

CIRCUITS ET SYSTEMES ELECTRONIQUES

A IONESCU

EPFL

- Notes de cours en vente à la librairie polytechnique (**Circuits et systèmes électroniques, Polycopié N 304**).
- Copies des slides disponibles sur Moodle
- Exercices : calcul de cas réels

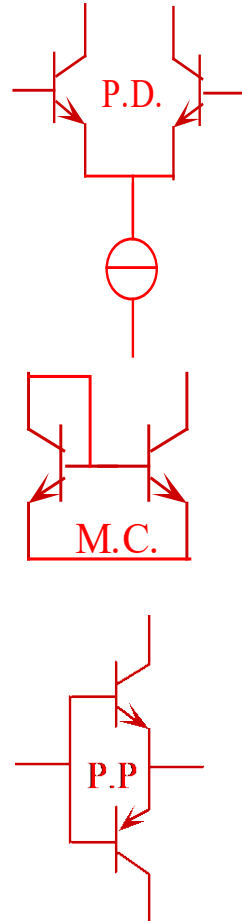
Les bases de l'électronique

Reaction negative ('feedback')

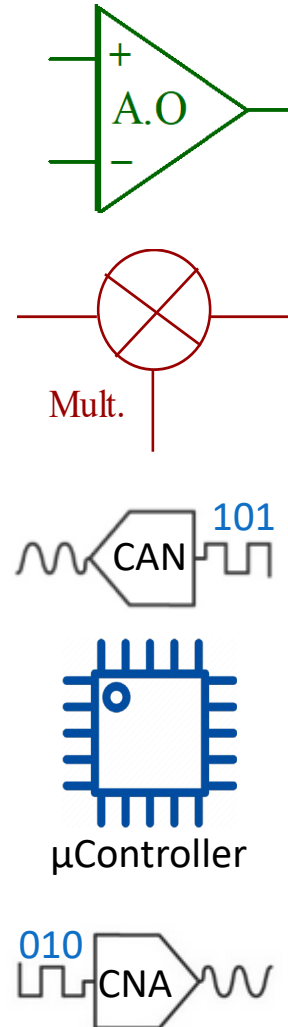
Les composants



Les structures analogiques



Les circuits



Les fonctions électroniques

Filtrage

Operations
Mathématiques

Modulation /
Démodulation

Synthèse de fréq.

Conversion

Les systèmes électroniques



I. Structures analogiques de base avec TB:

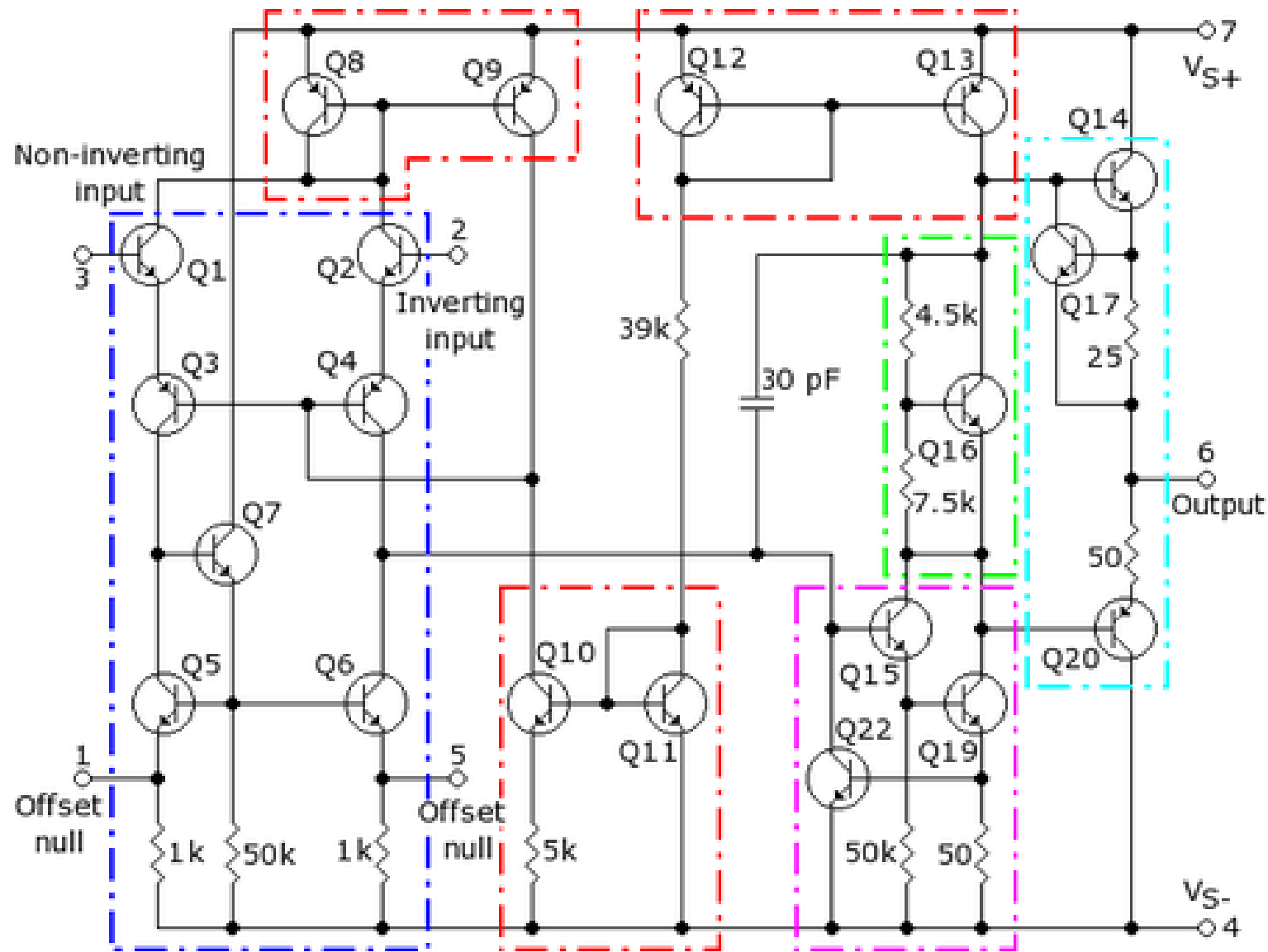
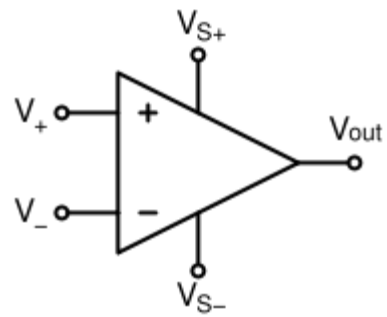
- *Les amplificateurs à un transistor (révision)*
- *Montages 'cascode' , 'Push-Pull'*
- *Sources et miroirs de courant*
- ***Amplificateurs différentiels***

II. Réaction négative et applications, stabilité des systèmes bouclés

III. Circuits mixtes analogiques et numériques, applications

- ***Convertisseurs numériques-analogiques (CNA) et analogiques- numériques (CAN)***
- ***Phase Locked Loop (PLL)***
- ***Oscillateurs et oscillateurs commandée en tension (VCO)***
- ***Synthèse de fréquence***

Circuits complexes: analyse 'par inspection'



I. Structures analogiques de base

Les amplificateurs à un transistor (révision)

Les amplificateurs à un transistor

1. Concepts de base:

- Mode de fonctionnement '*normal*'
- Polarisation, droite de charge statique et point de fonctionnement
- Transconductance

2. Modèle 'petits-signaux'

3. Caractéristiques des montages fondamentaux

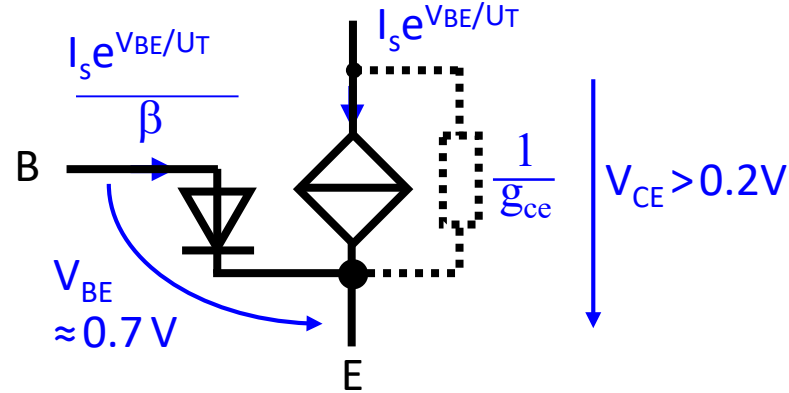
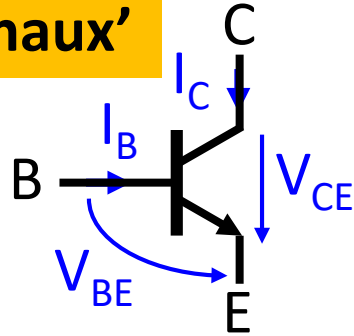
4. Calcul direct des résistances d'entrée et de sortie

5. Remarques

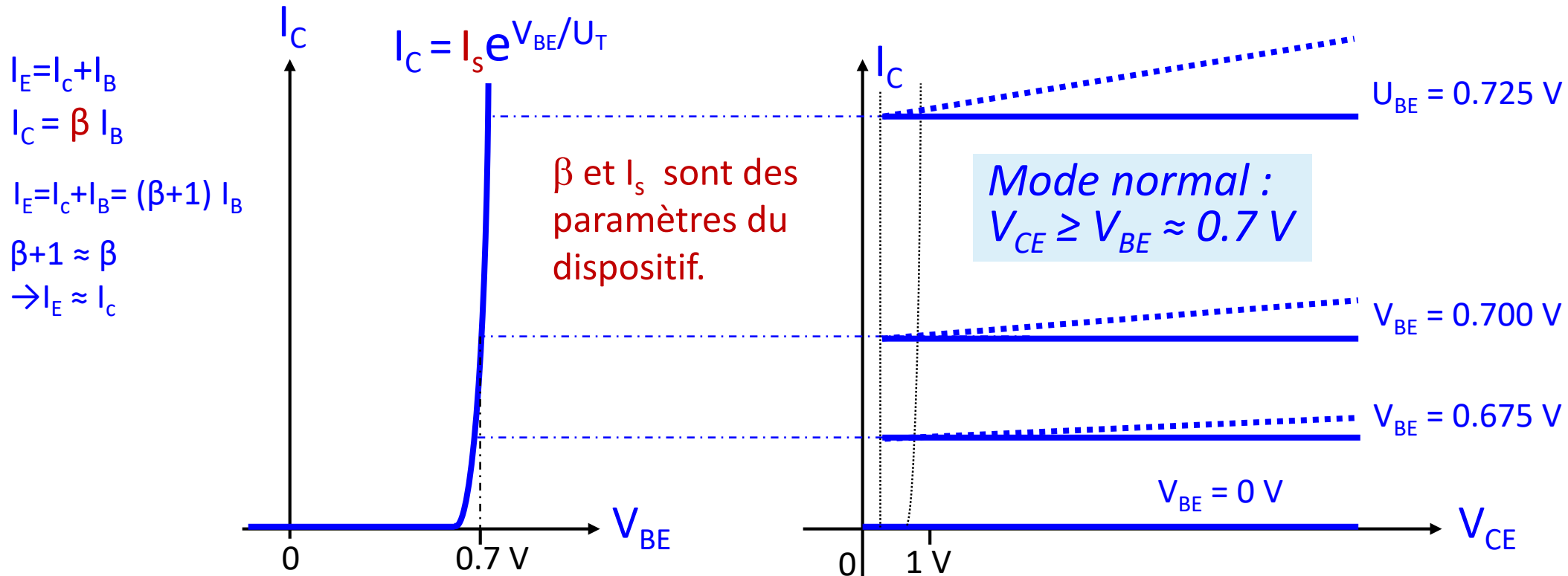
1. Concepts de base

Modèle 'grands signaux'

Fonctionnement:
Mode normal
(active)



Fonction: **Source de courant commandée en tension**, $I_C = f(V_{BE})$



1. Concepts de base

L'effet 'Early'

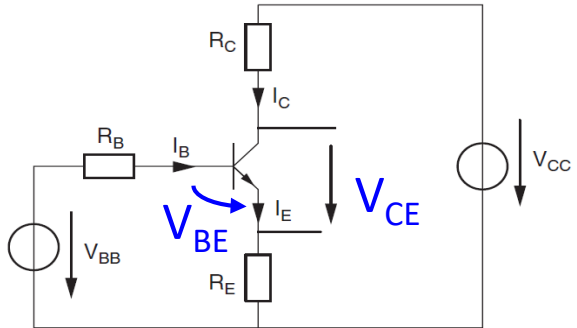
- Le transistor se comporte comme une source de courant réelle, càd avec une résistance (ou conductance) interne (g_{ce}), due à un phénomène appelé ***effet Early***
- Pour une tension V_{BE} donnée, quand V_{CE} augmente, la jonction BC n'est plus polarisé en inverse
→ I_c augmente
- Sur la caractéristique de sortie on admet théoriquement une variation linéaire entre I_c et V_{CE}
- Dans la modélisation électrique, la conductance g_{ce} est placée en parallèle avec la source de courant placée entre collecteur et émetteur

1. Concepts de base

Polarisation, droite de charge statique, point de fonctionnement (repos)

