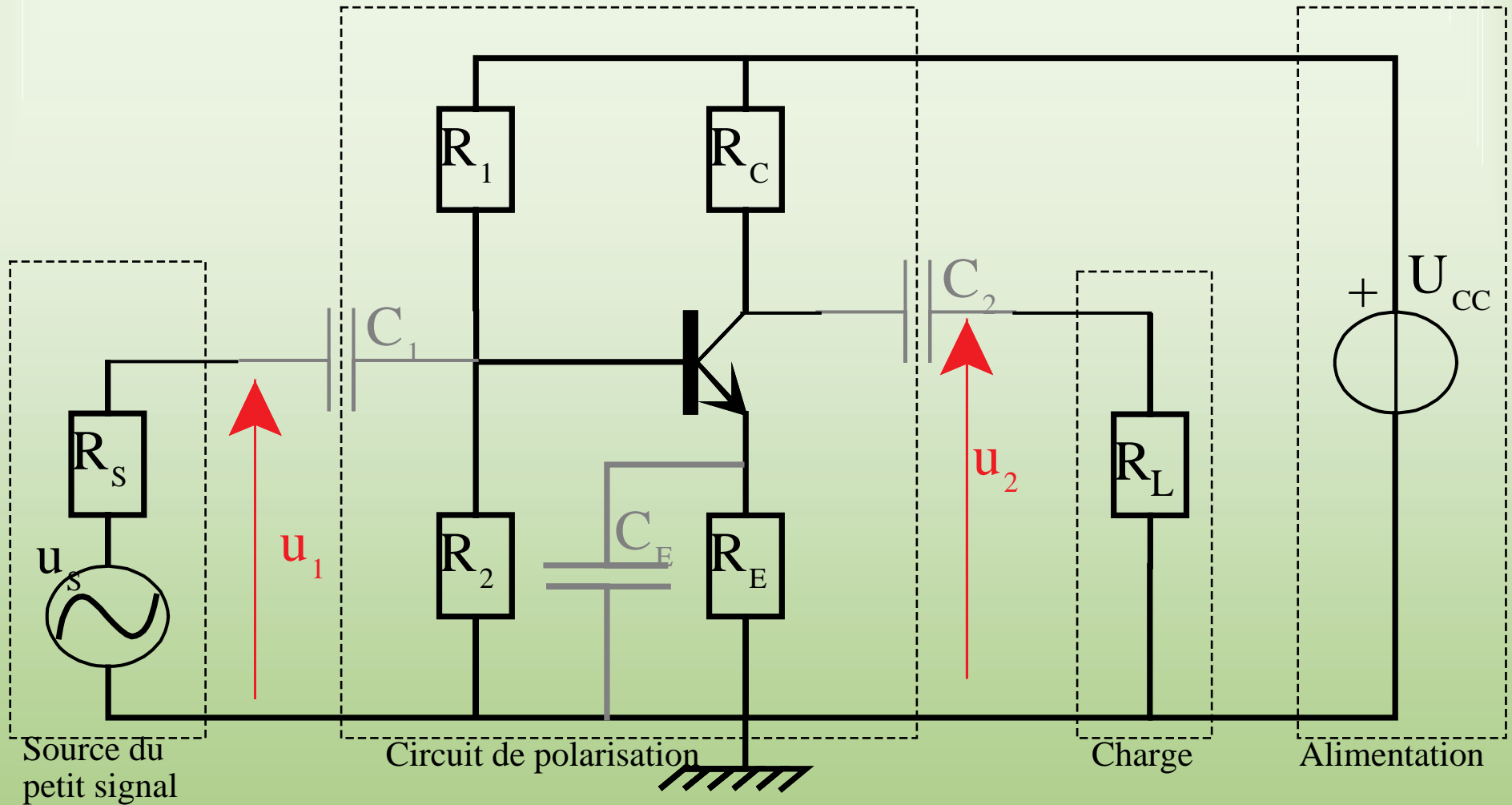


5ème leçon : L'amplification à transistors, l'analyse petits signaux

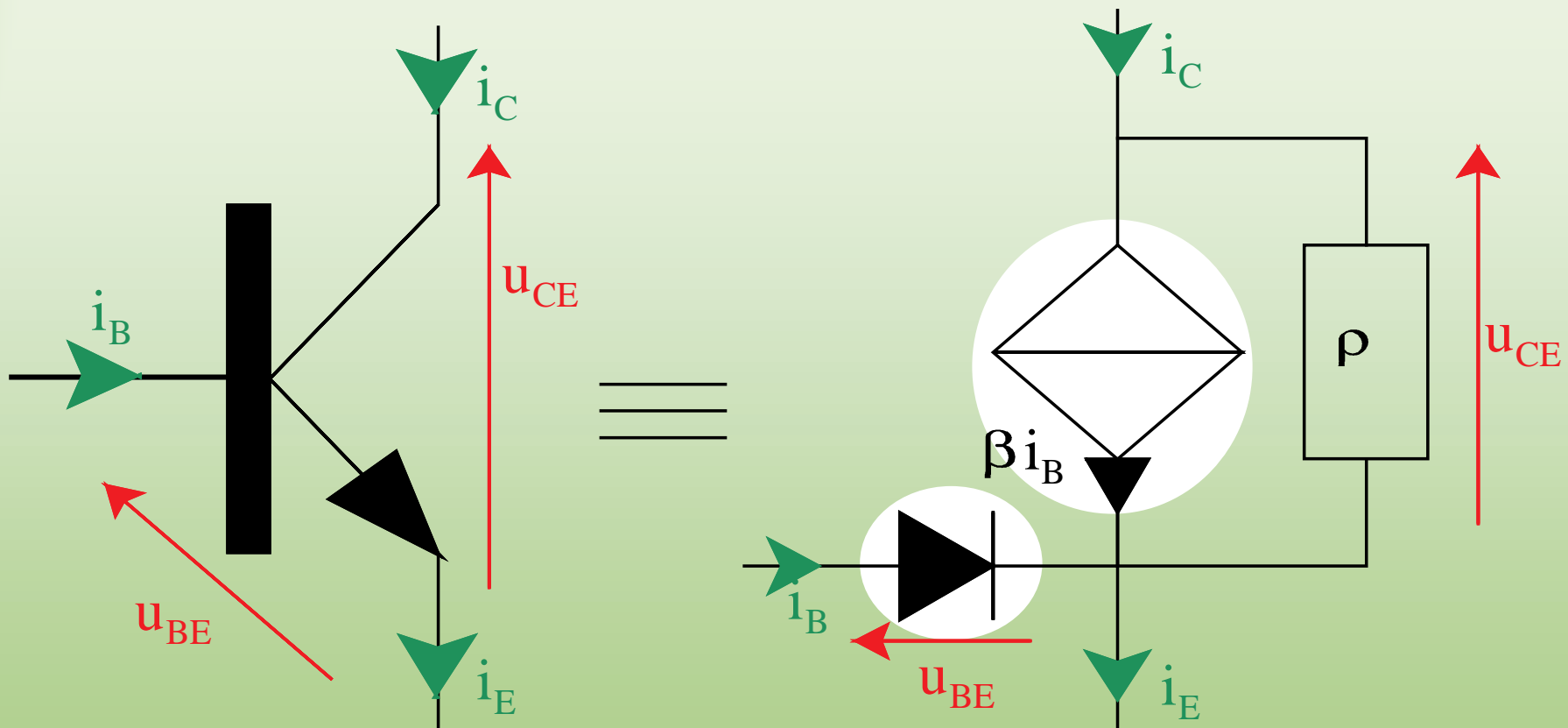
- **I. Séparation polarisation / petits signaux**
- **II. Le bipolaire en petits signaux**
 - Schéma équivalent en petits signaux
 - Paramètres hybrides
- **III. Fonctions élémentaires à bipolaires**
 - Montages en classe A
 - Darlington
 - Classe B
 - Miroir de courant
 - Paires différentielle
 - Amplificateur opérationnel

