

Bipolaire: Sources de courant Amplificateurs en Circuits Intégrés

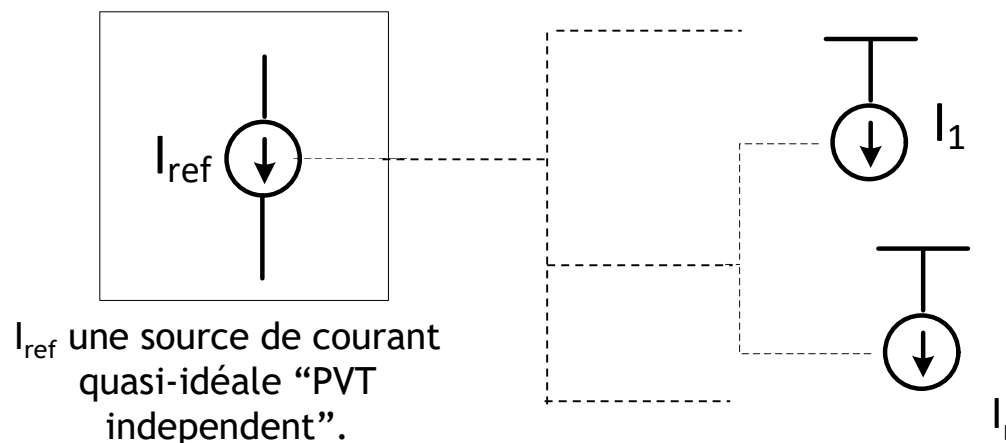
Electronique II
Adil Koukab

Table des matières

- Circuits à composants **discrets** vs **intégrés**
- Source de courant intégrées
 - Miroir de courant
 - Miroir de courant à sorties multiples
- Emetteur commun à charge active (étage de gain)
- Collecteur commun à charge active (étage de sortie)

Circuits à composants discrets vs Circuits Intégrés (CI)

- Quelques Caractéristiques des CIs (par rapport aux circuits discrets):
 - Transistors **miniaturisés** / Résistances et Capacités **gourmandes en surface**
→ Architectures utilisant exclusivement des transistors plus attractives.
 - Intégration **monolithique** → Excellent **appariement** des composants (transistors, résistances, capacités).
- L'excellent appariement & quasi-absence de gradient de température entre composants physiquement proches dans les CIs favorisent l'utilisation des miroirs de courant comme circuit de polarisation ou comme charge active.



Miroir de courant (seulement en intégré)

- La forme la plus simple pour **générer** et **copier** un courant $I_{réf}$ est:
- T_1 monté en **diode** (base collecteur connectée) + R + Vcc

- (T_1, R, V_{CC}) fixe le courant $I_{réf}$ à

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

➤ β très grand, $I_B \ll I_C \rightarrow$

$$I_{C1} \approx I_{réf} \approx \frac{V_{CC} - U_j}{R} \quad (1)$$

➤ T_1 en **mode normale**
(car $V_{BE} = V_{CE} \approx U_j \neq 0$) \rightarrow

$$V_{BE} = U_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right) \quad (2)$$

➤ T_2 **miroir de T_1** \rightarrow même V_{BE}

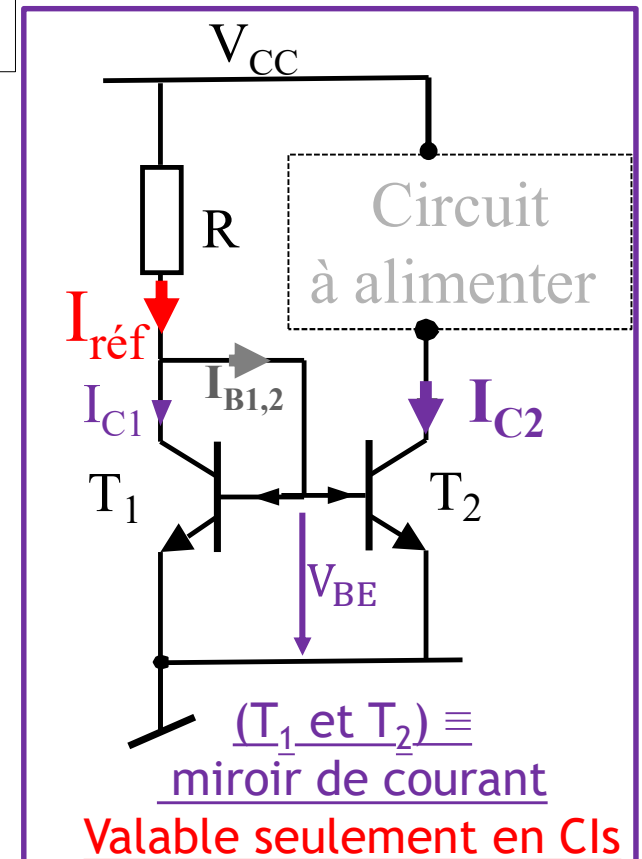
Si T_2 est aussi en **mode normale** \rightarrow

$$V_{BE} = U_T \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right) \quad (3)$$

$$(2), (3) \rightarrow I_{C2} = \frac{\overbrace{I_{S2}}^{\alpha}}{I_{S1}} I_{C1} \quad (3) \approx \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \frac{V_{CC} - U_j}{R}$$