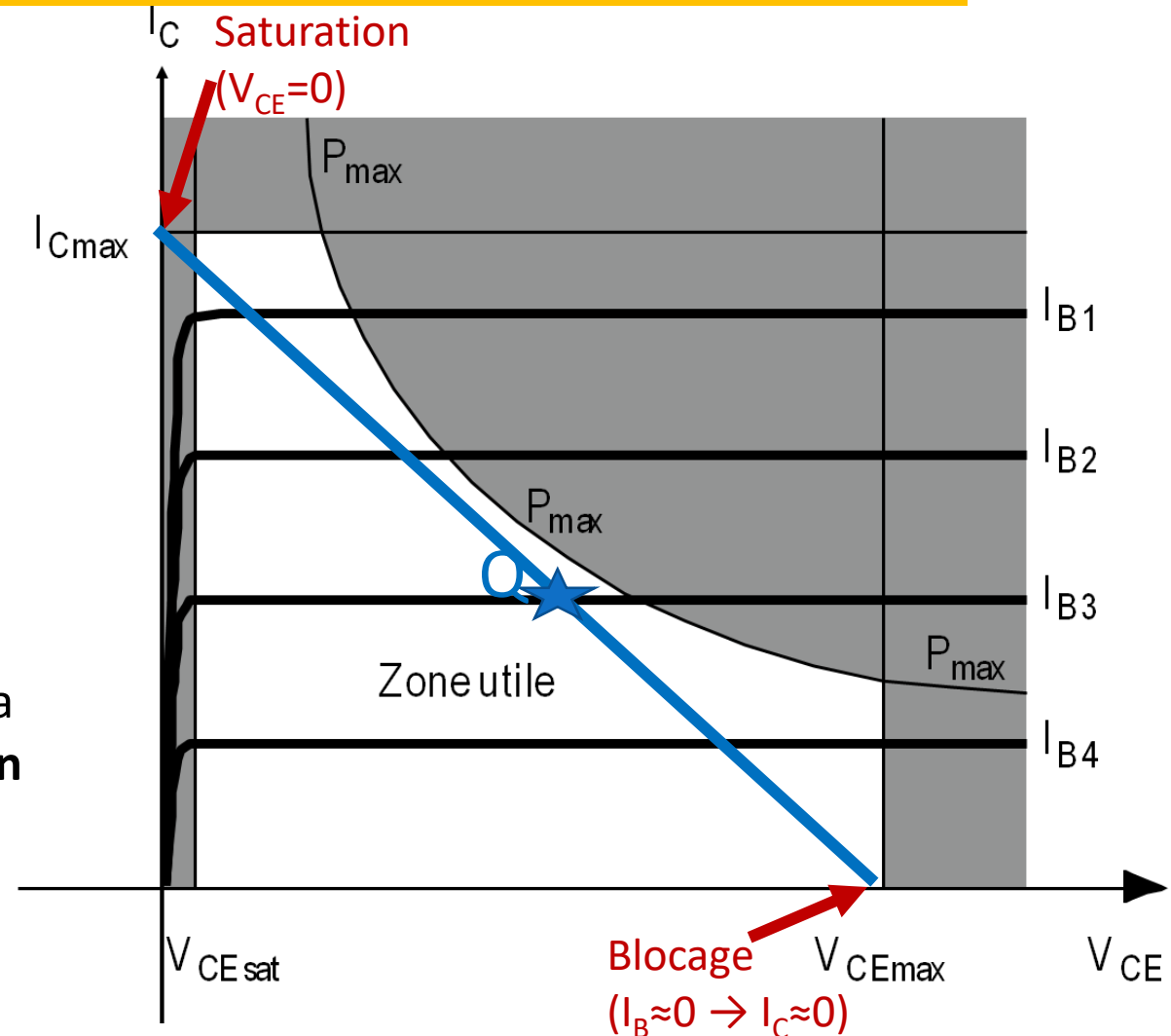
Objectif : Fixer les valeurs des tensions V_{BE} , V_{CE} et des courants I_B , I_C pour **imposer la localisation des points de fonctionnement**

Exemple circuit de polarisation:



Le point de fonctionnement ou repos Q (quiescent) sur la caractéristique de sortie $I_C = f(V_{CE})$ **est situé à l'intersection de la droite de charge et d'une caractéristique $I_B = \text{cst}$**

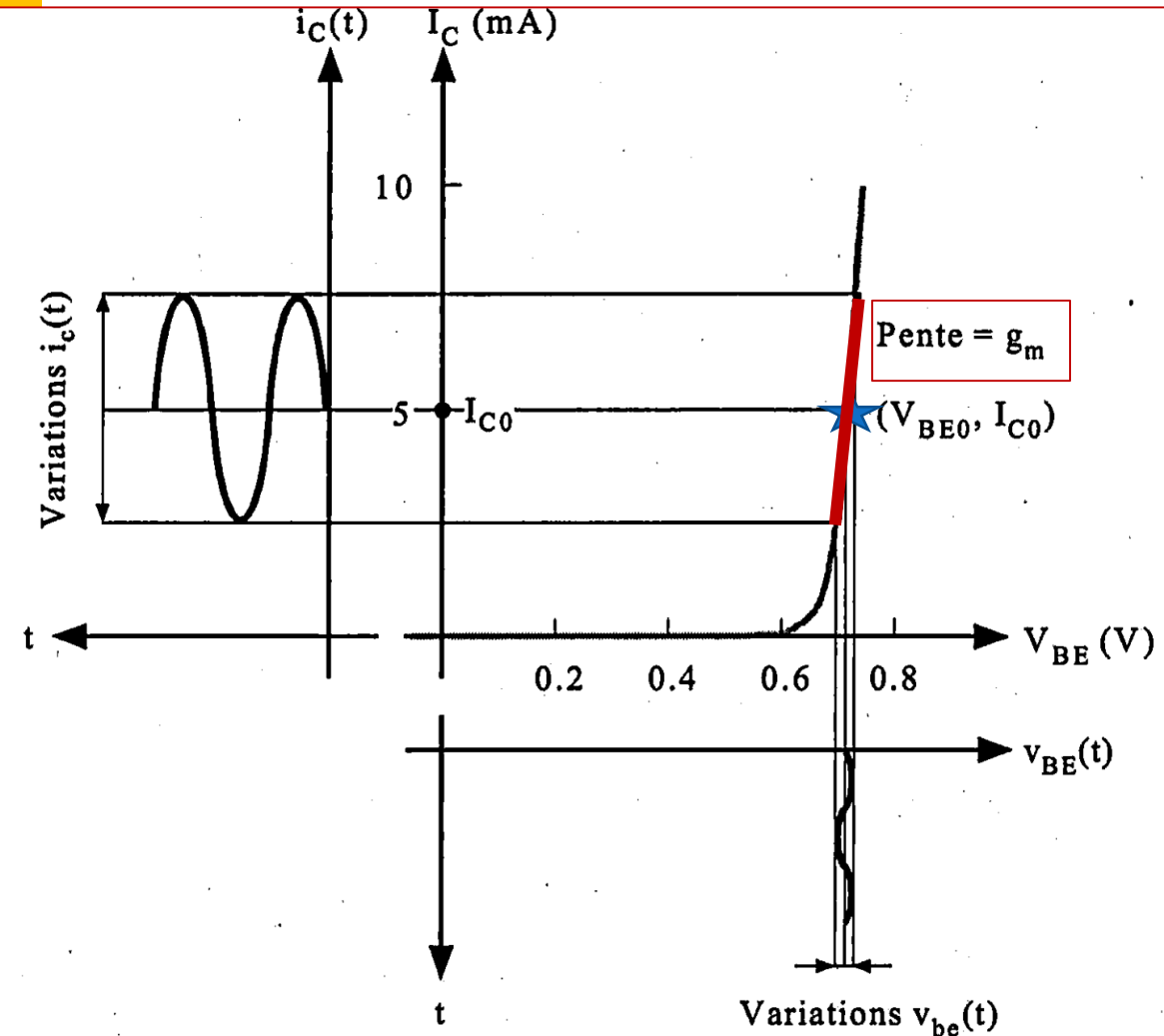
Droite de charge statique définie par le circuit de polarisation: $I_{C\text{max}} = V_{CC} / (R_C + R_E)$; $V_{CE\text{max}} = V_{CC}$



1. Concepts de base

Modèle linéaire petit signaux : principe

- Une fois le point de fonctionnement fixé, le transistor peut amplifier des variations autour de celui-ci
- Les variations du signal autour du point de fonctionnement sont suffisamment petites pour *linéariser les caractéristiques du transistor autour du point de repos*
- Les pentes des caractéristiques du transistor au point de fonctionnement permet d'obtenir les paramètres de l'amplificateur équivalent au transistor ou les paramètres 'petits signaux'



1. Concepts de base

Transconductance

- La transconductance, g_m , mesure l'efficacité de la conversion d'une variation de la tension V_{BE} en variation du courant de collecteur I_C , **indiquant la capacité du transistor à amplifier les signaux électriques.**

$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{U_T}} \quad I_C = \beta \cdot I_B$$

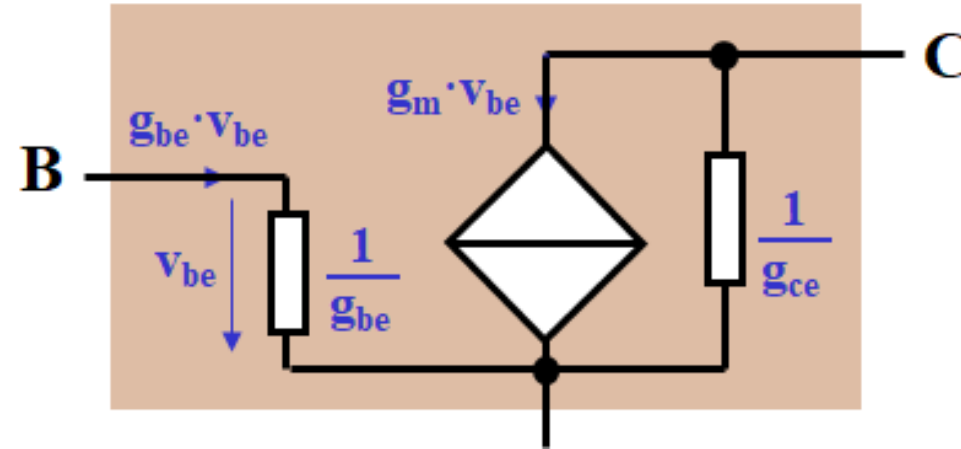
$$U_T = \frac{kT}{q} \approx 26 \text{ mV @ } 300^\circ \text{ K}$$

La loi exponentielle permet d'élever facilement I_C

$$g_m = \frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{I_C}{U_T}$$

2. Modèle 'petits signaux'

Transistor bipolaire *NPN* (en mode normal)



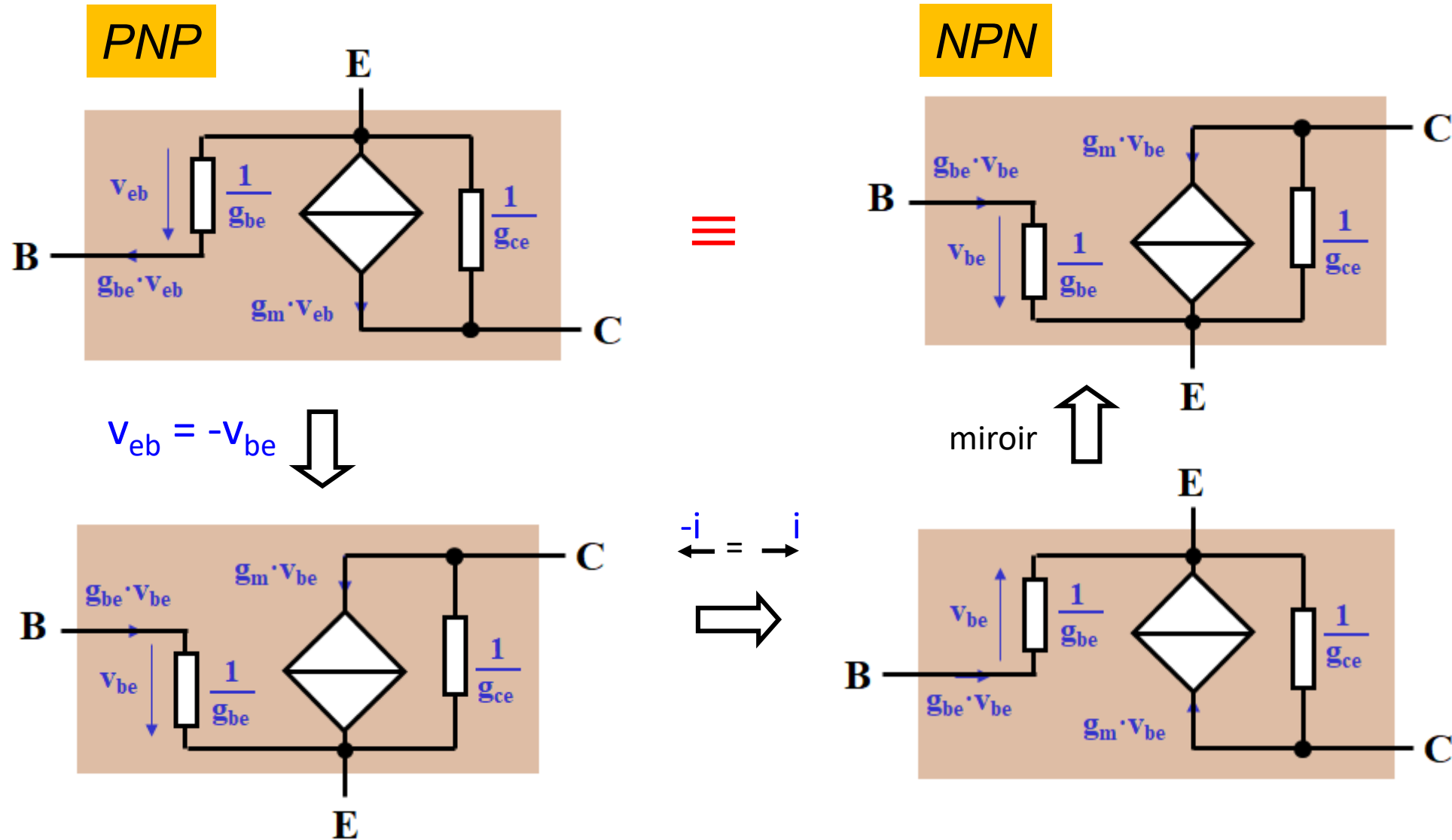
$$g_m = \frac{I_{C0}}{U_T} \quad 38 \text{ mA/V} \approx \frac{1}{26 \Omega}$$

$$g_{be} = \frac{g_m}{\beta} = \frac{I_{C0}}{\beta \cdot U_T} \quad 190 \mu\text{A/V} \approx \frac{1}{5 \text{ k}\Omega}$$

$$g_{ce} \approx \frac{I_{C0}}{V_A} \quad 17 \mu\text{A/V} \approx \frac{1}{60 \text{ k}\Omega}$$

$$\text{Ex.: } I_{C0} = 1 \text{ mA}, \beta = 200, V_A = 60 \text{ V}$$

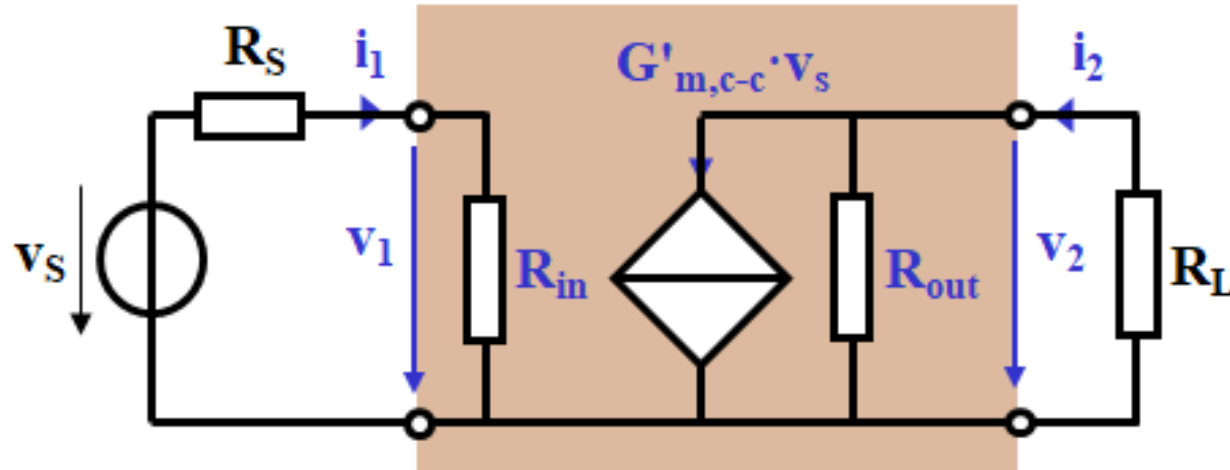
2. Modèle 'petits signaux'



