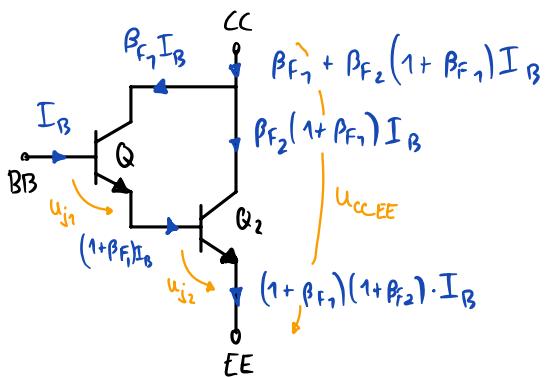


# ▶ Combinaison de transistors bipolaires

## Paire de Darlington (NPN)



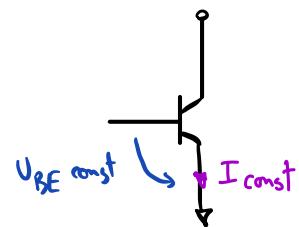
$$I_{cc} \approx \beta_{F_1} \cdot \beta_{F_2} \cdot I_B$$

s:  $\beta_{F_1} \beta_{F_2} \gg 1$

$$U_{BBEE} \approx U_{j1} + U_{j2}$$

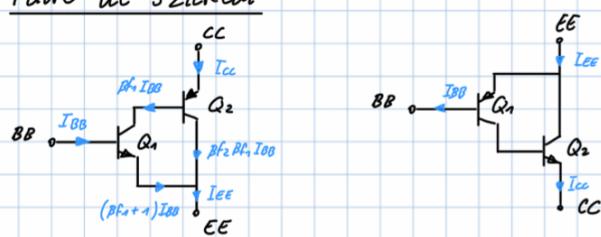
$$U_{CCEE} \geq 1.4 \text{ V}$$

## Source de courant



Impédance sortie très grande  
fonctionnement actif - direct  
 $I_{const}$  peu import  $V_{ce}$

## Paire de Szicklai



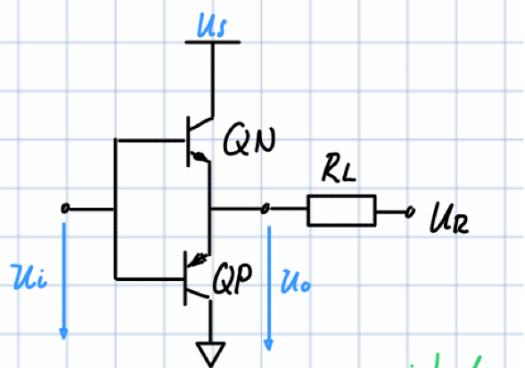
à comportement npn

à comportement pnp

$$I_{cc} = (\beta_{F_2} + 1) I_{BB} \approx \beta_{F_2} \beta_{F_1} I_{BB}$$

$$I_{EE} = (\beta_{F_1} \beta_{F_2} + \beta_{F_2} + 1) I_{BB} \approx \beta_{F_1} (\beta_{F_2} + 1) I_{BB}$$