➤ T_1 et T_2 parfaitement appariés (**possible seulement en CIs**) $\rightarrow I_{S1} = I_{S2} \rightarrow$

$$I_{C2} \approx I_{réf} \approx \frac{V_{CC} - U_j}{R}$$

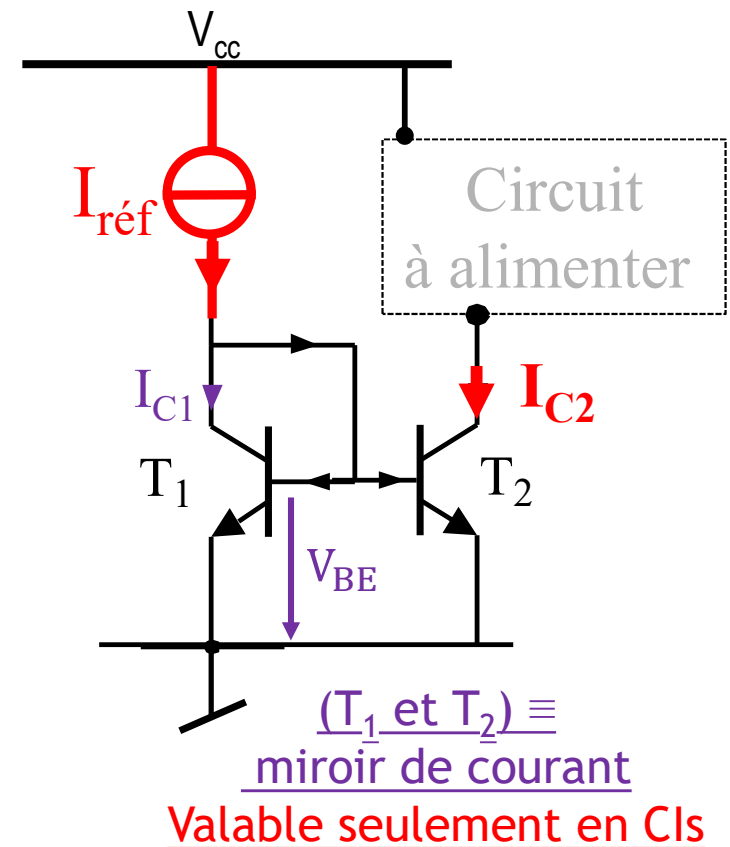


Implémentation plus sophistiquée

- R peut être remplacée par une source de courant quasi-idéale “PVT independent”.
- *Là aussi sous les mêmes conditions (β grand, T_1 et T_2 sont parfaitement appariés et T_2 en mode normale) T_1 copie son courant à T_2 .*

$$I_{\text{réf}} \approx I_{c1} \approx I_{c2}$$

- En plus puisque $I_{\text{réf}}$ est “PVT independent” $\rightarrow I_{c2}$ est aussi “PVT independent”.



Erreurs dues à I_B et à l'effet Early

- Erreur ε_B due à I_B ($I_{C1} \neq I_{réf}$)

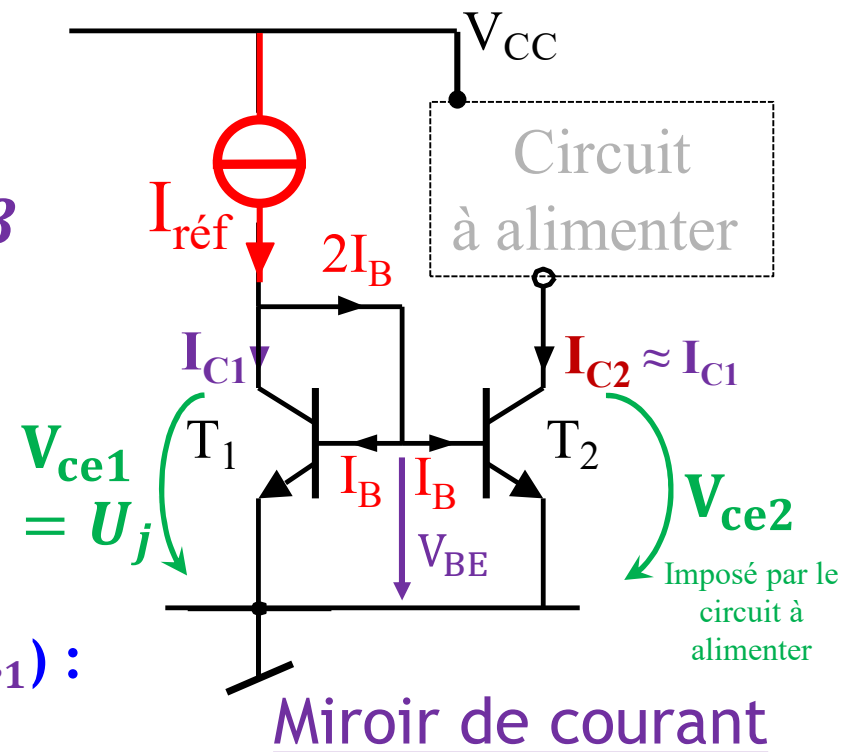
$$I_{réf} = I_{C1} + 2I_B \quad \text{avec} \quad I_B = I_{C1,2}/\beta$$

$$I_{réf} = I_{C1,2} \left(1 + \frac{2}{\beta_{\varepsilon}} \right)$$

- Erreur ε_E due à l'effet Early ($V_{ce2} \neq V_{ce1}$) :

$$I_{C2} = I_{C1} + \Delta I_C = I_{C1} + g_{ce2}(V_{ce2} - V_{ce1})$$

$$I_{C2} = I_{C1} + \overbrace{g_{ce} \varepsilon_E}^{\varepsilon_E} (V_{ce2} - U_j)$$