Les modèle "petits signaux" du PMOS et du NMOS sont identiques

3. Caractéristiques des montages fondamentaux

Modélisation et définitions



Grandeurs "accessibles": v_1, i_1, v_2, i_2

Résistance d'entrée : $R_{in} = \frac{v_1}{i_1}$

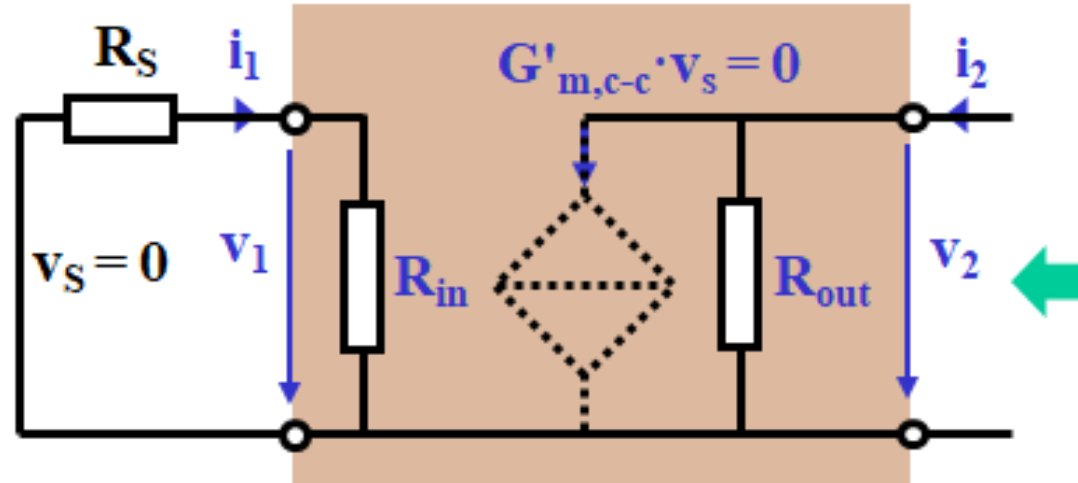
Gain en tension : $A_v = \frac{v_2}{v_1}$

Gain en courant : $A_i = \frac{i_2}{i_1}$

} pour une charge R_L donnée !

3. Caractéristiques des montages fondamentaux

Définition de la résistance de sortie



La résistance de sortie est l'élément parasite interne au quadripôle, qui rend la source commandée non-idéale, et qui se situe en parallèle (source de courant) ou en série (source de tension) avec la charge R_L .

Pour mesurer ou calculer la résistance de sortie, il faut:

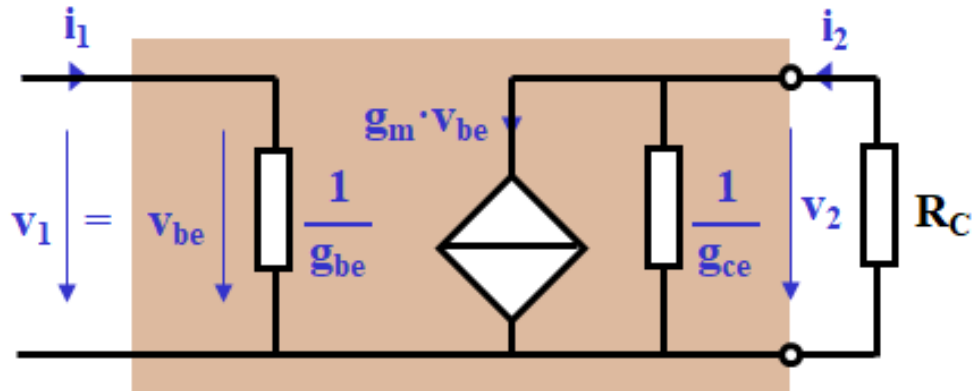
- enlever la charge R_L
- annuler la source indépendante d'entrée v_s (ou i_s selon les cas)
- mesurer ou calculer la résistance visible, dans ces conditions, entre les bornes de sortie

$$R_{out} = \left. \frac{v_2}{i_2} \right|_{v_s=0} \quad \text{pour une résistance de source } R_s \text{ donnée !}$$

3. Caractéristiques des montages fondamentaux

Modèle 'petits signaux'

Emetteur Commun (EC)

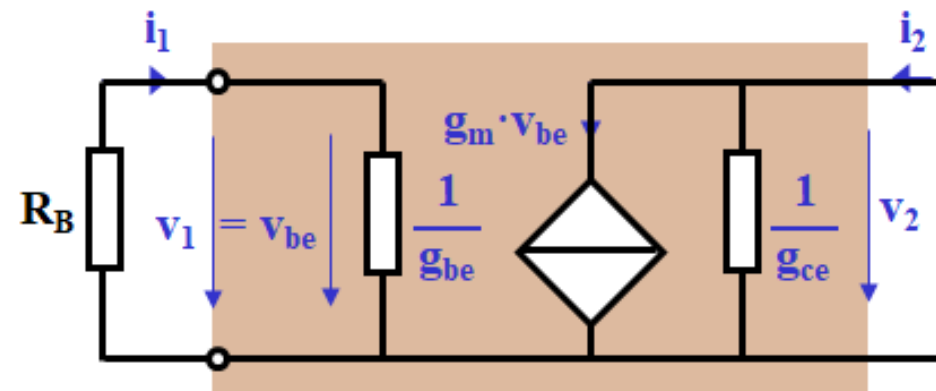
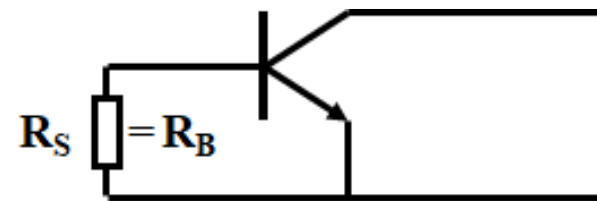


$$A_V = -g_m \cdot (R_C // \frac{1}{g_{ce}}) \star \approx -g_m \cdot R_C$$

$$A_i = \beta \cdot \frac{1}{1 + g_{ce} \cdot R_C} \star \approx \beta$$

★ si: $R_C < \frac{1}{g_{ce}}$

$$R_{in} = \frac{1}{g_{be}}$$

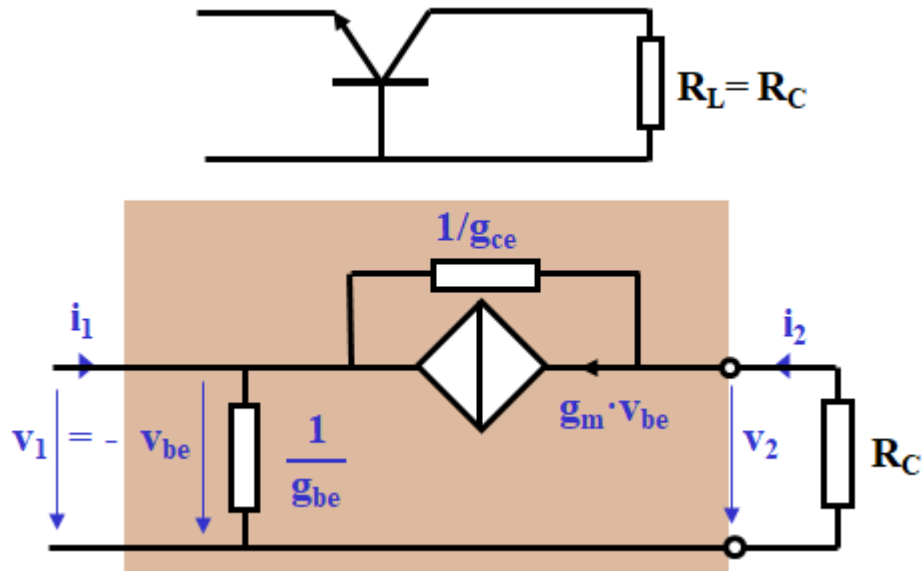


$$R_{out} = \frac{1}{g_{ce}}$$

3. Caractéristiques des montages fondamentaux

Modèle 'petits signaux'

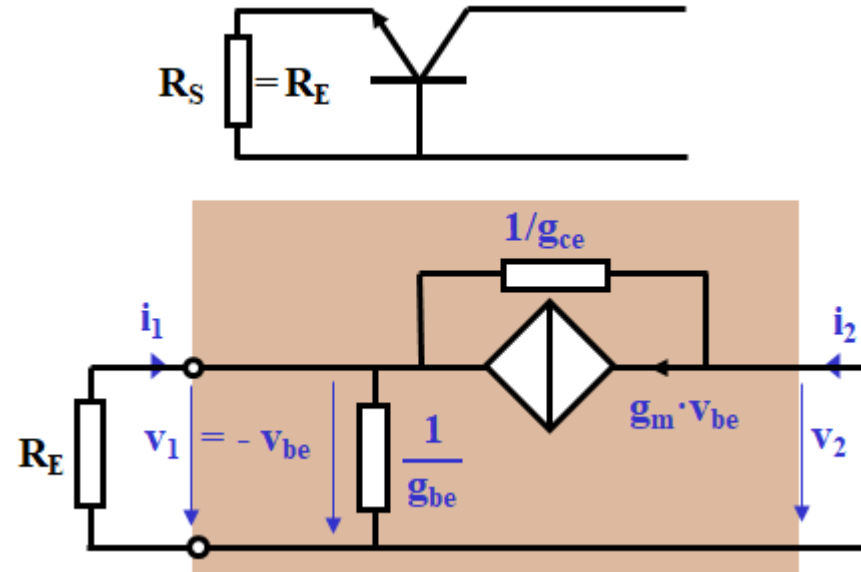
Base Commune (BC)



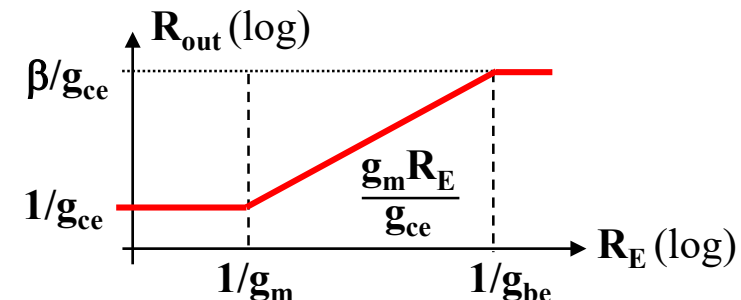
$$A_V = \frac{g_m \cdot R_C}{1 + g_{ce} \cdot R_C} = g_m \cdot (R_C // \frac{1}{g_{ce}}) \star \approx g_m \cdot R_C$$

$$A_i = \frac{-1}{1 + g_{ce} \cdot R_C / \beta} \approx -1 \quad \star \text{ si: } R_C < \frac{1}{g_{ce}}$$

$$R_{in} = \frac{1}{g_m} \cdot \frac{1 + g_{ce} \cdot R_C}{1 + g_{ce} \cdot R_C / \beta} \star \approx \frac{1}{g_m}$$



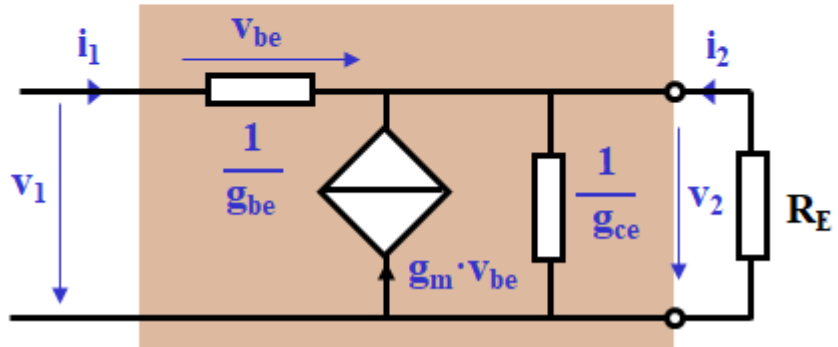
$$R_{out} = \frac{1}{g_{ce}} \cdot \frac{1 + g_m \cdot R_E}{1 + g_{be} \cdot R_E}$$



3. Caractéristiques des montages fondamentaux

Modèle 'petits signaux'

Collecteur Commun (CC)



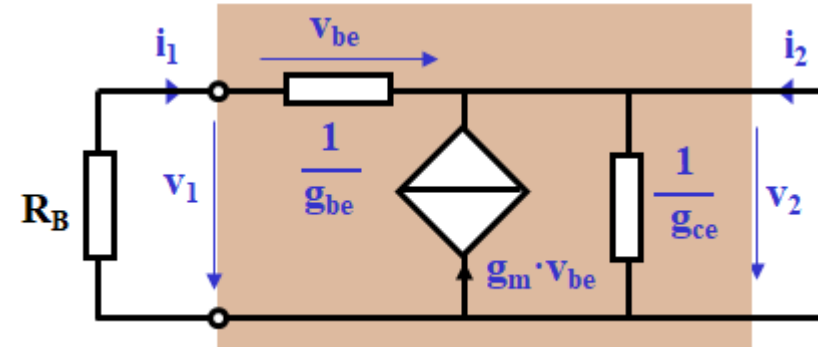
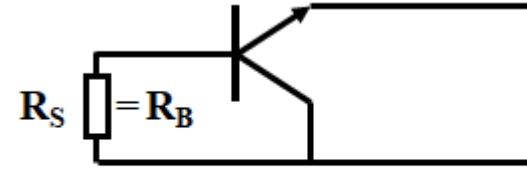
$$A_V = \frac{g_m \cdot R_E}{1 + g_m \cdot R_E} \diamond \approx 1$$

$$\diamond \text{ si: } R_E > \frac{1}{g_m}$$

$$A_i = -\beta \cdot \frac{1}{1 + g_{ce} \cdot R_E} \star \approx -\beta$$

$$\star \text{ si: } R_E < \frac{1}{g_{ce}}$$

$$R_{in} = \frac{1}{g_{be}} + \beta \cdot (R_E // \frac{1}{g_{ce}}) \star \approx \frac{1}{g_{be}} + \beta \cdot R_E \diamond \approx \beta \cdot R_E$$



$$R_{out} = \frac{1}{g_{ce}} // (\frac{1}{g_m} + \frac{R_B}{\beta}) \star \approx \frac{1}{g_m} + \frac{R_B}{\beta} \diamond \star \approx \frac{R_B}{\beta}$$

