

Electronique II

Dylan Bourgeois

MT BA4

1 Introduction

Cours d'électronique II, donné par Mme Lacour.

2 Polarisation et Jonction PN

2.1 Physique du semi-conducteur

- **Conducteurs** : $\rho < 10^{-5}[\Omega.cm]$
- **Diélectriques** : $\rho > 10^8[\Omega.cm]$
- **Semi-conducteurs** : $10^{-5} < \rho < 10^8[\Omega.cm]$ Conduction électrique par e^- et trous. En apportant de l'énergie on fait passer les e^- de la bande de valence (BV) à la bande de conduction (BC).

Densité de charges :

$$n_i = 5,2 \cdot 10^{-15} T^{\frac{3}{2}} \exp\left(-\frac{E_g}{2kT}\right) \quad [e^-.cm^{-3}]$$

Dans un semi-conducteur intrinsèque :

$$n = p = n_i \quad np = n_i^2$$

Conductivité électrique dans un semi-conducteur : $\sigma = \mu_n n e + \mu_p p e$

Mobilité μ : $v = \mu E \quad [m.s^{-1}] = [m^2.V^{-1}.s^{-1}].[V.m^{-1}]$

Courant : $I = nqvtw = nq\mu Etw$ avec tw = surface et la densité de courant est $j = \frac{I}{tw} = ne\mu E$

Loi d'Ohm : $E = \frac{V}{l} \Rightarrow I = ne\mu \frac{tw}{l} . V$ avec la conductance $G = ne\mu \frac{tw}{l}$.

La résistivité est donnée par $\rho = \frac{1}{ne\mu}$

2.2 Dopage

2.2.1 Dopage N

Inclusion d'impuretés qui donnent des e^- dans la BC.

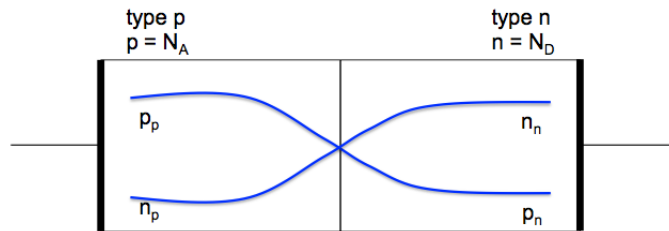
$$n = N_D \Rightarrow p = \frac{n_i^2}{N_D} \quad \text{avec} \quad 10^{15} < N_D < 10^{20} \text{ cm}^{-3}$$

2.2.2 Dopage P

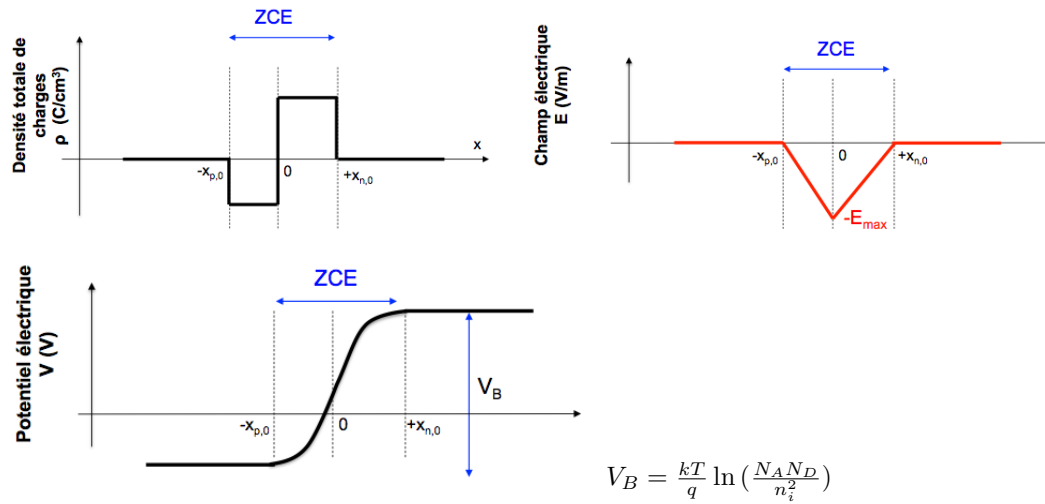
Inclusion d'impuretés qui donnent des trous dans la BC.

