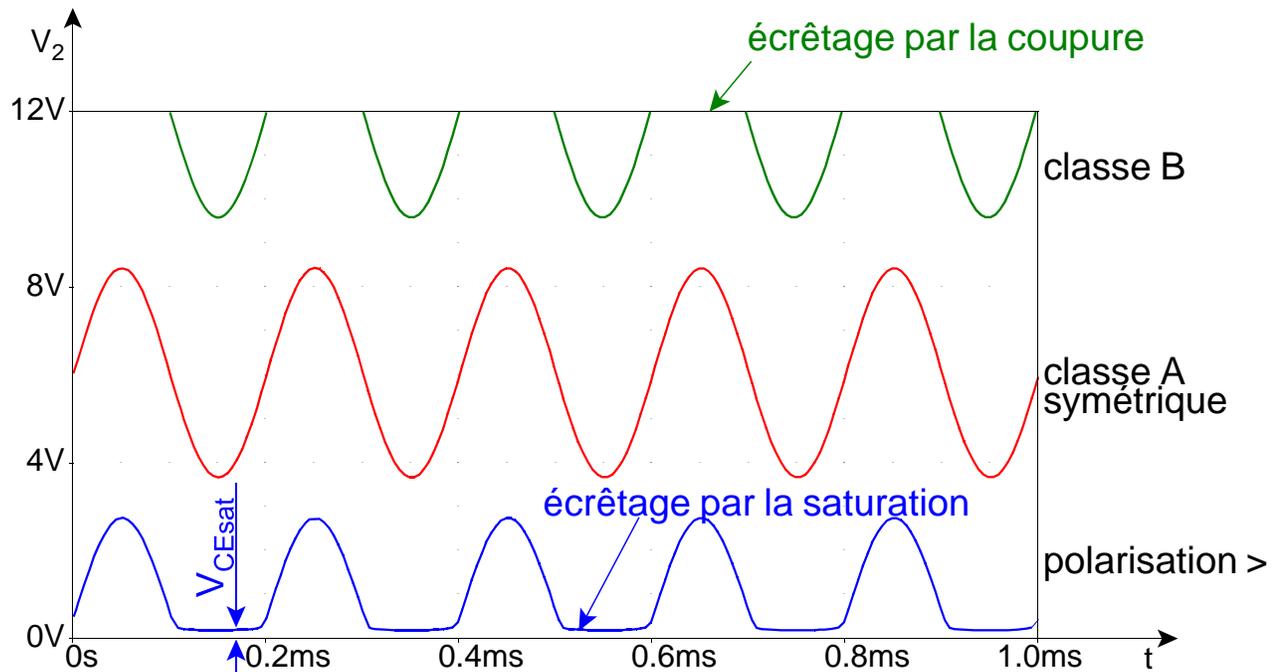
on perd une partie du signal



Si l'on déplace le point de repos Q trop près de la saturation, on obtient un écrêtage du signal de sortie, qui ne peut pas descendre sous la tension de saturation V_{CEsat} .

Polarisation

Tension de sortie en fonction de la polarisation



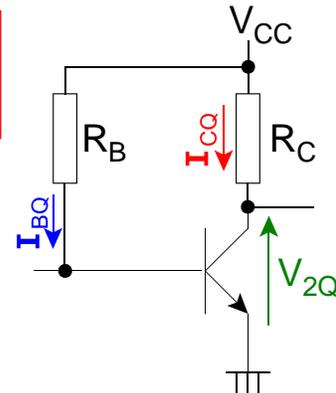
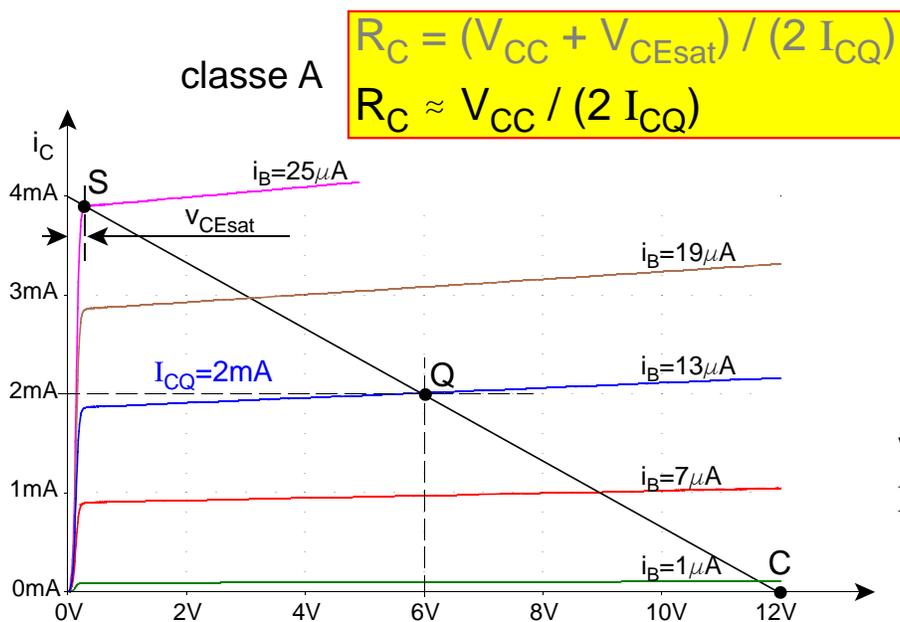
La figure ci-dessus reprend trois situations de polarisation de l'étage à émetteur commun alimenté par une tension de 12V:

- la classe A symétrique : polarisation au milieu de la tension d'alimentation ($V_{2Q} = 6V$)
- la classe B : polarisation à la tension d'alimentation ($V_{2Q} = 12V$) et écrêtage d'une demi-alternance par coupure du transistor
- une polarisation excessive avec écrêtage par la saturation du transistor

En l'absence d'écrêtage, le point de repos est la valeur moyenne de la tension de sortie.

Polarisation par courant de base

calcul de R_C



$$\left. \begin{array}{l} V_{CC} = 12V \\ I_{CQ} = 2mA \end{array} \right\} R_C = 3k\Omega$$

choix de I_{CQ} : compromis consommation / R_o

La solution la plus simple pour créer le courant de base de polarisation I_{BQ} est de le prélever sur l'alimentation V_{CC} de l'étage amplificateur, à travers la résistance R_B . Le point de repos sera fixé par les valeurs de R_B et R_C . Nous allons d'abord examiner comment calculer R_C .

Le point de repos en classe A symétrique est équidistant de la coupure (C) et de la saturation (S). La tension de repos V_{CEQ} vaut donc $(V_{CC} + V_{CEsat}) / 2$.

Une fois choisi le courant collecteur au repos I_{CQ} , la valeur de la résistance R_C s'en déduit automatiquement

$$R_C = (V_{CC} + V_{CEsat}) / (2 I_{CQ})$$

Généralement V_{CEsat} est sensiblement inférieur à V_{CC} , on peut donc simplifier le calcul et prendre

$$R_C = V_{CC} / (2 I_{CQ})$$

Dans ce dimensionnement, le **choix de I_{CQ}** est à priori libre, mais résulte en fait d'un **compromis** entre deux critères contradictoires :

- la **consommation** de l'étage : si on augmente la résistance R_C , I_{CQ} diminue entraînant une réduction de la puissance moyenne consommée $P = V_{CC} \cdot I_{CQ}$
- la **résistance de sortie** de l'étage; nous verrons que la résistance de sortie au sens de Thévenin est principalement due à R_C , il faut donc choisir une valeur de R_C suffisamment faible devant l'impédance d'entrée du circuit en aval pour que l'étage amplificateur soit une bonne source de tension (voir la mise en cascade d'étages à la dia 75)

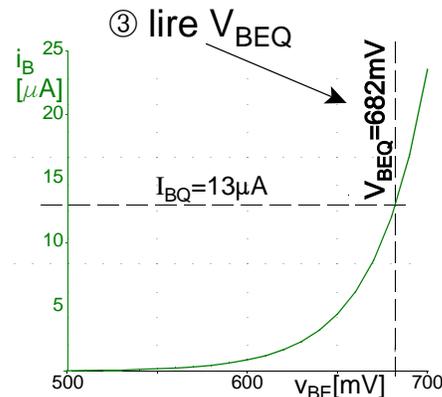
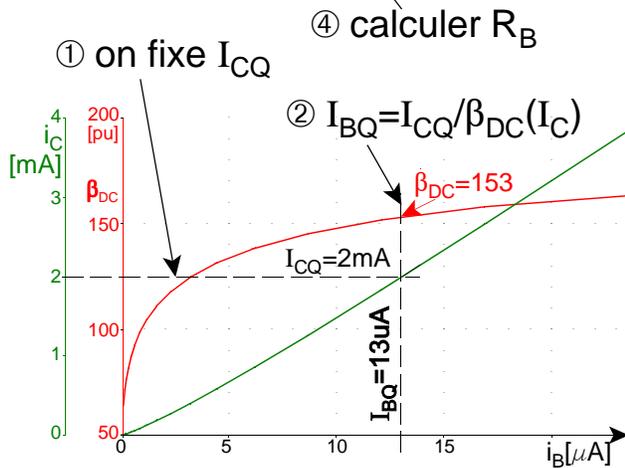
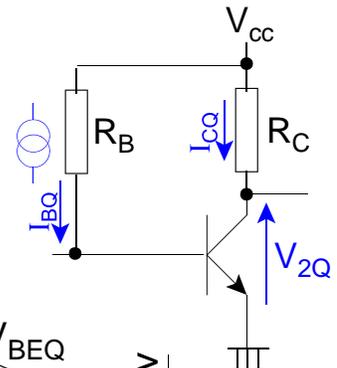
Polarisation par courant de base

calcul de R_B

$$R_B = (V_{CC} - V_{BEQ}) / I_{BQ} = (12V - 0.68V) / 13\mu A = 870k\Omega$$

$$R_B = (V_{CC} - 0.7) / I_{BQ} = (12V - 0.7V) / 13\mu A = 870k\Omega$$

$$R_B = V_{CC} / I_{BQ} = 12V / 13\mu A = 923k\Omega$$



① Une fois fixé le courant de collecteur au repos I_{CQ} , I_{BQ} se déduit de la caractéristique de transfert $i_C(i_B)$, ou de la caractéristique du gain en courant $\beta_{DC}(i_C)$, visibles dans la notice du constructeur ②.

On en déduit la valeur du gain β_{DC} au point de fonctionnement et donc la valeur du courant de base I_{BQ} .

La résistance R_B se calcule simplement par la maille V_{CC} - R_B -jonctionBE-masse.

La tension V_{BEQ} au point de repos peut être déterminée

- ③ par la caractéristique $i_B(V_{BE})$ ou $i_C(V_{BE}) \Rightarrow R_B = (V_{CC} - V_{BEQ}) / I_{BQ}$

Un tel calcul est souvent d'une précision illusoire, notamment en raison des modifications de cette caractéristique lorsque la température varie.

