

# Les cellules analogiques

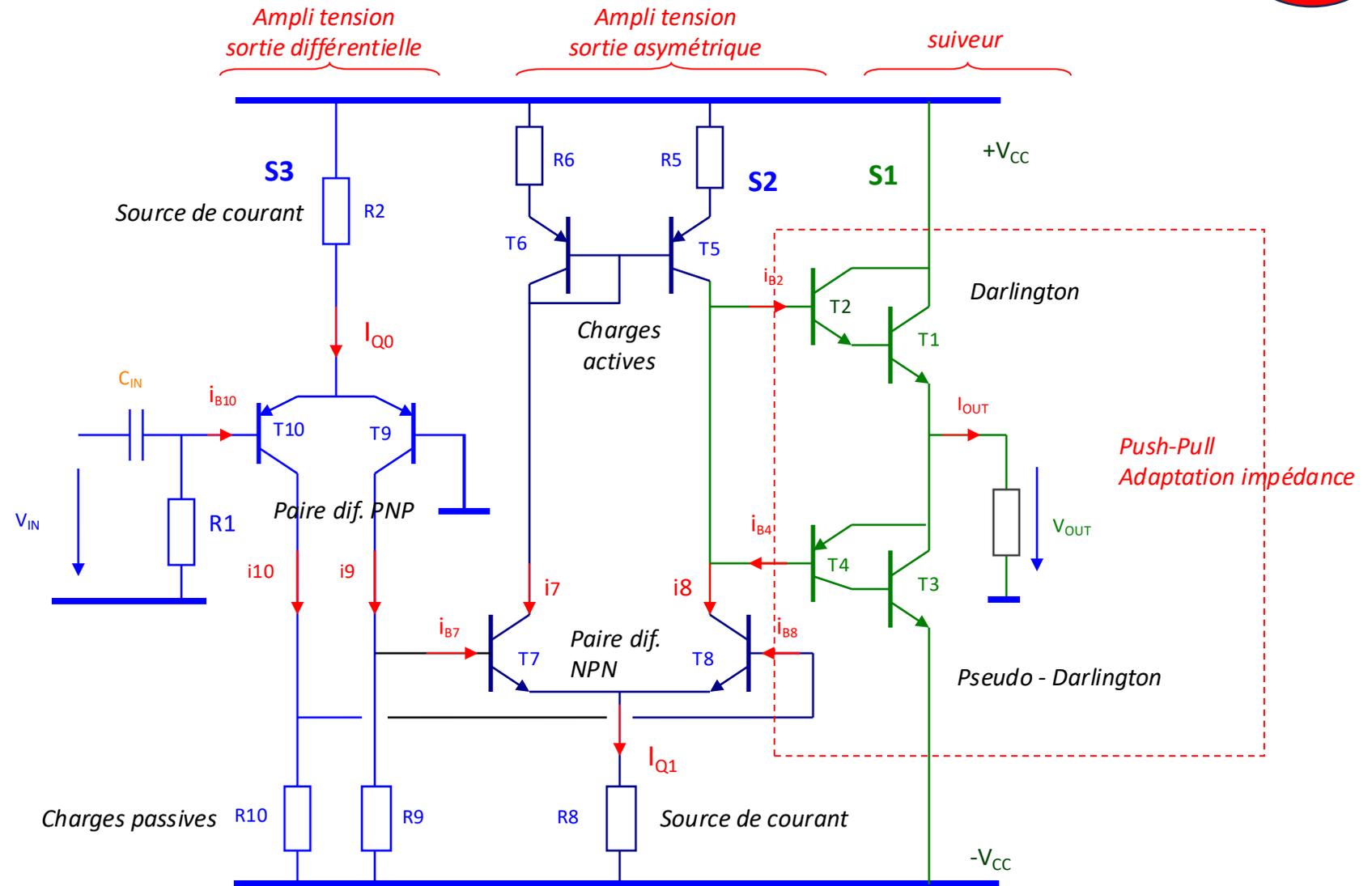
## Bipolaire et MOS

- Chapitre justifié à l'origine pour l'amélioration des amplificateurs via **cellules analogiques**
- Minimum vital pour le projet : Exploitation dans les convertisseurs
  - **Miroirs de courant** et optimisation (structures **cascodes**)
  - **Paire différentielle**
- Si temps suffisant :
  - Charges passives vs Charges actives
  - Push-pull
  - Darlington (n'existe pas en MOS, mais ....)

# Amplificateur

rapide

Exploitation  
de cellules  
analogiques



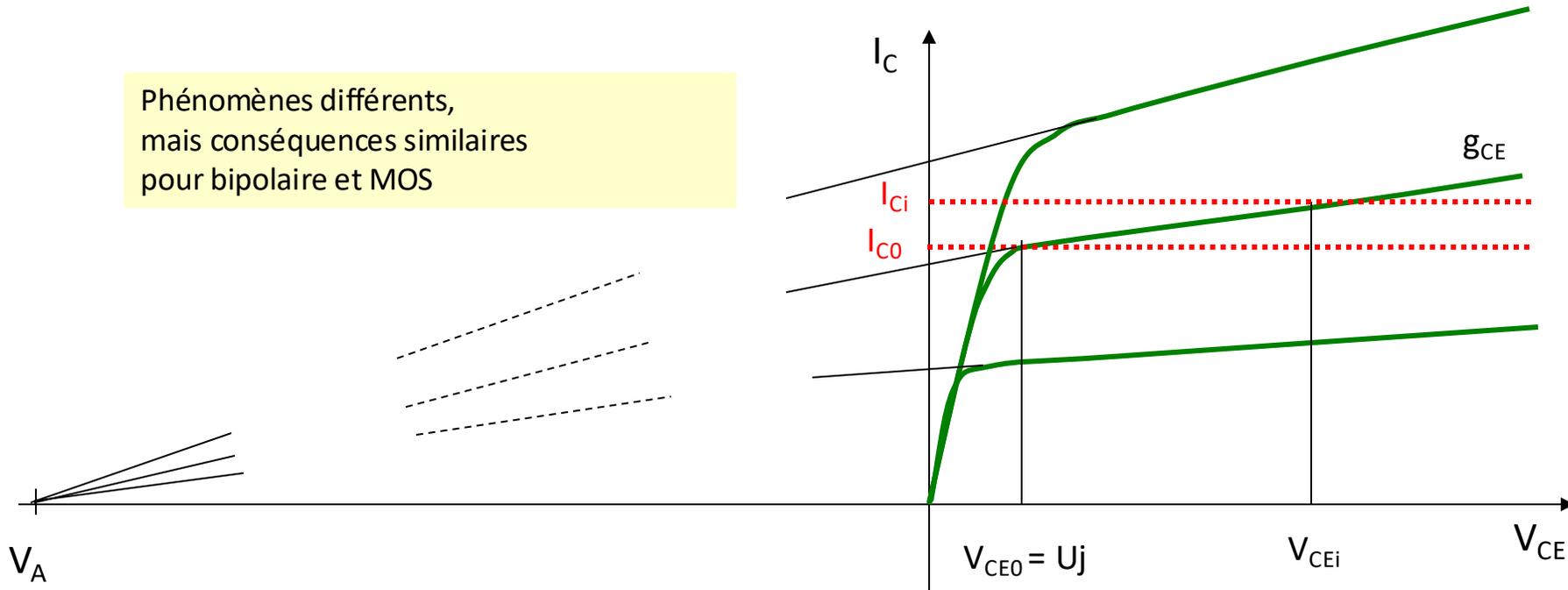
Beaucoup de choses à améliorer (mais beaucoup plus de transistors)

# Effet Early

important

Exercice

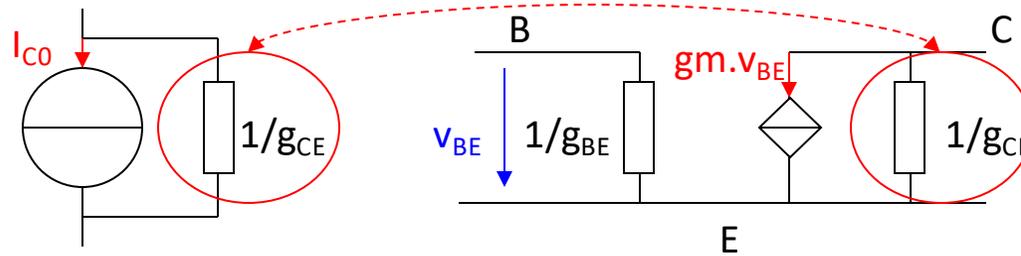
Phénomènes différents,  
mais conséquences similaires  
pour bipolaire et MOS



Valeur fixe (typ. -100V)



Même résistance



Q?