$$n = N_A \Rightarrow p = \frac{n_i^2}{N_A}$$

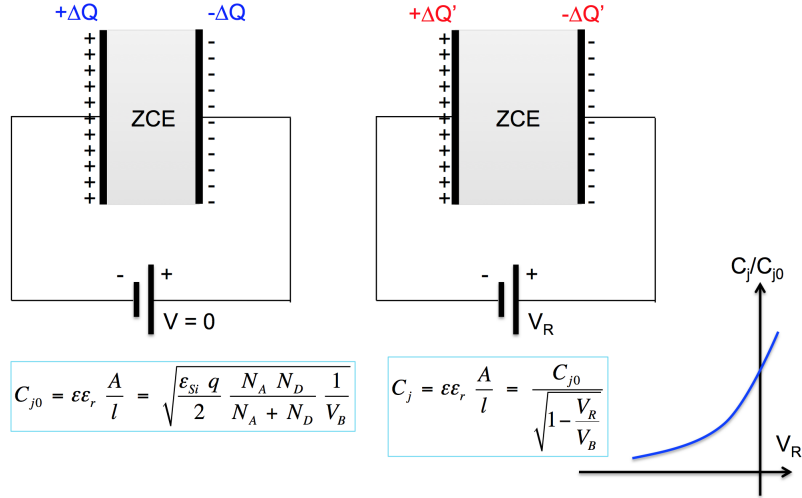
2.3 Jonctions PN



2.4 Zone de déplétion



2.5 Capacité de déplétion



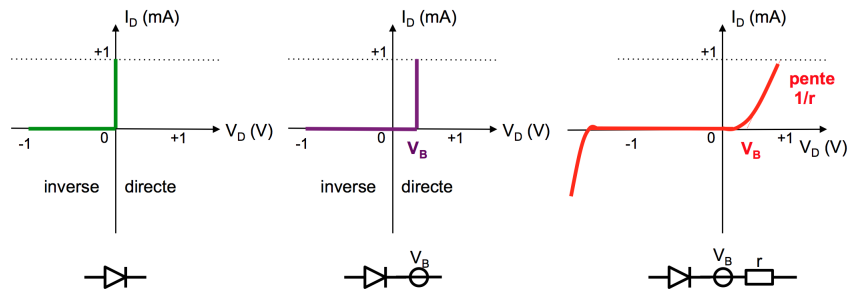
2.6 Caractéristique $I(V)$

$$I_D = I_S \exp\left(\frac{V_D}{V_T} - 1\right)$$

Caract. idéale

Caract. réelle 1

Caract. réelle 2



2.7 Courant de diode

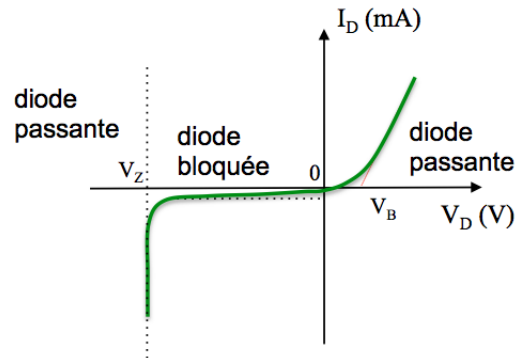
2.7.1 $V_D < 0$

$$I_D \sim -I_S = A \frac{kT}{q} \left(\mu_p \frac{n_i^2}{N_D L_p} + \mu_n \frac{n_i^2}{N_A L_n} \right)$$

2.7.2 $V_D > 0$

$$ideal : I_D = I_S \left(\exp \frac{qV_D}{kT} - 1 \right) \quad reel : I_D = I_S \left(\exp \frac{qV_D}{nkT} - 1 \right)$$

2.8 Diode Zener



2.9 A retenir

La polarisation d'une jonction PN modifie la distribution des charges à la surface:

- **Polarisation directe** : les porteurs minoritaires sont injectés dans les "zones neutres"
- **Polarisation inverse** : les porteurs minoritaires sont arrachés dans les "zones neutres"

Caractéristique $I(V)$ de la diode PN :

$$I_D \approx I_s \exp\left(\frac{qV_D}{nkT}\right)$$

Paramètres essentiels : $V_B, -I_s, r_d$

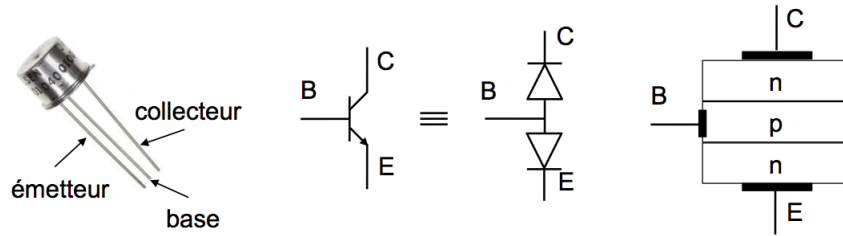
3 Le transistor bipolaire

3.1 Structure du transistor

3.1.1 Le transistor

Polarité indiquée par la flèche (= direction du courant I_E) Comporte trois électrodes :

- **Base** : électrode de commande.
- **Collecteur** : Relié au \oplus de l'alimentation.
- **Emetteur** : draine les courants de base et de collecteur.



3.1.2 Transistor NPN

régime	jonction BE	jonction CB
bloqué	Inverse $V_{BE} < 0$	Inverse $V_{CB} > 0$
normal	Direct $V_{BE} > 0$	Inverse $V_{CB} > 0$
saturé	Direct $V_{BE} > 0$	direct $V_{CB} < 0$

- **Etats de fonctionnement :**

- **Fonctionnement normal :** La "diode" BE est polarisée en mode direct, donc $V_{BE} > 0$. Les courants de diffusion sont des porteurs majoritaires : Trous de $B \rightarrow E$, e^- de $E \rightarrow B$. La "diode" BC est polarisée en mode inverse, donc $V_{BC} < 0$. Les courants de diffusion sont des porteurs minoritaires : e^- de $B \rightarrow C$. Au final, une large portion d' e^- se déplacent de $E \rightarrow C$, et un faible courant de trous se déplacent de $B \rightarrow E$.