Séparer le continu des petits signaux



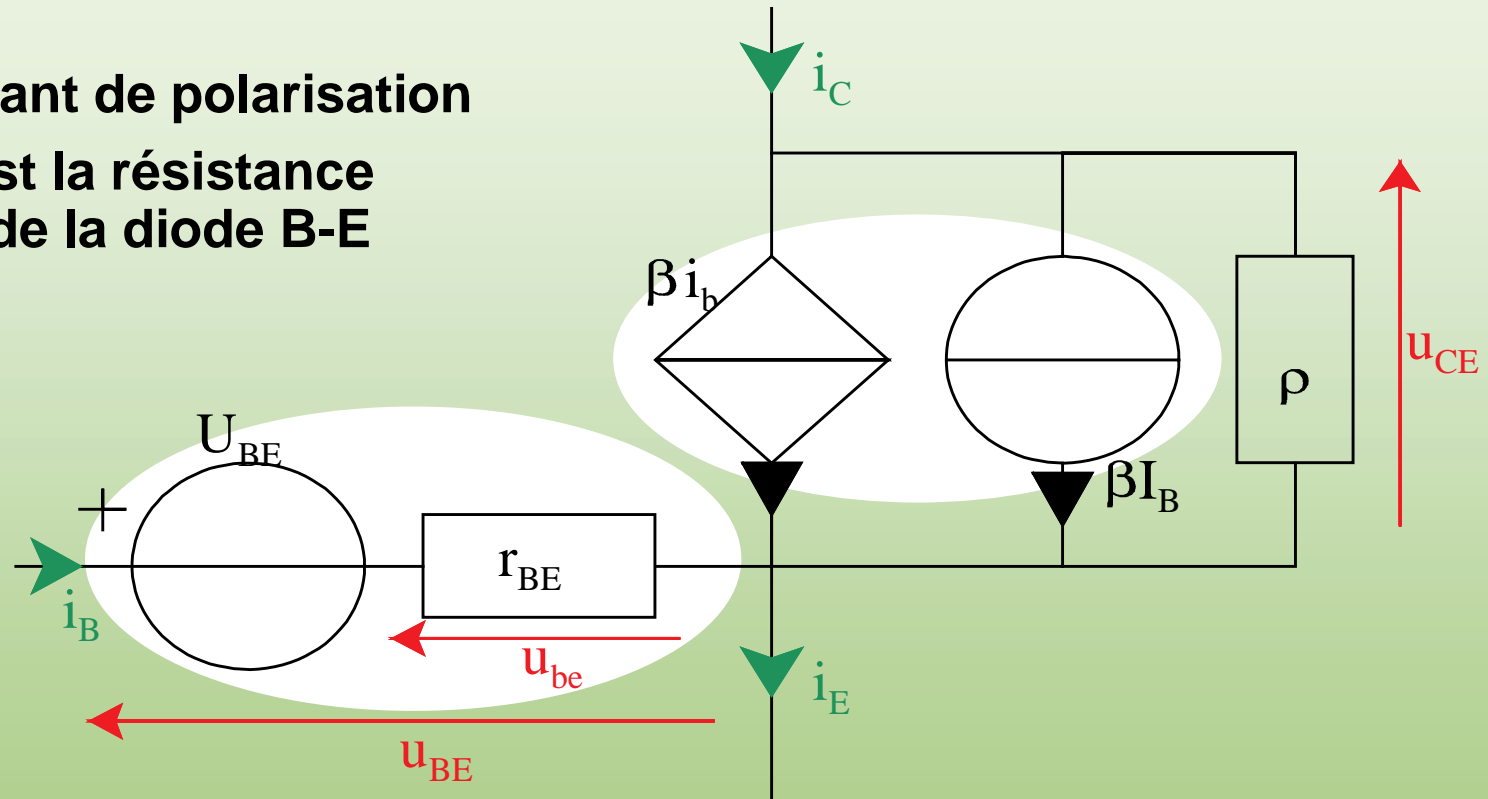
Rappel : modèle du bipolaire

- Une diode et un générateur de courant quasiment parfait



Une fois le bipolaire polarisé, il est possible de séparer le continu des petits signaux

- $U_{BE} = U_{BE} + u_{be}$,
avec $U_{BE} \sim U_{D0} = 0.6 \text{ V}$, tension de seuil d'une diode
- $i_C = I_C + i_c$,
avec I_C courant de polarisation
- $r_{be} = U_T/I_B$ est la résistance dynamique de la diode B-E

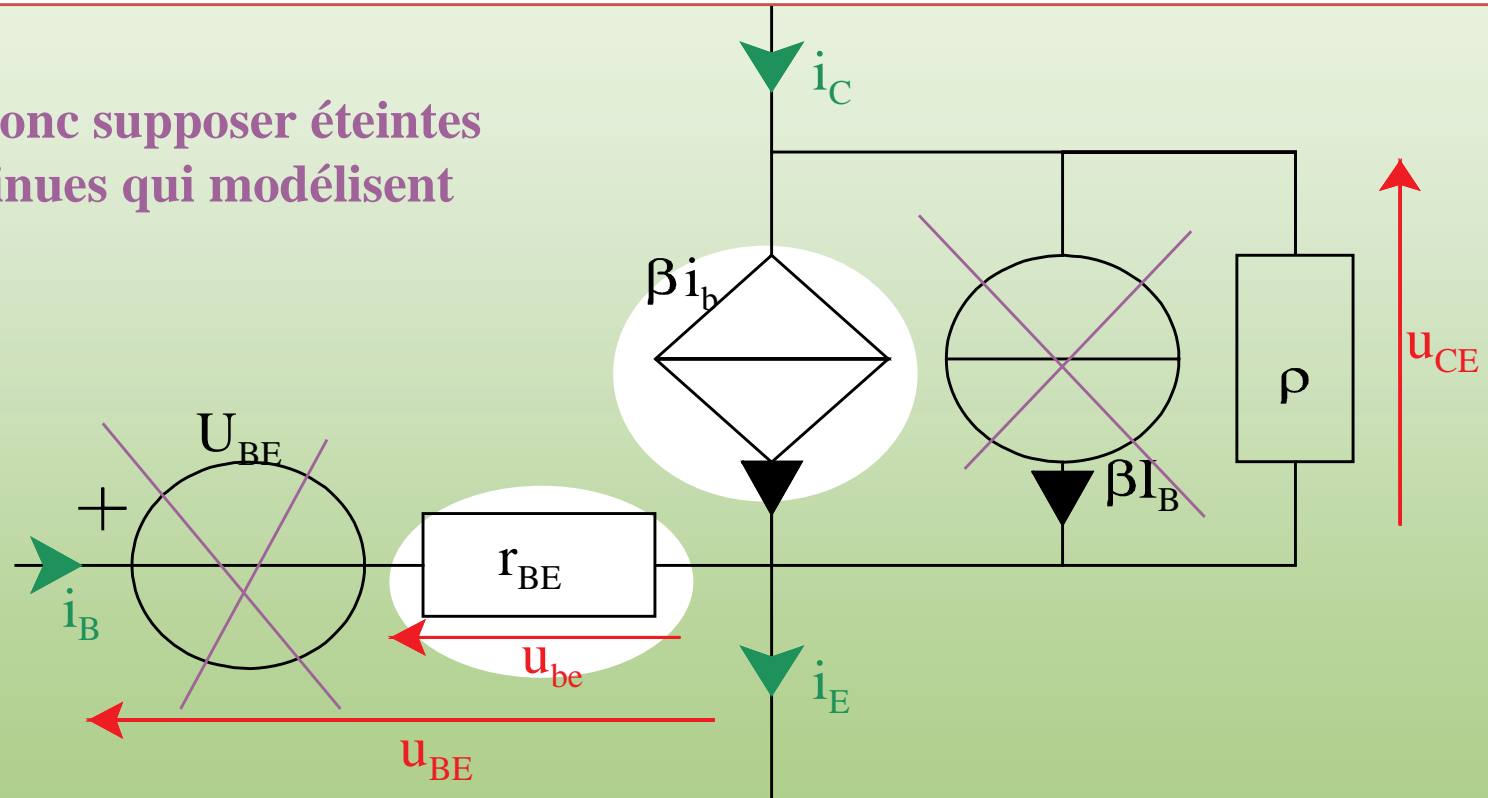


Le principe de superposition permet de traiter les petits signaux seuls

Rappel:

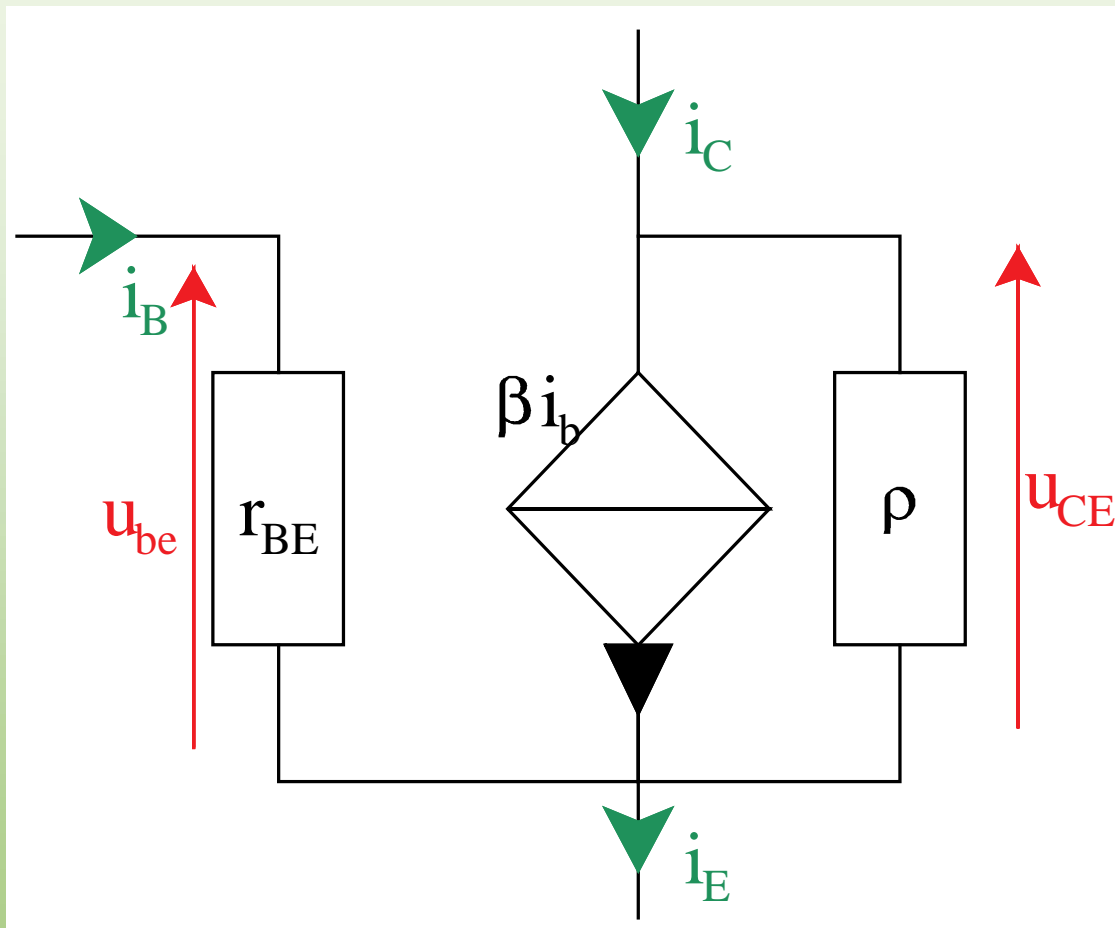
- La somme des courants dans une branche d'un réseau linéaire est la somme des courants imposés (dans cette branche) par chaque source du circuit, supposée seule active.

Nous pouvons donc supposer éteintes les sources continues qui modélisent la polarisation



Le transistor bipolaire en petits signaux

- r_{be} : résistance dynamique de la diode B-E passante.



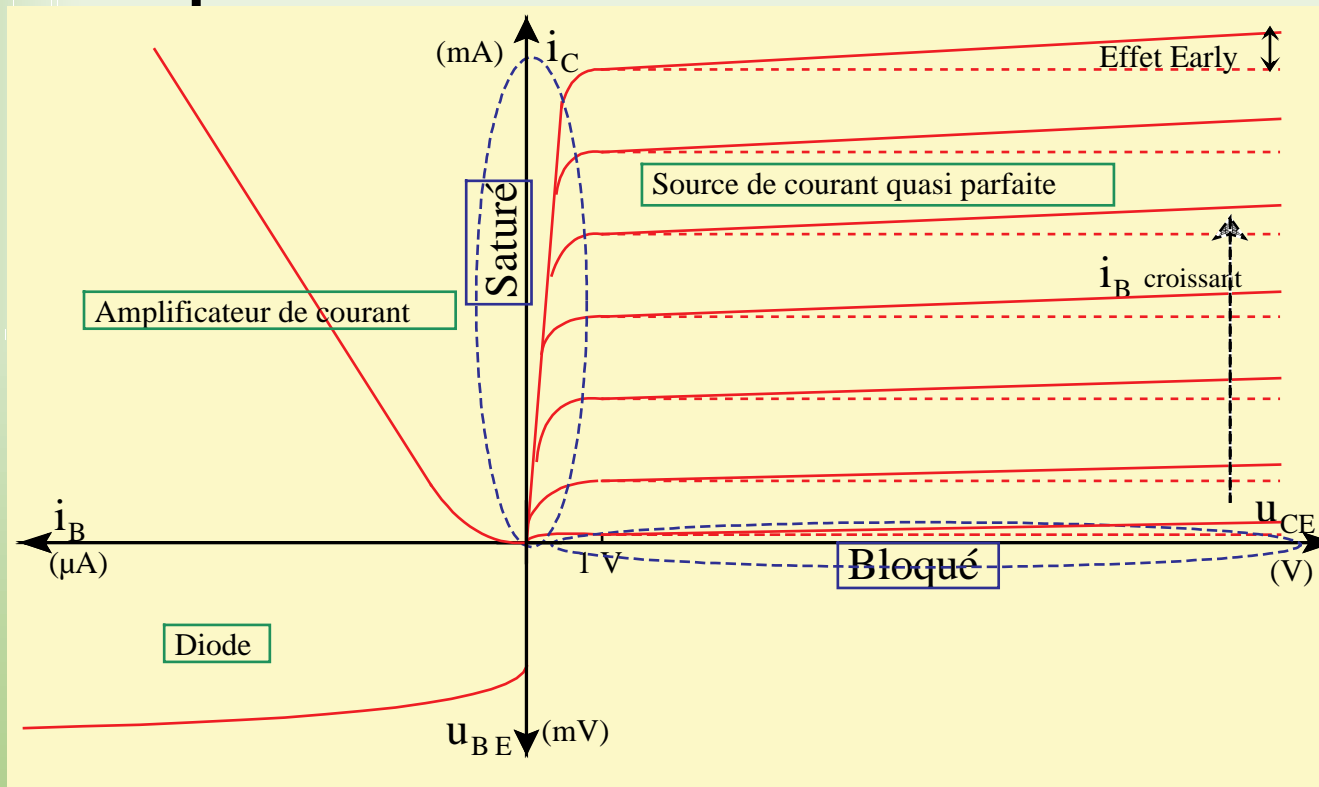
la transconductance g_m
est aussi utilisée :

$$i_c = g_m u_{be} = \beta i_b$$

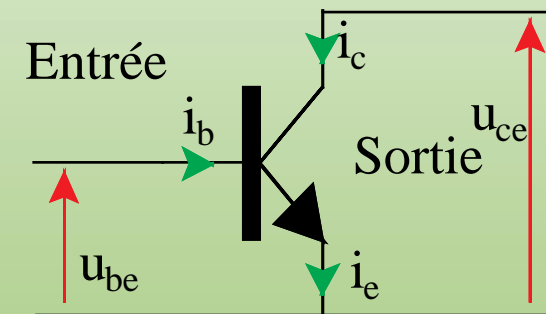
$$\text{soit } g_m = \frac{\beta}{r_{be}}$$

Modèle mathématique du transistor bipolaire en petits signaux

- Le réseau des caractéristiques correspond à un système d'équations



$$\begin{cases} u_{BE} = f(i_B, u_{CE}) \\ i_C = f(i_B, u_{CE}) \end{cases}$$



Etape 1 : différentiation

Etape 2 : identification

- L'établissement des différentielles est un jeu d'écriture

$$\left\{ \begin{array}{l} d u_{BE} = \left(\frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} \right) d i_B + \left(\frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}} \right) d u_{CE} \\ d i_C = \left(\frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right) d i_B + \left(\frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} \right) d u_{CE} \end{array} \right.$$

Originellement
(Leibnitz, Descartes), le
calcul différentiel a
commencé comme
"Calcul Infinitésimal".