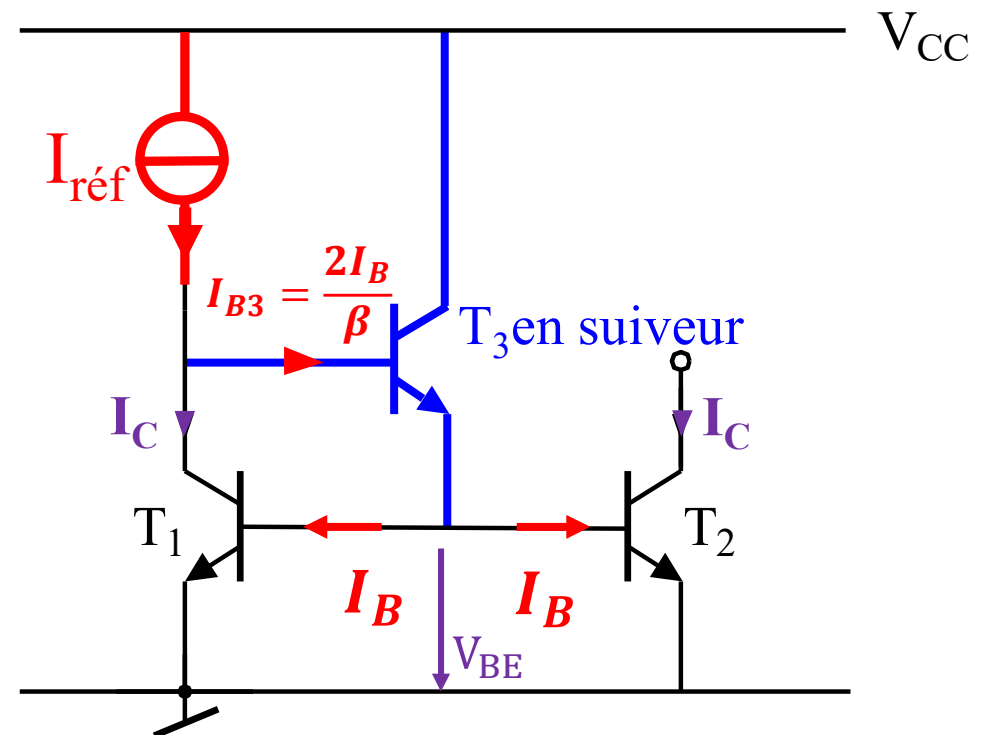
Miroir avec atténuation du courant de base

- Les 2 I_B sont fournis par l'émetteur de T3, il sont donc β fois plus grands I_{B3} .

$$I_{réf} = I_C + I_{B3}$$

$$I_{B3} = 2I_B / \beta = 2I_C / \beta^2$$

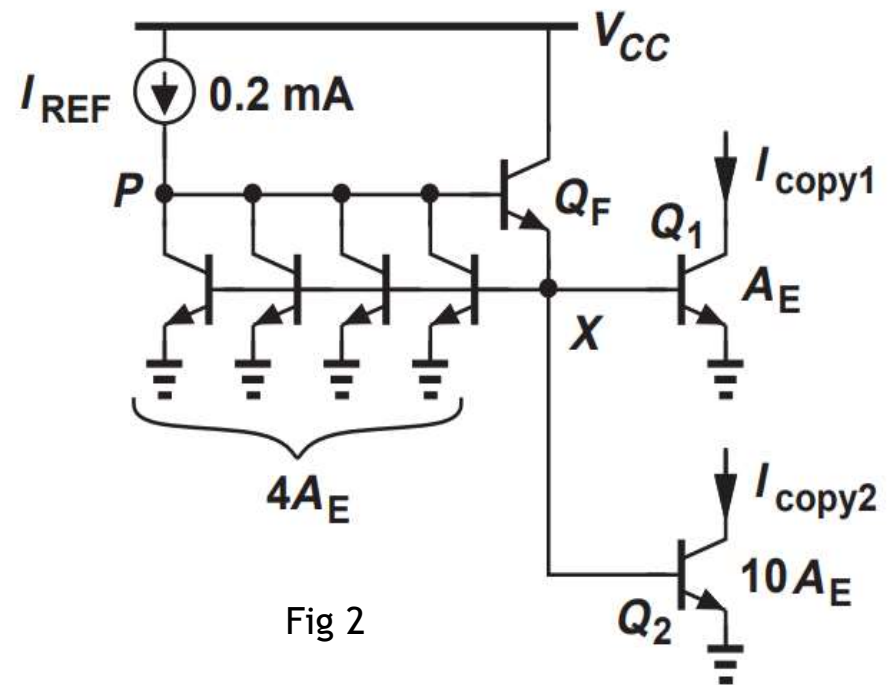
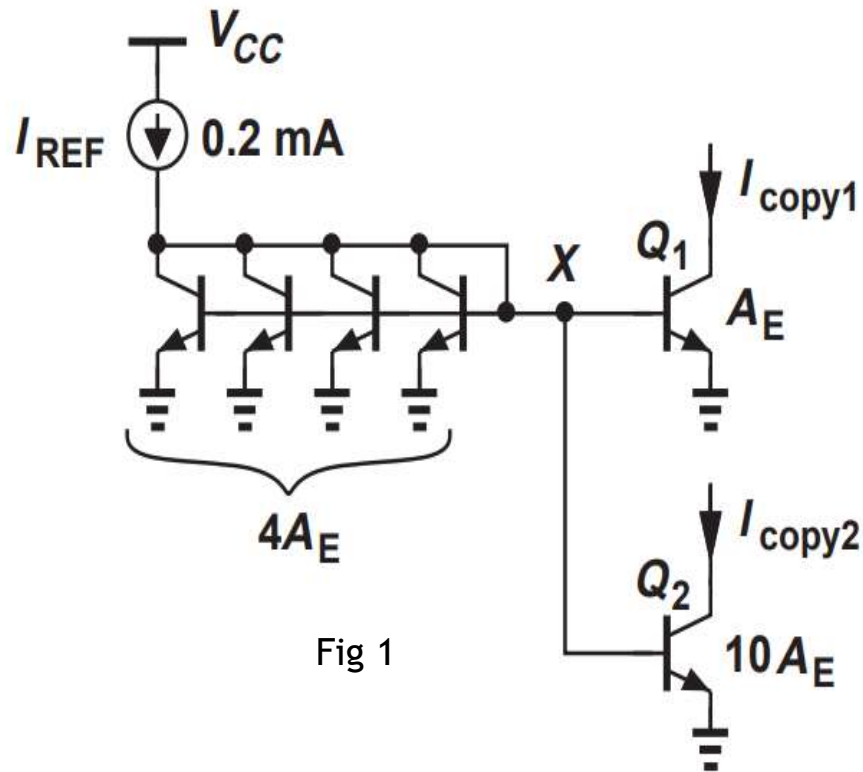
$$I_{réf} = I_c \left(\underbrace{1}_{=1} + \frac{\overset{\varepsilon}{2}}{\beta^2} \right)$$