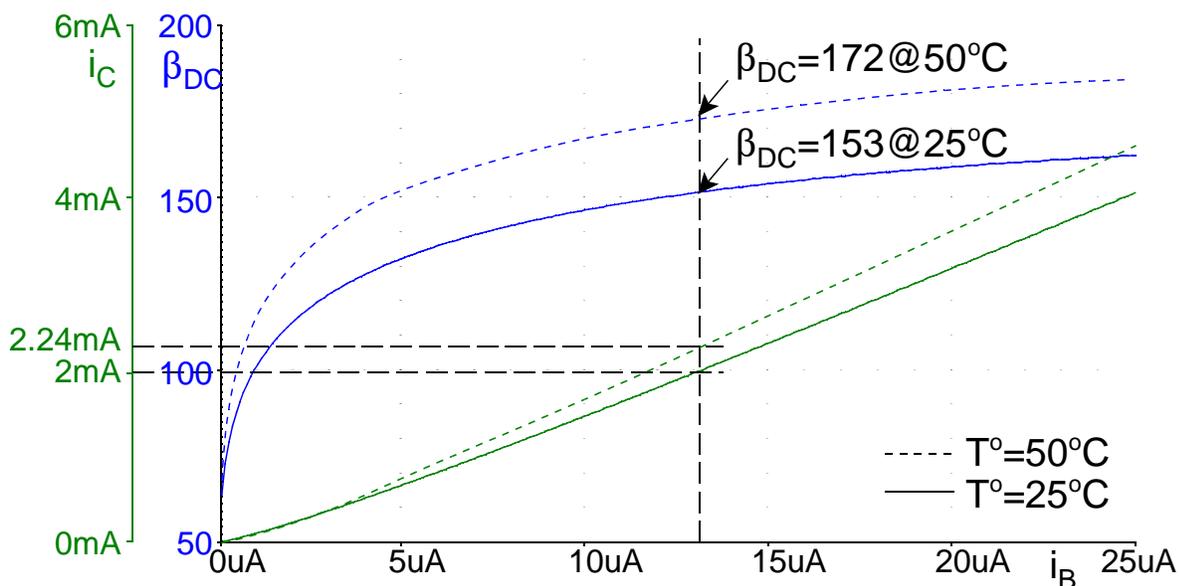
- en prenant $V_{BEQ} = 0.7V \Rightarrow R_B = (V_{CC} - 0.7V) / I_{BQ}$

- en négligeant V_{BEQ} devant la tension d'alimentation V_{CC} , si V_{CC} est un ordre de grandeur au-dessus de V_{BE} (ce qui est souvent le cas dans les montages à composants discrets) $\Rightarrow R_B = V_{CC} / I_{BQ}$

Remarquons enfin que, vu la forme de la caractéristique $i_B(V_{BE})$ qui est celle d'une diode, la tension V_{BE} reste voisine du seuil; les fluctuations de V_{BE} sont de l'ordre de 100mV à 200mV pour toute la plage de fonctionnement du transistor et sont de toute façon bien inférieures à V_{CC} ; l'ensemble (V_{CC}, R_B) constitue donc une **source de courant** qui impose le courant de base au repos I_{BQ} .

Polarisation par courant de base

le point de repos Q varie avec β et avec T°



25°C : $I_{BQ} = 13\mu\text{A}$, $\beta_{DC} = 153 \Rightarrow I_{CQ} = 2\text{mA}$

$V_{CQ} = 6.0\text{V}$

50°C : $I_{BQ} = 13\mu\text{A}$, $\beta_{DC} = 172 \Rightarrow I_{CQ} = 2.24\text{mA}$

$V_{CQ} = 5.3\text{V}$

Puisque la base est alimentée par une source de courant, les fluctuations du gain statique en courant β_{DC} vont influencer directement le courant de collecteur au repos et donc déplacer le point de fonctionnement.

$$I_{CQ} = \beta_{DC} \cdot I_{BQ}$$

On voit sur cette figure que le gain du 2N3904 passe de 153 à 172 pour une élévation de température de 25 °C, ce qui déplace le point Q d'environ 12%.

La température n'est pas le seul paramètre de variation du gain β_{DC} . La dispersion de fabrication des transistors bipolaires est élevée; pour le 2N3904 le gain β_{DC} fluctue de 100 à 300 !!

Polarisation par courant de base

conclusions

- ▶ avantages
 - ◆ simplicité de réalisation
 - ◆ simplicité de calcul
- ▶ inconvénients
 - ◆ dérive du point Q avec β_{DC}
 - action de la température
 - dispersion de fabrication
- ▶ en pratique
 - ◆ on fixe I_{CQ}
 - ◆ inutile de faire un calcul précis
 - se baser sur l'estimation de β_{DC}
 - prévoir R_B ajustable

$$R_C = \frac{V_{CC}}{2 I_{CQ}}$$
$$R_B = \frac{V_{CC} \beta_{DC}}{I_{CQ}}$$

Compte tenu d'une fluctuation aussi importante du gain avec la température et la dispersion de fabrication, un calcul précis est inutile.

On se contentera le plus souvent de fixer le courant de collecteur au repos I_{CQ} (sur base d'un compromis entre consommation et résistance de sortie) et de calculer le courant de base I_{BQ} correspondant en se basant sur une estimation du gain statique β_{DC} (prendre 100 comme valeur par défaut si on ne dispose pas d'autres données). La valeur approximative de R_B obtenue par ce calcul permettra de sélectionner l'**ordre de grandeur** d'une **résistance ajustable** pour régler le point de polarisation, compensant ainsi les erreurs dans l'estimation des paramètres du transistor.

Le réglage est effectué lors des tests de sortie de fabrication d'un amplificateur. Dans les très grandes séries de fabrication, on peut ajuster la valeur des résistances en volatilissant une partie à l'aide d'un laser.

Etage amplificateur à transistor

PLAN

- ▶ introduction
- ▶ polarisation
- ▶ **fonctionnement "à petits signaux"**
 - ◆ **notion de petits signaux**
 - ◆ **linéarisation du transistor - schéma équivalent**
 - ◆ **calcul du gain à vide**
 - ◆ **calcul des résistances d'entrée et de sortie**
- ▶ mise en cascade d'étages
- ▶ distorsion harmonique à grands signaux

Notion de petits signaux

suffisamment "petit" pour pouvoir linéariser

- ▶ transistor non-linéaire
 - ◆ écrire les équations non-linéaires et les résoudre numériquement
 - ◆ utiliser un simulateur avec modèles non-linéaires
 - ◆ linéariser autour du point de fonctionnement
 - remplacer les courbes par leur tangente
 - obtenir un **modèle linéaire à petits signaux** appelé **schéma équivalent**
 - écrire et résoudre des équations linéaires
- ▶ petits signaux = amplitude suffisamment faible pour justifier l'approximation linéaire

Nous avons vu que la polarisation permet de placer le BJT en un point de fonctionnement caractérisé par des grandeurs moyennes continues, sur lesquelles vont venir se superposer des variations alternatives.

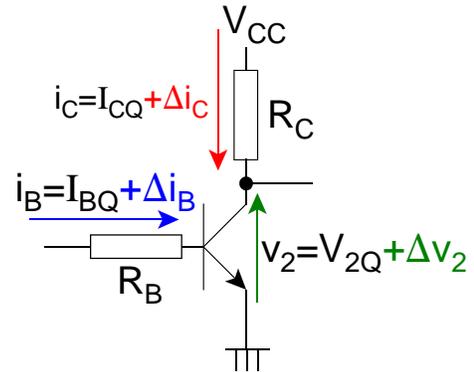
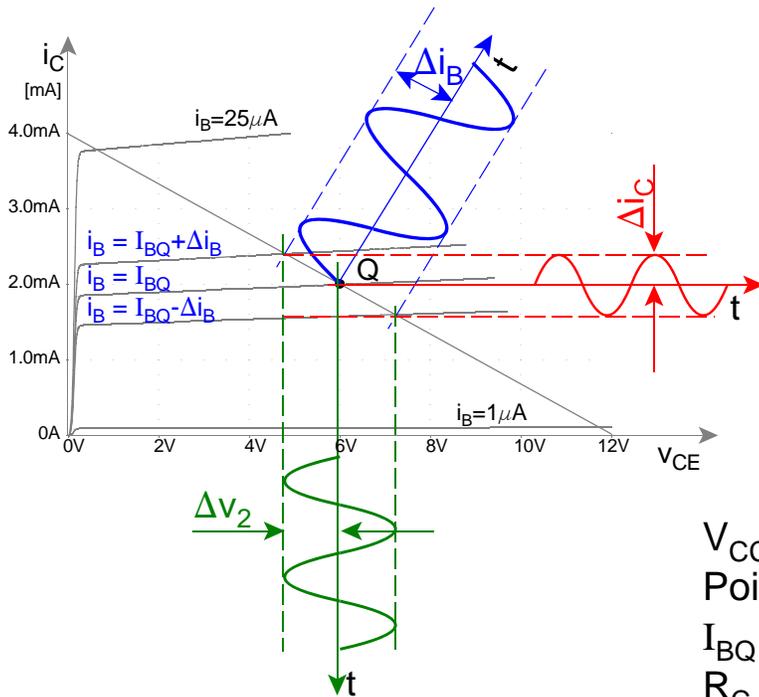
Le transistor BJT étant non-linéaire, la conception d'un amplificateur et le calcul a priori des ses propriétés peut se faire :

- en résolvant les équations non-linéaires par des **méthodes numériques**
- en utilisant un **simulateur** tel que SPICE, où les non-linéarités sont prises en compte dans les modèles des transistors et où l'on ne doit pas écrire les équations du circuit, la saisie se faisant de manière schématique
- en **linéarisant** le transistor autour du point de fonctionnement, les courbes caractéristiques non-linéaires étant remplacées par leur tangente. On en déduit un **schéma équivalent** ne comprenant que des éléments **linéaires**, que l'on inclut dans un circuit ne reprenant **que les tensions alternatives**. On doit ensuite résoudre les équations linéaires de ce circuit.

"**A petits signaux**" signifie dès lors que l'on se limite à des amplitudes de variations alternatives suffisamment faibles pour que l'on puisse valablement confondre les courbes et leur tangente ; le transistor sera alors remplacé par un modèle linéaire dans ce domaine restreint.

Amplification à petits signaux

linéarisation du BJT 2N3904



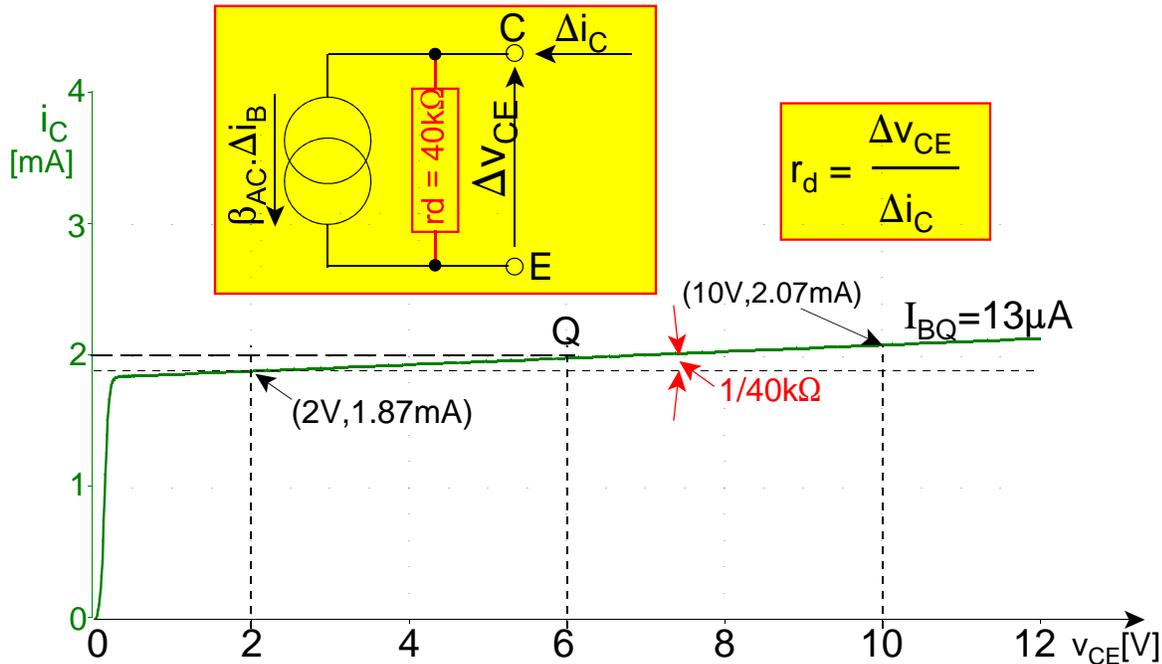
$V_{CC} = 12V$
 Point Q : $V_{2Q} = 6V$, $I_{CQ} = 2mA$
 $I_{BQ} = 13\mu A$
 $R_C = 3k\Omega$

Soit un transistor NPN de type 2N3904 dans un montage amplificateur à émetteur commun et polarisation par résistance de base.