Nous identifions chaque différentielle à une petite variation autour d'une valeur moyenne

En électronique chaque différentielle correspond à un petit signal autour d'un point de repos

$$d u_{BE} = u_{be}$$

$$d i_B = i_b$$

$$d i_C = i_c$$

$$d u_{CE} = u_{ce}$$

Etape 3 : Matrice Hybride

- Appelée ainsi parce qu'elle mélange variables d'entrée et de sortie

$$\begin{cases} u_{be} = \left(\frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} \right) i_b + \left(\frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}} \right) u_{ce} \\ i_c = \left(\frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right) i_b + \left(\frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} \right) u_{ce} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{pmatrix} u_{be} \\ i_c \end{pmatrix} = [h] \begin{pmatrix} i_b \\ u_{ce} \end{pmatrix}$$

Soit :

$$u_{be} = h_{11} i_b + h_{12} u_{ce}$$

$$i_c = h_{21} i_b + h_{22} u_{ce}$$

Les paramètres hybrides

- Chaque élément de la matrice se déduit de sa place dans le système.

$$u_{be} = h_{11} i_b + h_{12} u_{ce}$$

$$i_c = h_{21} i_b + h_{22} u_{ce}$$

Résistance dynamique de la diode B-E

$$h_{11} = r_{be} = \frac{U_T}{I_B} \left(\frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} \right)_{u_{CE} = \text{cte}} \quad (u_{ce} = 0)$$

Rétroaction en tension : négligeable

$$h_{12} = \left(\frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}} \right) \sim 10^{-4}$$

Gain en courant

$$\beta \sim h_{21} = \left(\frac{\partial i_c}{\partial i_B} \right)$$

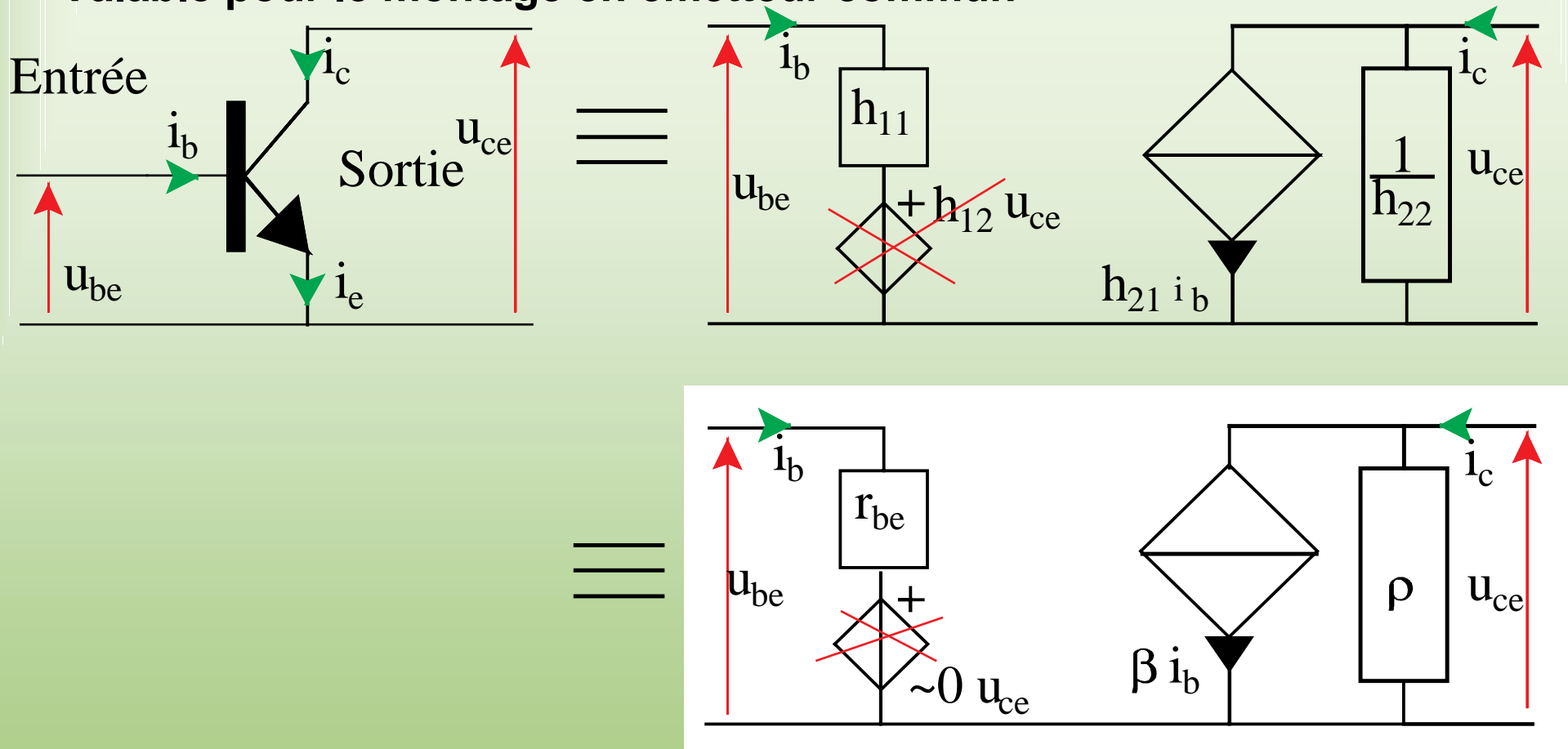
(Implicite)