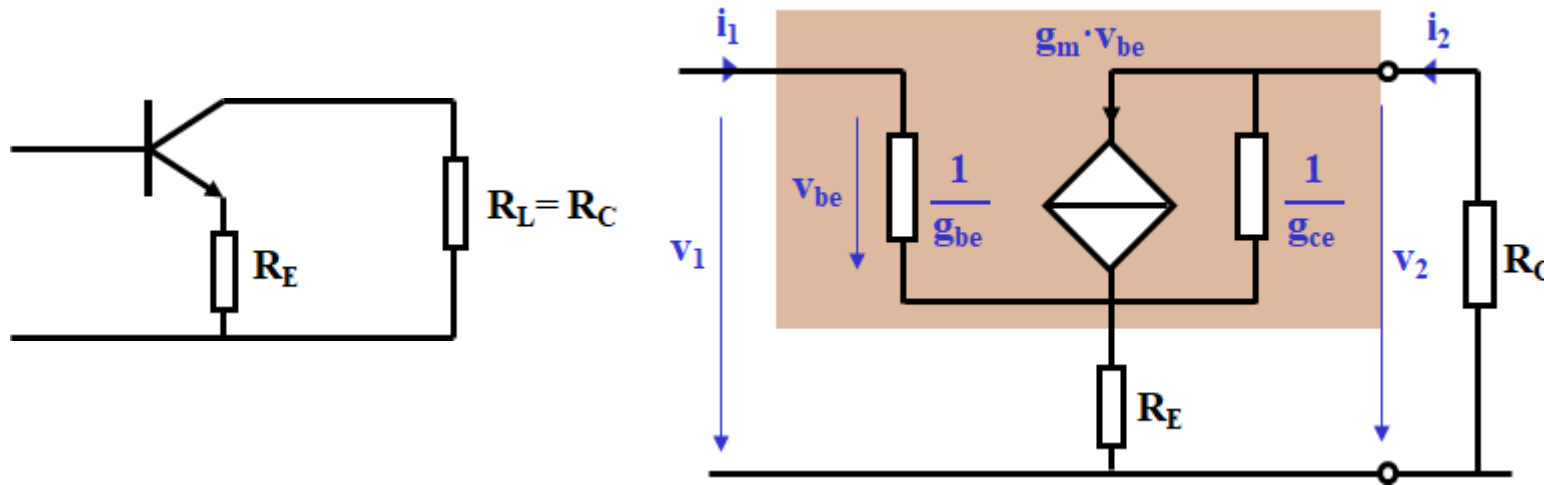
$$\star \text{ si: } R_B < \frac{\beta}{g_{ce}}$$

$$\diamond \text{ si: } R_B > \frac{1}{g_{be}}$$

3. Caractéristiques des montages fondamentaux

Modèle 'petits signaux'

Emetteur Commun 'dégénéré'



$$A_V = - \frac{g_m \cdot R_C \cdot (1 - g_{ce} \cdot R_E / \beta)}{1 + g_m \cdot R_E + g_{ce} \cdot R_C \cdot (1 + g_{be} \cdot R_E)} = - \frac{g_m}{1 + g_m \cdot R_E} \cdot \left(R_C // \frac{1}{g_{ce}} \cdot \frac{1 + g_m R_E}{1 + g_{be} R_E} \right)$$

presque toujours: $R_E < \frac{\beta}{g_{ce}}$

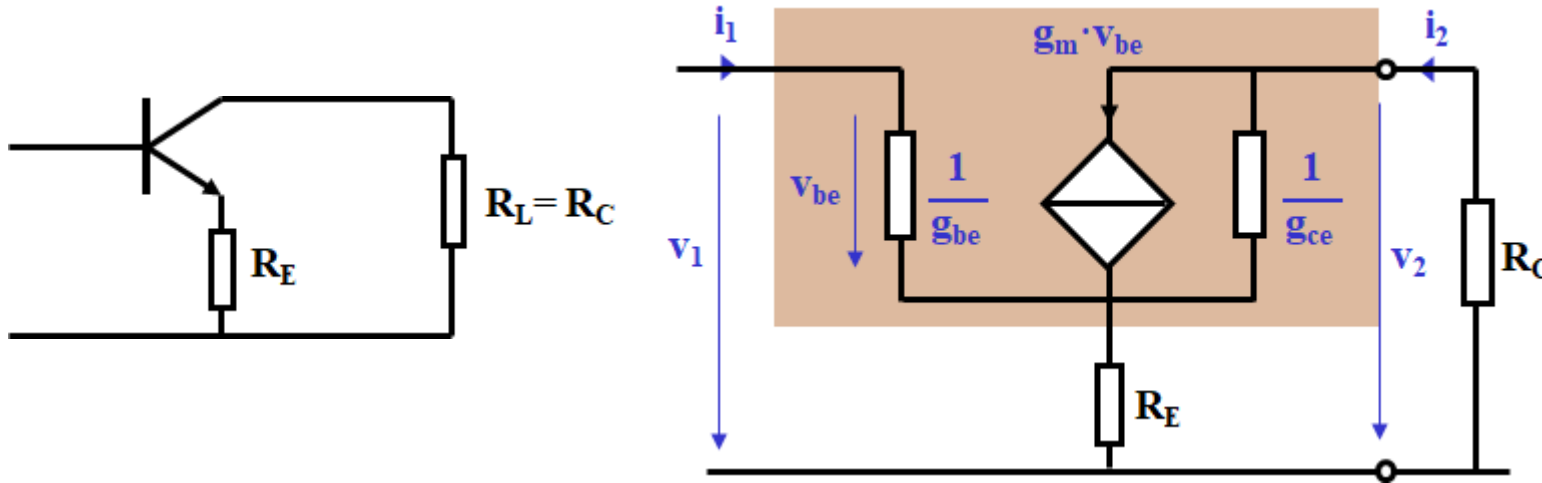
$$\star \approx - \frac{g_m \cdot R_C}{1 + g_m \cdot R_E} \quad \diamond \approx - \frac{R_C}{R_E}$$

$\star$ si: $R_C < \frac{1}{g_{ce}} \cdot \frac{1 + g_m R_E}{1 + g_{be} R_E}$ $\diamond$ et si: $R_E > \frac{1}{g_m}$

3. Caractéristiques des montages fondamentaux

Modèle 'petits signaux'

Emetteur Commun 'dégénéré'



$$A_i = \frac{\beta}{1 + g_{ce} \cdot (R_C + R_E)} \approx \beta$$

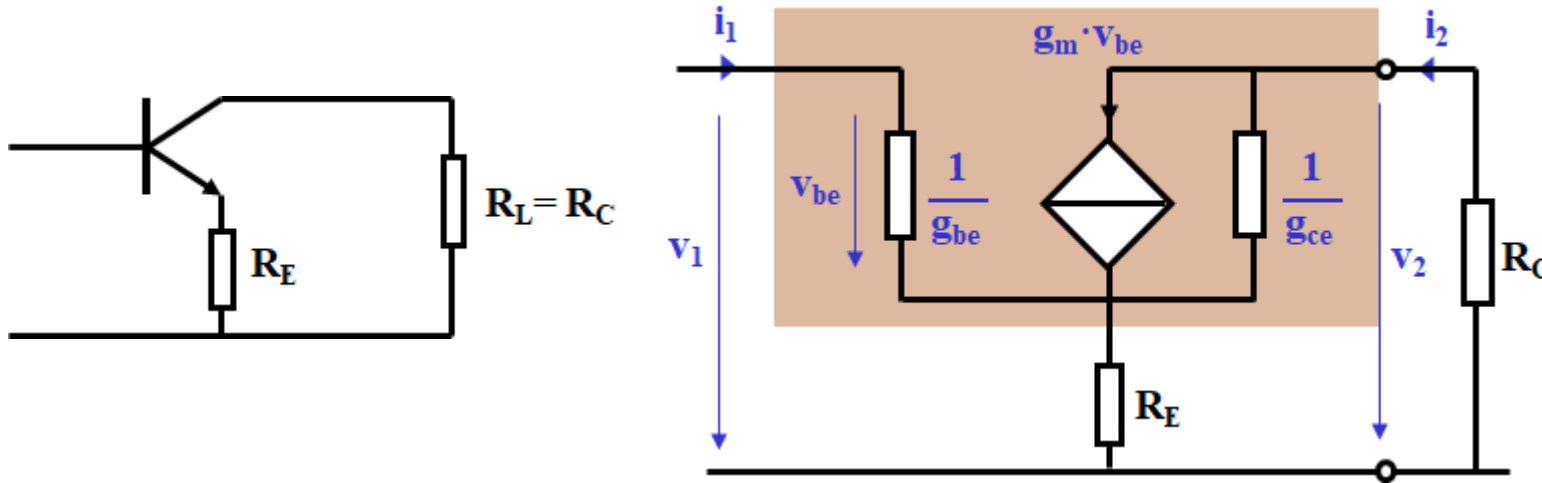
⊙ si: $(R_C + R_E) < \frac{1}{g_{ce}}$

$$R_{in} = \frac{1 + g_m \cdot R_E + g_{ce} \cdot R_C (1 + g_{be} \cdot R_E)}{g_{be} \cdot (1 + g_{ce} \cdot (R_C + R_E))} \approx \frac{1}{g_{be}} + \beta \cdot R_E$$

3. Caractéristiques des montages fondamentaux

Modèle 'petits signaux'

Emetteur Commun 'dégénéré'



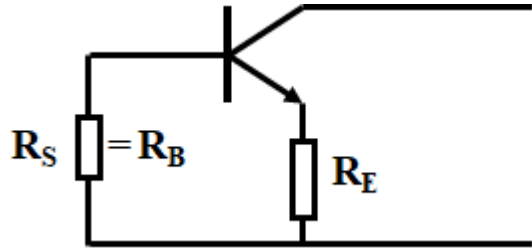
$$A_i = \frac{\beta}{1 + g_{ce} \cdot (R_C + R_E)} \approx \beta$$

⊙ si: $(R_C + R_E) < \frac{1}{g_{ce}}$

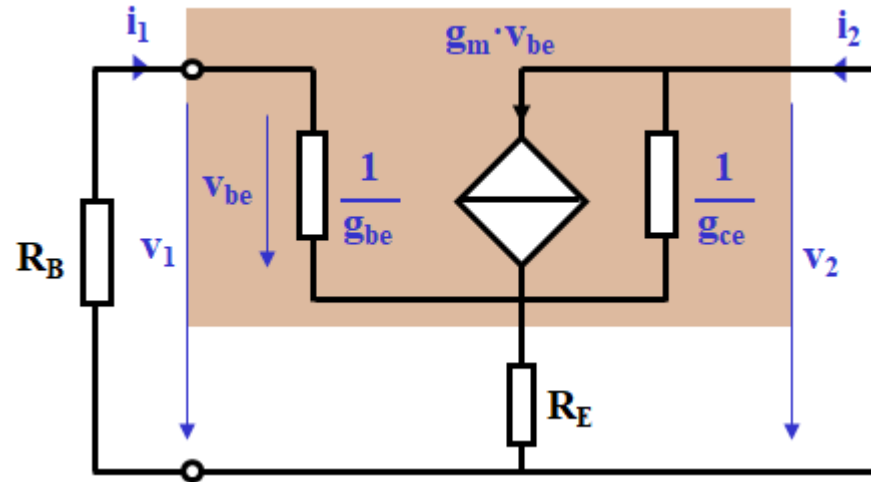
$$R_{in} = \frac{1 + g_m \cdot R_E + g_{ce} \cdot R_C (1 + g_{be} \cdot R_E)}{g_{be} \cdot (1 + g_{ce} \cdot (R_C + R_E))} \approx \frac{1}{g_{be}} + \beta \cdot R_E$$

3. Caractéristiques des montages fondamentaux

Modèle 'petits signaux'



Emetteur Commun 'dégénéré'