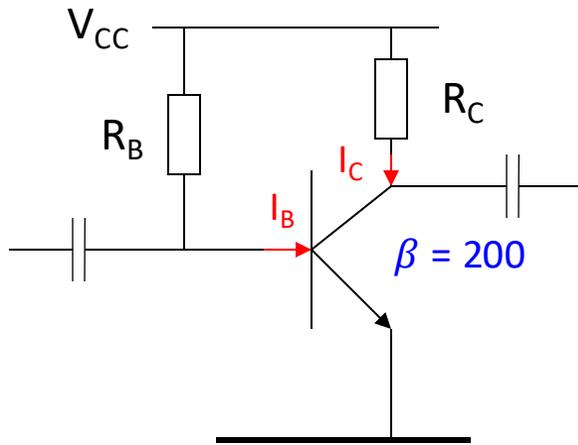
Calculer  $g_{CE}$  typique pour bipolaire et MOS ( $g_{DS}$ )

# L'amplificateur le plus simple

important

Exercice

Gain typique de tous les amplificateurs :  $-gmR_C$



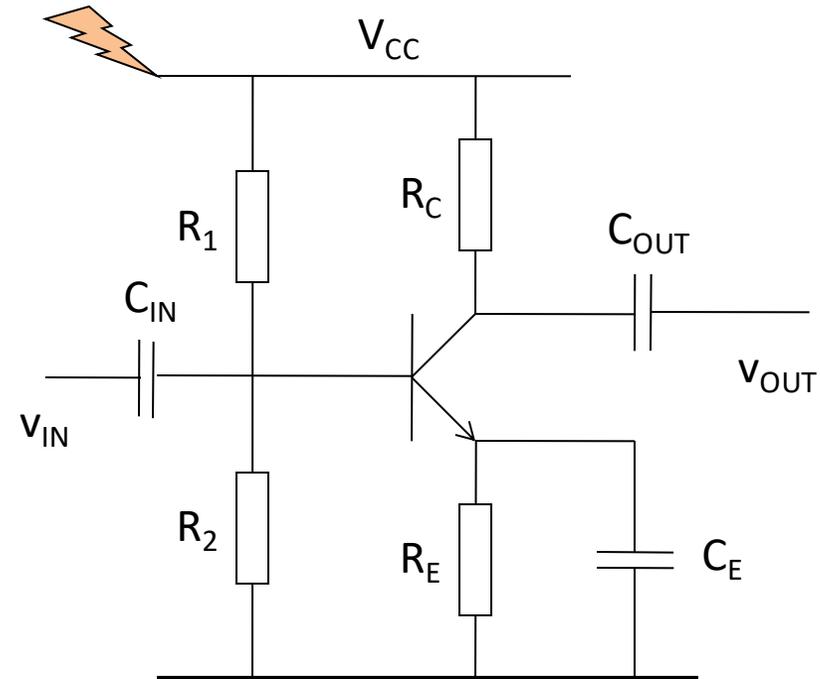
Montage sensible à  $T^\circ$  (dérive), et à  $\beta$   
Ne marche tout simplement pas!!!!!!

**Meilleur** (stable en température)

- Peu dépendant du  $\beta$  du transistor

**Problèmes subsistent**

- PSRR (instabilité du  $V_{CC}$ ),
- grosses résistances, grosses capas (problème d'intégration)

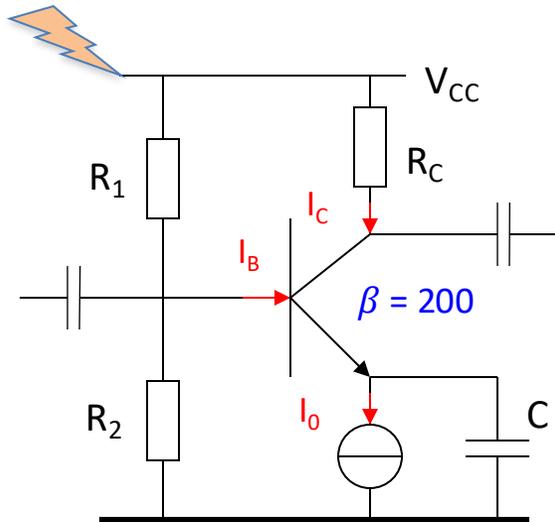
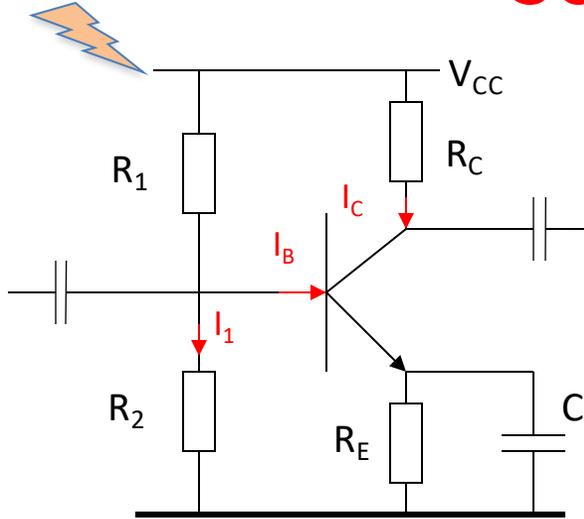


Calcul du PSRR en exercices

# Comment améliorer le PSRR - Principe:

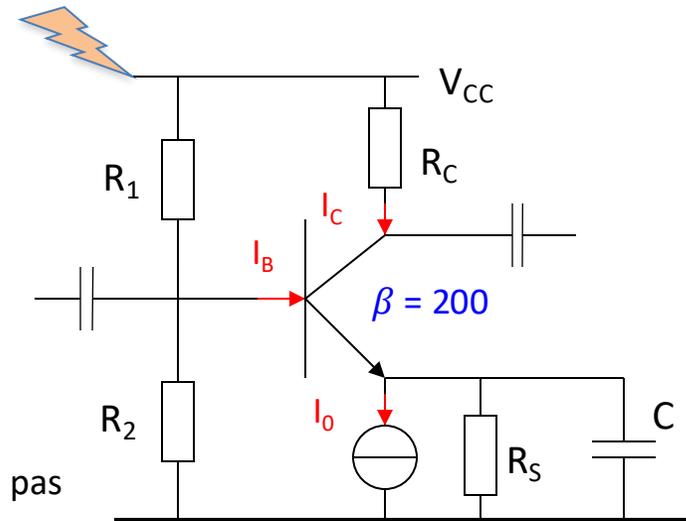
## Source de courant

Variations



Source idéale

Substitution de  $R_E$  par une source de courant



Source réelle

Grosse capa:  
On n'y échappe pas

Q? Comparer les trois PSRR en exercices

rapide

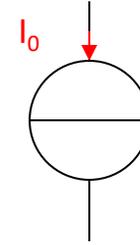
Exercice

# Sources de courant

rapide

Comment réaliser une source de courant?

On ne s'intéresse qu'au principe, pas à l'impact de  $V_{CC}$  sur la stabilité du courant

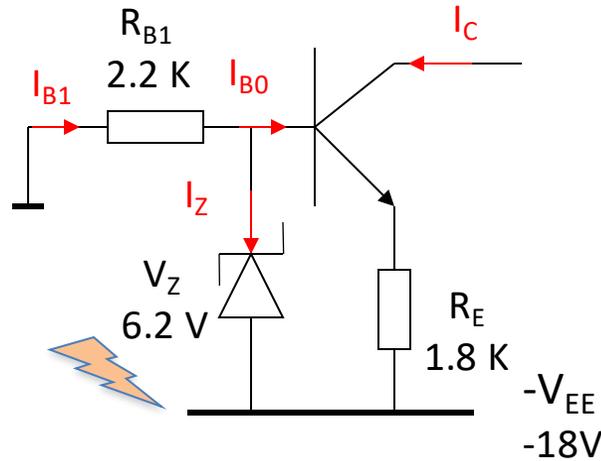


Amélioration du **CMRR** dans tous les cas

- Problèmes liés aux sources: stabilité en  $T^\circ$  , effet du  $\beta$ , autres
- **Première solution**: Stabilisation avec diode Zener
- **Seconde solution**: la compensation avec une diode
- **Troisième solution**: Les **miroirs de courant**
- Parenthèse Early
- Amélioration Early via **Cascoding**

# Première solution : Stabilisation avec Zener

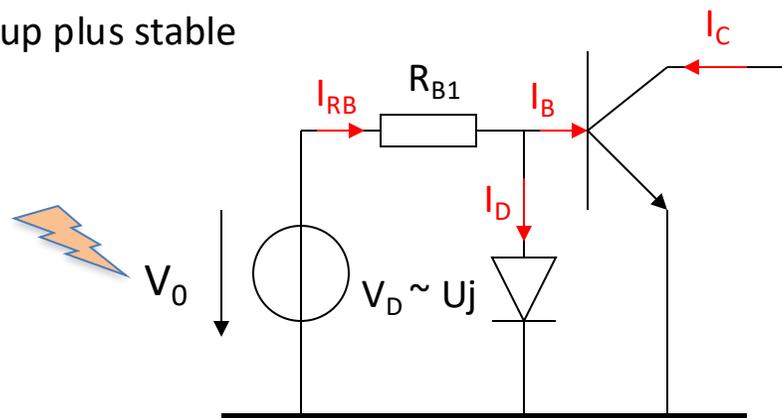
Circuit très stable y compris si variations de tension