Conductance de sortie : Effet Early

$$h_{22} = \left(\frac{\partial i_c}{\partial u_{CE}} \right) = \frac{1}{\rho}$$

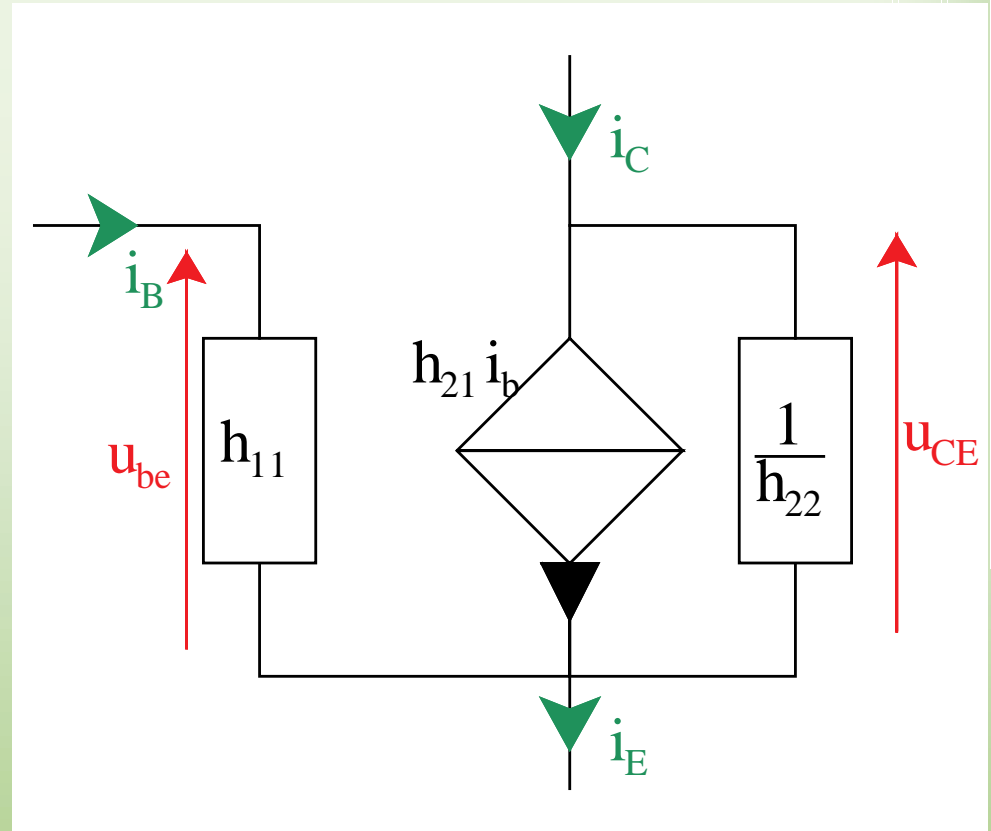
Schéma équivalent hybride

- Valable pour le montage en émetteur commun



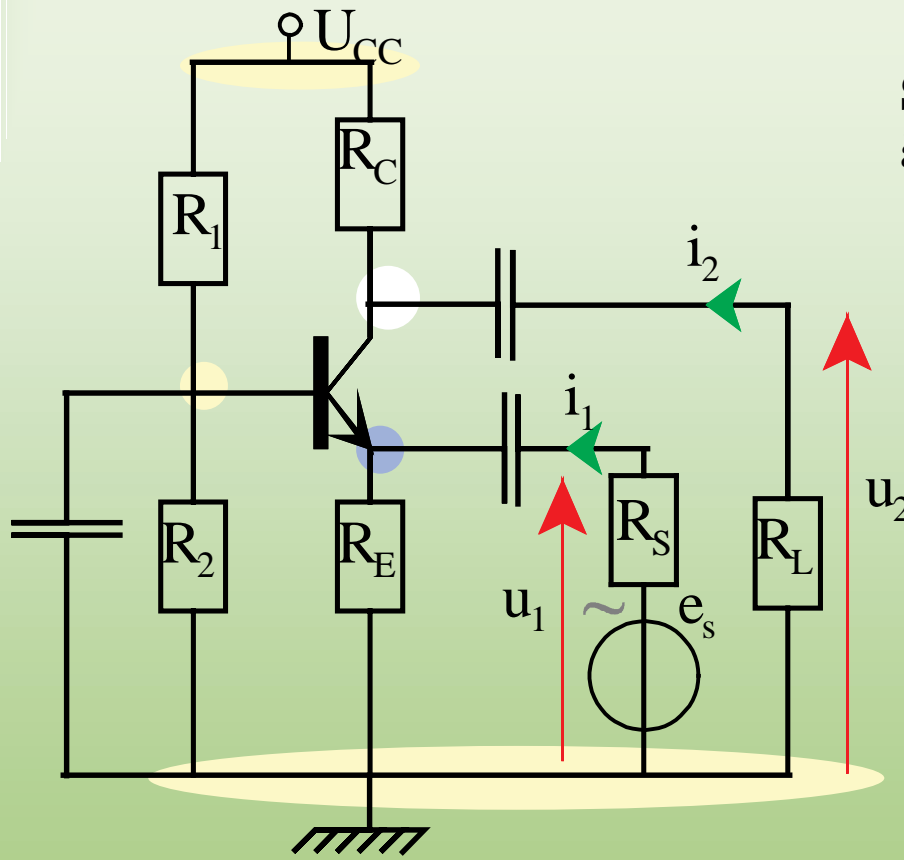
Tracé du schéma équivalent d'un montage à transistors : Méthode

- Remplacer chaque transistor par son schéma équivalent
- Remplacer chaque source de tension continue par un court-circuit et chaque source de courant continu par un circuit ouvert
- Vérifier que chaque noeud est toujours lié aux mêmes composants

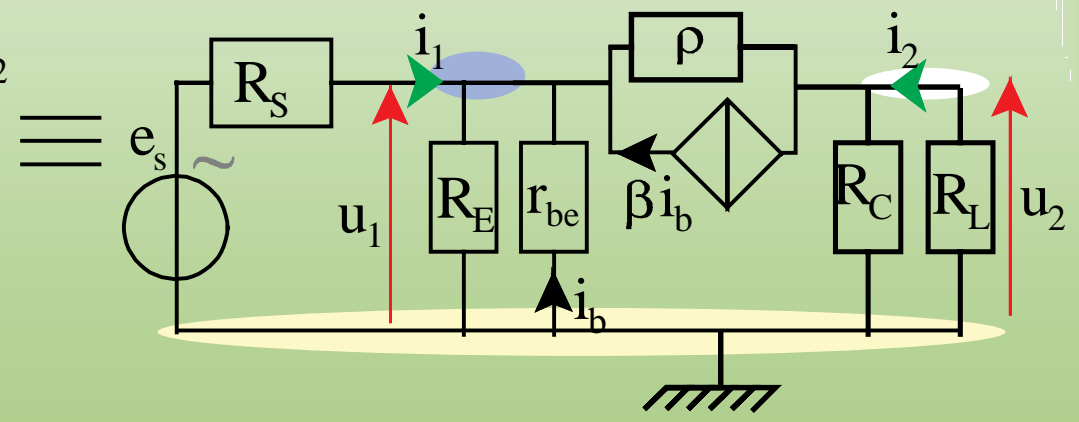


Exemple de tracé d'un schéma équivalent

- Cas d'un montage base commune :



Surveiller chaque noeud et ses branches à chaque nouveau schéma tracé



Quelques fonctions élémentaires à base de transistors bipolaires

- **Amplificateurs en classe A**
 - Paramètres caractéristiques des montages les plus courants
- **Darlington ou super-transistor**
- **Amplificateurs en classe B**
- **Miroir de courant**
- **Paire différentielle**
- **Amplificateur opérationnel**
 - Définition de l'électronique "fonctionnelle"

Amplificateurs en classe A

- Fonctionnent autour d'un point de repos où le(s) transistor est passant => Consommement de l'énergie au repos
- Le point de repos est optimal à mi-chemin du blocage ($i_c = 0$) et de la saturation ($u_{CE} \sim 0$), ce qui permet la plus grande dynamique de sortie

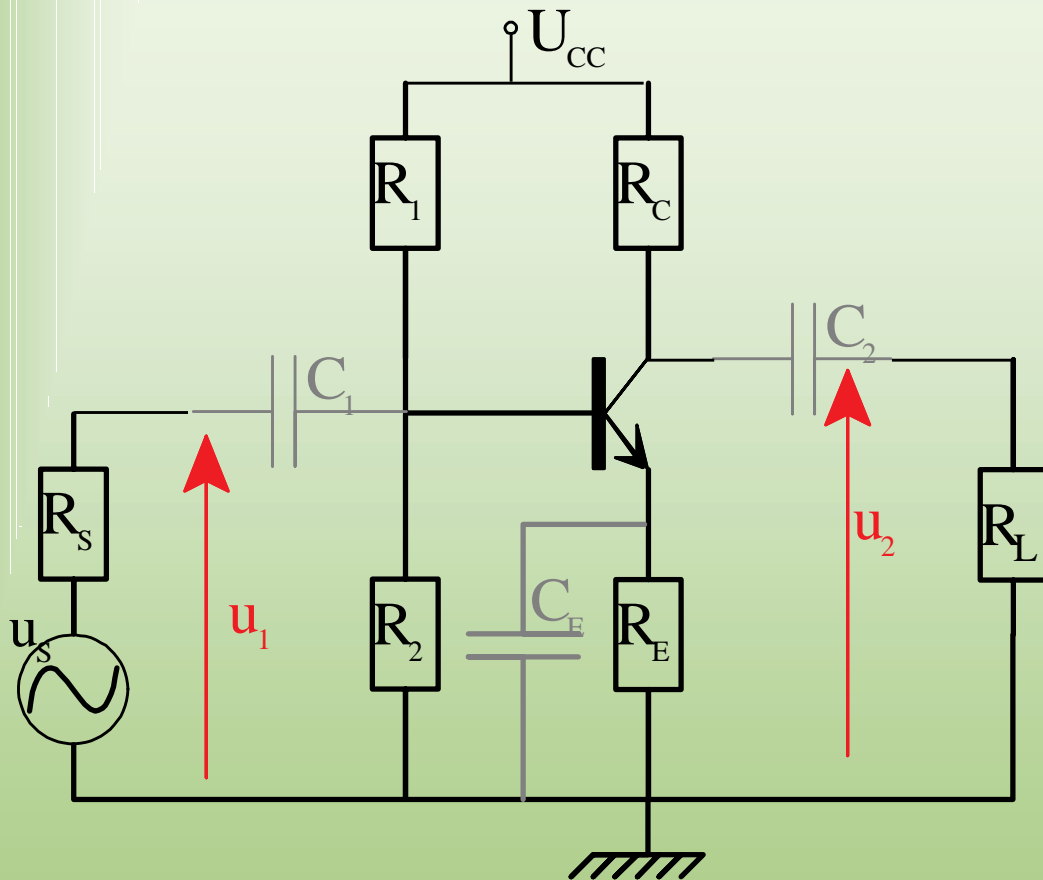
(Dynamique : rapport entre le signal le plus grand et le signal le plus petit)

- Le rendement P_u/P_a est mauvais : $P_u/P_a < 25 \%$

Remarque : Les impédances d'entrée et de sortie Z_1 et Z_2 sont vues en deçà des résistances de polarisation. Les impédances complètes sont notées Z'_1 et Z'_2 .