3.1.3 Les courants I_B, I_E, I_C

Courant de collecteur (**NB** : ne dépend que de V_{BE}) :

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{U_T} - 1\right)$$

Courant de base (avec β le gain en courant, $50 < \beta < 200$) :

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

Courant d'émetteur :

$$I_E = \left(\frac{1}{\beta} + 1\right) I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{U_T} - 1\right)$$

3.1.4 Autres modes de fonctionnement

- **Bloqué :**

Les deux jonctions BE et BC sont en mode inverse Aucun courant ne circule Le collecteur est isolé de l'émetteur (circuit ouvert) ($V_{CE} \rightarrow V_{CC}$)

$$i_B = i_C = i_E = 0$$

- **Saturé :**

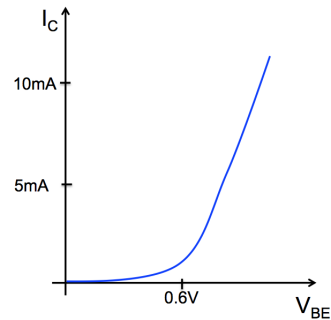
Les deux jonctions BE et BC sont en mode direct : $V_{BE} \sim 0.7V$ et $V_{BC} \sim 0.7V$. Diminution de $V_{CE} \rightarrow V_{CE,sat} \sim 0.2 - 0.3V$ Augmentation du courant de base i_B jusqu'à $i_{B,sat} > \frac{i_{C,sat}}{\beta}$.

3.1.5 A retenir

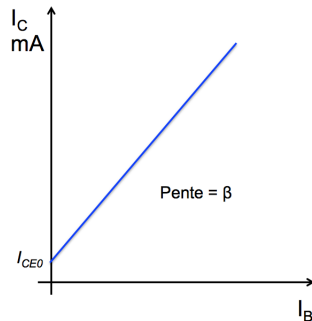
En mode normal, les courants sont proportionnels entre-eux et au facteur $\exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$. De plus V_{BE} contrôle I_C (effet transistor). Ce dernier est indépendant de V_{BC} (isolation), mais est contrôlé via I_B .

3.2 Caractéristiques I(V)

3.2.1 $I_C = f(V_{BE})$



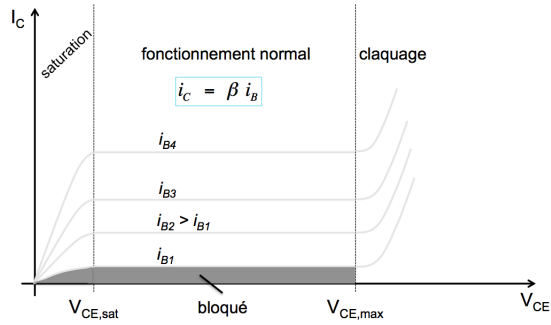
3.2.2 $I_C = f(I_B)$



Générateur de courant commandé par un courant. I_{CE0} est le courant de fuite.

$5 < \beta < 80$: transistors de puissance $100 < \beta < 500$: transistors de signal

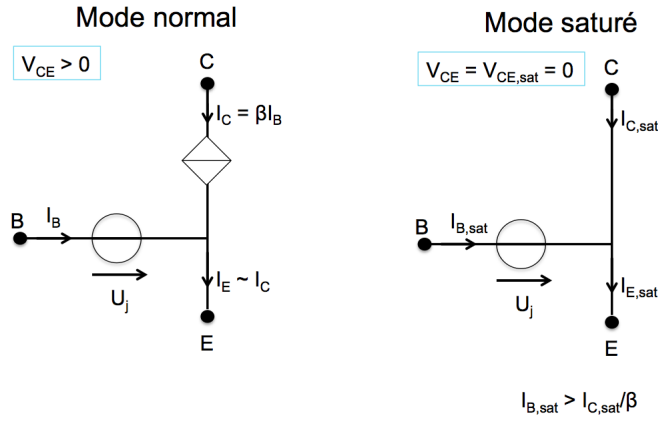
3.2.3 $I_C = f(V_{CE})$



3.2.4 Modèle grands signaux

- **Blocage** $V_{BE} < U_j$, $I_C = 0A$
- **Normal**
 - $V_{BE} = U_j$, $V_{BC} < U_j$ donc $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} > 0$
 - $I_C = \beta I_B$
 - $I_E = (1 + \beta) I_B \sim I_C$
- **Saturation**
 - $V_{BE} = V_{BC} = U_j$ donc $V_{CE} = V_{CE,sat} \sim 0V$
 - $I_B = I_{B,sat} > \frac{I_{C,sat}}{\beta}$

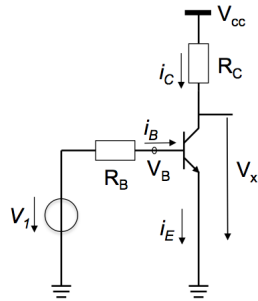
3.2.5 Schémas équivalents



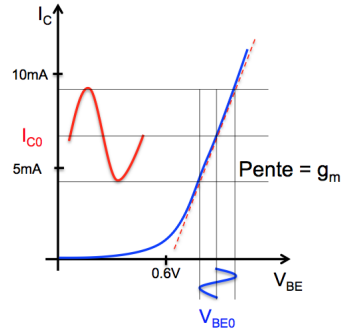
3.2.6 Montage inverseur

$$V_X = V_{CC} - R_C i_C$$

- $V_1 \leq U_j$: Le transistor est bloqué et $V_X = V_{CC}$
- $V_1 > U_j$: Le transistor est passant et $V_X = V_{CC} - \beta R_C i_B$
- Si le transistor est saturé : $V_X = V_{CE,sat} \approx 0V$



3.2.7 Transconductance



$$I_C = I_S(\exp(\frac{V_{BE}}{U_T}) - 1)$$

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

3.3 Modèle petits signaux ($v \leq 10mV$)

3.3.1 Notations

Composantes statiques et dynamiques :

- $v_{BE}(t) = V_{BE,0} + v_{BE}(t)$
- $i_B(t) = I_{B,0} + i_B(t)$
- $v_{CE}(t) = V_{CE,0} + v_{CE}(t)$
- $i_C(t) = I_{C,0} + i_C(t)$