On doit choisir son point de repos avant de le linéariser. Reprenons le point Q de fonctionnement en classe A symétrique, que nous avons défini à la figure 33.

Schéma équivalent à petits signaux

effet Early: $r_d = \Delta v_{CE} / \Delta i_C @Q$



Le transistor linéarisé n'est pas une source de courant de collecteur parfaite Δi_C commandée par Δi_B .

Nous avons vu lors de l'étude du BJT que la caractéristique $i_C(v_{CE})$ pour $i_B = I_{BQ}$ s'écarte de l'horizontale. La cause en est l'effet Early, lié au rétrécissement de la base lorsque la tension v_{CE} croît.

Cette dépendance va être prise en compte dans le schéma équivalent par une **résistance**

$$r_d = \Delta v_{CE} / \Delta i_C$$

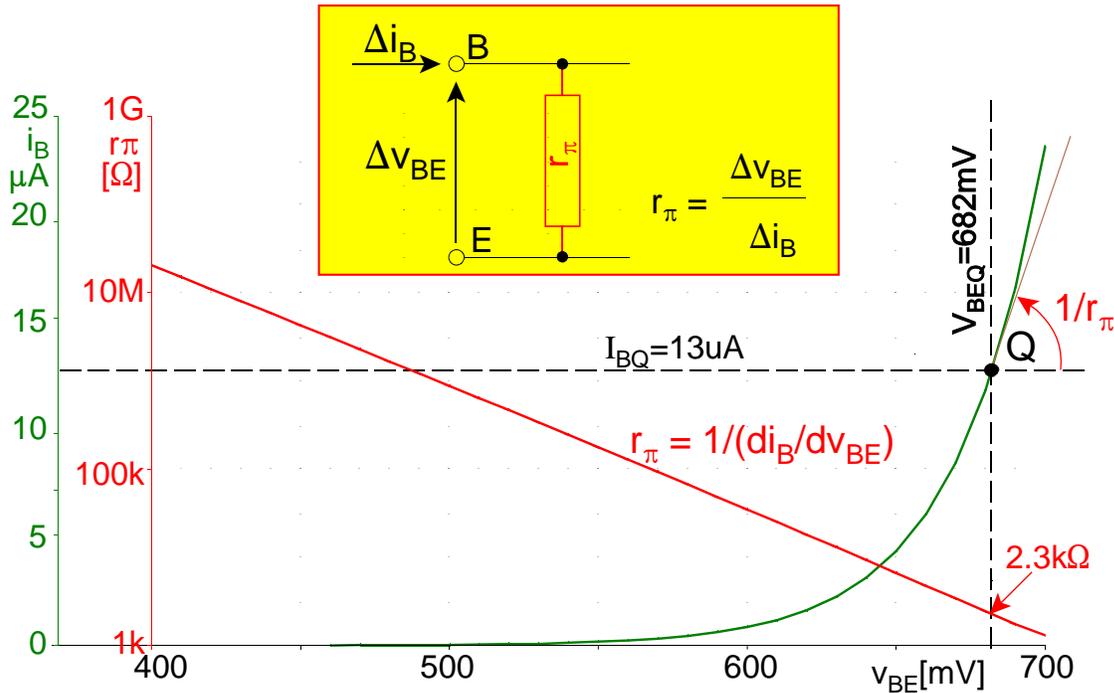
qui est par définition l'**inverse de la pente** de la caractéristique $i_C(v_{CE})$ au **point de fonctionnement**.

La résistance r_d traduit l'imperfection de la source de courant au sens de Thévenin/Norton.

Si l'on veut simplifier au maximum le modèle linéaire du transistor, c'est r_d que l'on néglige en premier.

Schéma équivalent à petits signaux

résistance d'entrée: $r_{\pi} = \Delta i_B / \Delta v_{BE} @ Q$



La caractéristique d'entrée $i_B(v_{BE})$ est celle de la jonction base-émetteur. Elle est fortement non-linéaire (nous avons montré que c'est une exponentielle).

Pour la linéariser, on la remplace par sa tangente au point de fonctionnement et on définit une résistance

$$r_{\pi} = \Delta v_{BE} / \Delta i_B$$

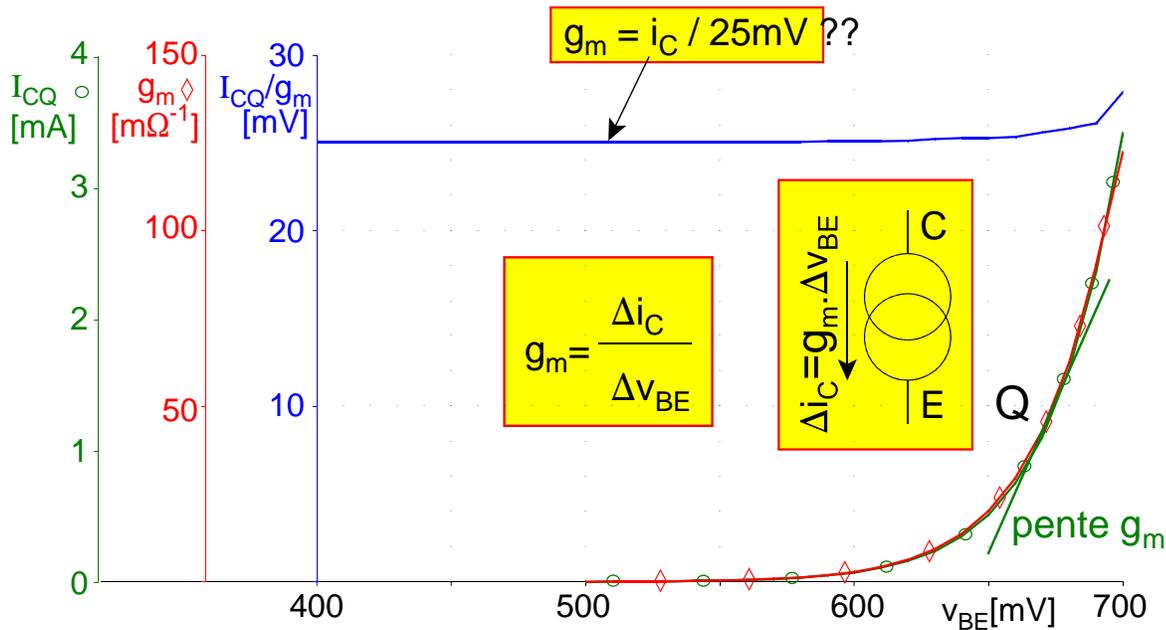
comme l'**inverse de la pente de cette tangente**.

Le caractère exponentiel de la courbe est confirmé puisque la courbe donnant r_{π} est proche d'une droite en échelle semi-logarithmique.

Ici, le domaine où il est licite de confondre la courbe avec sa tangente est très réduit. On ne peut donc provoquer que de faibles variations Δv_{BE} si l'on veut que le transistor soit suffisamment linéaire. Nous verrons que l'on obtient rapidement de la distorsion si l'on pousse un peu la valeur de Δv_{BE} .

Schéma équivalent à petits signaux

transconductance: $g_m = \Delta i_C / \Delta v_{BE}$ @Q



Si l'on considère que la grandeur d'entrée est la variation de tension Δv_{BE} au lieu de la variation Δi_B , il faut linéariser la caractéristique de transfert $i_C(v_{BE})$.

Rappelons la définition de la **transconductance à petits signaux**, qui en est la dérivée

$$g_m = \Delta i_C / \Delta v_{BE}$$

que l'on peut évaluer graphiquement par la **pende de la tangente de la caractéristique de transfert** au point de fonctionnement.

Il existe un moyen plus simple d'évaluer g_m . Remarquons que, en choisissant bien les échelles, on arrive quasiment à superposer les courbes $I_C(v_{BE})$ et $g_m(v_{BE})$ suggérant ainsi une **proportionnalité entre I_{CQ} et g_m** .

Le tracé du quotient I_{CQ}/g_m confirme cette impression, avec une valeur restant proche de 25mV.

Nous allons maintenant étayer cette constatation.

Schéma équivalent à petits signaux

g_m dépend de Q et de la température $g_m = I_{CQ} / V_T$

$$i_C = K_1 \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - K_2 \approx K_1 \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$g_m = \frac{di_C}{dv_{BE}} = \frac{K_1}{V_T} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} = \frac{i_C}{V_T}$$

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T}$$

$$V_T = \frac{kT}{e}$$

$$k = 1.38 \text{ E-23 [J/K]}$$

$$e = 1.6 \text{ E-19 [C]}$$

$$T = 300^\circ\text{K}$$

$$V_T \approx 25\text{mV}$$

$$g_m = g_m(Q, T)$$

La proportionnalité entre g_m et I_C vient de la dépendance exponentielle $i_C(v_{BE})$.

En dérivant i_C par rapport à v_{BE} , pour obtenir g_m , on voit apparaître au dénominateur le facteur

$$V_T = kT/e$$

où k est la constante de Boltzmann
 T est la température absolue
 e est la charge de l'électron

A température ambiante (25°C ou 297°K), V_T vaut précisément 25mV.

On peut donc déterminer g_m à partir de la valeur de I_C au point de fonctionnement c'est-à-dire du courant de polarisation au collecteur I_{CQ} .

$$g_m = I_{CQ} / V_T$$

ATTENTION :

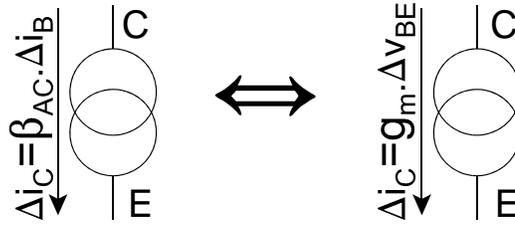
- g_m est un paramètre à petits signaux alternatifs
- I_{CQ} est une grandeur continue de polarisation

La relation qui les lie traduit simplement la **dépendance de g_m**

- avec le **point de fonctionnement** autour duquel on linéarise (via I_{CQ})
- avec la **température** (via V_T).