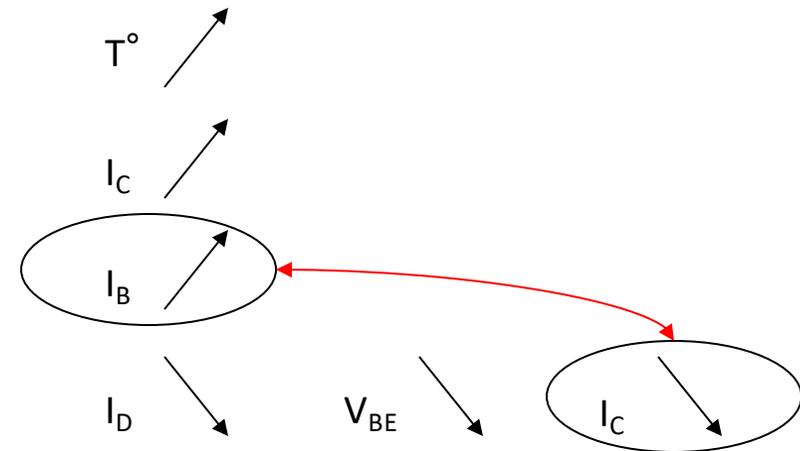
Early comparable au cas précédent

# Seconde solution : la compensation avec une diode

$I_C$  beaucoup plus stable



Early, revient



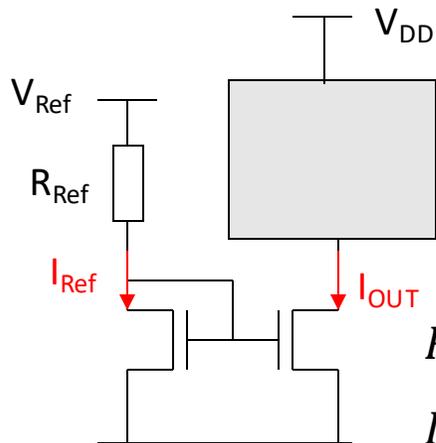
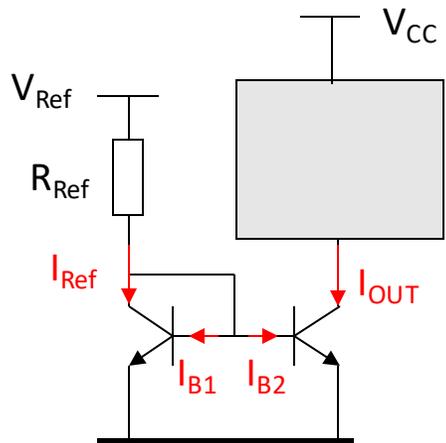
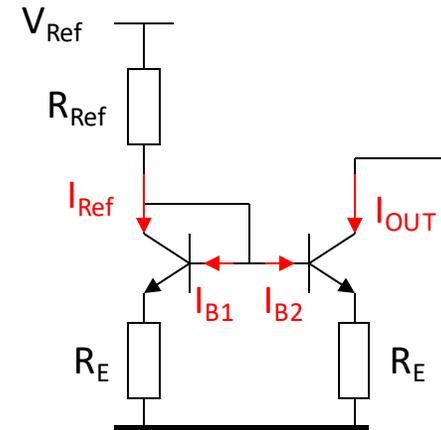
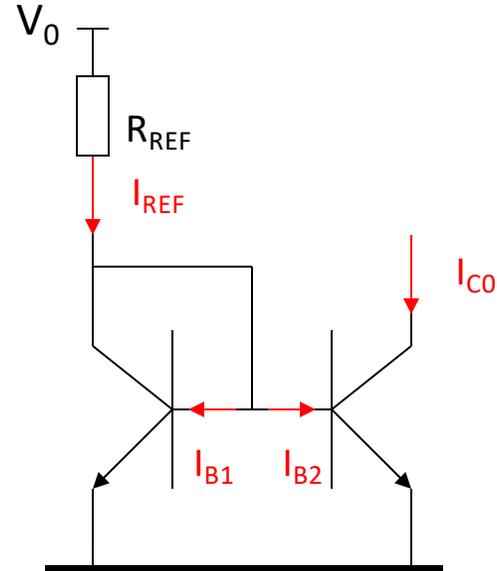
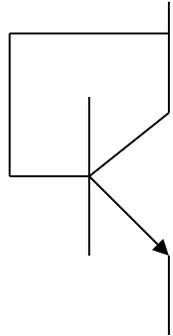
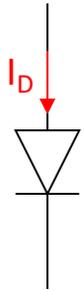
$U_j$  est une approximation

# Troisième solution: Les miroirs de courant

On peut s'étendre

Exercice

Si la diode est réalisée avec le même transistor, la compensation est meilleure



Concevoir deux sources de courant valant 1 mA

Rappels MOS :  $V_T = 1V$

$$I_D = \frac{K}{2} \cdot (V_{GS} - V_T)^2$$

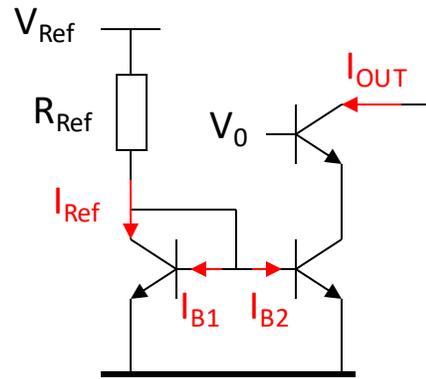
$$K = 1mA/V^2$$

En discret, les deux branches peuvent présenter des courants significativement différents (si leur  $I_S$  sont différents)

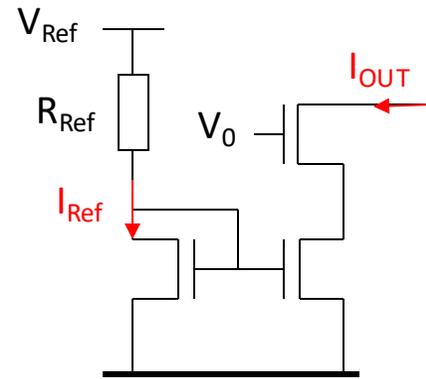
# Montage cascode: Principe

On peut s'étendre

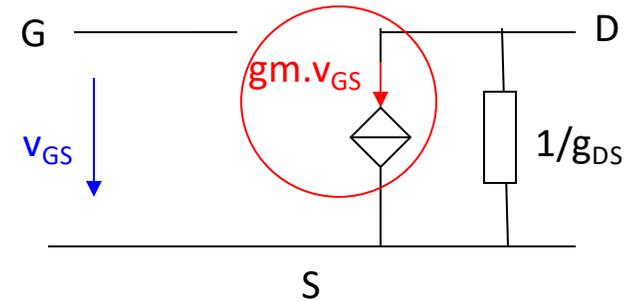
Exercice



$$g_m = \frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{I_{C0}}{U_T}$$



$$g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} = K \cdot (V_{GS} - V_T)$$



Calculer la résistance de sortie pour le bipolaire et le MOS

Problème lié à la dynamique

Proposer des améliorations structurelles

# Problèmes liés aux amplificateurs de base

On peut s'étendre

Montages de base

## Constat:

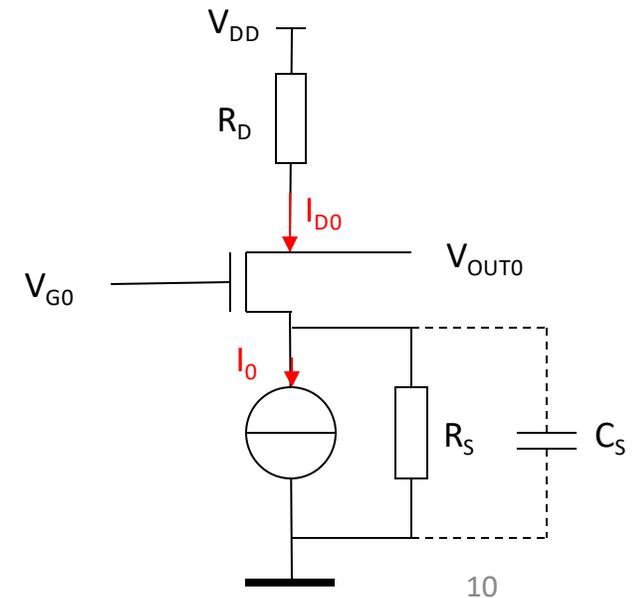
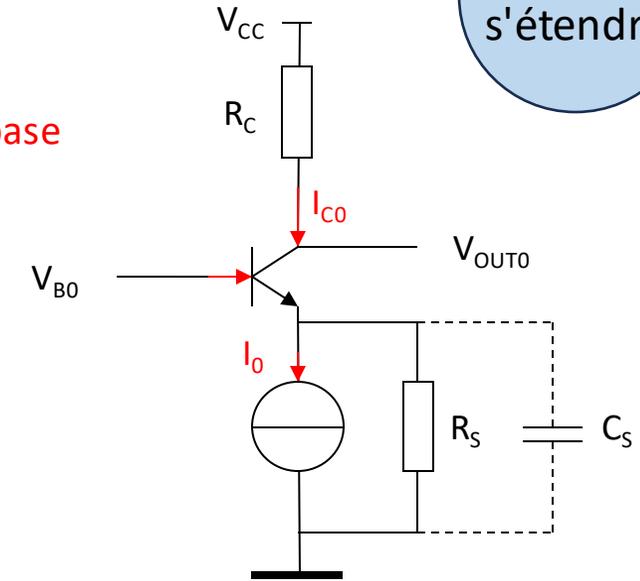
- La dynamique dépend de la position de  $V_C$  par rapport à  $V_{CC}$  et  $V_B$ , donc de la polarisation
- Le gain dépend de la polarisation ( $g_m$ ) et de  $R_C$