Propriétés de l'émetteur commun

- Forts gains en tension et en courant, impédances regrettables



Grande amplification de courant :

$$A_i = h_{21} \quad \sim 50 \text{ à } 250$$

Petite impédance d'entrée :

$$Z_1 = h_{11} = r_{be} \quad \sim 100 \text{ à } 1000 \quad \Omega$$

Forte amplification en tension :

$$A_u = \frac{-h_{21} R_C}{(h_{11} + R_s)}$$

Enorme impédance de sortie :

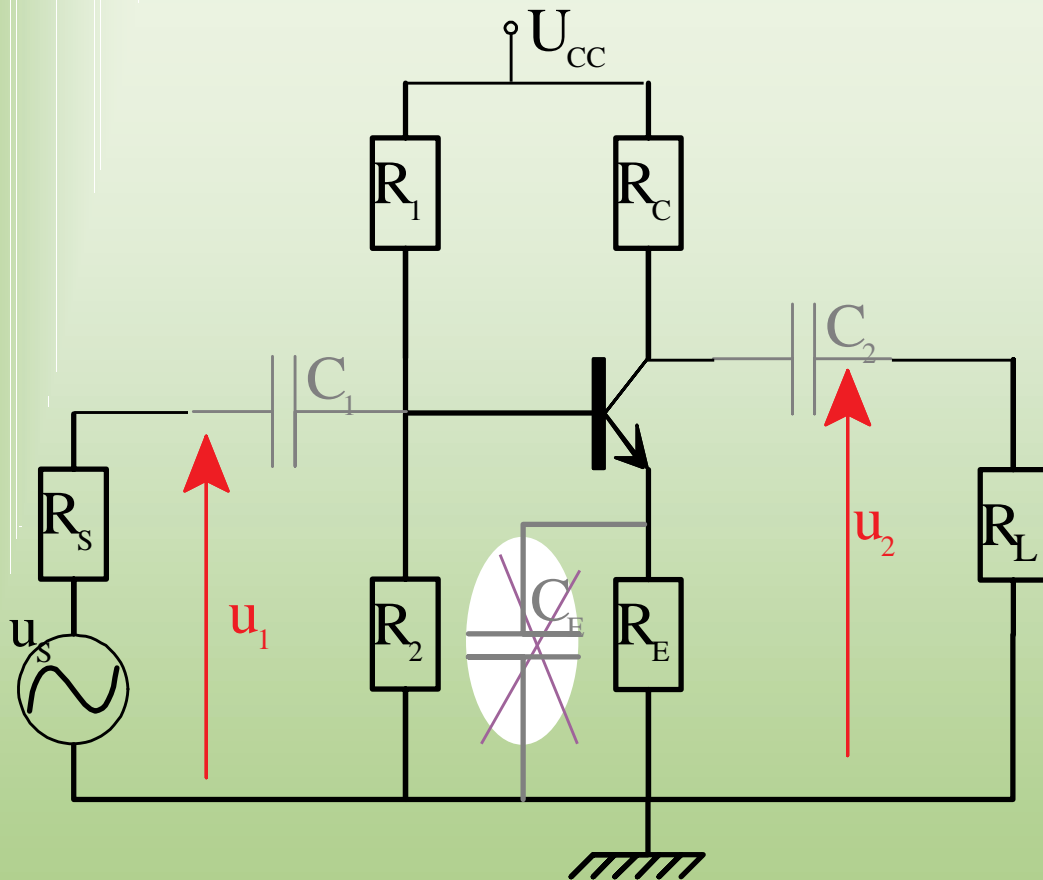
$$Z_2 = 1/h_{22} \sim \infty$$

Impédance sortie effective :

$$Z'_2 = R_C$$

Emetteur commun découplé

- Forts gains en tension et en courant, impédance d'entrée ajustable :



Grande amplification de courant :

$$A_i = h_{21}$$

Grande impédance d'entrée :

$$Z_1 = h_{11} + (h_{21} + 1)R_E$$

Forte amplification en tension :

$$A_u = \frac{-h_{21} R_C}{(Z_1 + R_s)}$$

Enorme impédance de sortie :

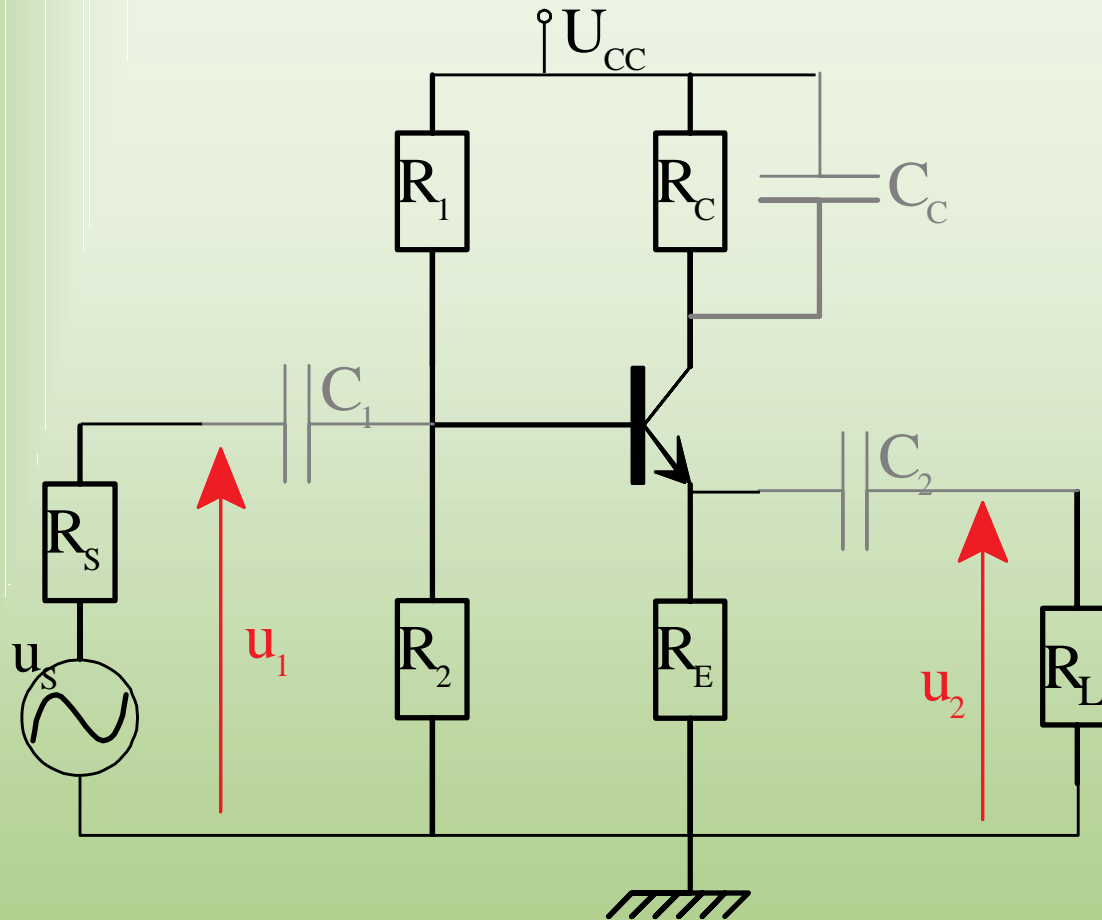
$$Z_2 = 1/h_{22} \sim \infty$$

Impédance sortie effective :

$$Z'_2 = R_C$$

Propriétés du collecteur commun

- Montage suiveur de tension quasi idéal :



Grande amplification de courant :

$$A_i = -(h_{21} + 1)$$

Grande impédance d'entrée :

$$Z_1 = h_{11} + (h_{21} + 1)R_E$$

Amplification en tension ~ 1 :

$$A_u = \frac{(h_{21} + 1)R_E}{(Z_1 + R_s)} < 1$$

Petite impédance de sortie :