Quiz 1:

a- Déterminer I_{copy1} et I_{copy2} . (A_E dit transistor élémentaire ou unitaire)

b- Calculer les erreurs dues aux courants de base avec et sans atténuation (Fig. 1 et 2)



Quiz 1:

a- Déterminer I_{copy1} et I_{copy2} . (A_E dit transistor élémentaire ou unitaire)

b- Calculer les erreurs dues aux courants de base avec et sans atténuation (Fig. 1 et 2)

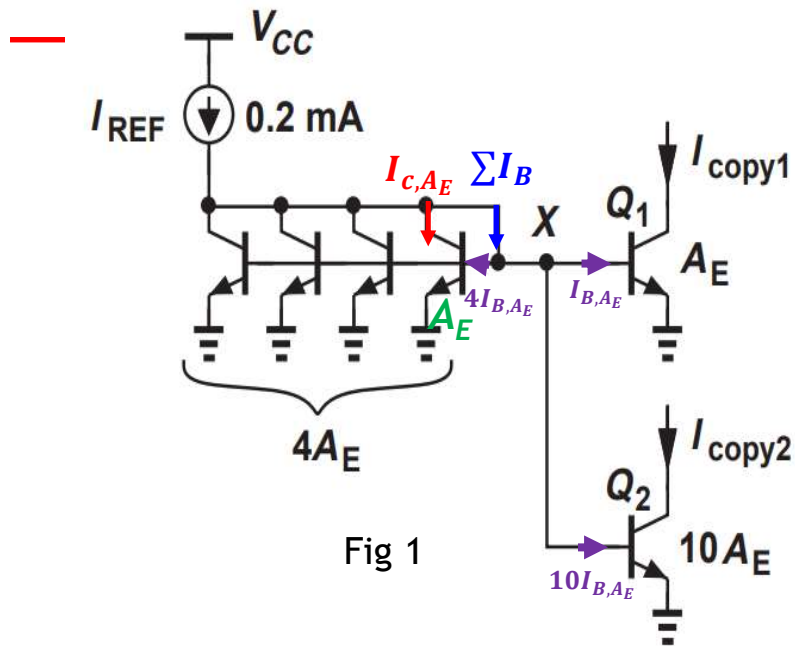


Fig 1

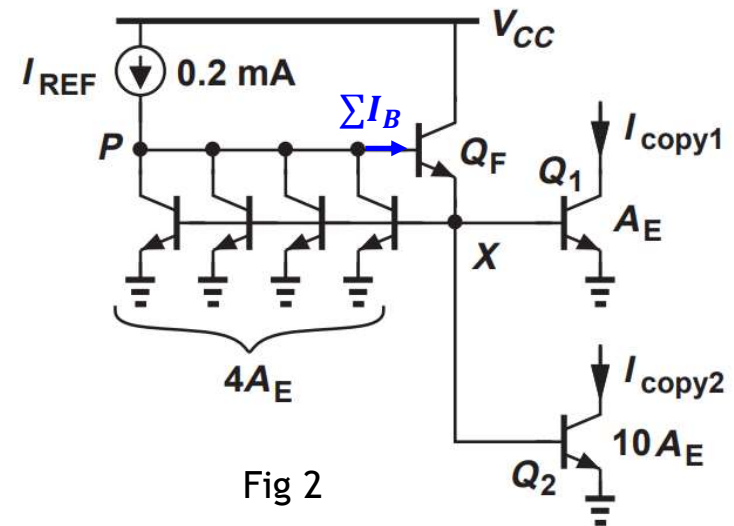


Fig 2

a- Si on néglige $\sum I_B$ on a:

$$I_{c,A_E} = \frac{I_{REF}}{4} = 50\mu A$$

A_{E1} et A_E sont parfaitement appariée et forment un miroir de courant

$$\rightarrow I_{copy1} = I_{c,A_E} = 50\mu A$$

$$\rightarrow I_{copy2} = 10 I_{c,A_E} = 500\mu A$$

b1- Si on tient compte de $\sum I_B$ on a:

$$\sum I_B = 15 I_{B,A_E} = 15 \frac{I_{c,A_E}}{\beta}; I_{c,A_E} = \frac{I_{REF} - \sum I_B}{4} = \frac{I_{REF} - 15 \frac{I_{c,A_E}}{\beta}}{4}$$

$$\rightarrow I_{c,A_E} = \frac{I_{REF}}{4 + \frac{15}{\beta}}$$

$$\rightarrow I_{copy1} = I_{c,A_E} = \frac{I_{REF}}{4 + \frac{15}{\beta}}$$

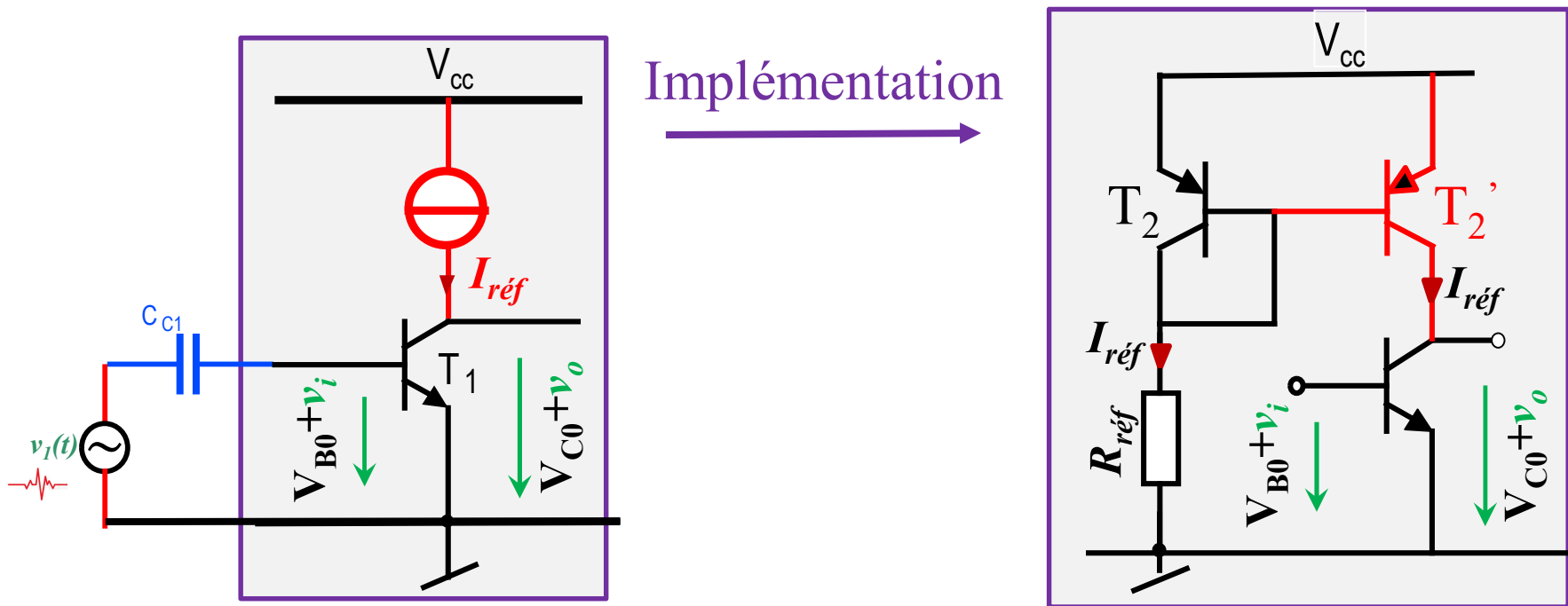
$$\rightarrow I_{copy2} = 10 I_{c,A_E} = 10 \frac{I_{REF}}{4 + \frac{15}{\beta}}$$

b21- Idem mais avec atténuation (grâce à Q_F) on a:

$$\rightarrow \sum I_B = \frac{15 I_{B,A_E}}{\beta} \rightarrow I_{copy1} = I_{c,A_E} = \frac{I_{REF}}{4 + \frac{15}{\beta^2}} = \frac{I_{copy2}}{10}$$

Emetteur commun à charge active (CI)

- En circuits discrets le gain de l'EC ($-g_m R_c$) est limité par le choix de R_c et g_m .
 - L'augmentation de R_c ou g_m limite la dynamique de sortie.
 - Compromis entre Gain et Dynamique de sortie
- En circuits intégrés, on s'affranchit de ce compromis par l'utilisation d'une charge active, c.à.d. d'une source de courant de résistance interne $r_o \sim 1/g_{ce}$ très élevée.