$I_C R_C$

gain  
dynamique

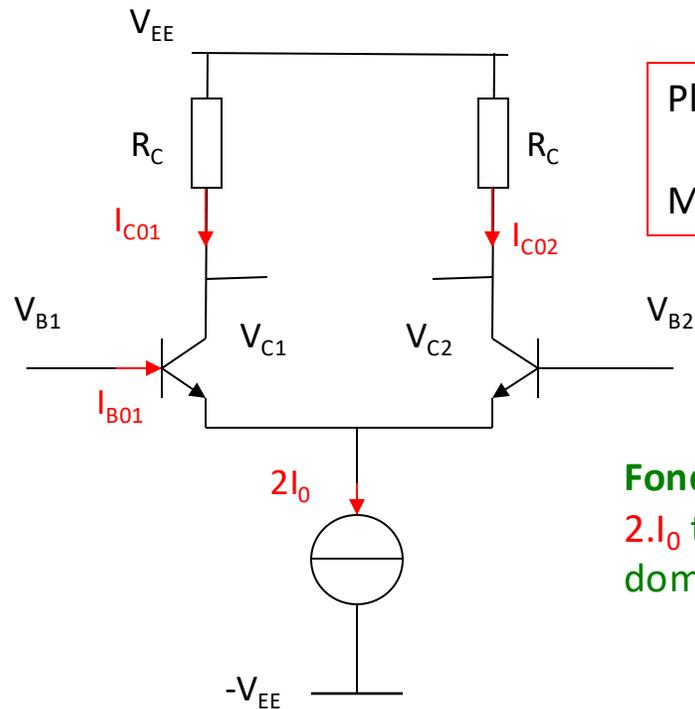
## Contraintes:

- Dynamique élevée si
  - $V_{OUT0} = (V_{CC} + V_{B0})/2$  (pour le bipolaire) et  $V_{OUT0} = (V_{DD} + V_{G0} - V_T)/2$  (pour le MOS)
  - $V_{B0}$  (respectivement  $V_{G0}$ ) le plus bas possible et  $V_{CC}$  ( $V_{DD}$ ) le plus haut possible
- Gain élevé si  $C_S$  infinie
- Le bruit (plusieurs origines)



On peut s'étendre

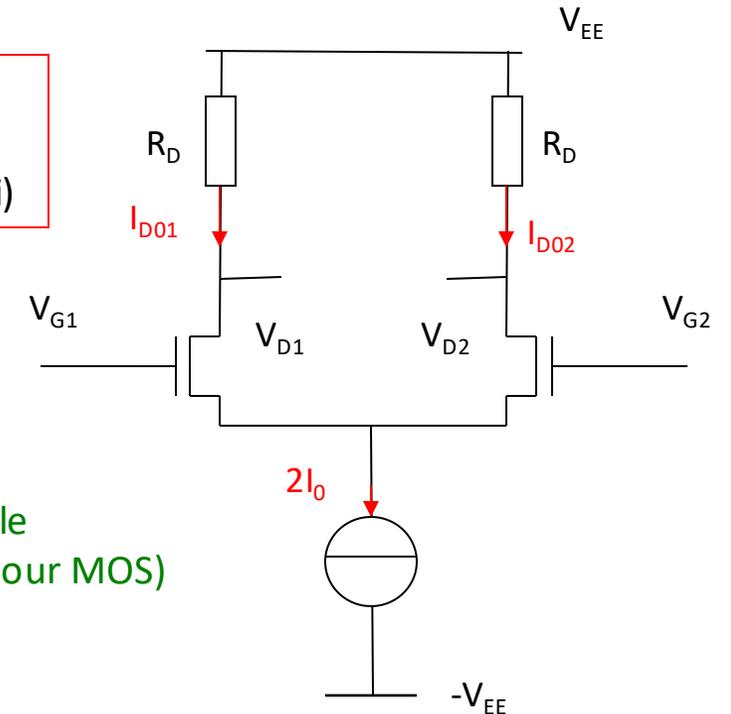
# Schéma de principe de la paire différentielle avec source de courant idéale



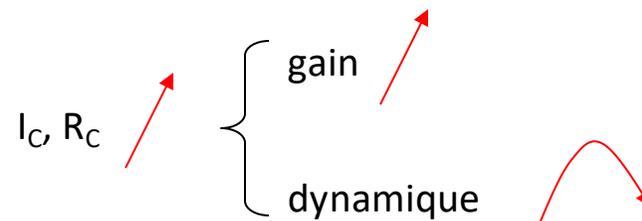
Améliorations principales

Plus de capacité  
Minimisation du bruit (plus d'amplification du bruit à priori)

**Fondamental:** le courant total est fixé.  
 $2 \cdot I_0$  tel que les deux transistors fonctionneront toujours dans le domaine de l'amplification (linéaire pour bipolaire et saturé pour MOS)

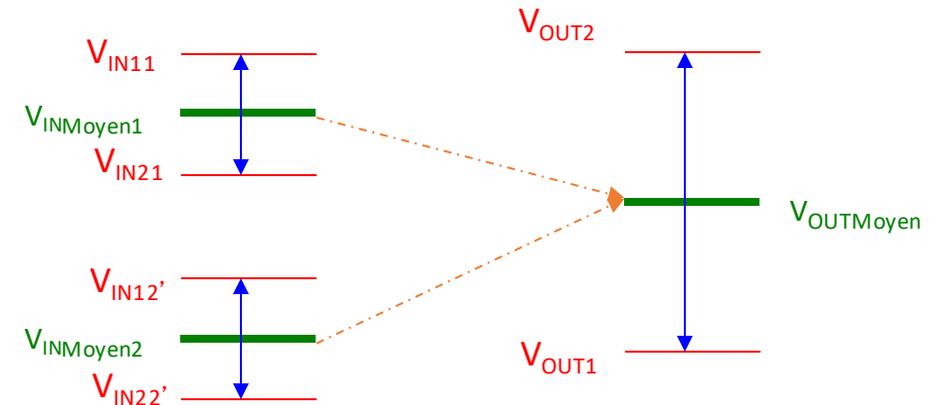
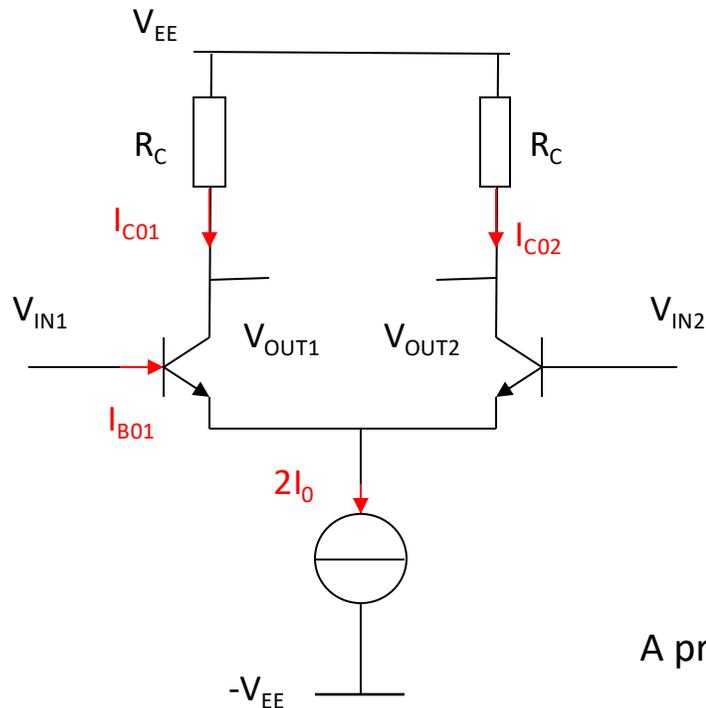