## Amplificateur Push-Pull



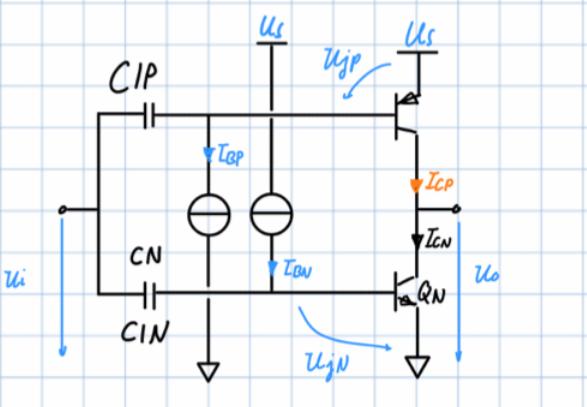
$$U_{BBEE} \approx U_{j1}$$

$$U_{EEBB} \approx U_{j2}$$

$$U_{CCEE} > U_{j2} + U_{cesar}$$

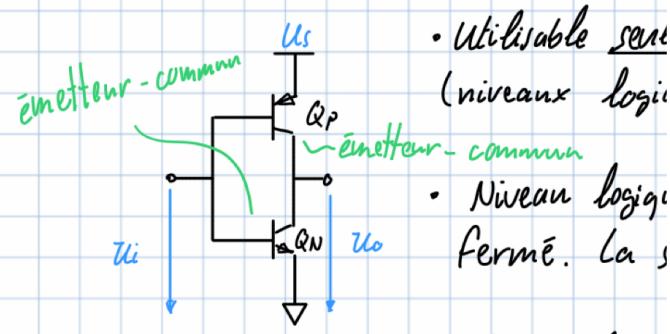
$$U_{EECC} > U_{j2} + U_{cesar}$$

## Version inverseur analogique



## Inverseur complémentaire bipolaire

### Version inverseur logique



- Utilisable sans (niveaux logiq)
- Niveau logiq fermé. La s

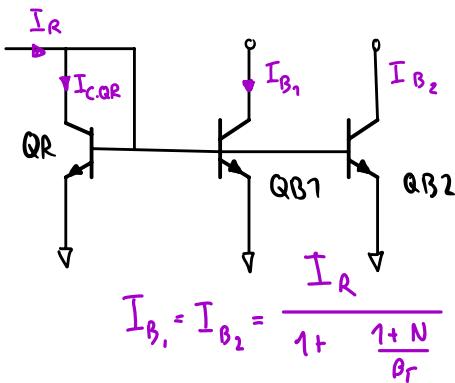
# ► Appariement (pas en circuit discret)

Composants électriques à caractéristiques aussi similaires que possible. Paramètres aussi similaires que possible.

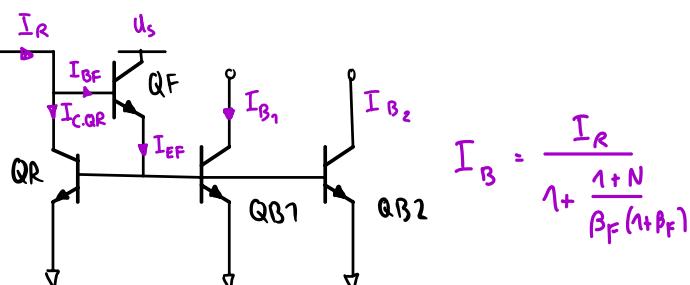
Conditions d'appariement:

- même fabricant
- même lot
- même substrat
- observation des règles de dessin pour appariement

## Miroir de courant simple

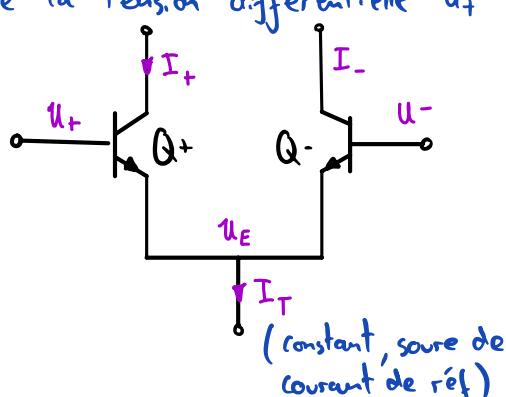


## Miroir de courant amélioré

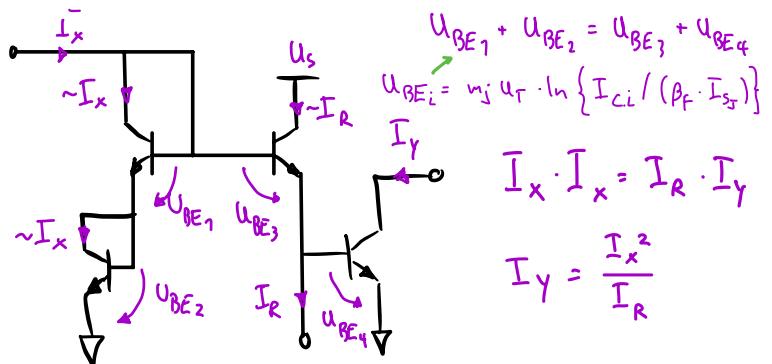


## Paire différentielle

La répartition du courant  $I_T$ , entre  $Q_+$  et  $Q_-$ , dépend de la tension différentielle  $U_+ - U_-$ .