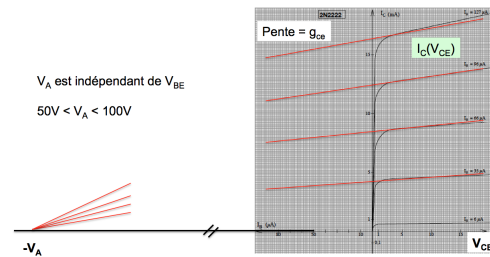
3.3.2 Transconductance

$$g_m = \frac{i_c}{v_{BE}} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \big|_{V_{BE,0}, I_{C,0}} \Rightarrow g_m = \frac{I_{C,0}}{U_T}$$

3.3.3 Résistance d'entrée (r_π)

$$i_B = g_{be} v_{BE} \Rightarrow g_{be} = \frac{g_m}{\beta} = \frac{I_{C,0}}{\beta U_T} \quad \text{NB: } g_m \gg g_{be}$$

3.3.4 Tension d'Early (V_A)



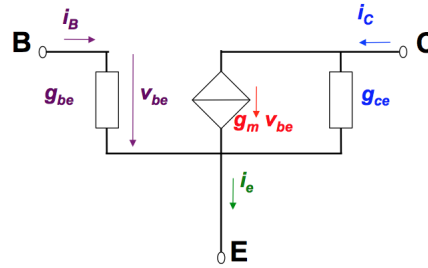
3.3.5 Résistance de sortie (r_0)

$$i_c = g_{ce} v_{CE} \Rightarrow \frac{i_c}{v_{CE}} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \big|_{V_{BE,0}, I_{C,0}} \Rightarrow g_{ce} = \frac{I_{C,0}}{V_A} \quad \text{NB: } g_m \gg g_{be} \gg g_{ce}$$

3.3.6 A retenir

- NPN

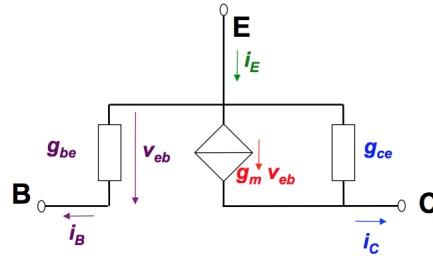
Transistor NPN



$$g_m = \frac{I_{C0}}{V_T} ; g_{be} = \frac{I_{C0}}{\beta V_T} ; g_{ce} = \frac{I_{C0}}{V_A}$$

- PNP

Transistor PNP

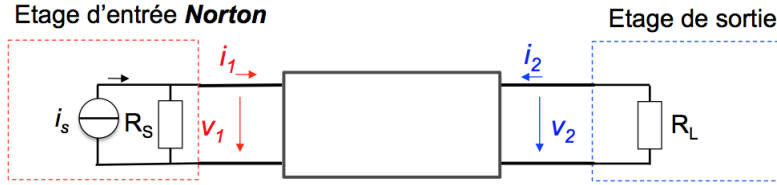
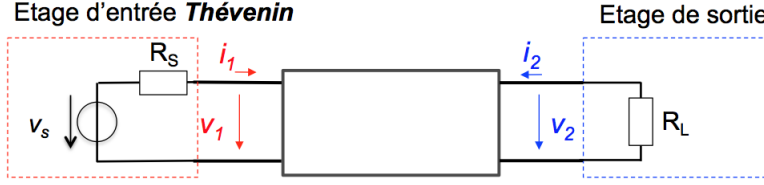


$$g_m = \frac{I_{C0}}{V_T} ; g_{be} = \frac{I_{C0}}{\beta V_T} ; g_{ce} = \frac{I_{C0}}{V_A}$$

4 Modèle petits signaux

4.1 Quadripôle

Le transistor peut-être vu comme un quadripôle si l'un des terminaux est mis en commun entre l'entrée et la sortie.



4.1.1 Résistance d'entrée

$$R_{in} = \frac{v_1}{i_1} \Big|_{R_L}$$

4.1.2 Impédance de sortie

$$R_{out} = \frac{v_2}{i_2} \Big|_{v_s=0}$$

4.1.3 Fonction de transfert

Gains en tension :

- Gain en tension à vide : $A_{v,0} = \frac{v_2}{v_1} \Big|_{R_L \rightarrow \infty}$
- Gain en tension avec une charge R_L : $A_v = \frac{v_2}{v_1} \Big|_{R_L} = A_{v,0} \frac{R_L}{R_L + R_{out}}$

Gains en courant :

- Gain en courant en court-circuit : $A_{i,0} = \frac{i_2}{i_1} \Big|_{R_L=0}$
- Gain en courant avec une charge R_L : $A_i = \frac{i_2}{i_1} \Big|_{R_L} = A_{i,0} \frac{R_{out}}{R_L + R_{out}}$

Gains transconductance :

- $G_{m,0}$ vide : $G_{m,0} = \frac{i_2}{v_1} \Big|_{R_L=0}$
- G_m avec une charge R_L : $G_m = \frac{i_2}{v_1} \Big|_{R_L} = G_{m,0} \frac{R_{out}}{R_L + R_{out}}$

Gains transrésistance :

- $R_{m,0}$ à vide : $R_{m,0} = \frac{v_2}{i_1} \Big|_{R_L=0}$
- R_m avec une charge R_L : $R_m = \frac{v_2}{i_1} \Big|_{R_L} = R_{m,0} \frac{R_L}{R_L + R_{out}}$