Comme pour l'ampli précédent, nous avons une relation entre gain et dynamique



# Premières observations « macroscopiques » comparable à une *balance*

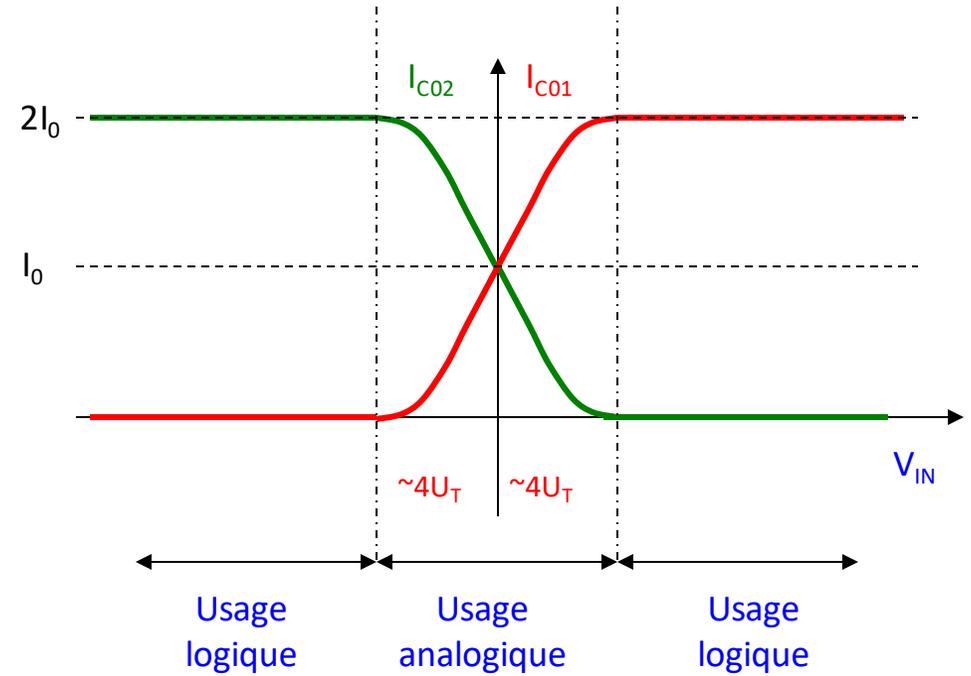
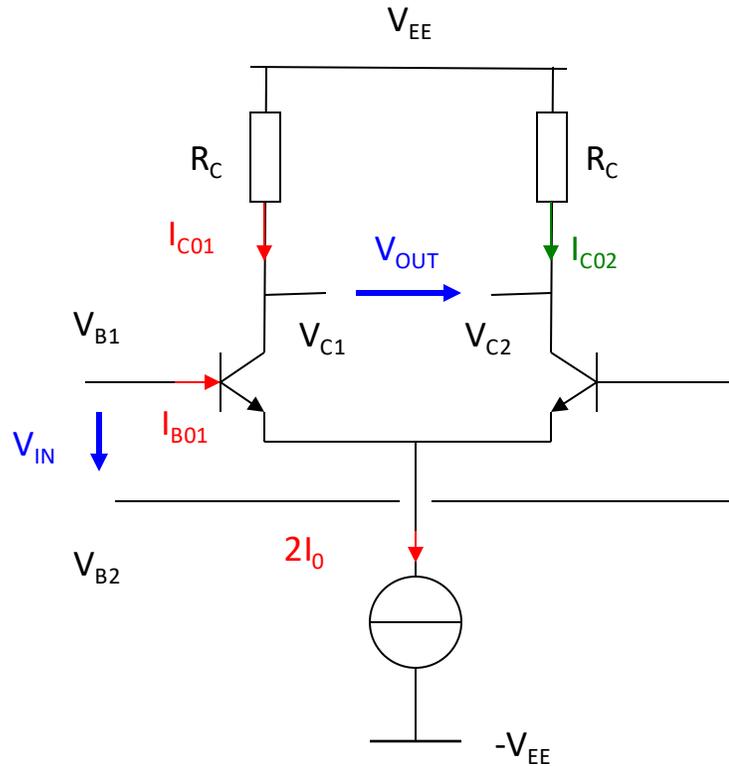
## Observations



A priori, on observe que:

- $V_{OUTMoyen}$  dépend de  $I_0$  et pas de  $V_{INMoyen}$
- $\Delta V_{OUT}$  dépend de  $\Delta V_{IN}$  et pas de  $V_{INMoyen}$

# Version bipolaire [1]



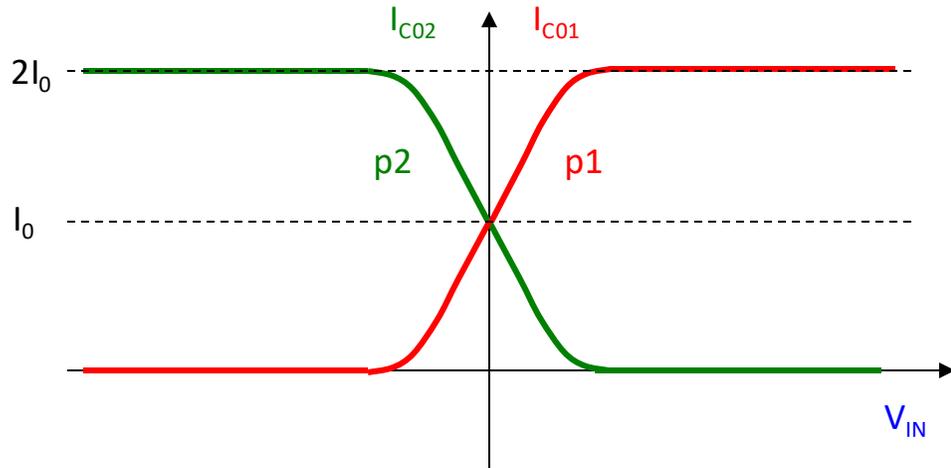
$$(1) \quad I_{C01} + I_{C02} = 2I_0 \quad I_{C01} = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE1}}{U_T}} \quad I_{C02} = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE2}}{U_T}}$$

Artifice analytique

$$\frac{I_{C01}}{I_{C02}} = e^{\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{U_T}} = e^{\frac{V_{IN}}{U_T}} \quad (2) \quad I_{C01} = I_{C02} \cdot e^{\frac{V_{IN}}{U_T}}$$

$$(1 + 2) \quad I_{C02} = \frac{2I_0}{1 + e^{\frac{V_{IN}}{U_T}}} \quad \text{et} \quad I_{C01} = \frac{2I_0}{1 + e^{-\frac{V_{IN}}{U_T}}}$$

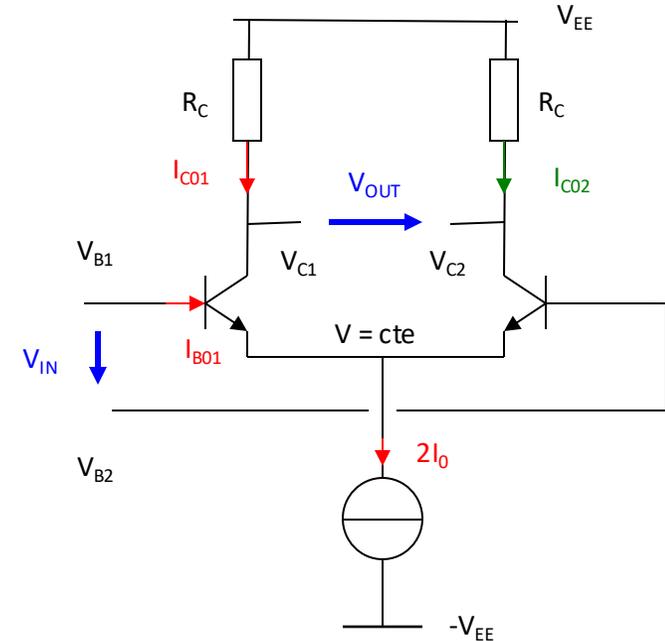
# Version bipolaire [2]: Comportement dynamique et calcul du gain (première méthode)



Dérivée de la forme  $\left(\frac{1}{U}\right)' = -1 \cdot \frac{U'}{U^2}$

$$p2 = \frac{dI_{C02}}{dV_{IN}} = \frac{-1}{U_T} \cdot \frac{2I_0 \cdot e^{\frac{V_{IN}}{U_T}}}{\left(1 + e^{\frac{V_{IN}}{U_T}}\right)^2}$$

$$p1 = \frac{dI_{C01}}{dV_{IN}} = \frac{+1}{U_T} \cdot \frac{2I_0 \cdot e^{-\frac{V_{IN}}{U_T}}}{\left(1 + e^{-\frac{V_{IN}}{U_T}}\right)^2}$$



Pente à l'origine:  $V_{IN} \rightarrow 0$ , auquel cas, on trouve  $p2 = -I_0/2U_T$  et  $p1 = +I_0/2U_T$