## Circuits translinéaires



Circuit élévateur au carré d'un courant d'entrée.  
Pondération avec  $I_R$

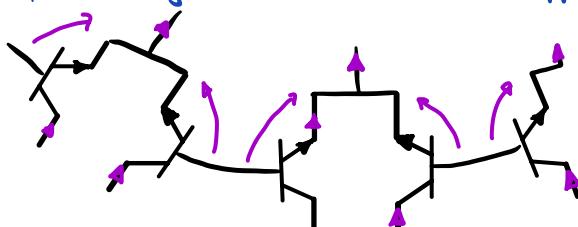
⇒ On peut créer des circuits semblables pour toutes puissances

⇒ On peut aussi sommer les courants

⇒ On peut faire du calcul analogique  
(approximation en série de Taylor)

## Principe général

- Maille fermée de jonctions base-émetteur
- Autant de jonctions d'une orientation que de jonctions d'orientation opposée



Exemple avec jonction alternante

Ampilement de jonction également possible

$$\sum_i U_{BE,i} = \sum_i U_{BE,i}$$

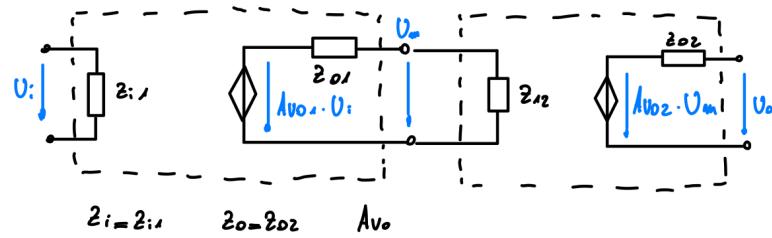
$$\prod_i I_{ci} = \prod_i I_{ci}$$

boucle

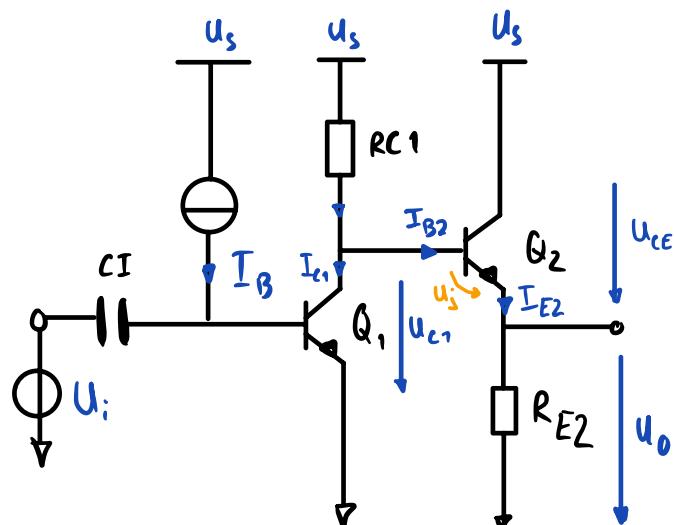
Si on amplifie trop la tension de l'alimentation doit être plus grande  
 $0,7 + 0,7 + 0,7 \dots$

Le courant base est négligé  
⇒ la taille du circuit est limitée par cette approx.

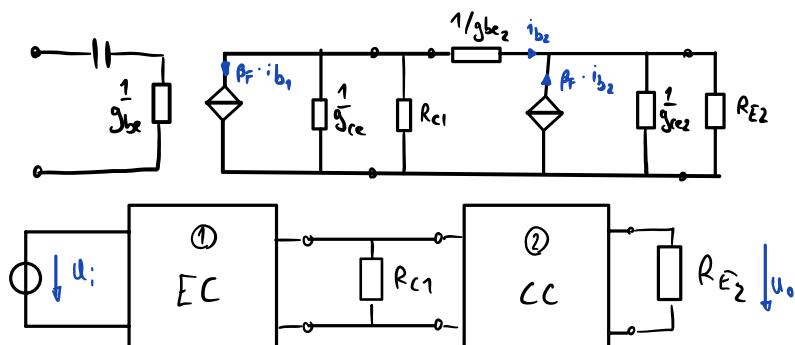
## ► Cascader des amplificateurs



## ► Cascade d'émetteur commun avec collecteur commun



1<sup>er</sup> étage cascode → émetteur commun  
2<sup>ème</sup> → collecteur commun



$$A_{V01} = -\frac{g_{be1} \beta_F}{g_{ce1}}$$

$$Z_{i1} = 1/g_{be1} \quad Z_{o2} = \frac{1 + \beta_F g_{be2} R_{L2}}{g_{be2} (1 + g_{ce2} R_{L2})}$$