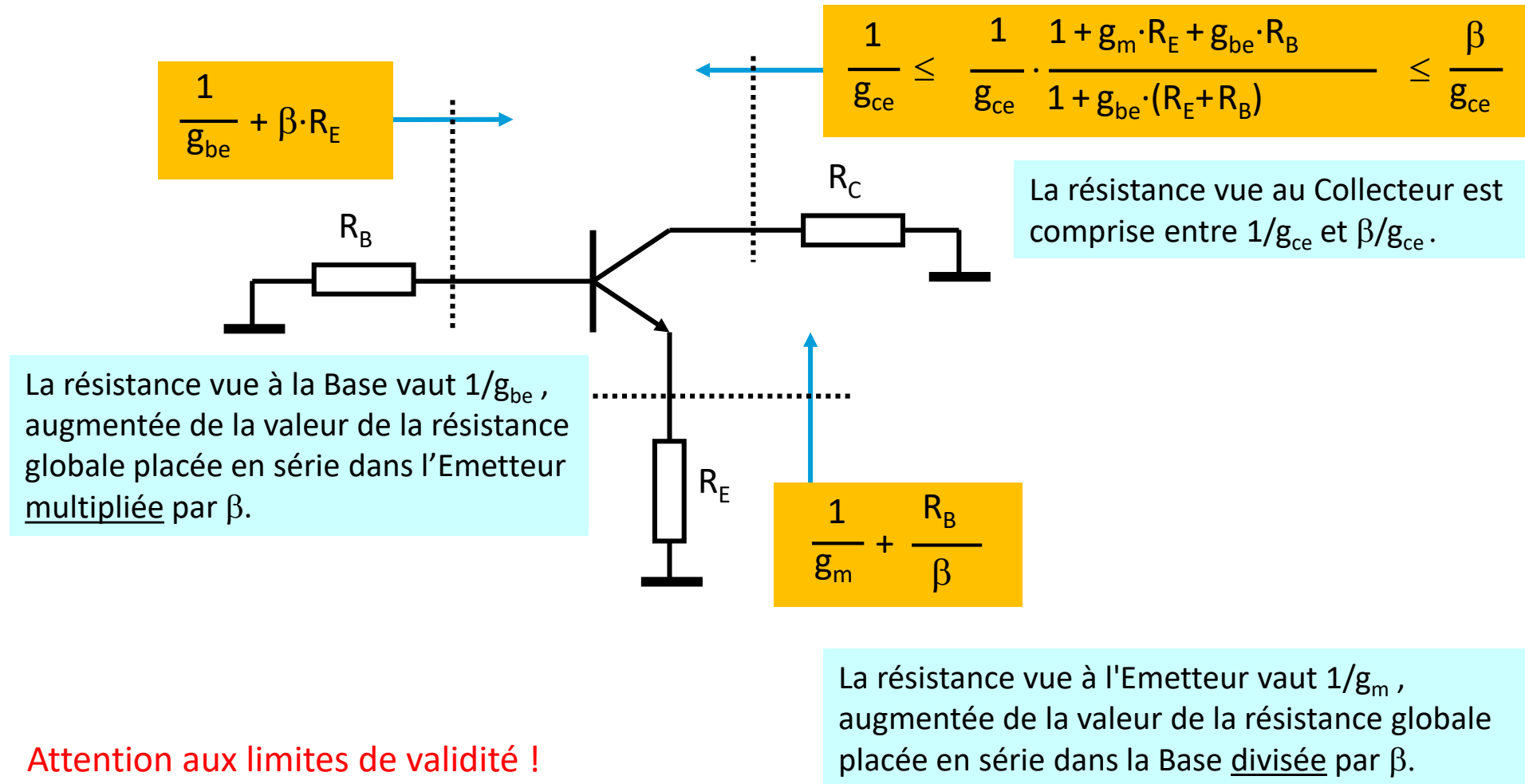
$$R_{out} = \frac{1}{g_{ce}} \cdot \frac{1 + g_m \cdot R_E + g_{be} \cdot R_B \cdot (1 + g_{ce} \cdot R_E)}{1 + g_{be} \cdot (R_B + R_E)}$$

◇ si: $R_E < \frac{1}{g_{ce}}$

$$R_{out} \approx \frac{1}{g_{ce}} \cdot \frac{1 + g_m \cdot R_E + g_{be} \cdot R_B}{1 + g_{be} \cdot (R_B + R_E)}$$

$$\frac{1}{g_{ce}} \leq R_{out} \leq \frac{\beta}{g_{ce}}$$

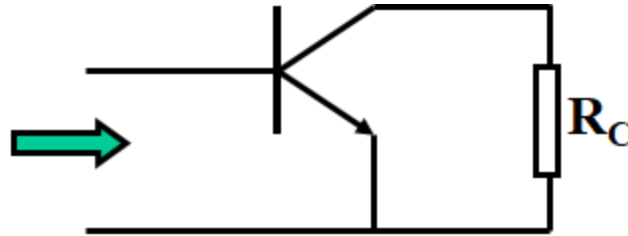
4. Calcul direct des impédances d'entrée et de sortie



4. Calcul direct des impédances d'entrée et de sortie

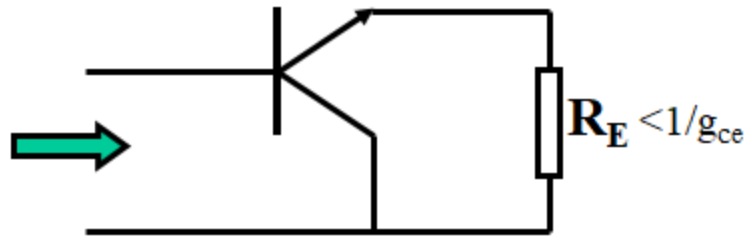
Exemple d'application: entrée sur base

$$R_{in} = \frac{1}{g_{be}}$$



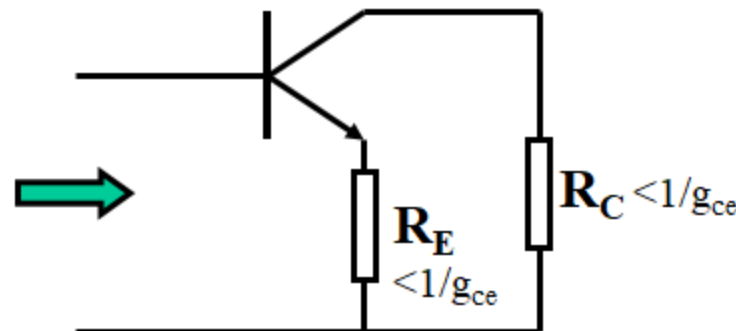
EC

$$R_{in} = \frac{1}{g_{be}} + \beta \cdot R_E$$



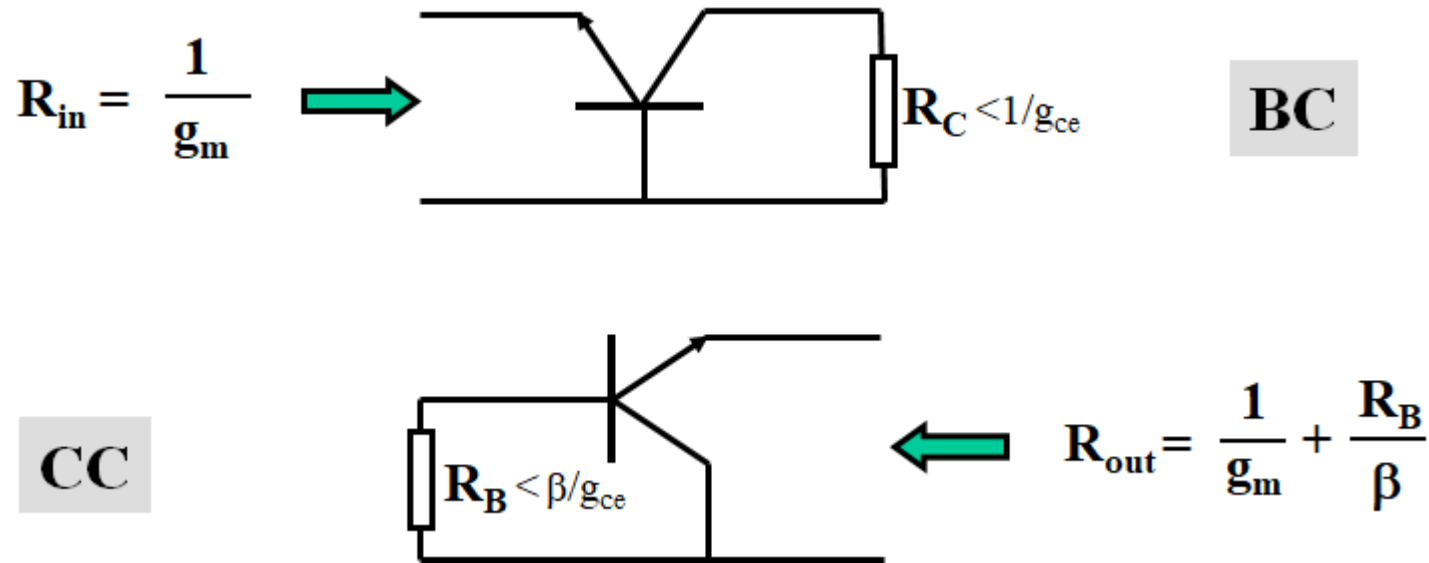
CC

$$R_{in} = \frac{1}{g_{be}} + \beta \cdot R_E$$

EC
dégénéré

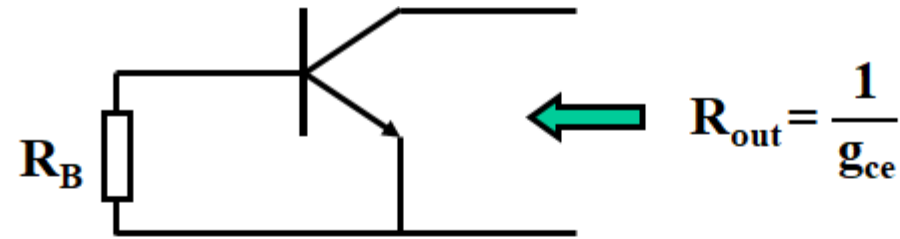
4. Calcul direct des impédances d'entrée et de sortie

Exemple d'application: entrée ou sortie sur l'émetteur

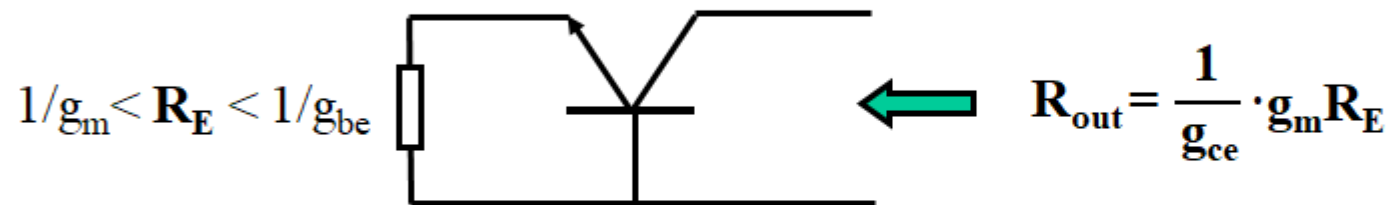


4. Calcul direct des impédances d'entrée et de sortie

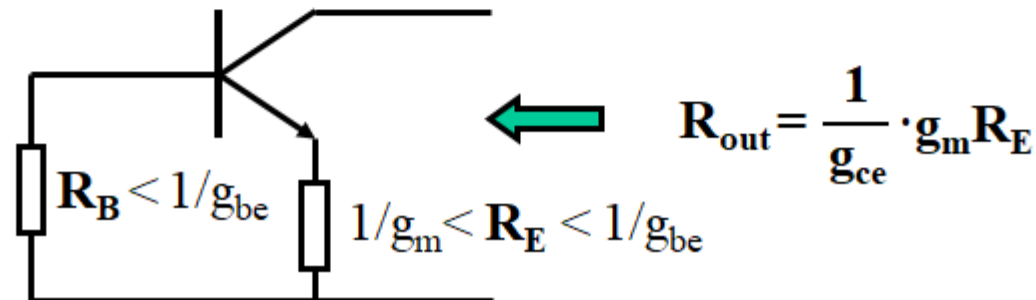
Exemple d'application: sortie sur collecteur



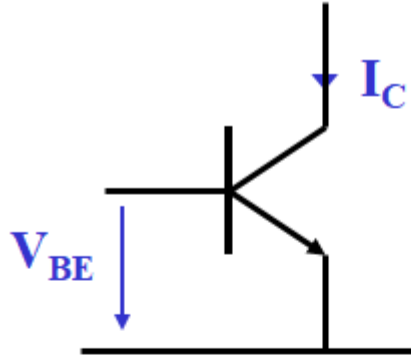
EC



BC

EC
dégénéré

5. Remarques



L'approximation $V_{BE} = U_j = 0.7 \text{ V}$ ne peut jamais être utilisée dans la loi exponentielle pour calculer le courant !

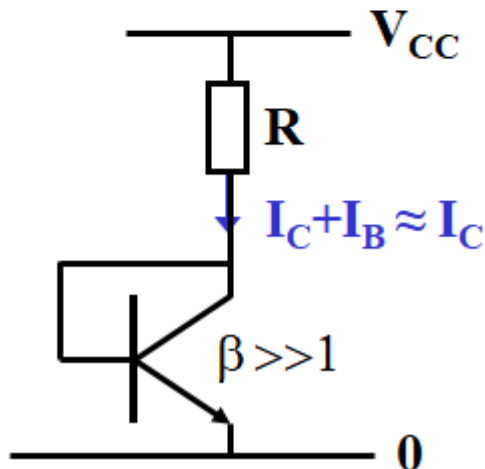
$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{U_T}}$$



$$V_{BE} = U_T \cdot \ln \frac{I_C}{I_S}$$

Ex.: $I_S = 10^{-14} \text{ A}$
 $U_T = 26 \text{ mV}$

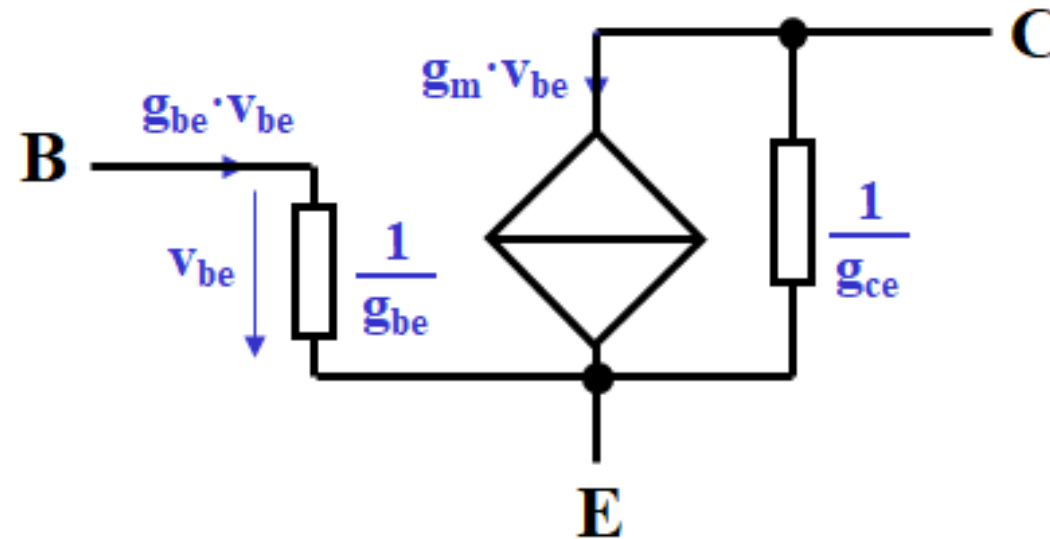
$I_C \text{ (mA)}$	$V_{BE} \text{ (V)}$
1	0.658
2	0.676
5	0.700
10	0.718



$$I_C = \frac{V_{CC} - 0.7}{R}$$

Par contre, l'approximation $V_{BE} = U_j = 0.7 \text{ V}$ est valable dans la plupart des cas pour calculer une polarisation.