Schéma équivalent à petits signaux

β_{AC} , g_m et r_π sont liés



$$\Delta i_C = \beta_{AC} \cdot \Delta i_B = g_m \cdot \Delta v_{BE}$$

$$r_\pi = \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} = \frac{\beta_{AC}}{g_m}$$

En regroupant les données précédentes, on obtient deux schémas équivalents, suivant que l'on prend comme grandeur d'entrée la variation de courant Δi_B ou de tension Δv_{BE} .

Ces deux schémas sont en fait identiques, puisqu'il s'agit du même transistor vu sous deux angles différents. La source de courant de sortie doit en particulier être la même et donc

$$\beta_{AC} \cdot \Delta i_B = g_m \cdot \Delta v_{BE}$$

ou encore

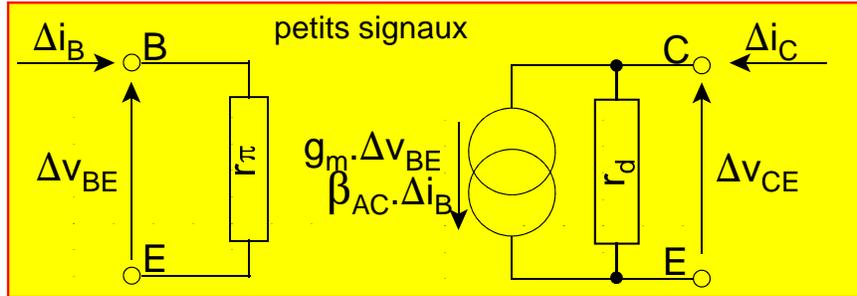
$$\Delta v_{BE} / \Delta i_B = \beta_{AC} / g_m = r_\pi$$

ce qui montre que, des 4 paramètres du schéma équivalent à petits signaux du BJT (r_d, r_π, β et g_m), seuls 3 sont indépendants

- r_d
- (r_π, β) ou (r_π, g_m) ou (β, g_m)

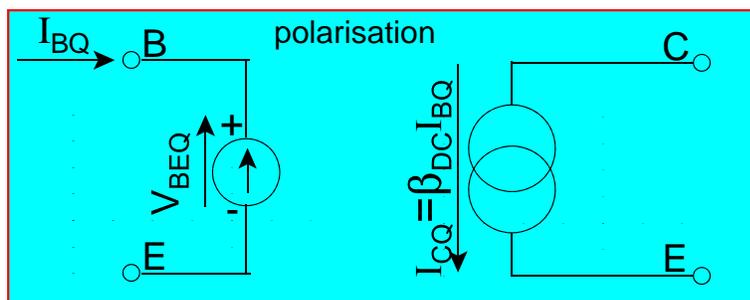
Polarisation et petits signaux

schémas équivalents en AC et en DC



$$r_{\pi} = \frac{\beta_{AC}}{g_m}$$

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T}$$



Le schéma équivalent à petits signaux se déduit généralement comme suit :

- on fixe le point de polarisation Q, ce qui donne I_{CQ}
- on en déduit $g_m = I_{CQ} / V_T = I_{CQ} / 25\text{mV}$ (à température ambiante)
- on mesure ou on évalue β_{AC} d'après la notice; en l'absence de données, on prendra $\beta_{AC}=100$
- on en déduit $r_{\pi} = \beta_{AC} / g_m$
- on mesure, ou on évalue, r_d d'après la pente de la caractéristique $i_C(V_{CE})$ au point Q.

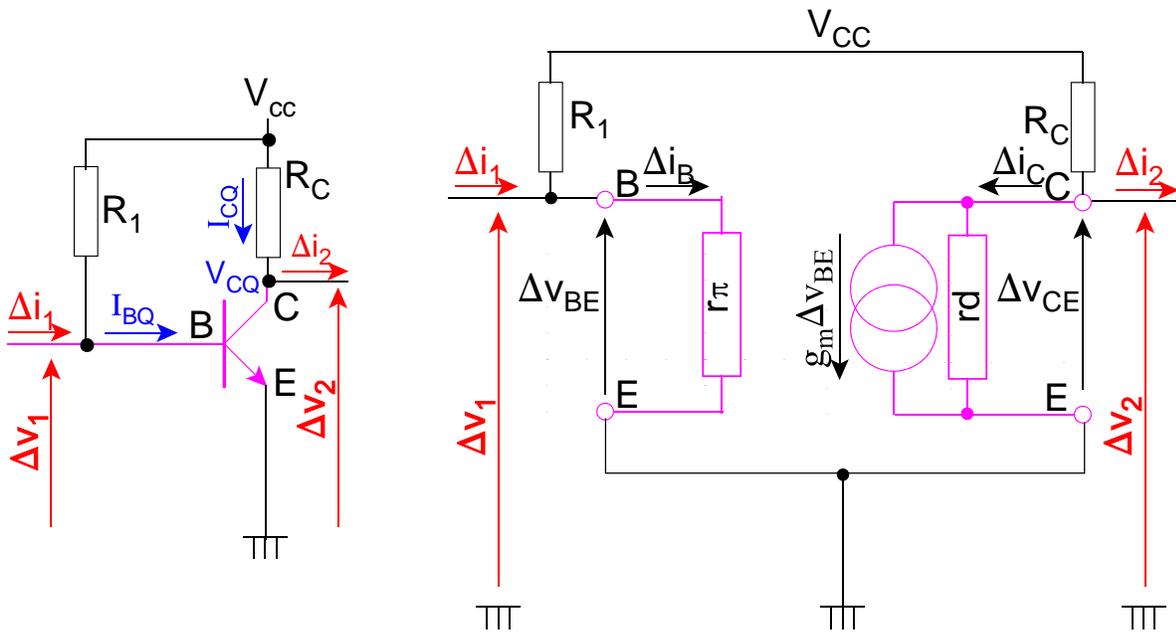
Le transistor peut donc être remplacé par deux schémas équivalents différents :

- en continu
- à petits signaux

Ces deux schémas sont linéaires au point de fonctionnement et l'on peut donc appliquer le principe de superposition.

Calcul de l'ampli

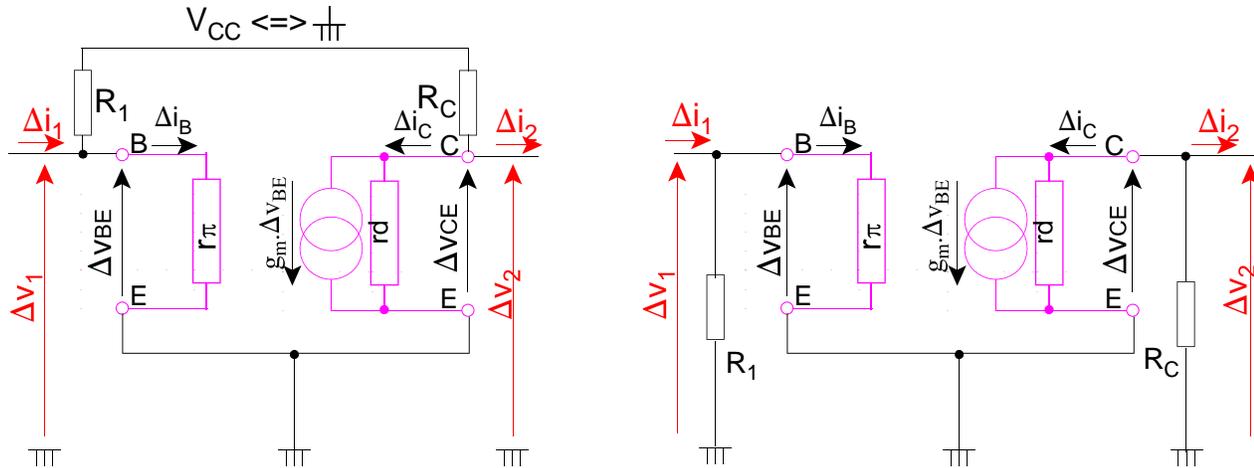
1. remplacer le BJT par son schéma équivalent



Pour calculer les propriétés de l'étage amplificateur, remplaçons le BJT par son schéma équivalent au point de repos choisi.

Calcul de l'ampli

2. annuler les valeurs continues (remplacer par la masse)



Le schéma équivalent ne concerne que les grandeurs alternatives. Il faut donc en éliminer toutes les sources de tension continues en les court-circuitant ce qui revient à **remplacer toutes les tensions continues par la masse**.

On peut le justifier de plusieurs manières :

- la variation alternative des tensions continues est nulle, par définition
- toute variation de potentiel est la même par rapport à tout point de potentiel fixe du schéma

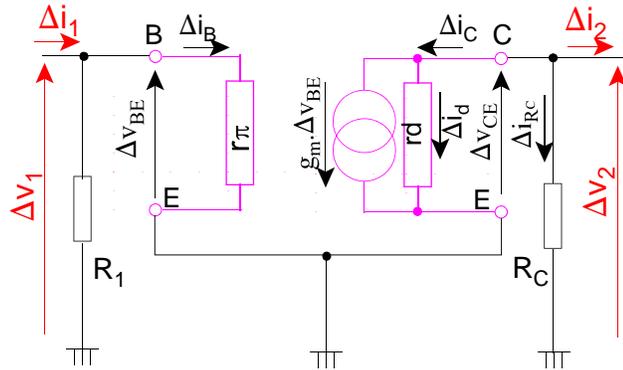
$$\text{exemple } \Delta(v_B - V_{CC}) = \Delta v_B - \Delta V_{CC} = \Delta v_B = \Delta(v_B - \text{masse})$$

- une source de tension telle que V_{CC} possède une impédance nulle, ou négligeable face aux autres impédances du circuit

Calcul de l'étage

gain en tension à vide A_∞

$$\begin{aligned} \Delta v_1 &= \Delta v_{BE} & \textcircled{1} \\ \Delta v_2 &= R_C \Delta i_{RC} & \textcircled{2} \\ \Delta i_2 + \Delta i_{RC} + g_m \cdot \Delta v_{BE} + \Delta i_d &= 0 & \textcircled{3} \\ \Delta i_d &= \Delta v_2 / r_d & \textcircled{4} \end{aligned}$$



Gain à vide : $\Delta i_2 = 0$

$$A_\infty = \left. \frac{\Delta v_2}{\Delta v_1} \right|_{\Delta i_2=0} = -g_m (R_C \parallel r_d) \quad \text{or } R_C \ll r_d \Rightarrow \quad A_\infty = -g_m R_C = -\frac{\beta_{AC} R_C}{r_\pi}$$

commande en tension

$$A_\infty = A_\infty(g_m) \Rightarrow A_\infty = A_\infty(T, Q)$$

commande en courant

$$A_\infty = A_\infty(\beta) \Rightarrow A_\infty = A_\infty(T, Q, \beta_{\min/\max})$$

La première grandeur caractéristique est le **gain en tension**, défini comme le rapport entre l'amplitude des variations de tension de sortie Δv_2 et l'amplitude de la tension d'entrée Δv_1 .

$$A_\infty = \Delta v_2 / \Delta v_1 \quad \text{pour } \Delta i_2 = 0$$

L'indice ∞ signifie que l'on calcule le **gain "à vide"**, c'est à dire avec la sortie déconnectée de tout circuit en aval (résistance d'entrée infinie); le courant de sortie Δi_2 est donc nul.

Pour ce montage, la tension d'entrée est directement appliquée à la base. (équation①).