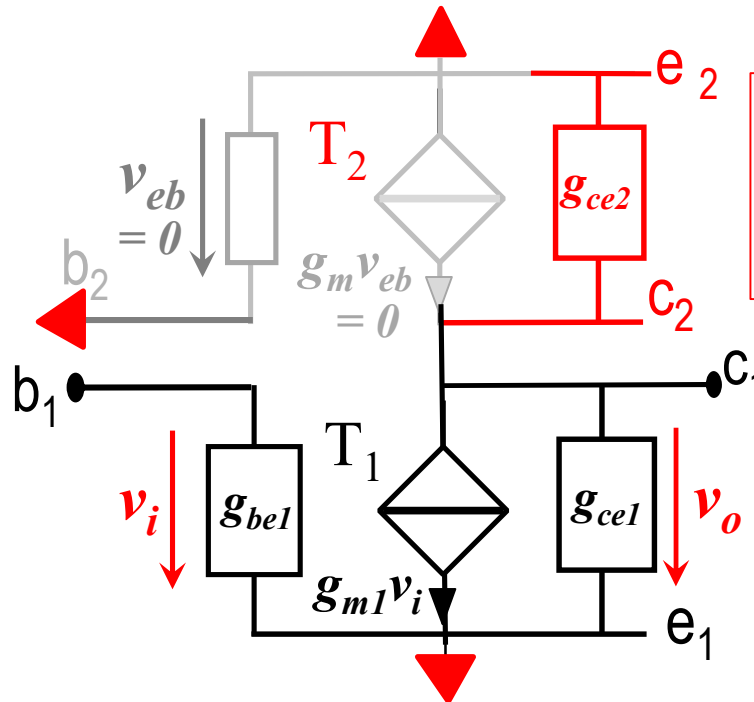
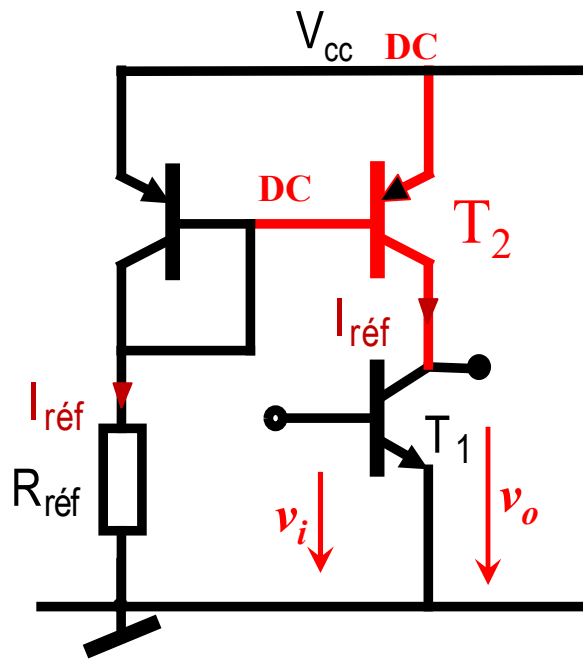


- La Source de courant fixe le pt de fonctionnement (I_{C0} , $V_{B0} = U_T \ln I_{C0} / I_s \approx U_j$).
- Un circuit de polarisation est nécessaire pour fixé V_{C0}

Gain de l'EC à charge active (CIs):

“OTA, Operational transconductance amplifier”

Schémas petit signaux



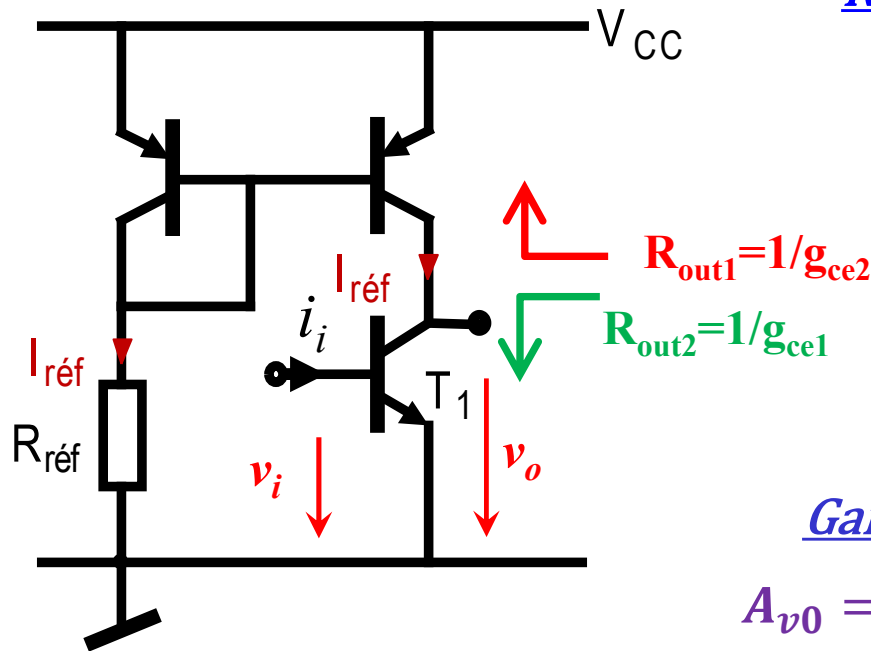
Une source de courant en ac est remplacée par sa seule résistance de sortie ($1/g_{ce2}$)

$$= \frac{-g_{m1} v_i}{g_{ce1} + g_{ce2}}$$

Gain en tension à vide (très élevé)

$$A_{v0} = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L \rightarrow \infty} = -g_{m1} R_{out} = -\frac{g_{m1}}{g_{ce1} + g_{ce2}}$$

Modèle ac de l'EC à charge active (CIs)



Résistance d'entrée (*plutôt Grande*)

$$R_{in} = \left. \frac{v_i}{i_1} \right|_{R_L} = \frac{1}{g_{be1}}$$

Résistance de sortie (*très grande*)

$$R_{out} = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_i=0} = \frac{1}{g_{ce1}} // \frac{1}{g_{ce2}} = \frac{1}{g_{ce1} + g_{ce2}}$$