4.1.4 A retenir

- A vide : $A_{v,0} = -G_{m,0}R_{out}$
- Avec une charge R_L : $A_v = -G_m R_L$

4.2 Applications au transistor bipolaire

4.2.1 Emetteur commun

- Résistance d'entrée

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

- Résistance de sortie

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

- Transconductance

$$G_{m0} = g_m$$

$$G_m = \frac{g_m}{1 + g_{ce}R_L}$$

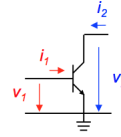
- Gain en tension

à vide

en charge

$$A_{v,0} = -\frac{g_m}{g_{ce}}$$

$$A_v = -\frac{g_m R_L}{1 + g_{ce}R_L}$$



4.2.2 Base commune

- Résistance d'entrée $R_{in} \approx (\frac{1}{g_m} + \frac{g_{ce}}{g_m} R_L) // \frac{1}{g_{be}}$

- Résistance de sortie $R_{out} \approx \frac{\beta}{g_{ce}}$

- Transconductance

$$G_{m0} = g_m$$

$$G_m = -\frac{g_m}{1 + g_{ce}R_L}$$

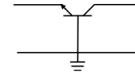
à vide

en charge

- Gain en tension

$$A_{v,0} = \frac{g_m}{g_{ce}}$$

$$A_v = \frac{g_m R_L}{1 + g_{ce}R_L}$$



4.2.3 Collecteur commun

- Résistance d'entrée $R_{in} = \frac{1}{g_{be}} + \frac{1 + \beta}{g_{ce} + Y_L} \approx \frac{1}{g_{be}} + \beta R_L$
- Résistance de sortie $R_{out} = \frac{1 + g_{be} R_s}{g_m + g_{ce} (1 + g_{be} R_s)} \approx \frac{1}{g_m} + \frac{R_s}{\beta}$
- Transconductance $G_{m0} \approx -g_m$ $G_m = -\frac{g_m}{1 + g_m R_L}$
à vide en charge
- Gain en tension $A_{v0} \approx 1$ $A_v = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L}$

4.2.4 Comparaison

performances	Emetteur commun	Base commune	Collecteur commun
Gain en tension	Élevé ($\sim -g_m R_L$)	Élevé ($\sim g_m R_L$)	≈ 1
Résistance d'entrée	Moyenne ($\leq 10k\Omega$)	Faible ($\leq 100\Omega$)	Élevée ($\leq 200k\Omega$)
Résistance de sortie	Élevée ($1/g_{ce}$)	Élevée (β/g_{ce})	Très faible

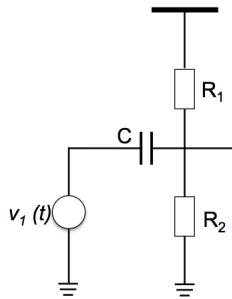
5 Polarisation

5.1 Rappel Condensateurs

$Z(j\omega) = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}$ Alors :

- $f \rightarrow 0$ (i.e DC) : condensateur \sim circuit ouvert.
- $f \rightarrow \infty$ (i.e petits signaux) : condensateur \sim court-circuit.

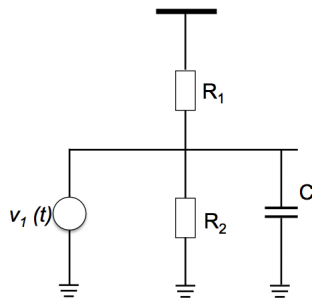
5.1.1 Condensateurs de couplage



Le pont de résistance est utilisé pour polariser le circuit à droite
C n'affecte pas l'état du pont de R

En petits signaux, C = court-circuit et permet de coupler $v_1(t)$ avec la polarisation

5.1.2 Condensateurs de détournement



En petits signaux, C = court-circuit et détourne le petit signal qui prend toujours le chemin de moindre impédance

Alors R_2 sert pour la polarisation mais pas pour le schéma équivalent petits signaux.

5.2 Objectif

Fixer le point de fonctionnement P (aussi appelé **point de Polarisation**) du transistor de façon indépendante de la dispersion caractéristique des transistors, en assurant sa stabilité, notamment vis-à-vis de la température, et en limitant le nombre de sources d'alimentation. C'est autour de ce point que prendront place les variations à amplifier.

5.2.1 Variations et imperfections

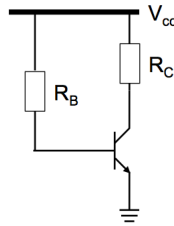
- Variation de température :

- $I_C = cst \Rightarrow V_{BE}$ varie de $-2mV/K$
- $V_{BE} = cst \Rightarrow I_C$ augmente de $8\%/K$
- β augmente de $0.8 - 1.5\%/K$

- Dispersion des paramètres du transistor (tolérances) :

- $I_S : \pm 50\%$
- $\beta : \pm 100\%$

5.2.2 Polarisation par base



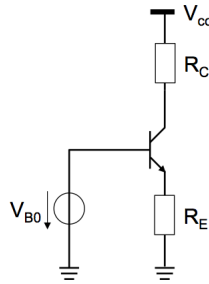
Courant de base: I_{B0}

$$I_{B0} = \frac{V_{CC} - V_{BE0}}{R_B} = \frac{V_{CC} - U_j}{R_B} \Rightarrow \text{stable}$$

Courant de collecteur: I_{C0}

$$I_{C0} = \beta I_{B0} = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE0}}{R_B}$$