La tension de sortie est exprimée par la loi d'Ohm sur la résistance de collecteur (équation②)

L'équation ③ est la loi des noeuds au collecteur C.

L'équation ④ est la loi d'Ohm appliquée à la résistance r_d .

Les résistances r_d et R_C sont en parallèle; en général, la valeur de r_d est suffisamment grande vis-à-vis de R_C pour que l'influence de r_d soit négligeable.

Le gain en tension à vide s'exprime alors simplement comme le produit de la transconductance g_m (au point de fonctionnement choisi) par la résistance de charge R_C au collecteur.

$$A_\infty = -g_m \cdot R_C$$

Le gain est donc proportionnel à la transconductance $g_m = I_{CQ}/V_T$; il subira donc les fluctuations liées

- à la variation de ces paramètres avec la température
- au déplacement du point de fonctionnement Q avec la température

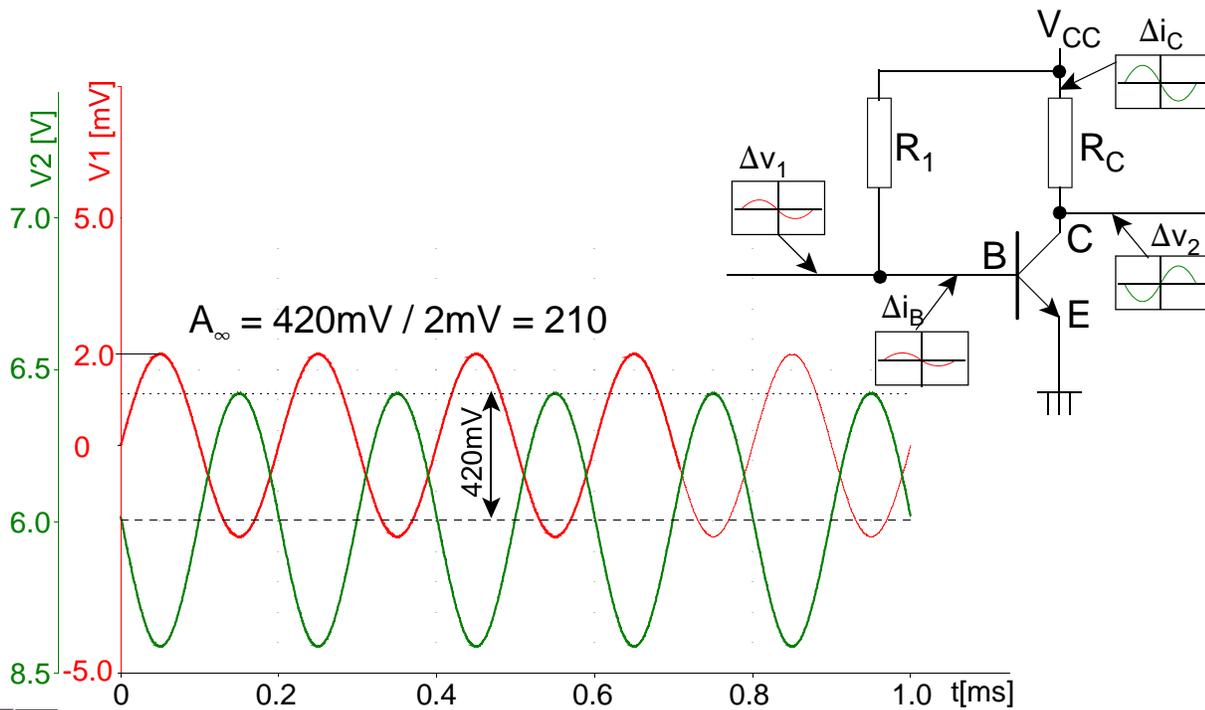
Dans le cas où l'on commande le transistor en courant (voir plus loin), il suffit de se rappeler que $g_m = \beta_{AC}/r_\pi$ pour exprimer le gain en tension en fonction de β_{AC}

$$A_\infty = -\beta_{AC} \cdot R_C / r_\pi$$

En plus des fluctuations dues à la température et au point de fonctionnement, le gain en courant β est sujet à une importante dispersion de fabrication.

Formes des signaux

sortie amplifiée et en opposition de phase



Le principe de l'amplificateur apparaît clairement sur cette figure.

Une petite variation de tension alternative Δv_1 sur la base provoque une variation identique Δv_{BE} de la tension base-émetteur et donc du courant de collecteur

$$\Delta i_C = g_m \Delta v_1$$

Si l'on néglige l'effet Early ($r_d = \infty$), cette variation de courant collecteur est intégralement vue par la résistance de collecteur et l'amplitude de la variation de la tension de sortie est donnée par

$$\Delta v_2 = -R_C \Delta i_C = -g_m R_C \Delta v_1$$

Le gain en tension est donc

$$A_{\infty} = -g_m R_C$$

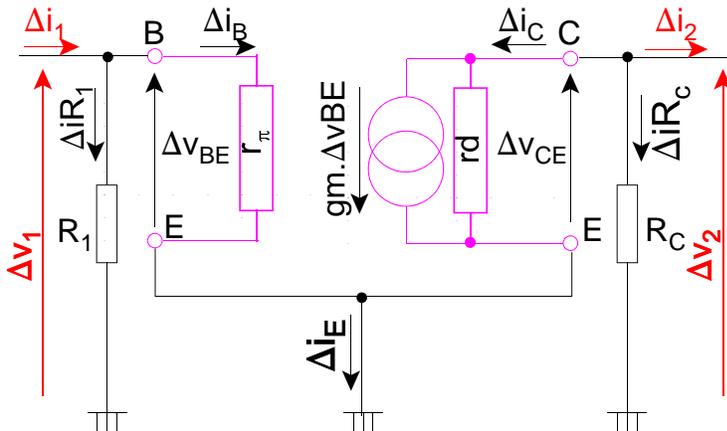
Le signe négatif du gain traduit le fait que la tension de sortie est en opposition de phase avec la tension d'entrée.

On mesure ici un gain de 210.

Calcul de l'étage

impédance d'entrée $R_i \approx r_\pi$

$$\begin{aligned}\Delta i_1 &= \Delta i_{R_1} + \Delta i_B \\ \Delta i_{R_1} &= \Delta v_1 / R_1 \\ \Delta i_B &= \Delta v_1 / r_\pi\end{aligned}$$



impédance d'entrée à vide

$$R_i = \left. \frac{\Delta v_1}{\Delta i_1} \right|_{\Delta i_2=0} = R_1 \parallel r_\pi \approx r_\pi \quad (r_\pi \ll R_1)$$

L'impédance d'entrée à petits signaux d'un étage amplificateur est une grandeur caractéristique importante, puisqu'elle doit être grande vis-à-vis de l'impédance de sortie de l'étage précédent.

Elle traduit le rapport entre les variations de la tension d'entrée et du courant d'entrée; on mesure également ce rapport à vide, c'est-à-dire sans courant fourni à la sortie ($\Delta i_2=0$).

Un simple examen du schéma montre que l'impédance d'entrée résulte de la mise en parallèle de la résistance de polarisation R_1 et de la résistance r_π (résistance d'entrée du transistor à petits signaux au point de fonctionnement).

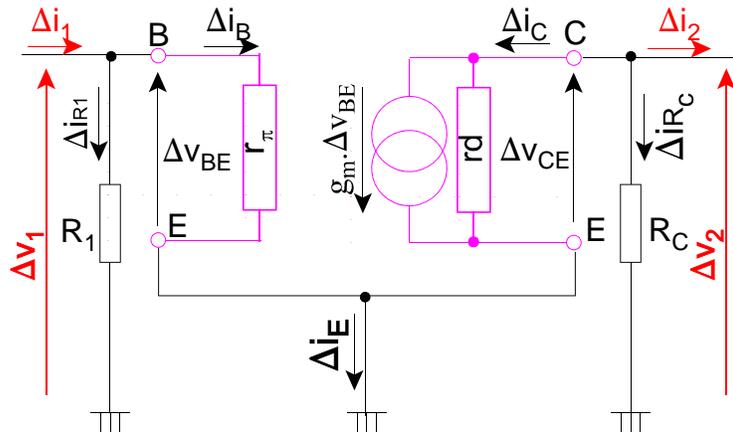
Comme r_π est généralement plus faible que R_1 , c'est r_π qui est prépondérante.

En première approximation, **la résistance d'entrée d'un étage polarisé par le courant de base est donc r_π**

Calcul de l'ampli

impédance de sortie $R_o \approx R_c$

$$\begin{aligned} \Delta i_2 + \Delta i_{R_c} + g_m \Delta v_1 + \Delta i_C &= 0 \\ \Delta v_2 &= R_C \Delta i_{R_c} \\ \Delta i_C &= \Delta v_2 / r_d + g_m \Delta v_{BE} \\ \Delta v_{BE} = \Delta v_1 &= 0 \text{ par définition} \end{aligned}$$



$$R_o = - \left. \frac{\Delta v_2}{\Delta i_2} \right|_{\Delta v_1=0} = R_C \parallel r_d \approx R_C$$

Connaître l'impédance de sortie présente exactement le même intérêt que l'impédance d'entrée.

L'impédance de sortie est l'impédance de l'étage considéré comme une source de tension imparfaite (au sens de Thévenin). A petits signaux, c'est le rapport entre la variation Δv_2 de la tension de sortie et la variation Δi_2 du courant de sortie. Ce courant provient du fait que l'on a connecté la borne de sortie de l'amplificateur à une impédance de charge R_L , qui est l'impédance d'entrée du circuit en aval.

Si le courant consommé par cette impédance tend à augmenter ($\Delta i_2 > 0$), la tension de sortie va baisser ($\Delta v_2 < 0$) ce qui justifie le signe "-" dans la définition.

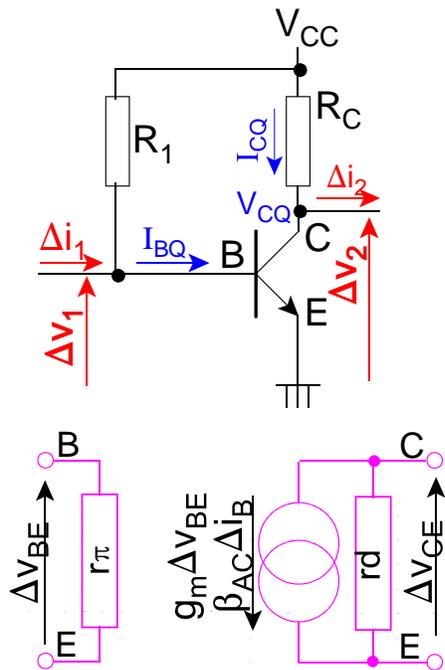
Pour calculer cette impédance, on suppose que l'entrée est alimentée par une source de tension parfaite d'amplitude nulle ($\Delta v_1 = 0$); on parle d'**entrée "en court-circuit"**.

Ici encore, un simple examen du schéma permet de conclure que l'impédance de sortie résulte de la mise en parallèle de la résistance de charge R_C et de la résistance interne r_d traduisant l'effet Early.

En général, R_C est faible devant r_d et l'**impédance de sortie** est donc en première approximation la résistance R_C .