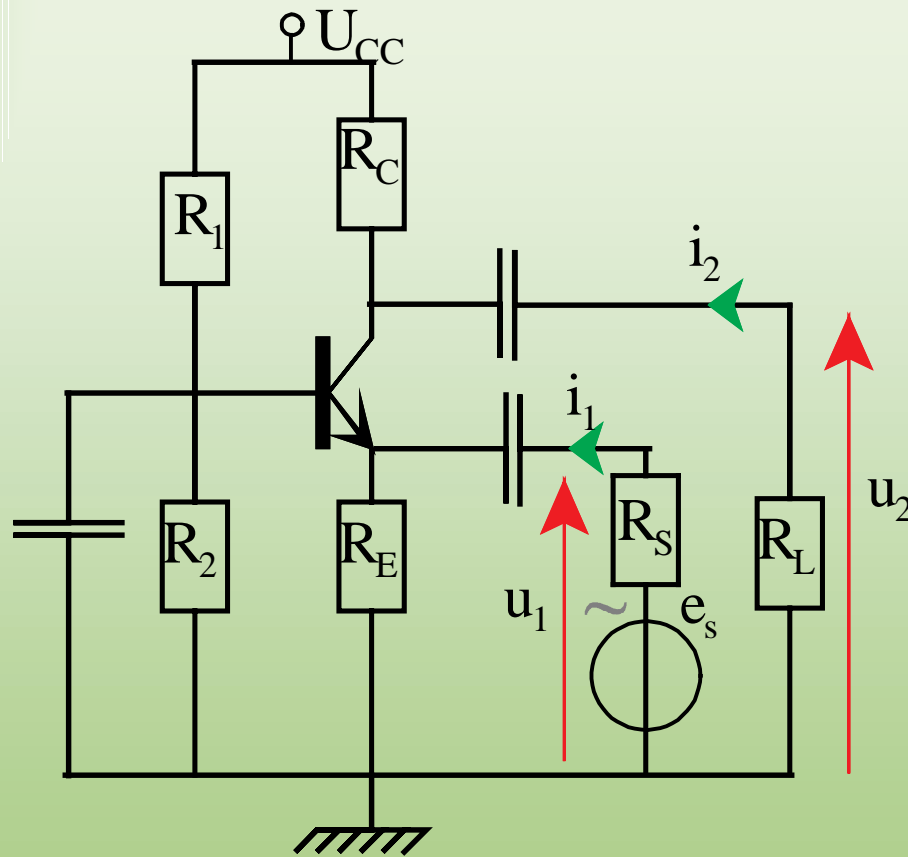
$$Z_2 = \frac{(h_{11} + R_s)}{(h_{21} + 1)}$$

Impédance sortie effective :

$$Z'_2 = R_E // Z_2$$

Propriétés de la base commune

- **Grand gain en tension, impédances regrettables :**



Amplification de courant ~ 1 :

$$A_i = \frac{-h_{21}}{(h_{21} + 1)} < 1$$

Petite impédance d'entrée :

$$Z_1 = h_{11}/(h_{21} + 1) \sim 1/g_m$$

Forte amplification en tension :

$$A_u = \frac{-A_i R_C}{(Z_1 + R_s)}$$

Enorme impédance de sortie :

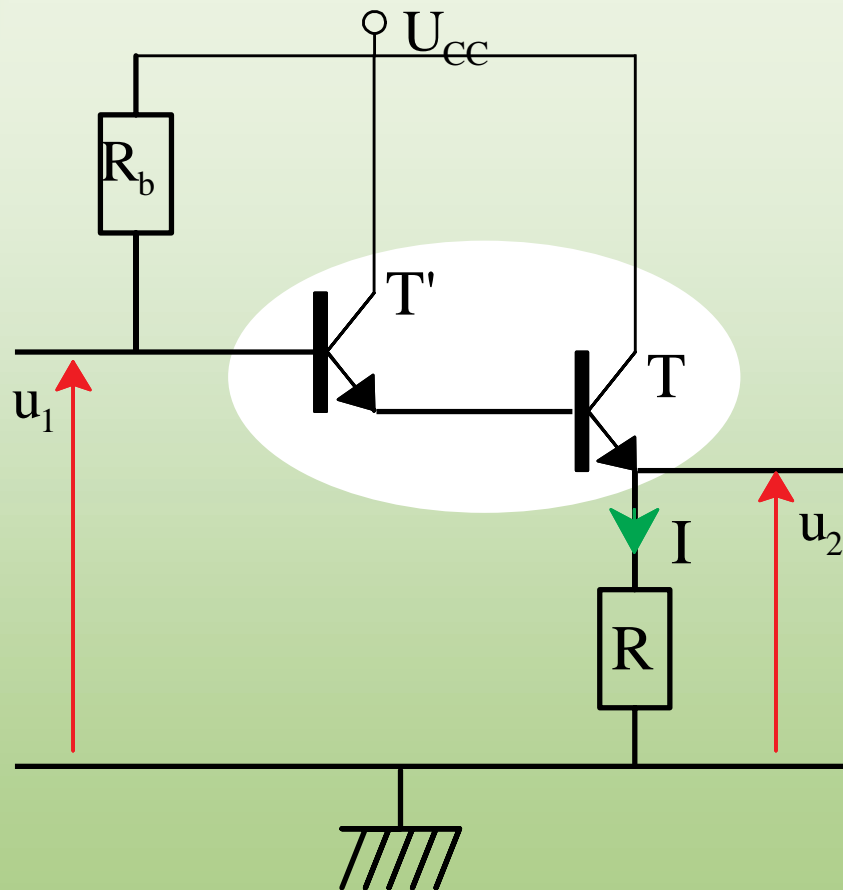
$$Z_2 \sim \infty$$

Impédance sortie effective :

$$Z'_2 = R_C$$

Le Darlington, ou super transistor

- Se comporte comme un collecteur commun avec un gain en courant énorme.



L'amplification en courant totale est le produit des deux β

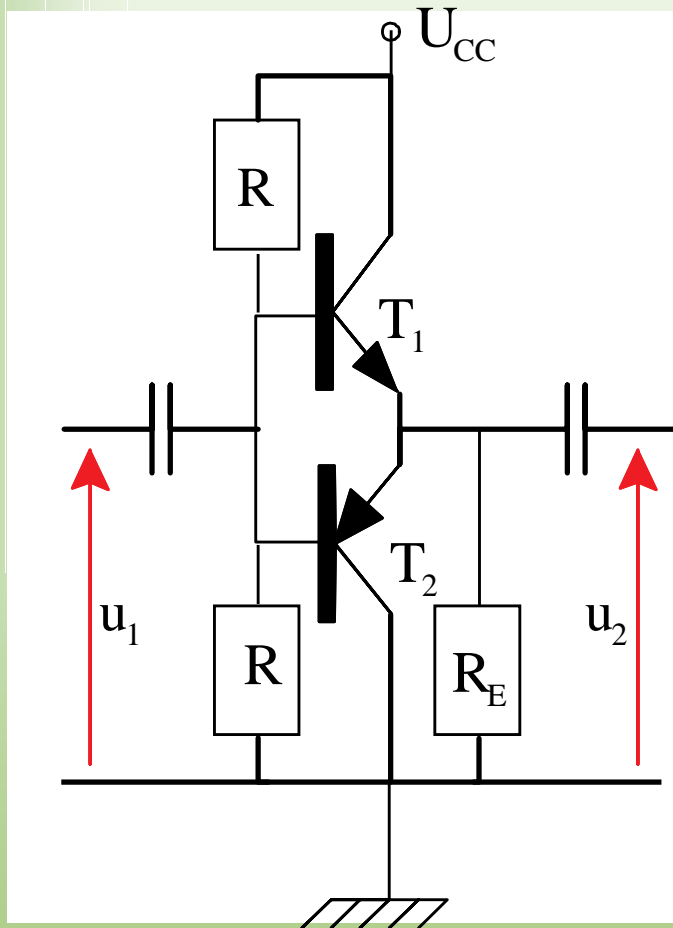
$$I_C = (\beta + 1)(\beta + 1)I_B$$

Le gain total en courant i_c/i_b peut varier de 2500 à 60000

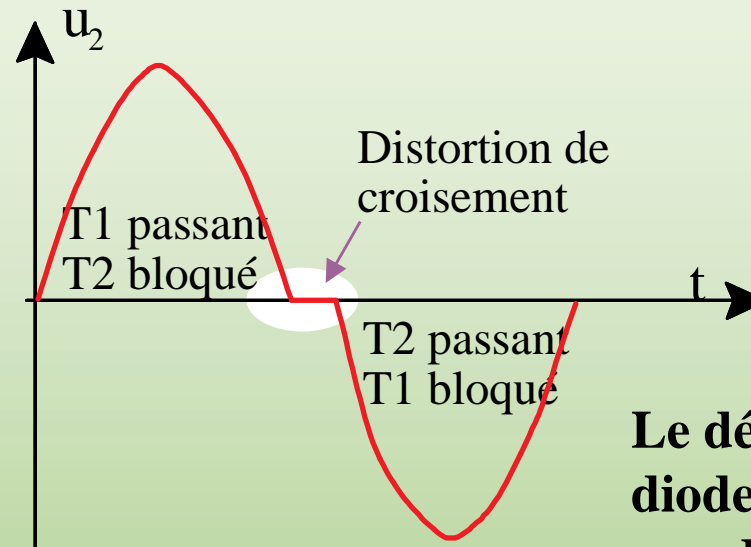
Ce montage est étudié en TD.