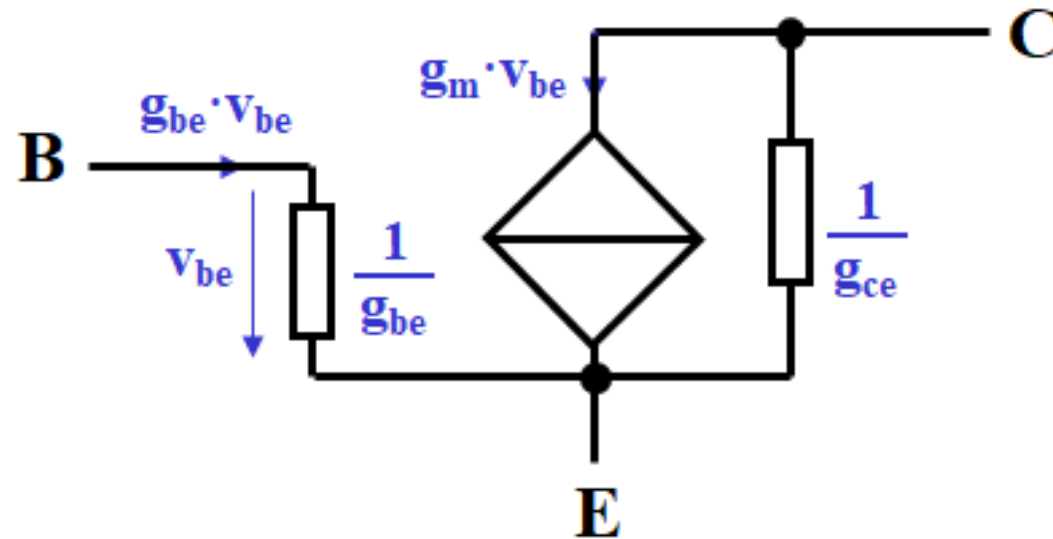
5. Remarques



En "petits signaux": $v_{be} \neq U_j = 0.7 \text{ V}$

U_j n'a aucun sens dans un calcul "petits signaux"

5. Remarques



En "petits signaux": $v_{be} \neq U_j = 0.7 \text{ V}$

U_j n'a aucun sens dans un calcul "petits signaux"

5. Remarques

Comparaison qualitative des trois montages fondamentaux

Caractéristique	EC	BC	CC
Résistance d'entrée	Moyenne	Faible	Elevée
Résistance de sortie	Elevée	Très élevée	Faible
Transconductance	Elevée	Elevée	Elevée
Gain en tension	Elevé	Elevé	Unitaire
Inversion de phase	180°	0°	0°

**Caractéristiques
essentielles:**

**Amplificateur à
transconductance**

Permet
d'améliorer les
performances
d'un ampli à
transconductance
ou d'une source
de courant

**Etage de sortie
des amplificateurs
de tension**
nécessitant une
faible valeur de la
résistance de
sortie

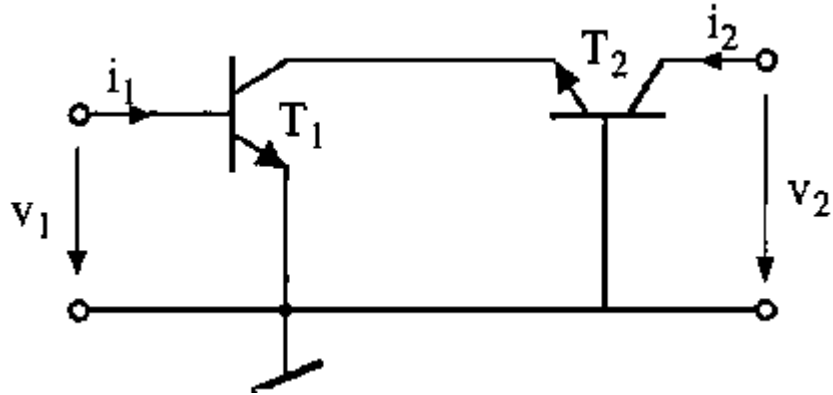
- Un transistor bipolaire fonctionne comme un amplificateur lorsqu'il est utilisé dans la région active: source de courant contrôlée par tension
- Avec une polarisation DC et un petit signal v_{be} , le fonctionnement devient presque linéaire, avec $I_C = g_m * v_{be}$.
- La transconductance, $g_m = I_C / U_T$ est le paramètre le plus important pour un transistor
- Dans le design d'un circuit ampli, il faut bien vérifier que le circuit de polarisation du transistor garantit le fonctionnement dans la zone active et que I_C et V_{CE} restent stables, même lors du remplacement du transistor (surtout pour un circuit discret)
- L'amplificateur à un transistor peut offrir des performances très variables, en fonction de la configuration adoptée. Si le choix d'une configuration particulière favorise certains paramètres, elle risque d'en dégrader d'autres (eg. CC)

I. Structures analogiques de base

Amplificateur 'cascode'

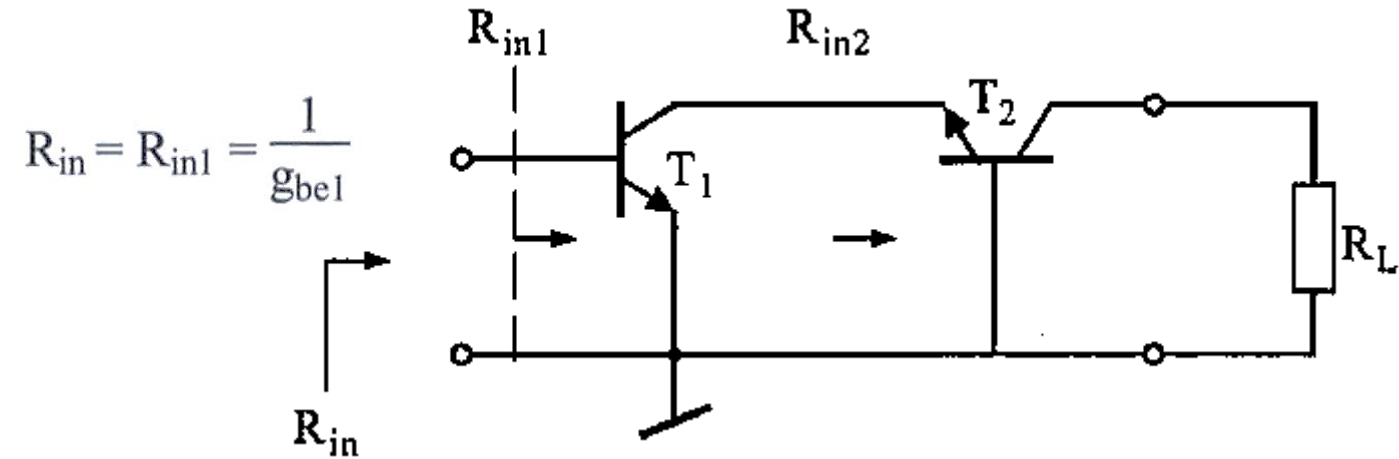
Caractéristiques du montage 'cascode'

Principe

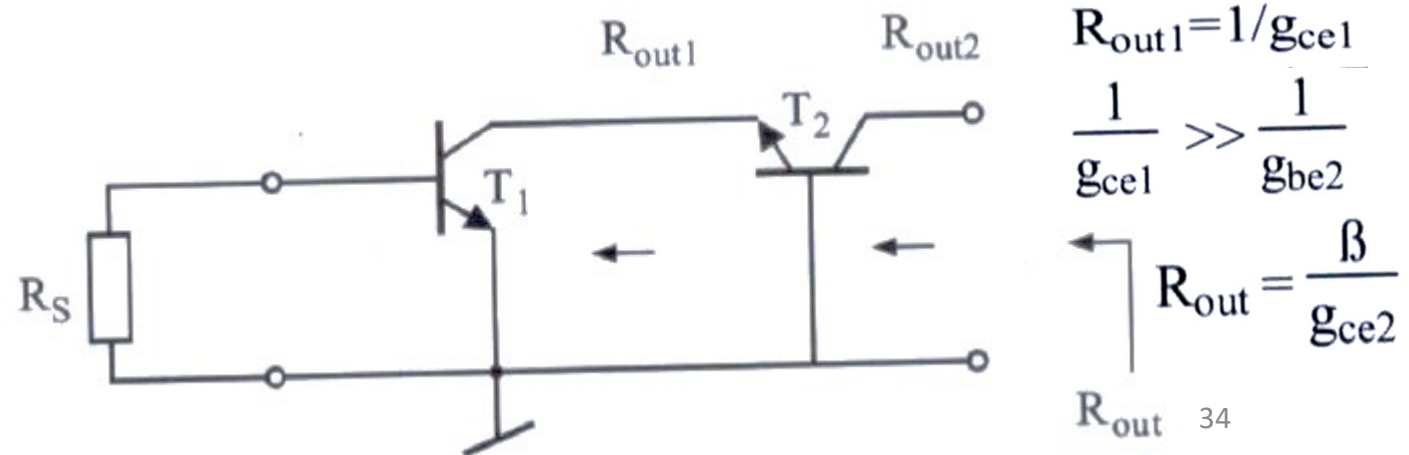


- Combination EC-BC
- Fonctionne comme un EC mais avec un **très haute impédance de sortie**

Résistance d'entrée



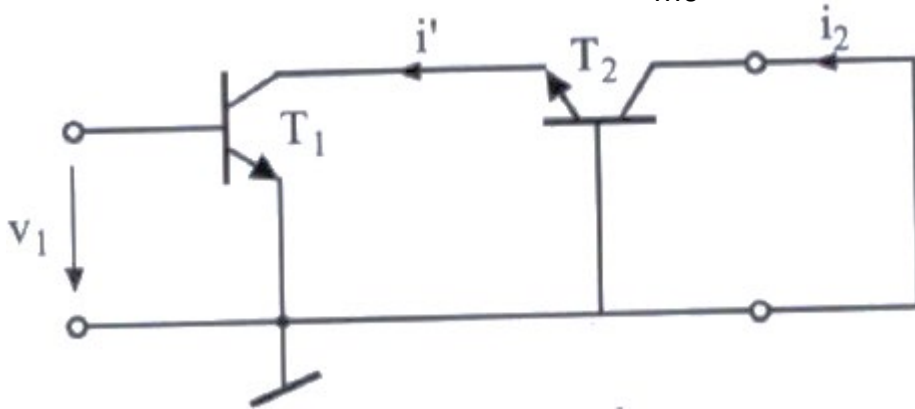
Résistance de sortie



Caractéristiques du montage 'cascode'

Transconductance

- Avec la sortie court-circuitée on détermine la conductance maximale, G_{m0} :



$$G_{m0} = \frac{i_2}{v_1} \approx \frac{i'}{v_1} \approx g_{m1}$$

- En charge, la résistance de sortie est tellement élevée que:

$$G_m \approx G_{m0} \approx g_{m1}$$

Gain en tension

- Montage avec des performances identiques à celle de la configuration EC, mais avec une résistance R_{out} extrêmement élevée
 → **permet une amplification de tension très élevée, β supérieure à celle de l'EC:**

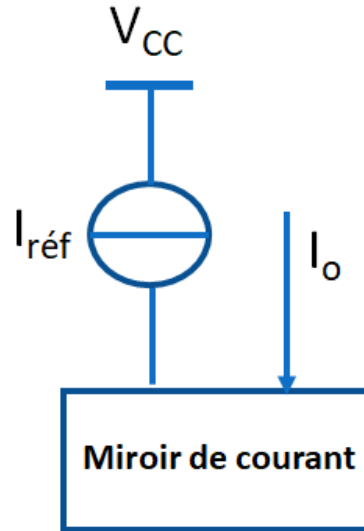
$$A_{v0} = - G_{m0} R_{out} = - \beta \frac{g_{m1}}{g_{ce2}}$$

I. Structures analogiques de base

Miroirs de courant

Caractéristiques

Principe



Détecter le courant d'une « source de courant de référence » et de dupliquer ce « courant de référence » à d'autres emplacements.

Impédance de sortie élevée

Un miroir de courant idéal a une résistance de sortie infinie, rendant le courant de sortie insensible à la charge. En pratique, il a une très haute impédance de sortie.

Impédance d'entrée faible

Un miroir de courant idéal a une impédance d'entrée nulle, maintenant le courant d'entrée constant, peu importe la source. En pratique, l'impédance d'entrée est très faible.

Haute précision

Ils reproduisent le courant d'entrée avec une précision élevée, généralement avec une erreur de quelques pourcents.

Gain de courant linéaire

Le gain de courant est le rapport du courant de sortie au courant d'entrée. Idéalement, il est égal à 1, mais en pratique, il est légèrement inférieur.

Bonne réponse en fréquence

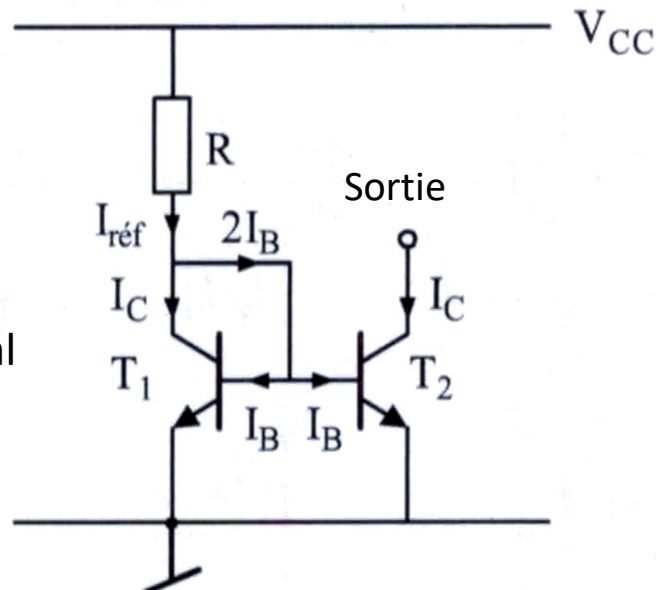
Les miroirs de courant peuvent traiter les signaux d'entrée avec peu de distorsion. Idéalement, ils n'ont pas de limite de fréquence, mais en pratique, les capacités parasites des transistors introduisent des limitations.