Etage ampli polarisé courant de base

résumé



gain à vide

$$A_{\infty} = -g_m R_C = -\frac{\beta R_C}{r_{\pi}}$$

résistance d'entrée

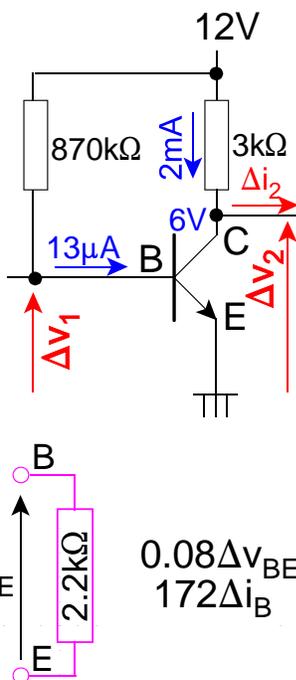
$$R_i = \left. \frac{\Delta v_1}{\Delta i_1} \right|_{\Delta i_2=0} = R_1 \parallel r_{\pi} \approx r_{\pi}$$

résistance de sortie

$$R_o = -\left. \frac{\Delta v_2}{\Delta i_2} \right|_{\Delta v_1=0} = R_C \parallel r_d \approx R_C$$

Etage polarisé par courant de base

exemple numérique



polarisation:

$$\left. \begin{array}{l} I_{CQ} = 2\text{mA} \\ \beta_{DC} = 153 \end{array} \right\} I_{BQ} = 13\mu\text{A}$$

$$R_C = 3\text{k}\Omega, R_1 = 870\text{k}\Omega$$

$$g_m = I_{CQ}/V_T = 0.08\Omega^{-1} = 80\text{mA/V}$$

$$\beta_{AC} = 172$$

$$r_{\pi} = \beta_{AC}/g_m = 2.2\text{k}\Omega$$

$$r_d = 40\text{k}\Omega$$

$$A_{\infty} = -g_m R_C = -240$$

$$R_i = R_1 \parallel r_{\pi} \approx r_{\pi} = 2.2\text{k}\Omega$$

$$R_o = R_C \parallel r_d \approx R_C = 3\text{k}\Omega$$

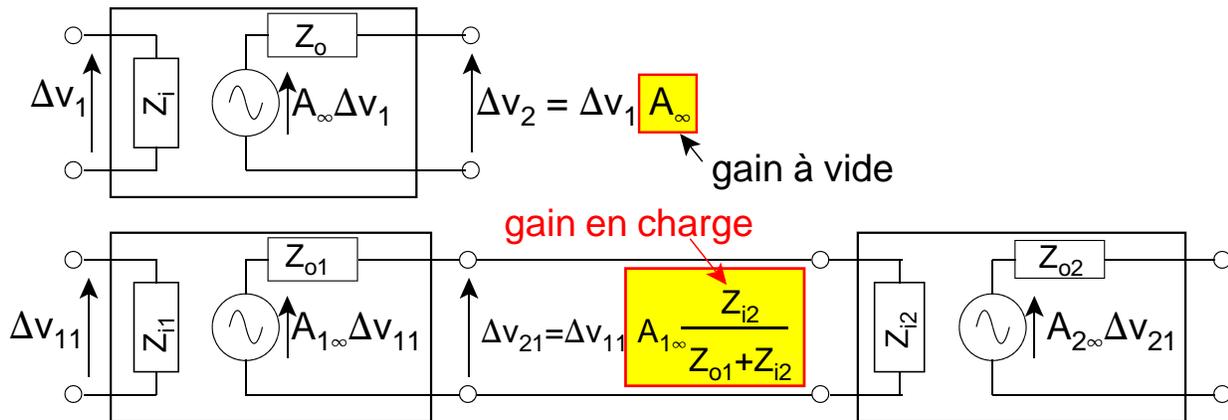
Etage amplificateur à transistor

PLAN

- ▶ introduction
- ▶ polarisation
- ▶ fonctionnement "à petits signaux"
- ▶ **mise en cascade d'étages**
 - ◆ **notion de gain en charge**
 - ◆ **étage de tension et de courant**
 - ◆ **liaison directe - difficultés**
 - ◆ **condensateur de liaison ou de découplage**
 - ◆ **droite de charge dynamique et gain en charge**
- ▶ distorsion harmonique à grands signaux

Mise en cascade d'étages de tension

adaptation d'impédance (Thévenin)



- ▶ un ampli de tension est d'autant meilleur que
 - ♦ son impédance de sortie est faible par rapport à l'impédance d'entrée de l'étage suivant : $Z_{o_k} \ll Z_{i_{k+1}}$
 - ♦ son impédance d'entrée est grande par rapport à l'impédance de sortie de l'étage précédent : $Z_{i_k} \gg Z_{o_{k-1}}$

On désire souvent obtenir un gain en tension supérieur à ce que l'on peut réaliser avec un seul étage. Dans ce cas, on met plusieurs étages en cascade pour multiplier leurs gains.

C'est ici qu'intervient le fait que les étages amplificateurs ne sont pas parfaits :

- leur impédance d'entrée n'est pas infinie
- leur impédance de sortie n'est pas nulle.

L'impédance de sortie d'un étage et l'impédance d'entrée du suivant forment alors un diviseur résistif qui réduit le gain effectif de l'étage. On parle alors de **gain en charge**.

Remarquons que les définitions d'impédance d'entrée et de sortie vues précédemment correspondent à calculer

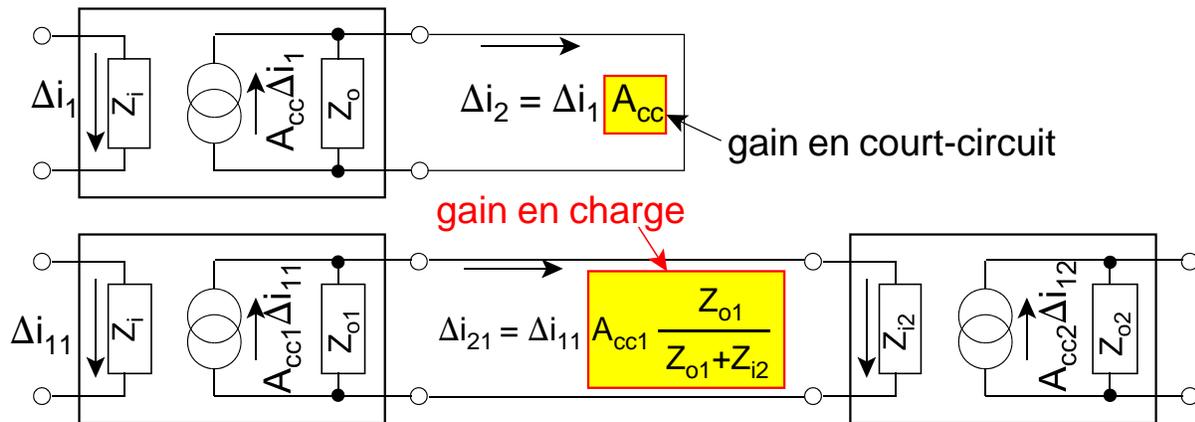
- l'impédance de sortie d'un étage précédé d'un étage parfait d'impédance de sortie nulle
- l'impédance d'entrée d'un étage suivi d'un étage parfait d'impédance d'entrée infinie

Dans une cascade d'étages amplificateurs de tension, l' **adaptation d'impédance** consiste

- soit à **augmenter l'impédance d'entrée** afin qu'elle soit sensiblement plus grande (au moins un ordre de grandeur) que l'impédance de sortie de l'étage précédent
- soit à **diminuer l'impédance de sortie** afin qu'elle soit sensiblement plus faible (au moins un ordre de grandeur) que l'impédance d'entrée de l'étage suivant

Mise en cascade d'étages de courant

adaptation d'impédance (Norton)



- ▶ un ampli de courant est d'autant meilleur que
 - ♦ son impédance de sortie est grande par rapport à l'impédance d'entrée de l'étage suivant : $Z_{o_k} \gg Z_{i_{k+1}}$
 - ♦ son impédance d'entrée est faible par rapport à l'impédance de sortie de l'étage précédent : $Z_{i_k} \ll Z_{o_{k-1}}$

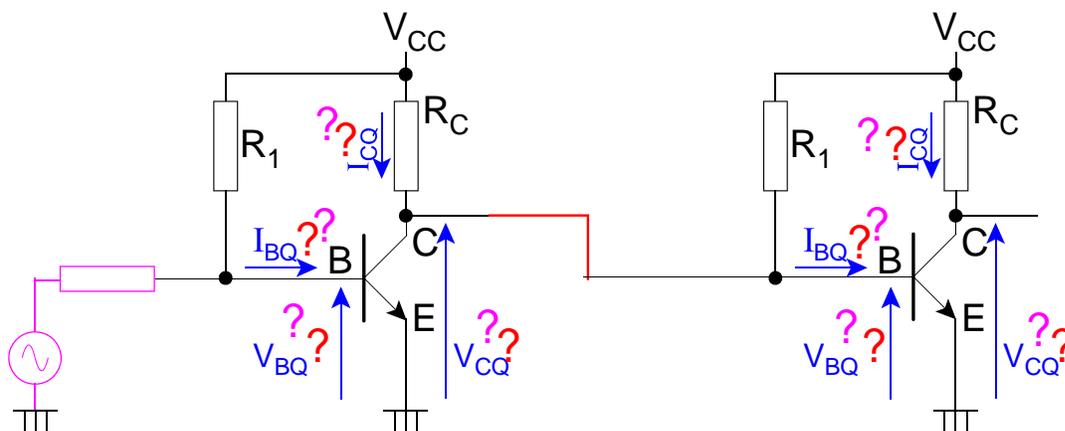
Un raisonnement dual s'applique aux amplificateurs de courant.

Chaque étage est ici une source de courant imparfaite shuntée par son impédance de sortie (idéalement infinie), et l'impédance d'entrée idéale est un court-circuit pour laquelle on calcule un gain en courant idéal A_{cc} .

Mise en cascade

liaison directe entre étages: pas évident !

- ▶ avantage : amplification en continu
- ▶ inconvénients :
 - ◆ sans précautions : destruction de la polarisation
 - ◆ conception spéciale (cf cours de micro-électronique)



Puisqu'il faut mettre des étages en cascade, comment relier :

- le premier étage au signal à amplifier ?
- les étages entre-eux ?
- le dernier étage à l'utilisation (par exemple un système d'acquisition de données) ?

Si l'on désire amplifier la composante continue du signal (c'est le cas des capteurs de température), on doit a priori lier les étages par une **connexion directe**.

Si on le fait brutalement, on risque de bloquer complètement le fonctionnement; en effet la **liaison directe** de deux étages conçus séparément **bouleverse la polarisation**.

Prenons deux étages correctement polarisés en classe A et relierons directement la sortie du premier à l'entrée du second; la tension moyenne de base V_{BEQ2} du deuxième imposera la tension moyenne de collecteur V_{CEQ1} de l'étage précédent et aucun des deux étages ne conservera son point de fonctionnement.

Le même problème se pose pour la connexion du signal d'entrée au premier étage. Modélisons le signal à amplifier par une source de tension alternative possédant une résistance de sortie. La présence de cette source va perturber le courant de base au repos.

Dans un amplificateur en continu, la polarisation de tous les étages successifs doit donc être conçue simultanément et les problèmes de la **dérive en cascade des points de repos** est ardu. On n'abordera pas ici les méthodes de conception de tels amplificateurs, qui seront vues au cours de micro-électronique.