Gain en tension à vide (*très élevé*)

$$A_{v0} = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L \rightarrow \infty} = -g_{m1} R_{out} = -\frac{g_{m1}}{g_{ce1} + g_{ce2}}$$

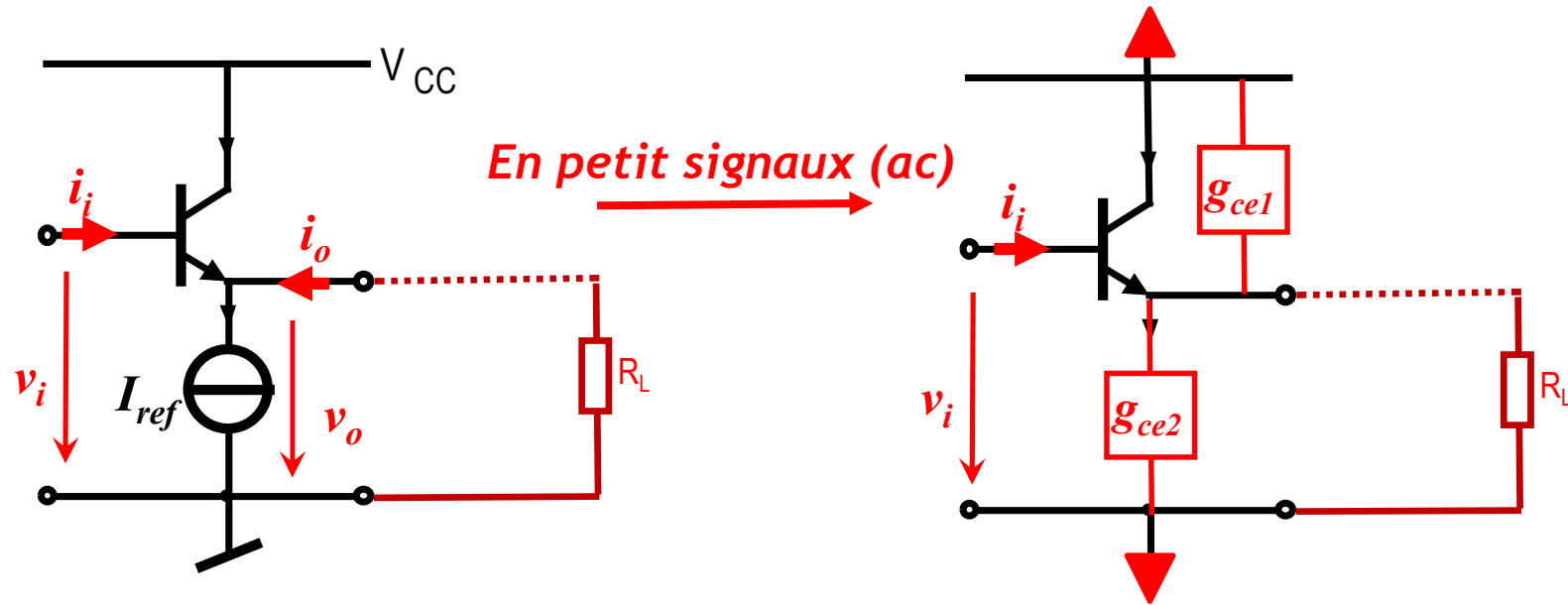


Gain en tension avec la charge (*affaibli par RL*)

$$A_{v0} = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L} = -g_{m1} R_{out} // R_L = -g_{m1} \left(\frac{1}{g_{ce1} + g_{ce2}} // R_L \right)$$

EC~OTA, ne peut pas piloter des charges résistives faibles. Besoin d'un étage de sortie. 🌀

Collecteur commun (ou Emetteur Suiveur) (R_{in})