Dans les deux cas la pente est de la forme  $gm = I_0/U_T$  en réalité  $gm/2$

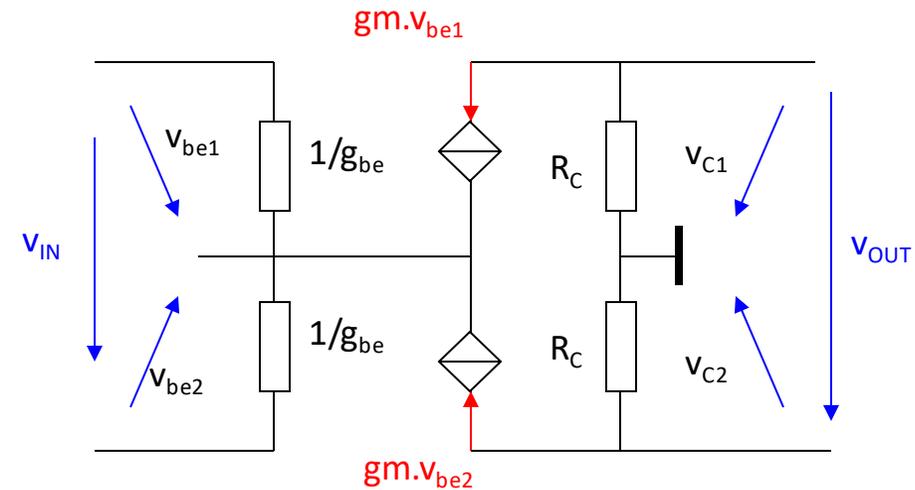
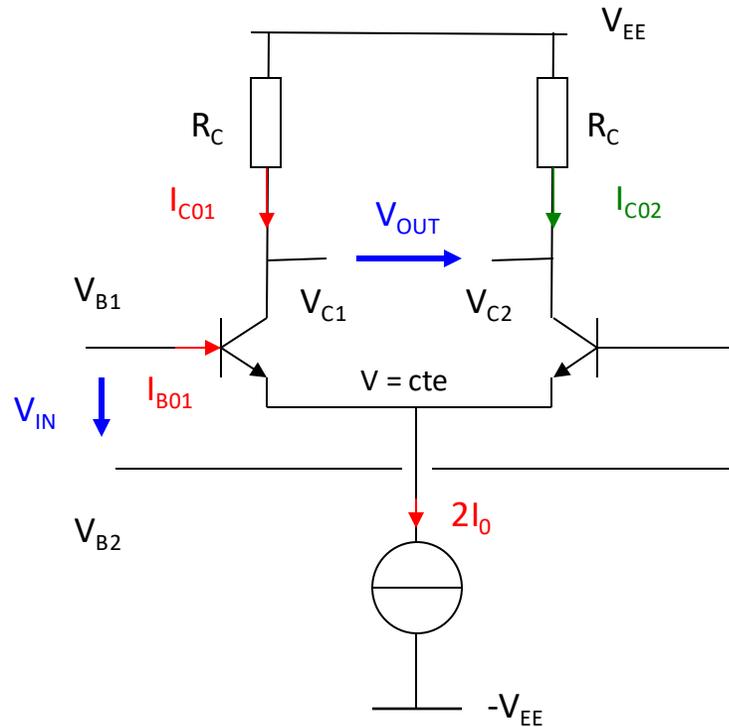
Comportement dynamique (zone linéaire on peut approximer  $dV_{IN}$  par  $\Delta V_{IN}$  idem pour  $dI_C$  et  $\Delta I_C$ ):

Si  $\Delta V_{IN}$  existe, alors  $\Delta V_{C1} = \Delta I_{C1} \cdot R_C = p1 \cdot \Delta V_{IN} \cdot R_C$

$\Delta V_{C1} / \Delta V_{IN} = p1 \cdot R_C = gm \cdot R_C / 2$  (CONNU)

Conclusion:  $V_{OUT} / V_{IN} = 2 \cdot gm \cdot R_C / 2 = gm \cdot R_C$

# Méthode 3 pour calculer le gain: Schéma pour accroissement complet



$$v_{C1} = -R_C \cdot g_m \cdot v_{be1} \quad v_{C2} = -R_C \cdot g_m \cdot v_{be2}$$

$$v_{OUT} = v_{C1} - v_{C2} = -R_C \cdot g_m \cdot v_{be1} + R_C \cdot g_m \cdot v_{be2}$$

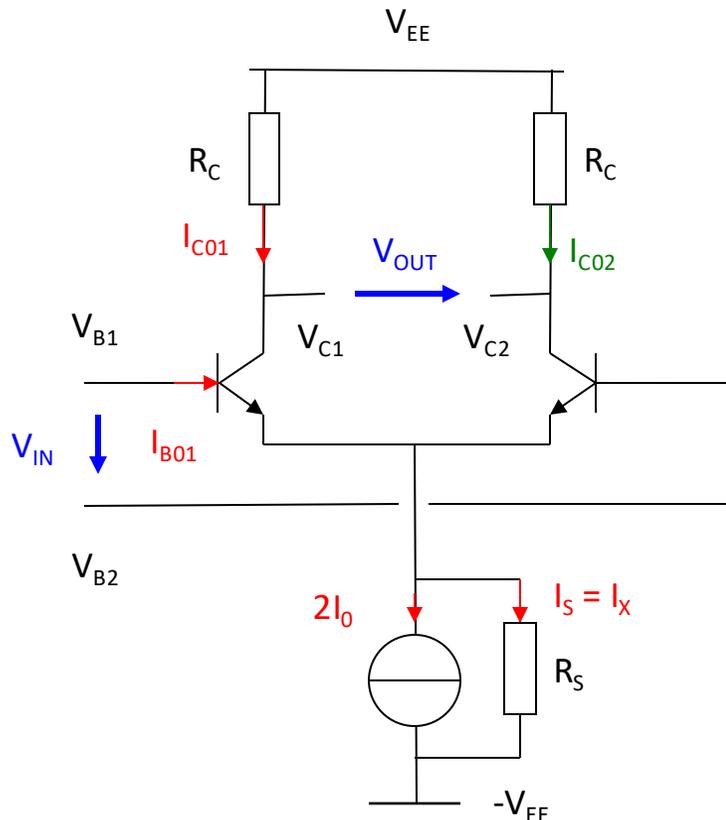
$$\text{Or } v_{be1} = -v_{be2}$$

$$v_{OUT} = -2R_C \cdot g_m \cdot v_{be1} = -R_C \cdot g_m \cdot v_{IN}$$

$$A_v = v_{OUT} / v_{IN} = -g_m \cdot R_C$$

Avec le MOS c'est encore plus simple

# Utilisation d'une source de courant réelle et ses conséquences [1]



Quelle est l'influence de  $R_S$  dont l'ordre de grandeur vaut  $100 \text{ k}\Omega$ ?

Le  $g_m$  des deux transistors change à peine :  $g_m = I_{C0}/U_T$

Or  $I_{C0} = I_{C01} = I_{C02}$  avec  $I_{C0} = I_0 + I_X/2 - I_{B01} = I_0 + I_X/2 - I_0/(1+\beta)$

Que vaut  $I_X$ ?

$$I_X = [V_E - (-V_{EE})]/R_S$$

A.N.  $V_{EE} = 5V$ ,  $V_{10} = V_{20} = 0V$ ,  $2I_0 = 2mA$

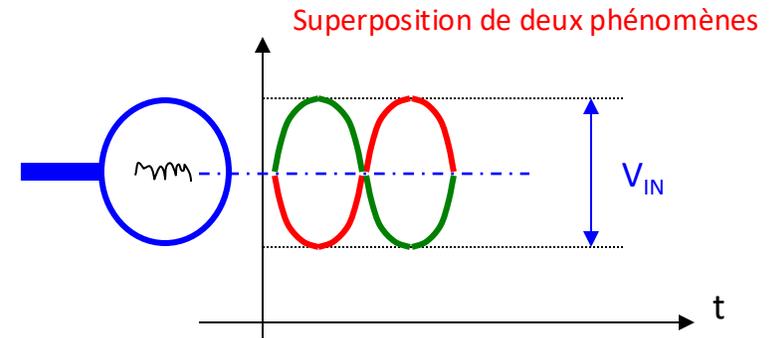
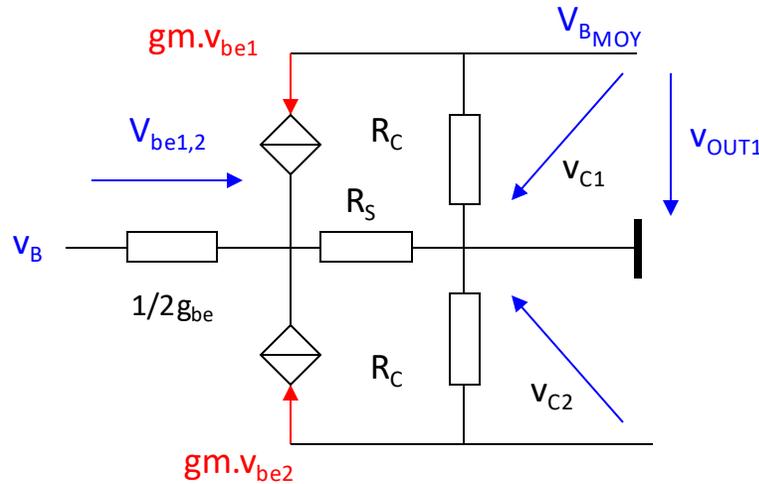
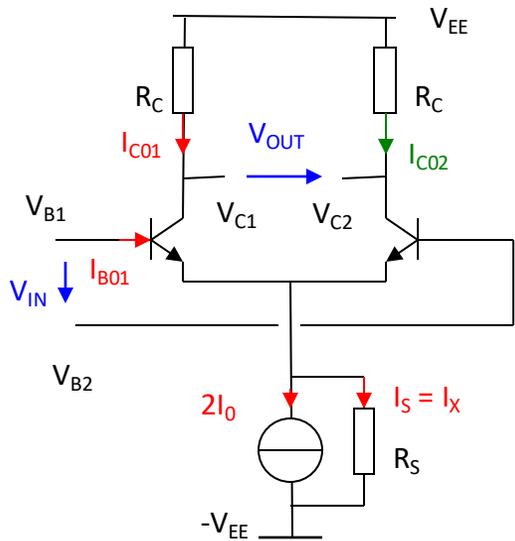
$$I_X = 43 \mu A \ll 2mA \text{ (2\% d'erreur)}$$