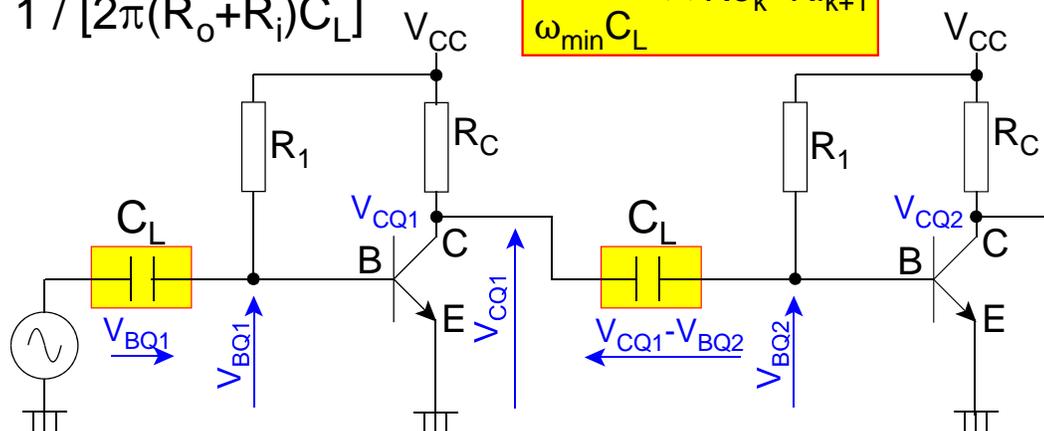
On retiendra que les amplificateurs **en continu** sont aujourd'hui des amplificateurs **différentiels** (voir chapitre 9) vendus sous forme de circuits **intégrés** à très grand gain en tension : les **amplificateurs opérationnels** ou les **amplificateurs d'instrumentation**.

Mise en cascade

liaison par condensateur: facile mais passe-haut

- ▶ **avantage** : respecte la polarisation
- ▶ **inconvénients** : filtre passe-haut
 - ◆ perte d'amplification en DC et BF (OK pour audio)
 - ◆ $f_{\min} \nearrow = C_L \nearrow \nearrow$
 - ◆ $f_o = 1 / [2\pi(R_o+R_i)C_L]$

$$\frac{1}{\omega_{\min} C_L} \ll R_{o_k} + R_{i_{k+1}}$$



La liaison de deux étages par un condensateur permet de concevoir leur polarisation séparément. Le **condensateur** dit **de liaison** C_L se charge à une tension égale à la différence entre les composantes continues de la sortie et de l'entrée de l'étage suivant.

Il n'y a pas de risque de propagation de la dérive du point de fonctionnement d'un étage à l'autre.

Le prix à payer est l'impossibilité d'amplifier des grandeurs continues. Heureusement, il existe bon nombre d'applications pour lesquelles ce n'est pas nécessaire (par exemple, dans tout le domaine de l'audio on ne descend pas sous les 20Hz).

La taille des condensateurs de liaison n'est pas négligeable et est d'autant plus grande que l'on souhaite amplifier des basses fréquences.

Nous verrons dans un chapitre à part le comportement fréquentiel des amplificateurs. Nous pouvons néanmoins déjà introduire la notion de **fréquence de coupure** liée aux condensateurs de couplage: elle correspond à la fréquence en dessous de laquelle l'amplitude du signal est atténuée de plus de 3dB (soit un facteur $\sqrt{2}$). Les condensateurs font de cet étage un **filtre passe-haut** d'ordre 1 dont la fréquence de coupure est celle d'un circuit RC

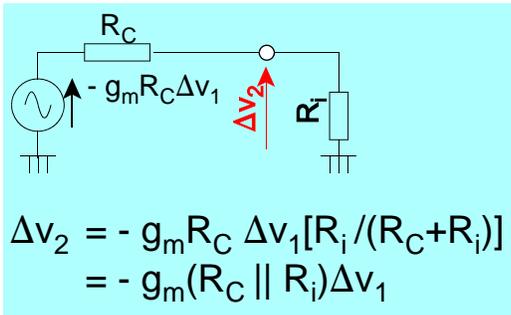
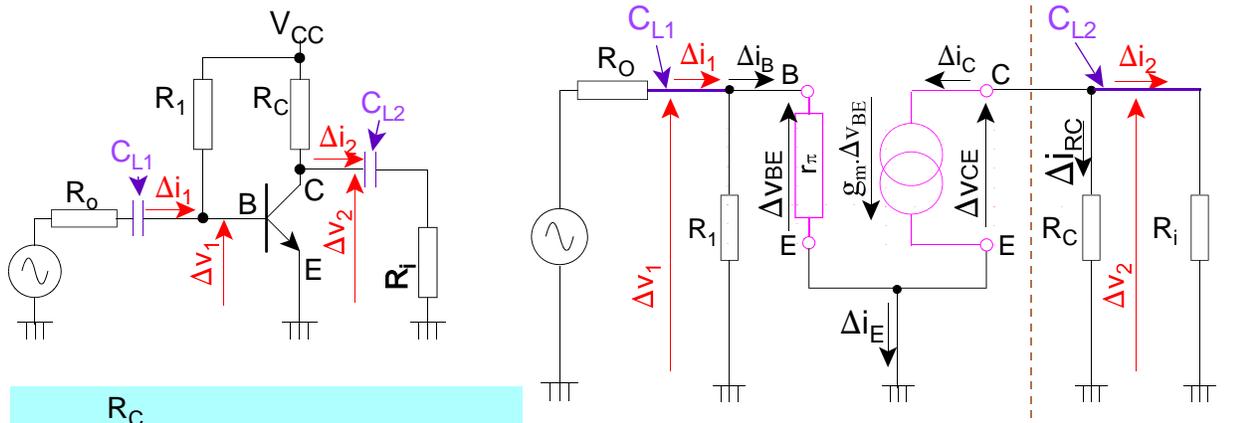
$$f_o = 1 / [2\pi(R_o+R_i)C_L]$$

Retenons simplement ici que, dans le schéma équivalent de Thévenin de la liaison, le **condensateur** se met **en série** avec la **résistance de sortie** de l'étage amont et avec la **résistance d'entrée** de l'étage aval. Son influence sera donc négligeable si **l'impédance du condensateur** à la **fréquence minimale** que l'on veut amplifier **reste faible devant la somme de ces deux résistances**.

Il existe une troisième méthode de liaison par transformateur, qui préserve également les polarisations et que nous n'étudierons pas ici.

Mise en cascade

condensateur = court-circuit dans le schéma équivalent



$$A_\infty = -g_m \cdot R_C$$

$$A = -g_m \cdot (R_C \parallel R_i)$$

Soit un étage amplificateur; l'étage amont est modélisé par son équivalent Thévenin, l'étage aval par son impédance d'entrée R_i . Les étages sont liés par des condensateurs. Nous allons calculer le gain en charge, c'est-à-dire compte tenu de la présence de R_i .

Remplaçons le montage par son schéma équivalent.

Si les **condensateurs de liaison** sont bien dimensionnés, leur impédance est négligeable par rapport à celles des résistances avec lesquelles ils sont en série, et ce sur toute la gamme de fréquences à amplifier; on peut les **modéliser par des courts-circuits** dans le schéma équivalent à **petits signaux**.

Le schéma équivalent du transistor est ici légèrement simplifié; on a omis la résistance r_d , qui ne joue que peu de rôle dans le calcul du gain, comme nous l'avons vu précédemment.

Le gain à vide ($R_i = \infty$) est donc :

$$A_\infty = -g_m \cdot R_C$$

Le calcul du gain en charge est très simple, il suffit de remarquer que la résistance R_i vient se mettre en parallèle sur R_C et le gain vaut donc

$$A = -g_m (R_C \parallel R_i) = g_m R_C R_i / (R_C + R_i)$$

On peut arriver au même résultat en remplaçant l'étage par son équivalent Thévenin où la source a une amplitude

$$-g_m \cdot R_C \cdot \Delta v_1$$

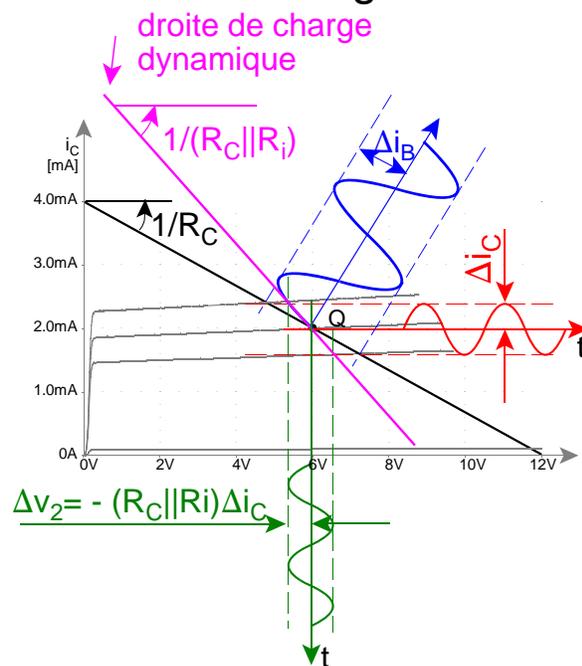
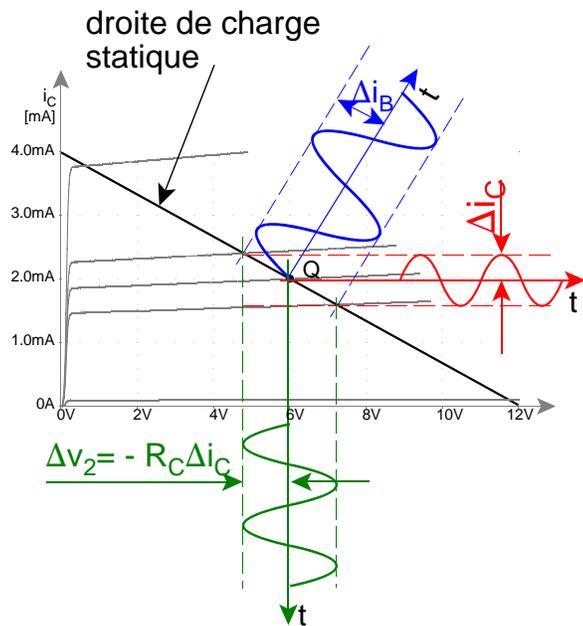
et une impédance de sortie R_C , comme calculé précédemment.

Mise en cascade

droite de charge dynamique passant par Q

à vide

en charge



Nous venons de voir que, dans le calcul du gain en charge, la résistance R_i d'entrée de l'étage suivant se met en parallèle sur la résistance R_C de collecteur.

Dans le plan i_C, v_{CE} , la relation $\Delta v_2 = -(R_C || R_i) \Delta i_C$ se traduit par une **droite de charge dynamique** dont la pente vaut

$$1/(R_C || R_i)$$

Cette droite passe nécessairement par le point de repos (il suffit d'annuler le signal d'entrée pour s'en convaincre).

Pour une même variation de courant de base et de collecteur, on recueille sur la droite de charge dynamique une variation de tension Δv_2 plus faible que sur la droite de charge statique, qui correspond au fonctionnement à vide.