Miroir de courant élémentaire

Principe

T1 and T2 parfaitement similaires:

- Même température
- Même gains DC
- Régime active normal
- Même V_{BE}



- T1 agit comme une diode, établissant un courant à travers lui.
- T1 développe une chute de tension V_{BE} en réponse au courant.
- La jonction BE de T2 est en parallèle avec celle de T1 ($V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$).
- Le courant I_C est établi en fonction de son V_{BE} .
- Comme les transistors sont appariés, I_C est approximativement égal à $I_{réf}$ (on dit que I_C *reflète* $I_{réf}$, d'où le nom de *miroir de courant*)

Courant de sortie

$$I_{réf} = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R} \approx \frac{V_{CC} - U_j}{R}$$

$$I_{réf} = I_C + 2I_B = I_C \left(1 + \frac{2}{\beta}\right)$$

- Relation valable si $V_{CE1} = V_{CE2} = U_j$
- Lorsque V_{CE2} augmente $\rightarrow$ effet Early

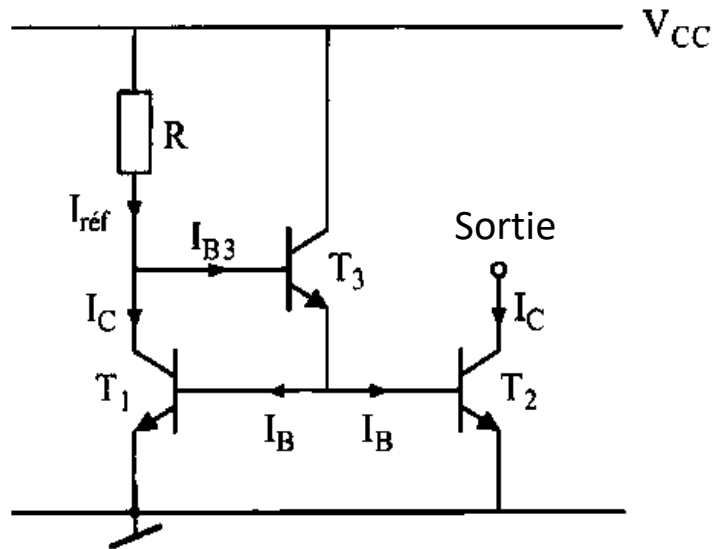
Impédance de sortie

$$R_{out} = \frac{1}{g_{ce2}}$$

Exemple: Pour un $\beta=100$, l'écart entre $I_{réf}$ et I_C de 2% !

Miroir avec compensation des courants de base

Principe



- Les courants de base fournis par l'intermédiaire d'un transistor supplémentaire T3 monté en CC
- Le prélèvement de courant sur $I_{réf}$ est ainsi fortement réduit:

$$I_{B3} = \frac{2I_B}{\beta+1} \approx \frac{2I_B}{\beta}$$

Courant de sortie

$$I_C = I_{réf} - \frac{2I_B}{\beta} = I_{réf} - \frac{2I_C}{\beta^2}$$

$$I_C \left(1 + \frac{2}{\beta^2}\right) = I_{réf}$$

L'écart devient négligeable !

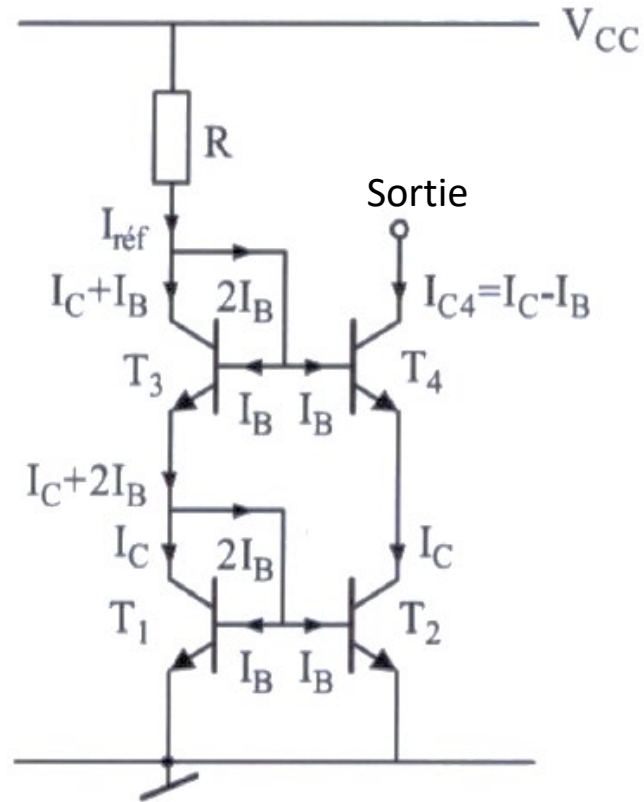
Impédance de sortie

$$R_{out} = \frac{1}{g_{ce2}}$$

L'effet Early et l'impédance de sortie qui lui est associé inchangés par rapport à la conf. élémentaire

Principe

- Permet d'augmenter considérablement l'impédance de sortie



- 2 diodes en cascade dans la branche de réf
- T_1 fixe le potentiel V_{BE} de T_2 et assure l'égalité des courants dans les deux branches
- T_3 crée une chute supplémentaire de 0.7V, et polarise la base de T_4 à environ 1.4V → **T_4 en fonctionnement BC**

Courant de sortie

$$I_{ref} = I_C + 3I_B$$

$$I_{C4} = I_C - I_B = I_{ref} - 4I_B$$

$$I_C \left(1 + \frac{4}{\beta}\right) = I_{ref}$$

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R} = \frac{V_{CC} - 2U_j}{R}$$

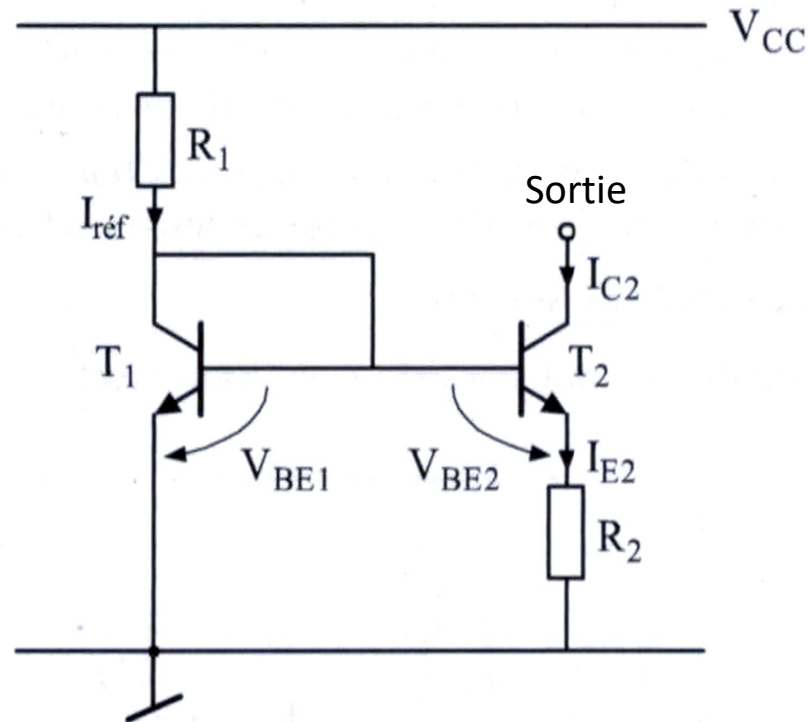
- Le courant de sortie n'est plus influencé par le potentiel de collecteur de T_4
- Le potentiel de collecteur de T_2 est fixé à un potentiel constant U_j → Le courant I_C , qui n'est plus soumis à l'effet Early, est transmis directement à la sortie par l'intermédiaire de T_4

Impédance de sortie

$$R_{out} = \frac{\beta_4}{g_{ce4}}$$

Principe

- Permet de mirer de courants faibles (ex. une fraction d'un courant de référence)



- R2 permet de réduire considérablement le courant de sortie I_{C2} par rapport à I_{ref}
- l'impédance de sortie est plus élevée que celle du simple miroir à 2 transistors en raison de la présence d'une résistance dans l'émetteur du T2
- Comportement thermique moins bon à cause de la dissymétrie entre les tensions BE de T1 et T2

Courant de sortie

$$V_{BE1} = V_{BE2} + R_2 I_{E2} \approx V_{BE2} + R_2 I_{C2}$$

$$U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} = U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} + R_2 I_{C2}$$

$$U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = R_2 I_{C2}$$

En négligeant les courants de base:

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R_1} = I_{C1} \left(1 + \frac{2}{\beta}\right)$$

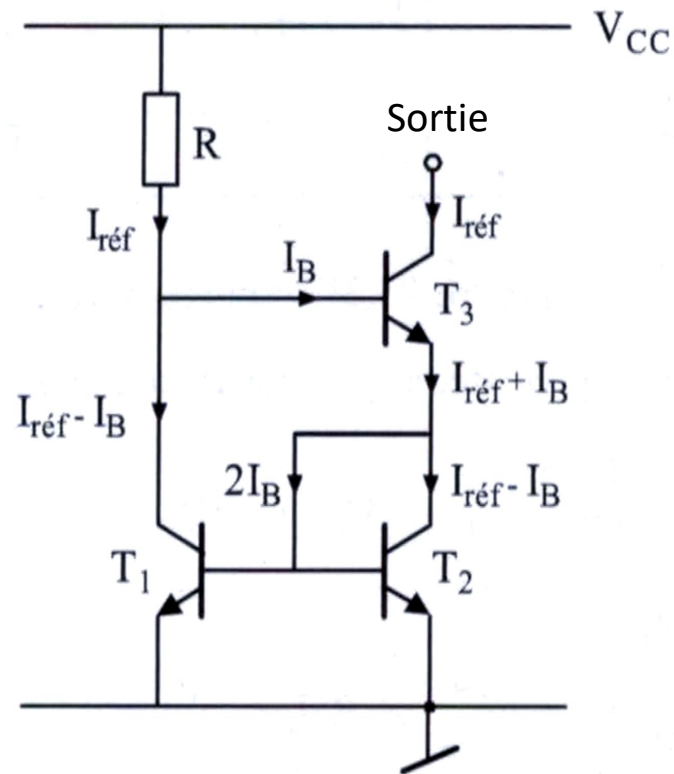
$$U_T \ln \left(\frac{I_{ref}}{I_{C2}}\right) = I_{C2} R_2 \quad \text{Eq. transcendante (résolution graphique ou itération)}$$

Impédance de sortie

$$R_{out} = \frac{1}{g_{ce2}} + R_2$$

Principe

- Utilise une *boucle de contre-réaction*



Caractéristiques intéressantes:

- Le courant de référence est reflète exactement à la sortie car les courants de base sont compensés
- Impédance de sortie très élevée grâce à la boucle de contre-réaction, comparable à celle du miroir cascode

Courant de sortie

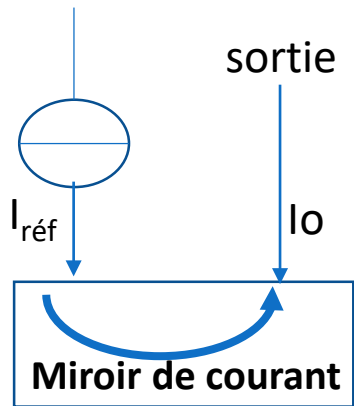
$$I_{\text{réf}} = \frac{V_{CC} - V_{BE3} - V_{BE2}}{R} = \frac{V_{CC} - 2U_i}{R}$$

Impédance de sortie

$$R_{\text{out}} = \frac{\beta}{g_{ce3}}$$

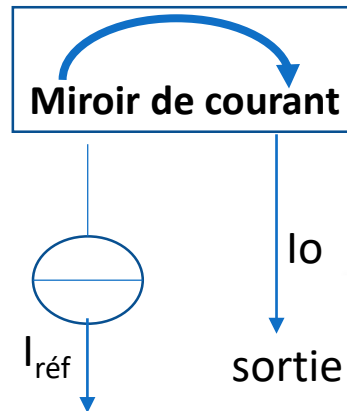
Miroir à sorties multiples

La complémentarité entre NPN et PNP permet de réaliser de sources de courant de signe opposé.