En fait  $R_S$  aura une influence sur le gain en mode commun

Sans  $R_S$ , il n'y avait pas de fluctuation de courant, maintenant il y aura des fluctuations (donc du bruit)

Avec le MOS c'est encore plus simple car pas de  $I_{B0}$

# Utilisation d'une source de courant réelle et ses conséquences [2]



L'analyse se fait en mode **asymétrique**.  
 Ce qui correspond généralement à la sortie du second étage d'amplification.  
 En mode symétrique ce calcul donnerait un CMRR =  $\infty$

Choisissons  $v_{OUT1} = v_{C1}$  (par rapport à  $v_{C2}$  on obtiendrait la même chose)

- $v_{OUT1} = v_{C1} = -gm.v_{be1} \cdot R_C = -gm.v_{be} \cdot R_C$
- $v_B = v_{be} + 2gm.v_{be} \cdot R_S$

On court-circuite les deux entrées -> Mode commun:

Amplification du bruit visible sur  $V_{Bmoy}$  ->  $A_{MC}$

- $A_{MC} = v_{OUT1}/v_B = -gm.R_C/(1 + 2gm.R_S)$

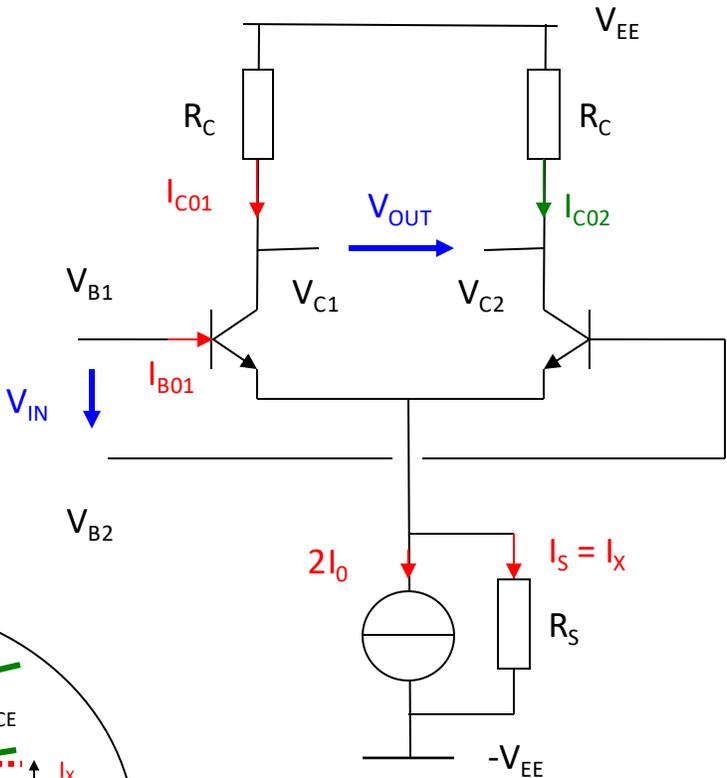
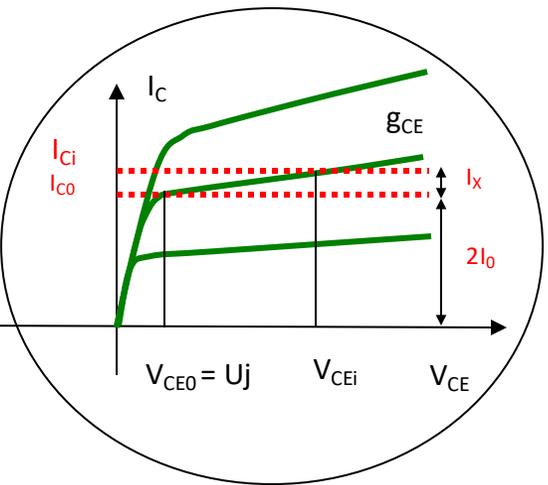
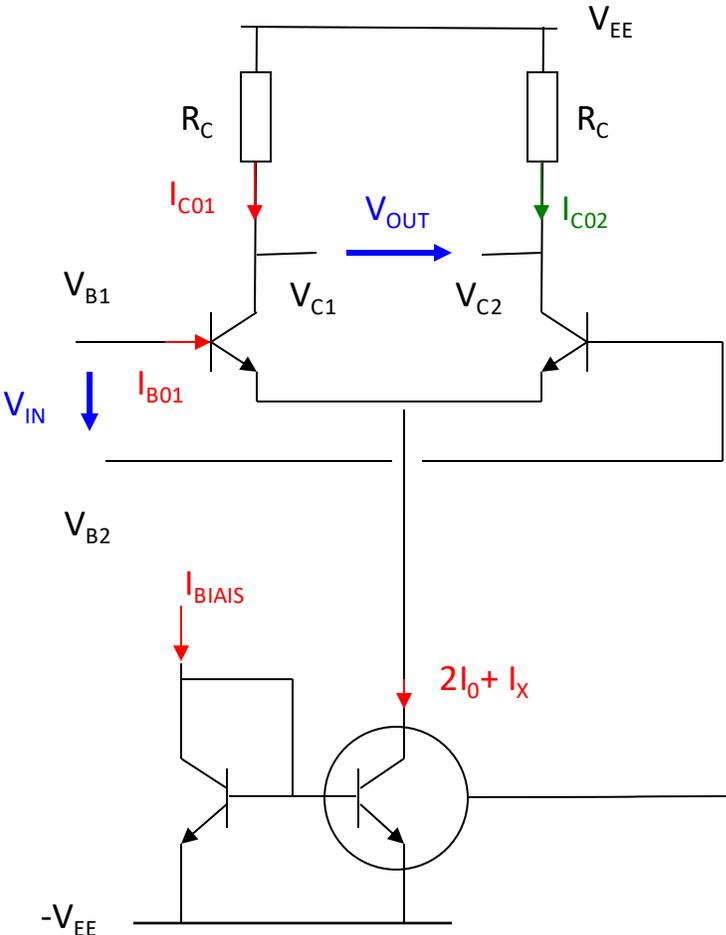
Ordre de grandeur:  $1 \ll gm.2R_S$  en général soit  $A_{MC} = -R_C/2R_S$

Mauvais gain (parasites)

$$CMRR = |A_D/A_{MC}|_{dB} = 20 \cdot \log(A_D/A_{MC}) = 20 \cdot \log(2 \cdot gm \cdot R_S)$$

$R_S$  doit être le plus grand possible (structures cascades)

# Réalisation complète

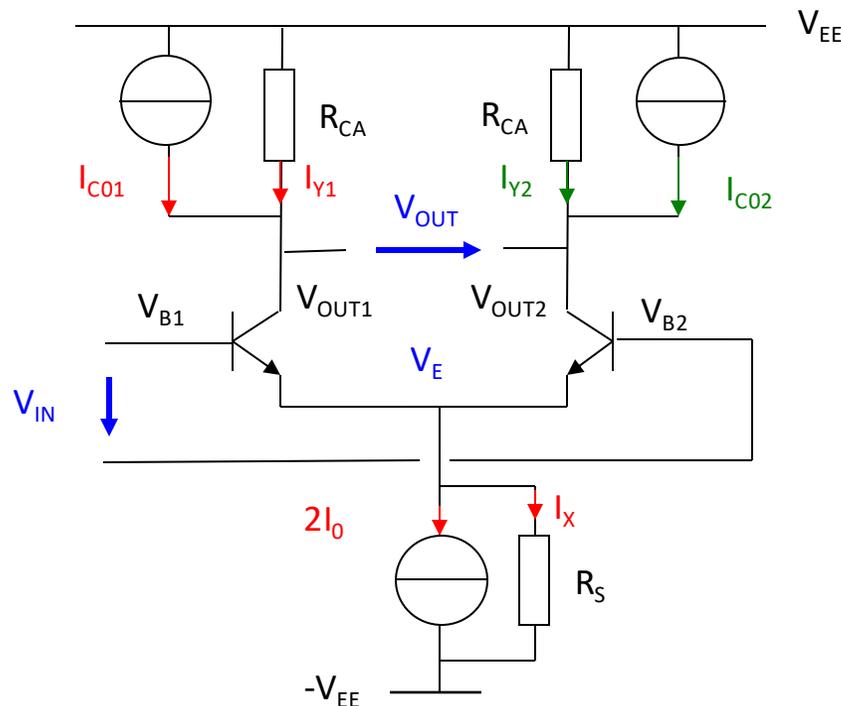


# Constat: La loi d'ohm tue le couple gain – dynamique

## Solution : notion de charge active

Comment améliorer le gain et le CMRR???