5.2.3 Polarisation par l'émetteur



➤ Fixer le potentiel d'émetteur à une valeur stable

$$V_{E0} = V_{B0} - V_{BE0}$$

Courant de collecteur: I_{C0}

$$I_{C0} \approx I_{E0} = \frac{V_{B0} - V_{BE0}}{R_E} \quad \text{indépendent de } \beta$$

$$\frac{\partial I_{C0}}{\partial T} = -\frac{1}{R_E} \frac{\partial V_{BE0}}{\partial T} = \frac{2mV/^\circ C}{R_E}$$

$$\frac{\Delta I_{C0} / I_{C0}}{\Delta T} = \frac{2mV/^\circ C}{R_E I_{C0}} = \frac{2mV/^\circ C}{V_{B0} - V_{BE0}}$$

5.2.4 Polarisation par contrôle du courant d'émetteur

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

$$R_{TH} = R_1 // R_2$$

Courant de collecteur: I_{C0}

$$I_{C0} \approx I_{E0} = \frac{V_{TH} - V_{BE0}}{R_E + R_{TH} / \beta}$$

Si $R_E \gg R_{TH} / \beta$ et $V_{TH} \gg V_{BE0}$:

$I_{C0} \approx \frac{V_{TH}}{R_E}$

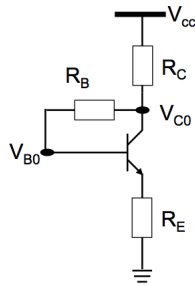
$\beta \frac{U_T}{I_{C0}} \ll R_{TH} \ll \beta R_E$

$I_{C0} \approx \frac{V_{TH}}{R_E}$

R_C doit être suffisamment faible pour éviter la saturation

$10\% V_{CC} < V_{E0} < 30\% V_{CC}$

5.2.5 Polarisation par contre-réaction collecteur-base



Courant de collecteur: I_{C0}

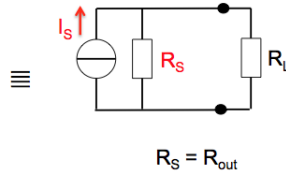
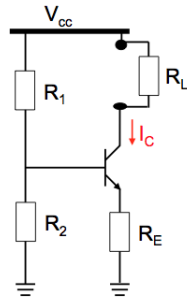
$$I_{C0} = \frac{V_{CC} - V_{BE0}}{R_C + R_B / \beta + R_E(1 + \beta) / \beta}$$

Indépendance de I_{C0} si

- $V_{CC} \gg V_{BE0}$
- $R_C \gg R_B / \beta$

6 Sources de courant

6.1 Montage de Base



En mode normal, I_C est quasi-indépendant de V_{CE} . On notera aussi que R_{source} est très élevée. On a :

$$I_C = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_{TH}}{\beta}} = I_{source}$$

$$V_{CE} > 0 \Rightarrow R_L < \frac{V_{CC}}{I_L} - V_E$$

$$R_{out} = \frac{1}{g_{ce}} \left(1 + \frac{\beta R_E}{R_E + R_{TH} + \frac{1}{g_{BE}}} \right) + \left(R_{TH} + \frac{1}{g_{be}} \right) // R_E$$

NB : Si $R_E = 0 \Rightarrow R_{out} = \frac{1}{g_{ce}}$

6.2 Miroir de courant

Dispositif qui réplique le courant d'entrée en sortie. Courant constant et indépendant des paramètres du circuit et des tensions d'alimentation.

6.2.1 Architecture de base

Deux transistors identiques (T_1 et T_2) soit $\beta_1 = \beta_2$. T_1 est monté en charge active donc $V_{BE1} = V_{BE2} = U_j \approx 0,7V$. Le gain en courant est alors :

$$I_{ref} = I_2(1 + \frac{2}{\beta}) \approx I_2 \text{ pour } \beta \gg 1$$

Impédance de sortie :

$$R_{out} = \frac{v_2}{i_2} = \frac{1}{g_{ce,2}}$$

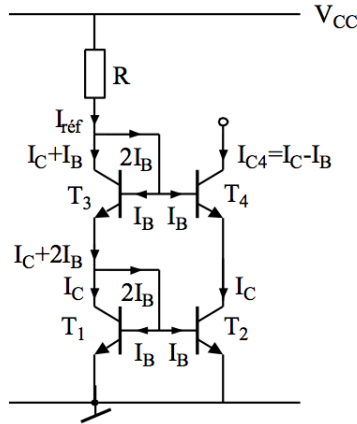
6.2.2 Miroir à sorties multiples

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} + V_E - 2V_{BE0}}{R}$$

6.2.3 Miroir avec compensation des courants de base

$$I_{ref} = I_C(1 + \frac{2}{\beta_{1,2}(1 + \beta_3)})$$

6.2.4 Miroir Cascode



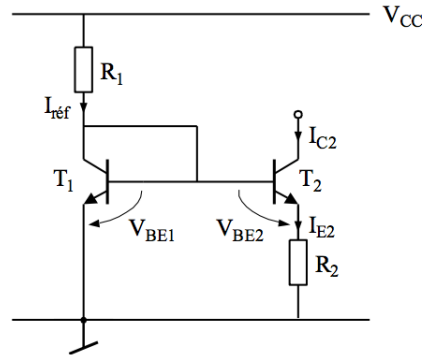
$$I_{C4} = I_C - I_B = I_{ref}(\frac{1}{1 + \frac{4}{\beta}})$$

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

$$NB : V_{in,min} = V_{BE1} + V_{BE3} = 2V_{BE}$$

$$V_{in,max} = V_{BE1} + V_{CE4,sat}$$

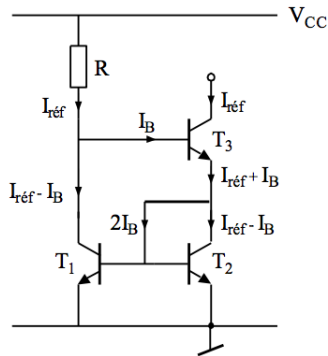
6.2.5 Source de courant de Wildar



La résistance R_2 donne la flexibilité d'ajuster le gain $\frac{I_{C2}}{I_{ref}}$ et produire des sources de courant peu élevé.

$$V_T \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_{C2}}\right) = \frac{\beta}{1 + \beta} R_2 I_{C2} \approx R_2 I_{C2}$$

6.2.6 Source de courant de Wilson



Trois transistors et une boucle de contre-réaction donnent une impédance de sortie très élevée et un courant de sortie exactement égal à I_{ref} .