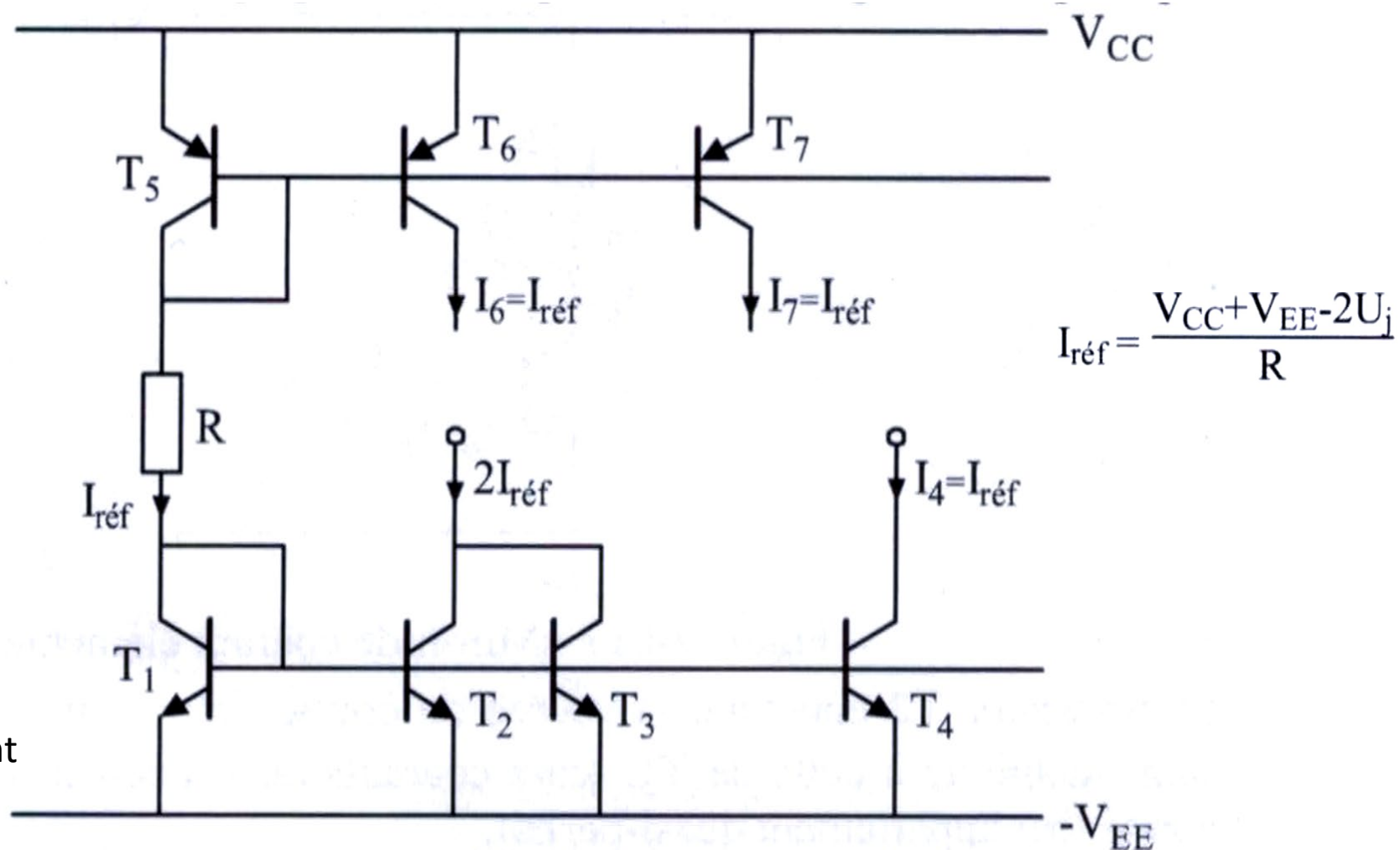
NPN

Absorption de courant



PNP

Source de courant

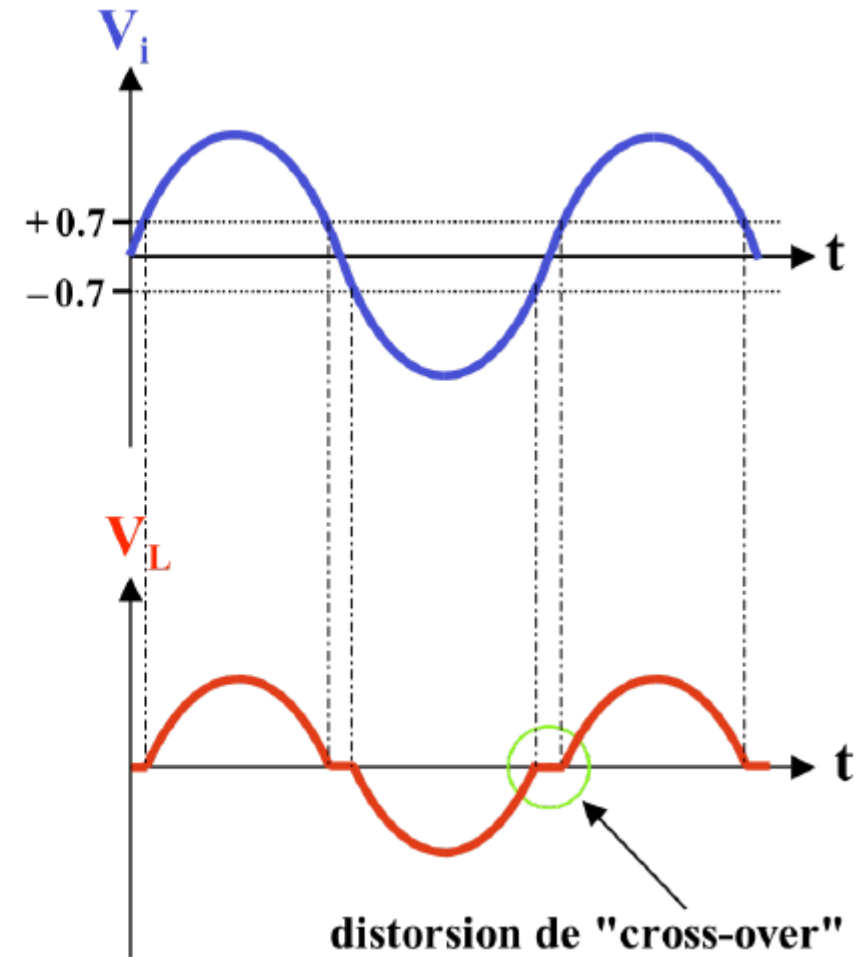
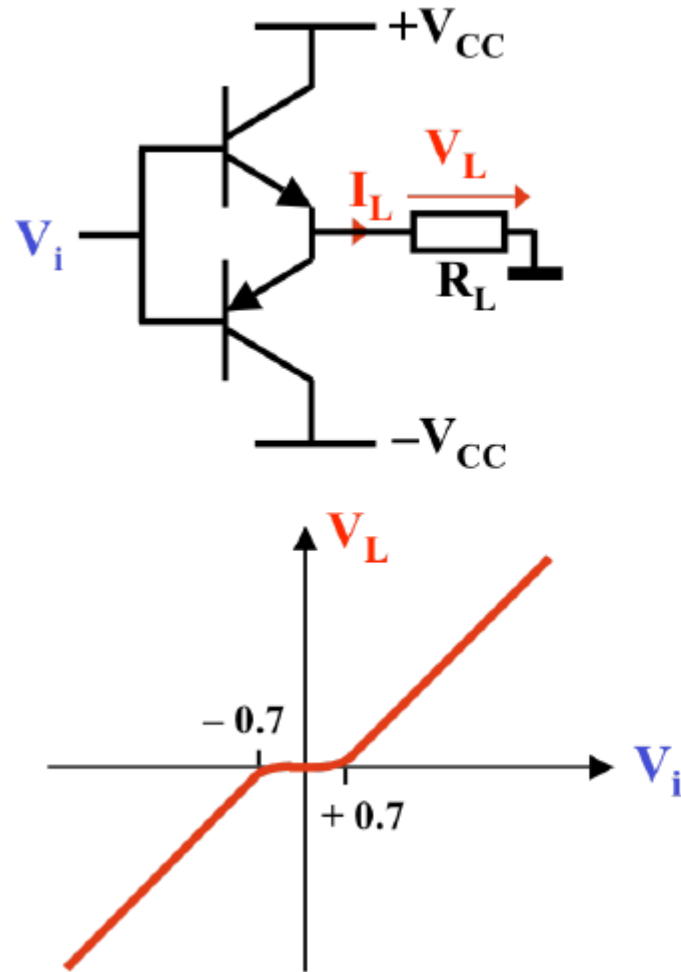


- Largement utilisé en circuits intégrés analogiques
- Plus compactes et précises que les résistances intégrés → utilisés pour la polarisation des circuits pour réduire la sensibilité à la température et aux variations de V_{CC}
- Peuvent être utilisées comme charge actives → utilisé comme résistances de charge très élevée → gains en tensions très élevés
- Plusieurs courants peuvent être générés avec un effet 'miroir' d'une source référence (stable et performante)
- Les circuits de miroir de courant existent en deux types de base : la configuration à absorption de courant et la configuration à source de courant

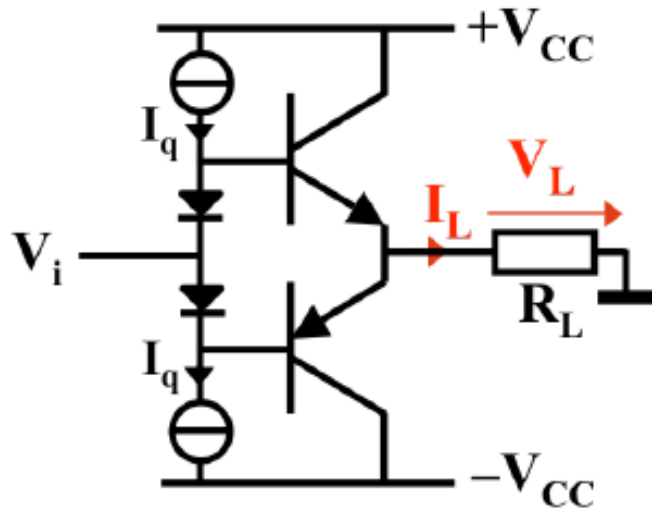
I. Structures analogiques de base

Amplificateur 'push-pull'

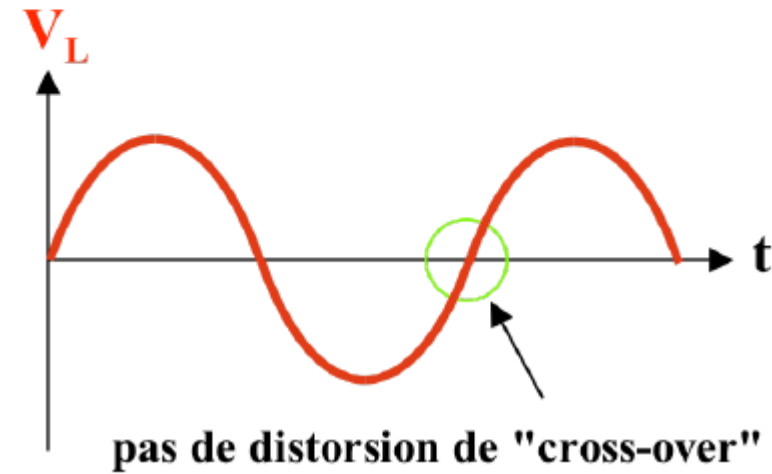
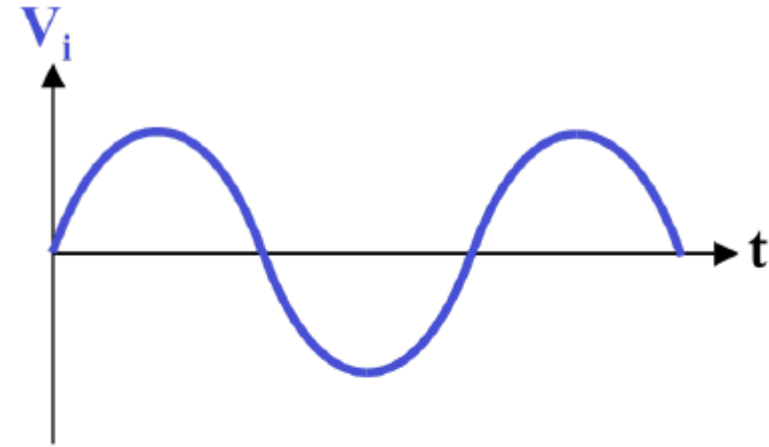
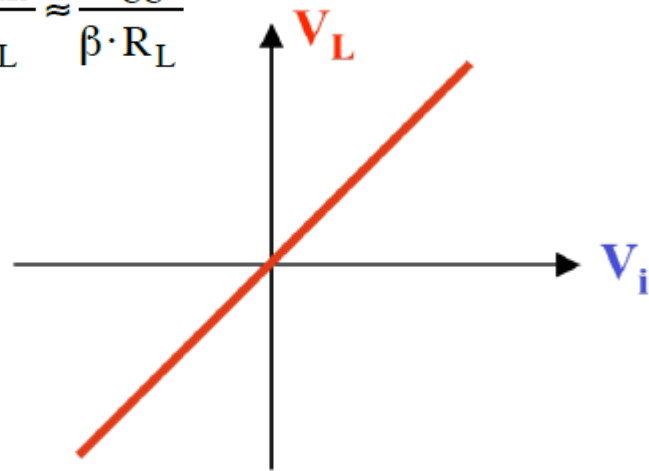
Amplificateur 'push-pull': principe



Amplificateur 'push-pull' linéarisé



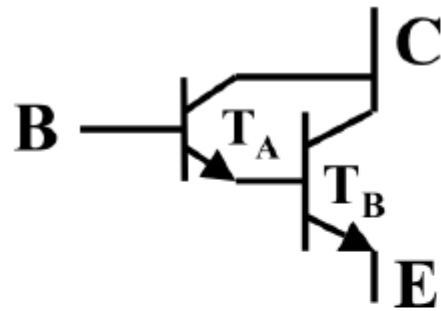
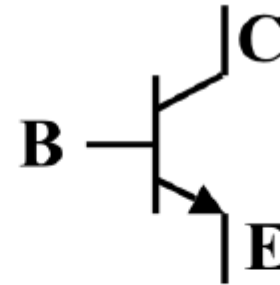
$$I_q > I_{B,\max} = \frac{I_{L,\max}}{\beta} = \frac{V_{L,\max}}{\beta \cdot R_L} \approx \frac{V_{CC}}{\beta \cdot R_L}$$



I. Structures analogiques de base

Combinaisons de TB

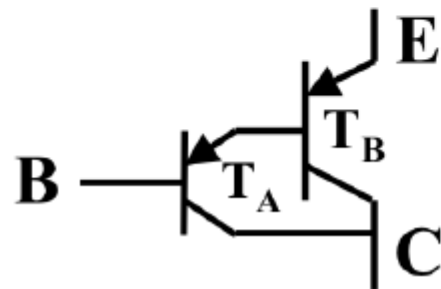
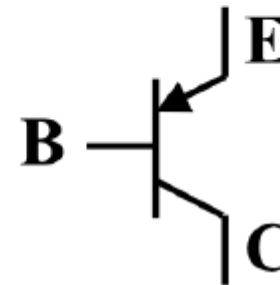
Configuration Darlington

 $\equiv$ 

$$V_{BE} = 2 \cdot U_j$$

$$g_m = I_{C0} / 2 \cdot U_T$$

$$\beta = \beta_A \cdot \beta_B$$

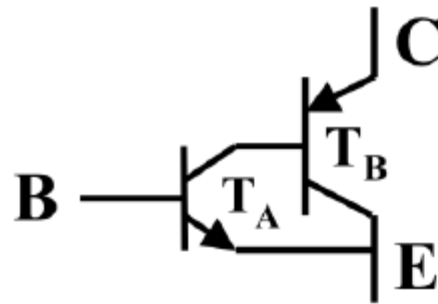
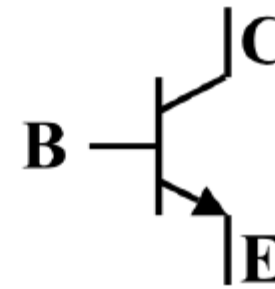
 $\equiv$ 

$$V_{EB} = 2 \cdot U_j$$

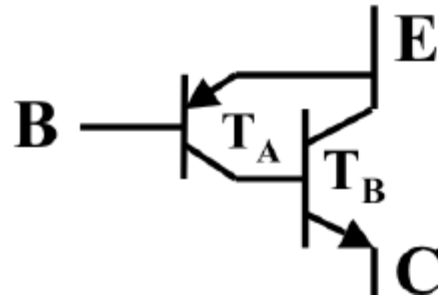
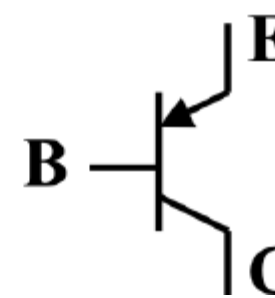
$$g_m = I_{C0} / 2 \cdot U_T$$

$$\beta = \beta_A \cdot \beta_B$$

Configuration pseudo-Darlington


 $\equiv$


$$\begin{aligned} V_{BE} &= U_j \\ g_m &= I_{C0}/U_T \\ \beta &= \beta_A \cdot \beta_B \end{aligned}$$


 $\equiv$


$$\begin{aligned} V_{EB} &= U_j \\ g_m &= I_{C0}/U_T \\ \beta &= \beta_A \cdot \beta_B \end{aligned}$$