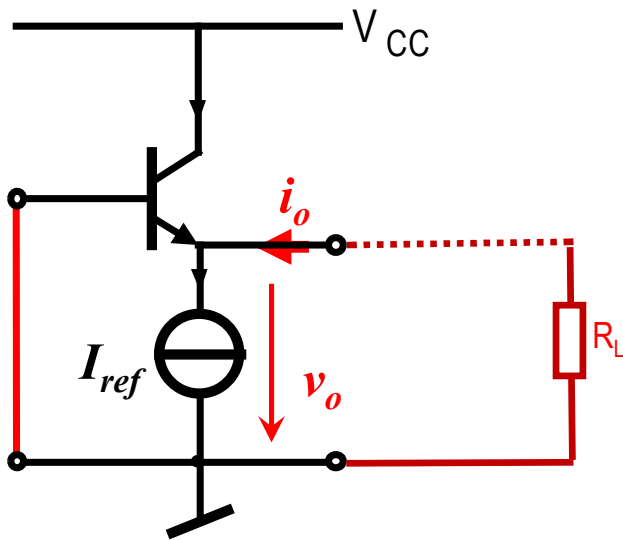


Résistance d'entrée

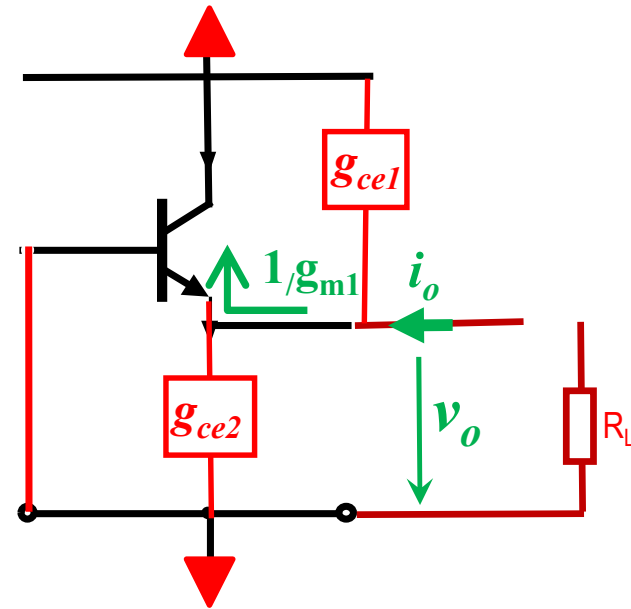
Rq: si on tient compte des g_{ce} , l'émetteur voit $R^* = g_{ce1}^{-1} // g_{ce2}^{-1} // R_L \approx R_L$

$$R_{in} = \left. \frac{v_i}{i_i} \right|_{R_L} \approx \frac{1}{g_{be1}} + \beta R^* \approx \frac{1}{g_{be1}} + \beta R_L \quad (\text{très Grande}) \quad \text{👍}$$

Collecteur commun (ou Emetteur Suiveur) (R_{out})



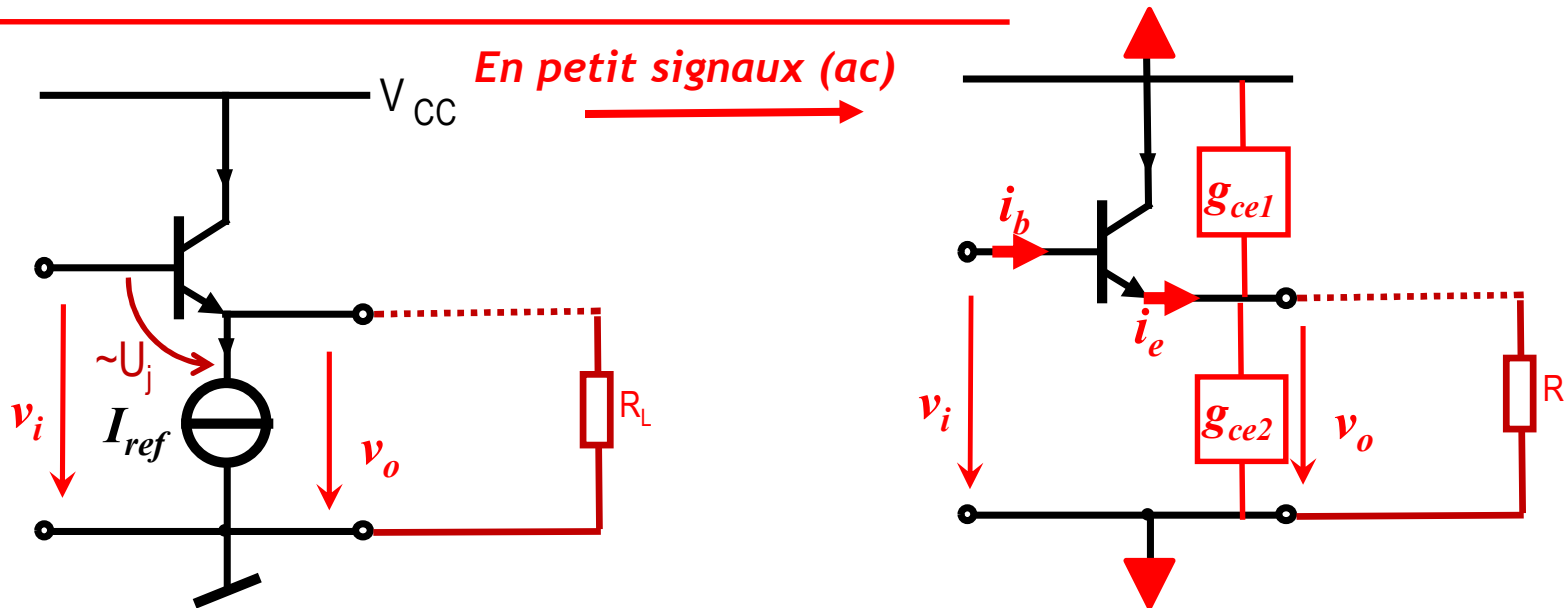
Résistance de sortie



En petit signaux (ac)

$$R_{out} = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_i=0} = \left(\frac{1}{g_{m1}} \right) // \frac{1}{g_{ce1}} // \frac{1}{g_{ce2}} \approx \frac{1}{g_{m1}} \quad (\text{faible}) \quad \text{👍}$$

Collecteur commun (ou Emetteur Suiveur) (A_v)



Gain en tension avec la charge (suiveur)

$$A_{v0} = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L} = \frac{i_e \left(R_L // \frac{1}{g_{ce1}} // \frac{1}{g_{ce2}} \right)}{i_b \left(\frac{1}{g_{be1}} + \beta \left(R_L // \frac{1}{g_{ce1}} // \frac{1}{g_{ce2}} \right) \right)} \approx \frac{\beta R_L}{\left(\frac{1}{g_{be1}} + \beta R_L \right)} \approx \frac{g_{m1} R_L}{1 + g_{m1} R_L} \approx 1$$

(si $R_L \gg \frac{1}{g_{m1}}$)

- La résistance d'entrée grande et la résistance de sortie faible font du CC un très bon étage tampon (buffer) entre un EC et sa charge. ⚡
- Consommation statique élevée à cause de la source de courant. ⚡