7 Montages amplificateurs

7.1 Types d'amplificateurs

7.1.1 Amplis de tension

Fonction: amplifier une tension

Caractéristiques: R_{in} moyenne, R_{out} élevée (avec le gain), A_v élevé

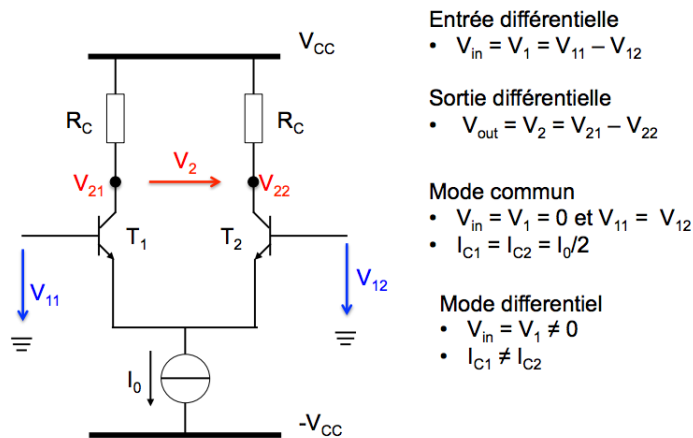
7.1.2 Amplis suiveurs = étage de sortie

Gain de tension unitaire. Caractéristiques : R_{in} élevée, R_{out} faible

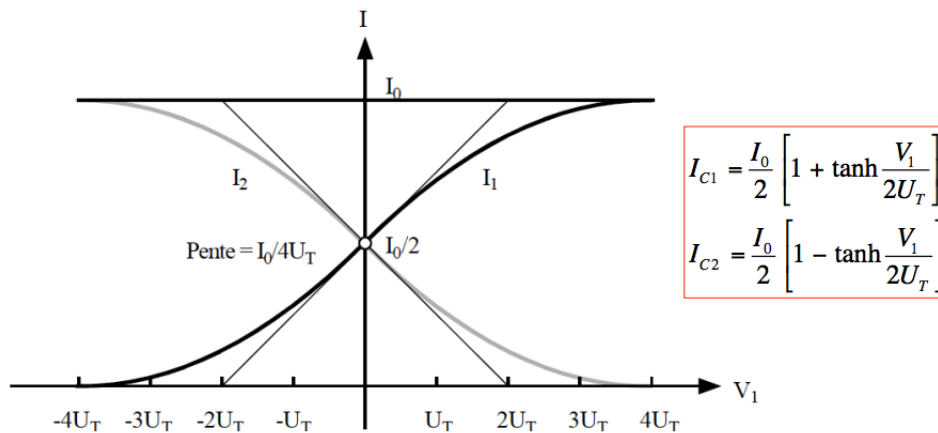
7.1.3 Amplis différentiels

Amplification d'une différence entre deux tensions d'entrée. Sortie : courant ou tension.

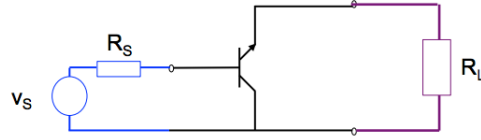
7.2 L'amplificateur différentiel



7.2.1 Fonction de transfert grands signaux



7.4 Etage de sortie : émetteur-suiveur

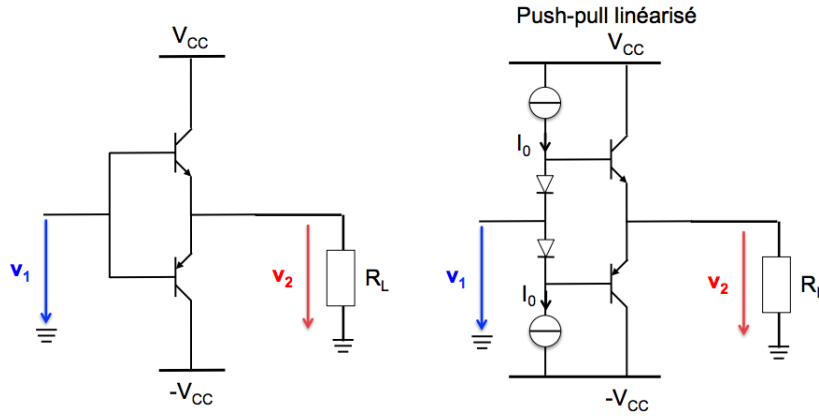


$$R_{in} = \frac{v_1}{i_1} \approx \frac{1}{g_{be}} + \beta R_L$$

$$R_{out} \approx \left(\frac{1}{g_m} + \frac{R_{source}}{\beta} \right) // \frac{1}{g_{ce}} \approx \frac{1}{g_m} + \frac{R_{source}}{\beta}$$

$$A_{v0} = \frac{v_2}{v_1} \Big|_{R_L=\infty} \approx 1 \quad A_v = \frac{R_L}{R_L + R_{out}} A_{v0} = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} \approx 1 \text{ si } R_s = 0$$