Les amplificateurs de classe B

- Le point de repos du système est à $I_C = 0$,
donc la consommation au repos est quasiment nulle

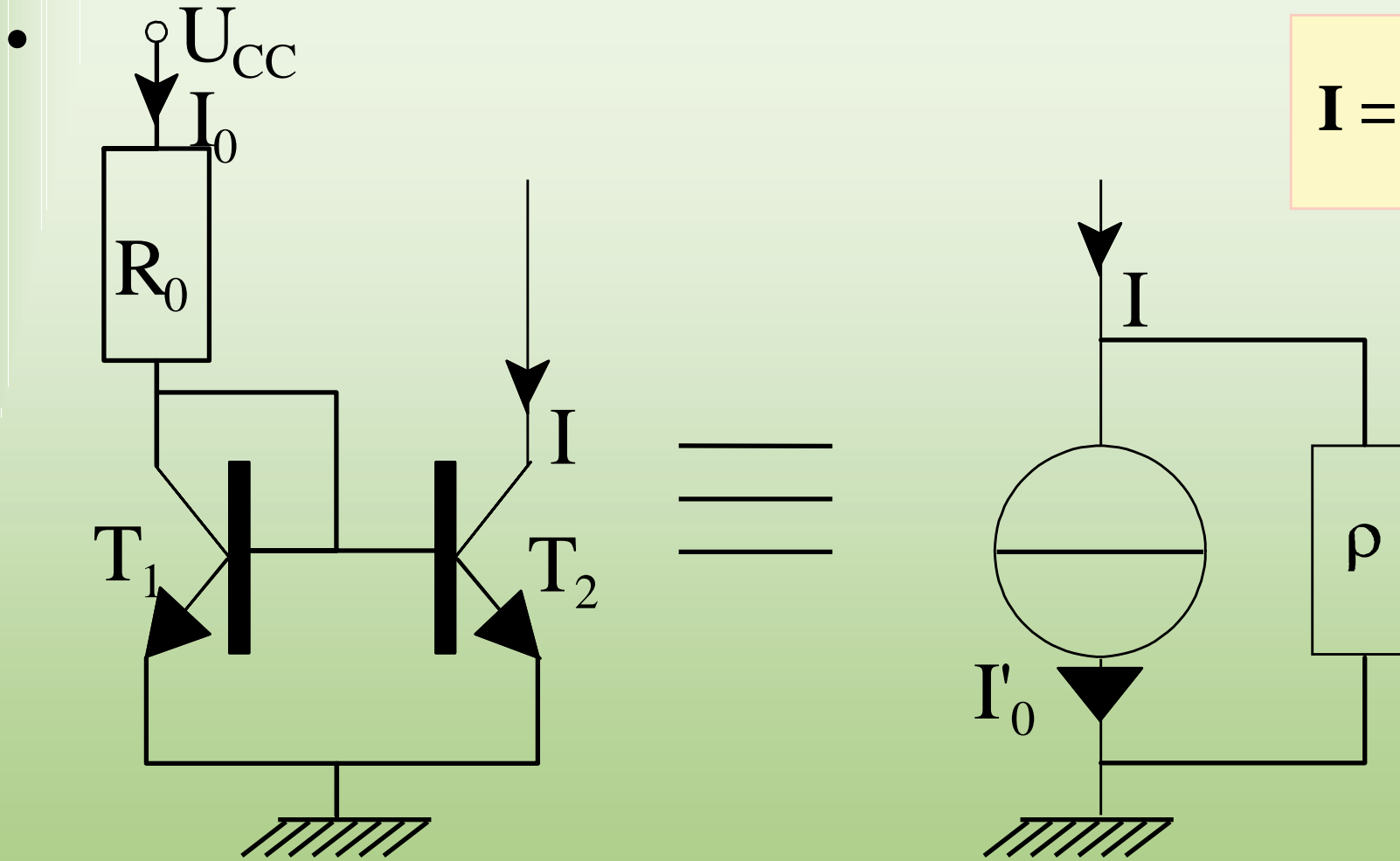


Rendement optimal : 78 %



Le débloqué des diodes B-E produit une distortion au passage par zéro. Il est possible de compenser cet effet.

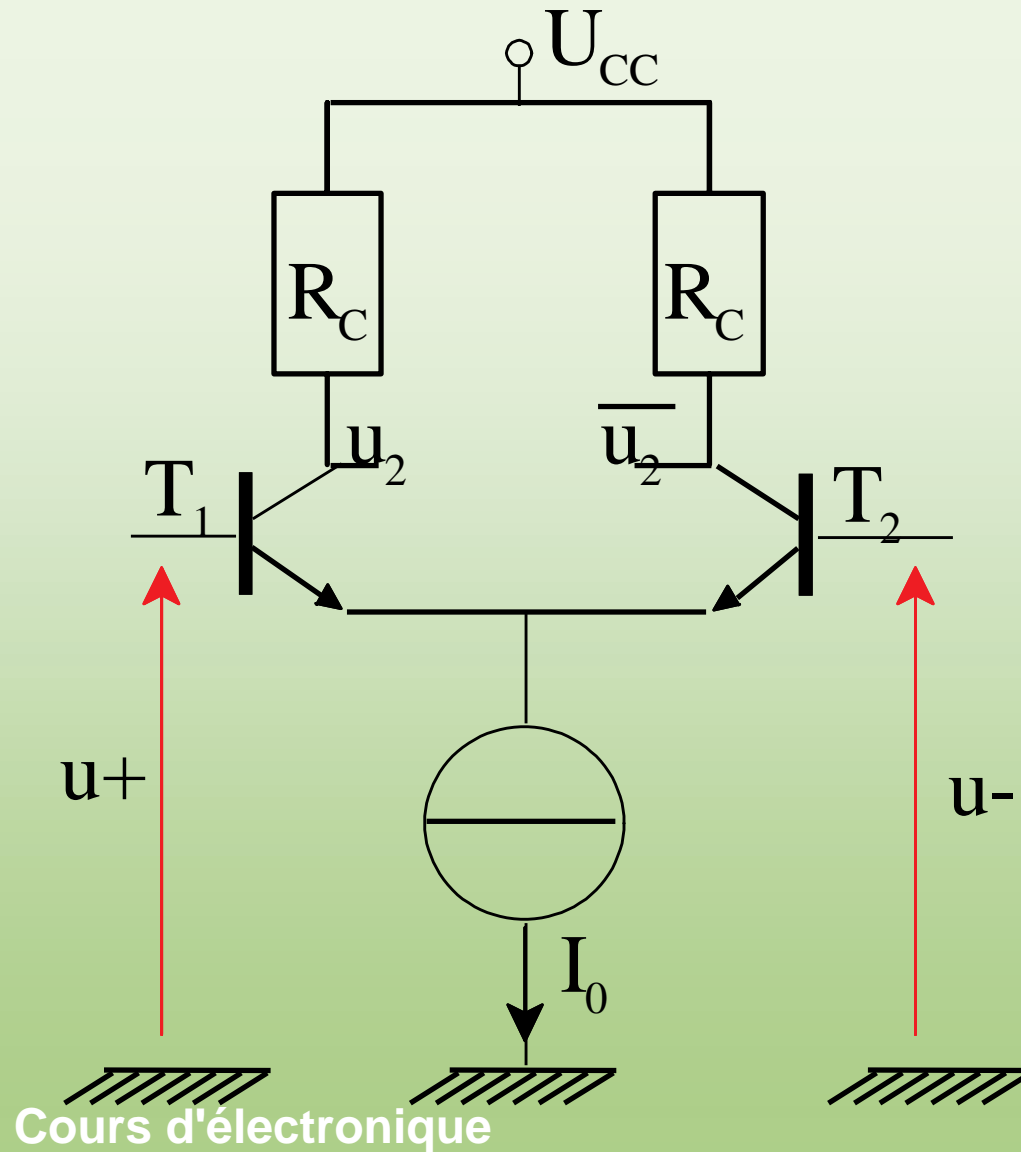
Le miroir de courant : la source de courant idéale



$$I = I_0 \frac{\beta}{(\beta + 2)}$$

La paire différentielle

- Amplifie la différence de potentiels ($u^+ - u^-$)
- Les transistors doivent être rigoureusement identiques (i.e. fabriqués ensemble)



L'amplificateur opérationnel

- Amplificateur de différence $u_2 = A(u^+ - u^-)$
- Amplification énorme, $A \sim 10^5$
- Impédances d'entrées infinies

Le modèle simplifié de l'ao 741 comporte 14 transistors bipolaires npn et pnp.

Ses propriétés indiquent une paire différentielle à l'entrée et un push-pull en sortie