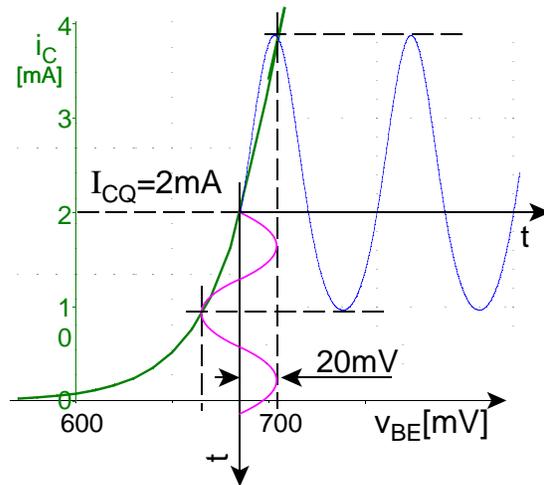
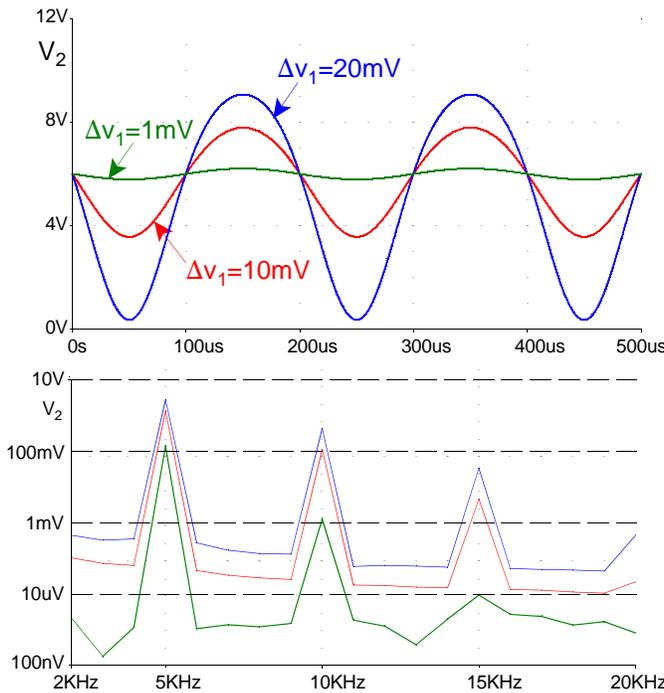
Etage amplificateur à transistor

PLAN

- ▶ introduction
- ▶ polarisation
- ▶ fonctionnement "à petits signaux"
- ▶ mise en cascade d'étages
- ▶ **distorsion harmonique à grands signaux**
 - ◆ **commande en tension**
 - ◆ **commande en courant**

Amplification à grands signaux

non-linéarité => distorsion => harmoniques



$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{i>1} V_i^2}{V_1^2}} = \sqrt{\frac{V_{\text{eff}}^2 - V_1^2}{V_1^2}}$$

Appliquons un signal sinusoïdal Δv_1 sur l'entrée. Si l'on augmente son amplitude, la tension de sortie croît mais elle n'est plus sinusoïdale : on voit apparaître de la **distorsion** (clairement visible sur la figure en haut à gauche):

- l'amplitude n'est plus symétrique par rapport au point de repos
- les maxima sont plus arrondis que le sinus
- les minima sont plus aigus que le sinus.

Elle s'explique par la non-linéarité de la caractéristique de transfert $i_C(V_{BE})$ (figure de droite). L'application d'une tension Δv_{BE} sinusoïdale de trop grande amplitude fait que l'on ne peut plus confondre l'exponentielle avec sa tangente.

Cette distorsion est confirmée par une analyse spectrale (figure en bas à gauche) et se marque par la présence d'harmoniques, principalement d'ordre 2 et 3. Remarquer l'échelle logarithmique.

Cette distorsion est en général caractérisée par le **taux de distorsion harmonique** total ou (THD : Total Harmonic Distorsion), qui est la tension efficace totale de tous les harmoniques, rapportée à la valeur efficace du fondamental V_1 .

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{i>1} V_i^2}{V_1^2}} = \sqrt{\frac{V_{\text{eff}}^2 - V_1^2}{V_1^2}}$$

Amplification à grands signaux

quelle plage de linéarité? ...seulement qq mV

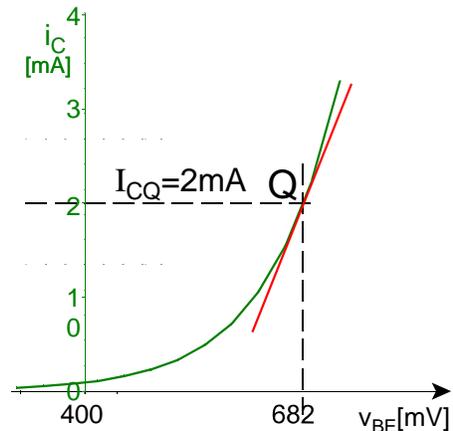
$$i_C = I_{CO} (e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1)$$

$i_C \approx I_{CO} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$ polarisation directe
en développant l'exponentielle par Taylor

$$i_C(V_{BEQ} + \Delta V_{BE}) = I_{CQ} \left[1 + \frac{\Delta V_{BE}}{V_T} + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta V_{BE}}{V_T} \right)^2 + \dots \right]$$

$$i_C = I_{CQ} + g_m \Delta V_{BE} + \dots$$

ssi $\Delta V_{BE} < V_T$



Pour qu'une commande en tension soit linéaire, il faut que $\Delta v_{BE} \ll V_T$
or $V_T = 25 \text{ mV}$ à température ambiante
 Δv_{BE} est donc limité à qq mV

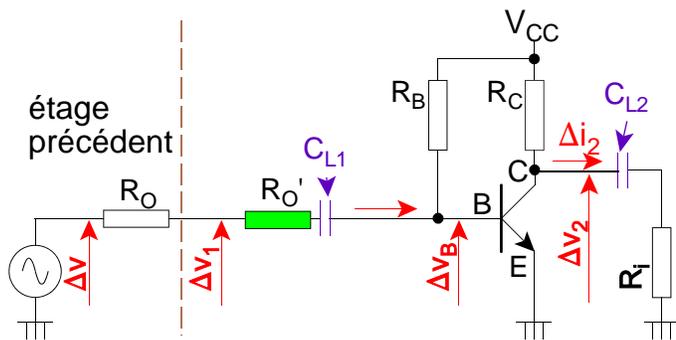
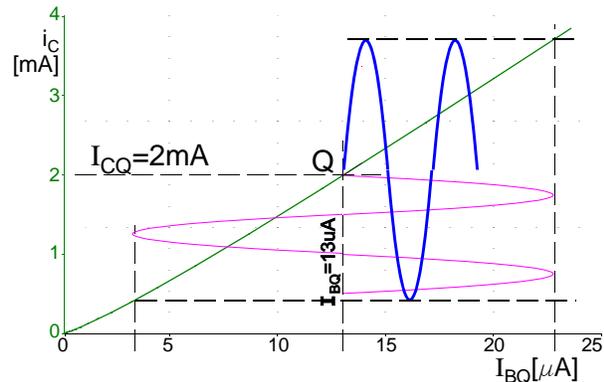
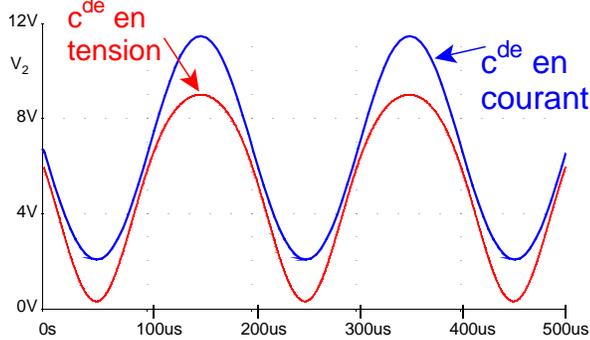
Il est intéressant de quantifier la notion de petits signaux lorsque l'on fait une commande en tension. Pour que l'ampli reste linéaire, il faut que l'erreur que l'on commet en confondant la courbe avec sa tangente soit acceptable. Cela dépend évidemment du taux de distorsion que l'on admet, mais on peut néanmoins fixer un ordre de grandeur. Il suffit de développer l'exponentielle en série de Taylor au point Q. Confondre l'exponentielle avec sa tangente veut dire négliger les termes de degré supérieur à 1 (le terme d'ordre 1 étant évidemment la transconductance).

On en arrive malheureusement à la conclusion que $\Delta v_{BE}/V_T$ doit rester sensiblement inférieur à l'unité, or $V_T = kT/e$ ne vaut que 25 mV à 25°C.

Un étage commandé en tension n'a une **bonne linéarité** que si sa **tension d'entrée** est de l'ordre de **quelques mV** au maximum.

Amplification à grands signaux

commande en courant: linéarité au détriment du gain



$$R_O + R_O' \gg (r_\pi \parallel R_B)$$

$$\Delta v_B = \Delta v_1 \frac{r_\pi \parallel R_B}{R_O'} < \Delta v_1$$

perte de gain

Si l'étage amont impose le courant de base au lieu de la tension base-émetteur, on obtient une bien meilleure linéarité, car la caractéristique de transfert $i_C(i_B)$ est presque une droite (figure en haut à droite).

Soit Δv_1 la tension de sortie de l'étage précédent et R_o son impédance de sortie. Pour que cette tension impose le courant de base, on va ajouter une résistance R_o' telle que la résistance de la source ainsi formée soit plus élevée que la résistance d'entrée du transistor

$$R_o + R_o' \gg R_i = r_\pi \parallel R_B$$

Pour s'en convaincre, il suffit de remplacer la source par son équivalent Norton. On peut aussi raisonner comme suit :

$$\Delta i_B = \Delta v_1 / (R_o + R_o' + R_i)$$

Si R_i est négligeable devant $(R_o + R_o')$, les fluctuations de R_i (variation de la pente de la caractéristique $i_B(v_{BE})$) n'auront qu'une influence minimale sur Δi_B .

Le compromis pour obtenir cette **linéarité** est une **perte importante de gain**. En effet, la tension effective de commande du transistor Δv_{BE} vaut :

$$\Delta v_{BE} = R_i \cdot \Delta i_B = \Delta v_1 \cdot R_i / (R_i + R_o') \approx \Delta v_1 \cdot R_i / R_o' \quad \text{puisque } R_o' \gg R_i$$

Si l'on prend $R_o' = 10 \cdot R_i$, on réduit le gain d'un facteur 11 par rapport à l'ampli commandé en tension. La figure en haut à gauche montre bien la supériorité de la commande en courant lorsque l'on veut obtenir une tension de sortie importante.

Dans un amplificateur à plusieurs étages BJT, on commence en général par des étages commandés en tension tant que l'amplitude reste "à petits signaux". Lorsque ce n'est plus le cas, on passe à la commande en courant pour conserver une linéarité acceptable.

Conclusions

bilan de l'étage polarisé par courant de base

- ▶ montage simple
- ▶ mauvaise stabilité du point de fonctionnement
 - avec la température T
 - avec la dispersion de fabrication
- ▶ commande en tension
 - ◆ mauvaise linéarité
 - ◆ gain élevé $\propto g_m(Q,T)$
- ▶ commande en courant
 - ◆ bonne linéarité
 - ◆ gain faible $\propto \beta(Q,T, \text{dispersion})$
- ▶ $R_i \approx r_\pi(Q,T, \text{dispersion})$
- ▶ $R_o \approx R_C$ stable mais compromis avec consommation