7.5 Etage de sortie : Push-pull



8 Réponse fréquentielle des montages amplificateurs

8.1 Fréquence de coupure

f_c est définie lorsque le gain en tension est réduit de 3dB par rapport à sa valeur dans la bande passante :

$$20 \log_{10}(A_v(f_c)) = 20 \log_{10}(A_{v0}) - 3$$

Le gain en tension $A_v(f)$ est défini par :

$$A_v(f) = \left| \frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} \right|_{\omega=2\pi f}$$

NB: Une réduction de 3dB correspond à une diminution du gain d'un facteur $\sqrt{2}$

8.2 Effet des capacités

- Capacités de couplage : C_1 et C_2 . Elles offrent un "chemin au petit signal à l'entrée et sortie du montage.
- Capacité de découplage: C_E permet au petit signal d'éviter la résistance R_E afin d'élever le gain en tension.
- Comportement en bande passante: Comme des courts-circuits
- Comportement lorsque la fréquence diminue : Les capacités fixent la limite inférieure de la bande passante. Elles jouent donc un rôle dans la bande passante.

8.3 Limitation en basse fréquence:

8.3.1 Circuit RC de type passe-haut

$$A_v(j\omega) = \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{jC_1\omega}} = \frac{j\frac{\omega}{\omega_L}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_L}} \text{ avec } \omega_L = \frac{1}{R_1C_1}$$

Module du gain :

$$|A_v(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_L^2}}}$$

8.3.2 Associé à un ampli de gain A_0 dans la bande passante

$$A_L(j\omega) = A_0 \frac{j\frac{\omega}{\omega_L}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_L}} = A_0 \underline{H}_L(j\omega)$$

8.4 Limitation en Haute Fréquence

8.4.1 Circuit RC de type passe-bas

$$A_v(j\omega) = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_H}} \text{ avec } \omega_H = \frac{1}{R_2C_2}$$

Module du gain :

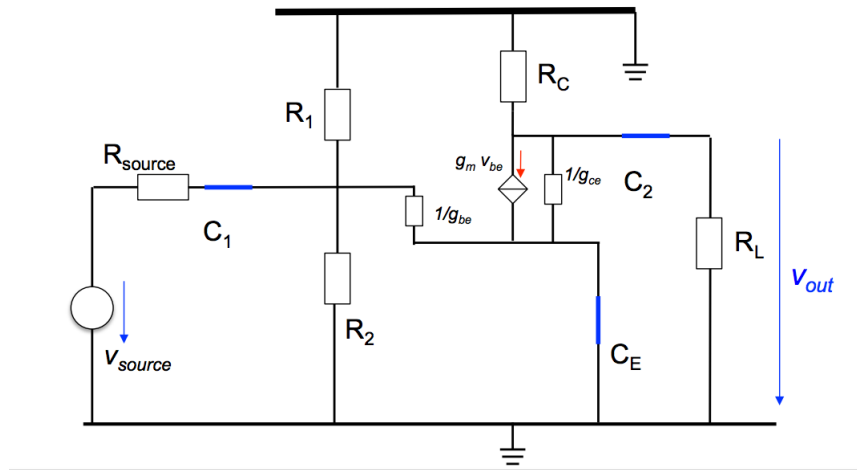
$$|A_v(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_H^2}}}$$

8.4.2 Associé à un ampli de gain A_0 dans la bande passante

$$A_H(j\omega) = A_0 \frac{j \frac{\omega}{\omega_H}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_H}} = A_0 \underline{H}_H(j\omega)$$

8.5 Gain en tension dans la bande passante

Les capacités sont remplacées par des courts-circuits :



8.6 Synthèse basse fréquence

- Evaluer tour à tour les fréquences de coupure associées aux différentes capacités du montage
 - on analyse le rôle de chaque capacité (une par une) en remplaçant les autres par un court-circuit
 - Calcul de la résistance équivalente vue par chacune des capacités
 - Définition des fréquences de coupure correspondantes: f_{C1} , f_{C2} , etc.
- La fréquence (pulsation) de coupure inférieure est donnée par:

$$\omega_L = \frac{1}{R_{eq1} C_1} + \frac{1}{R_{eq2} C_2} + \dots + \frac{1}{R_{eqn} C_n}$$

$$f_L = \omega_L / (2\pi)$$

8.7 Limites HF

- Éléments parasites internes au transistor bipolaire :
 - Capacités parasites associées aux jonctions B-E et B-C (faibles $\approx pF$). Dans la bande passante, ce sont des circuits ouverts. Quand la fréquence augmente, ils se comportent comme des court-circuits. Elles induisent une réduction du gain en tension en HF. Fréquence de coupure associée à C_{be} (symétrique pour C_{bc}) : $f_{C_{be}} = \frac{1}{2\pi R C_{be}}$
 - Résistance série dans la connexion de base ($R_{bb'} \approx 100\Omega$)
- Capacités parasites des fils et connexions ($\approx pF$)
- Capacité équivalente d'une sonde d'oscilloscope

8.8 Synthèse HF

- Evaluer tour à tour les fréquences de coupure associées aux différentes capacités parasites
 - on analyse le rôle de chaque capacité (une par une) en remplaçant les autres par un court ouvert
 - Calcul de la résistance équivalente vue par chacune des capacités
 - Définition des constantes de temps correspondantes: τ_{C1} , τ_{C2} , etc.
- La fréquence (pulsation) de coupure supérieure est donnée par:

$$\frac{1}{\tau_1 + \tau_2 + \dots \tau_n} = \frac{1}{\Sigma(R_i C_i)}$$

8.9 Théorème de Miller