- Augmenter  $R_C$  => baisse de dynamique
- Polariser via une source de courant et amplifier via  $R_{CA}$  le plus grand possible



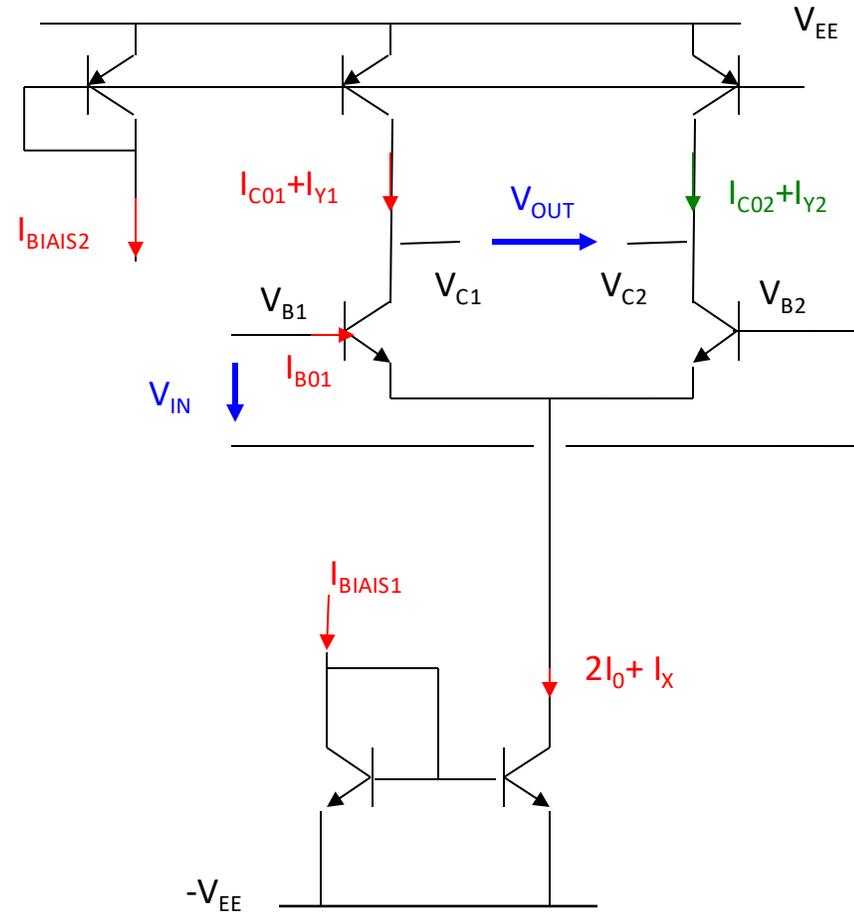
- Calcul du courant effectif dans les transistors (approximation)
- Calcul de  $V_E$
- Calcul du courant de fuite dans  $R_S$
- Calcul du courant de fuite dans  $R_C$
- Tension de repos  $V_{OUT01} = V_{OUT02}$
- Calcul: Dynamique, Gain, CMRR
- Discussion pour améliorer le système
- $Z_{IN}$ ,  $Z_{OUT}$

Attention! Il y a un courant de base

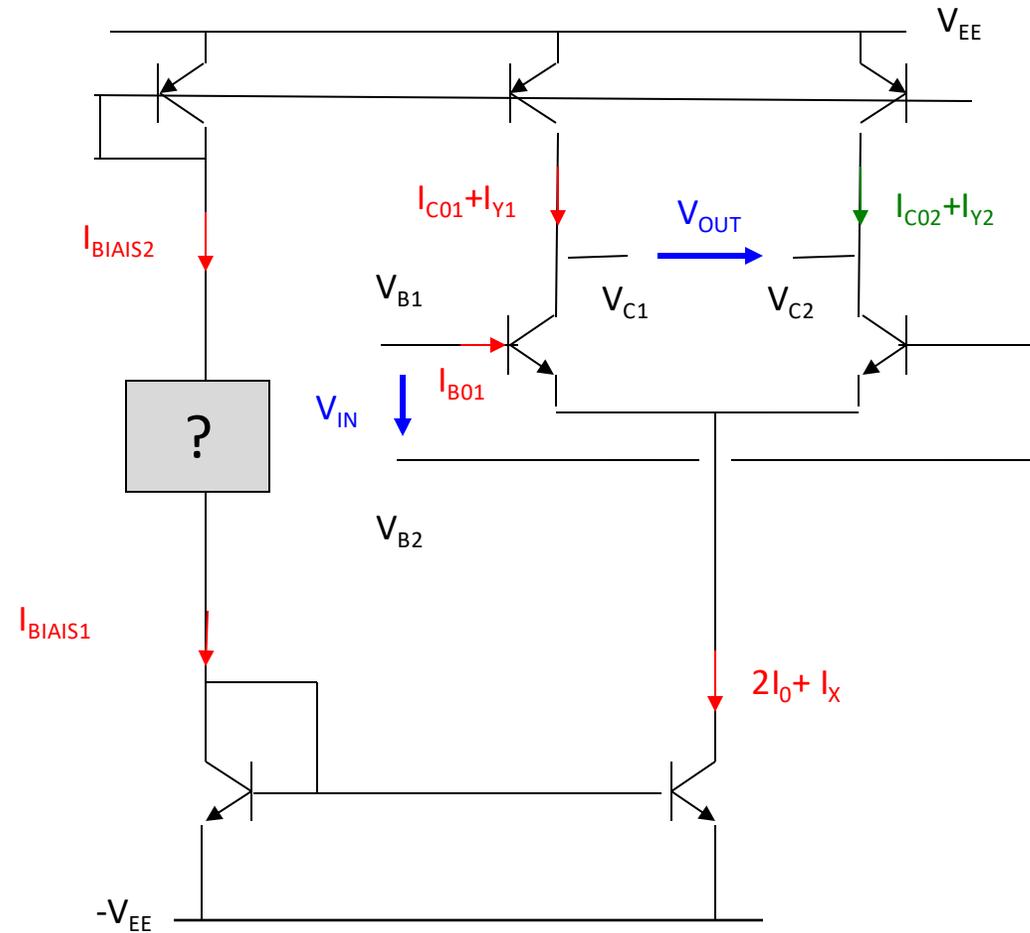


Courants de fuite des charges actives (sources de courant) génèrent de grandes erreurs

# Réalisation de charges actives

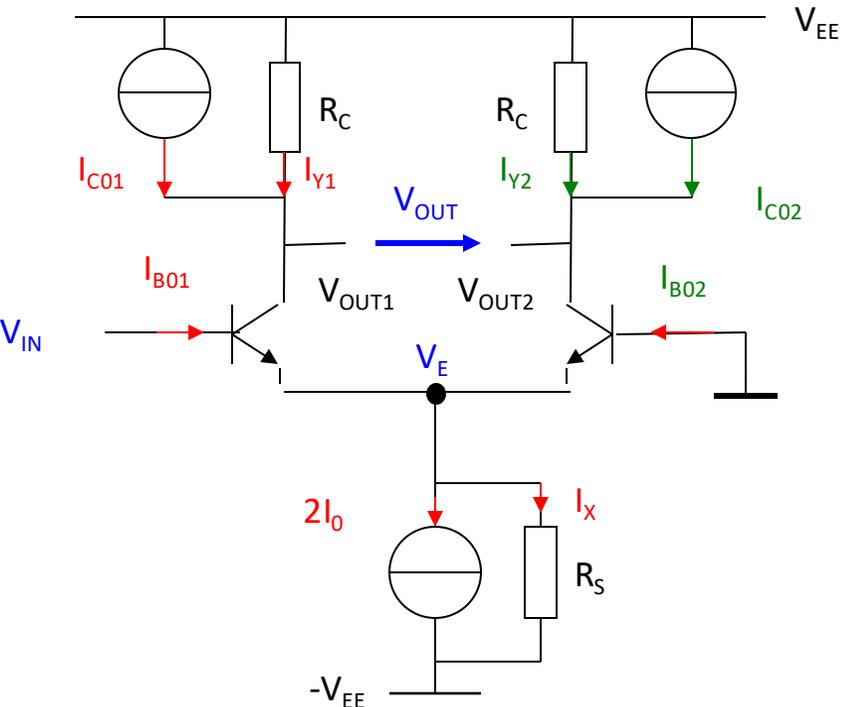


# Petite amélioration topologique du montage complet



# Exercice classique : partie 1

On propose l'analyse de la paire différentielle



On donne les valeurs suivantes:

$R_C = 50k\Omega$ ,  $R_S = 500k\Omega$ ,  $V_{B01} = V_{B02} = 0V$ ,  $\beta = 100$ ,  $V_{EE} = 5V$ ,  $-V_{EE} = -5V$ ,  $2I_0 = 260 \mu A$ ,  $I_{C01} = I_{C02} = 130 \mu A$

1) Quels doivent être les états des transistors afin que le montage fonctionne en amplificateur?

2) Expression et calcul de la tension  $V_{E0}$

3) Expression et calcul de la dynamique optimale du circuit

4) Expression et calcul du courant  $I_x$

# Exercice classique : partie 2

Expression et calcul des courants  $I_{Y1}$  et  $I_{Y2}$  en tenant compte des courants  $I_{B01}$  et  $I_{B02}$




Expression et calcul de la valeur de la dynamique réelle

--	--

Expression et calcul du  $g_m$  des transistors

--	--

Expression et calcul du gain du montage.

--	--

Expression et calcul du CMRR

--	--