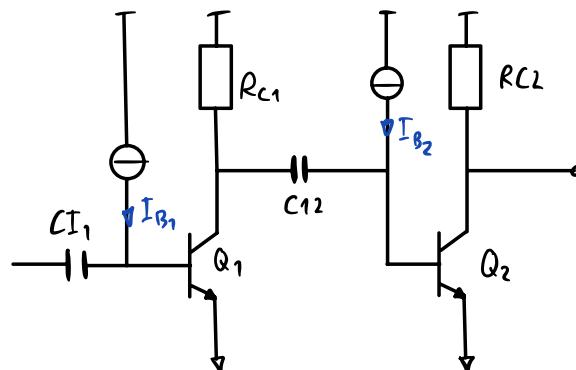
$$Z_{i1} = 1/g_{be1}$$

$$Z_{o2} = (1 + g_{be2} R_{L2}) / (\beta_F g_{be2})$$

$$A_{V0} = A_{V01} \cdot A_{V02} \cdot \frac{R_{C1} \| Z_{i2}}{R_{C1} \| Z_{i2} + Z_{o1}}$$

$$Z_i = \frac{1}{g_{be1}} \quad Z_o = Z_{o2} (R_{C1} + g_{ce1})$$

## ► Cascade d'émetteurs communs



$C11, C12$ : Condensateur de couplage  
→ fonction de transfert passe-haut

$R_C1, R_C2$ : Réduisent le gain en tension par effet de diviseur résistif,  
gain en tension élevé

Impédance d'entrée et sortie élevées

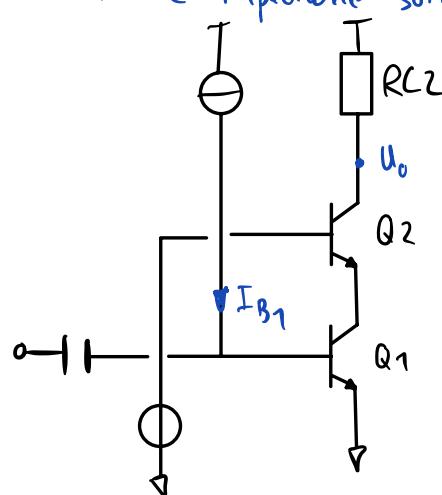
Exemple: ampli-audio

## ► Cascade d'émetteur commun et base commune

→ S'utilise sans charge

→ Très grand gain tension à U\_o

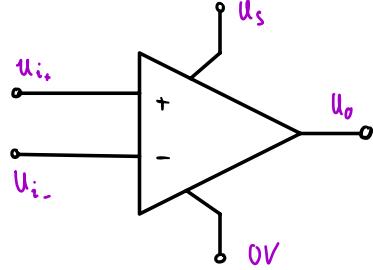
→ Grande impédance sortie



# ▶ Amplificateurs opérationnels

Une entrée différentielle a deux bornes à haute impédance ( $I_{i+}, I_{i-} \approx 0$ )  
Sortie à impédance faible

## ► Ampli op. asymétrique

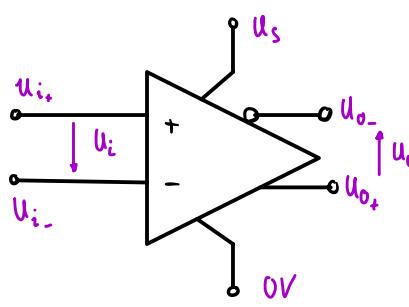


$$U_i = U_{i+} - U_{i-}$$

$$U_o = U_{o,cm} + A_v \cdot U_i$$

(autour de  $U_i = 0$ )

## ► Ampli op. différentiel



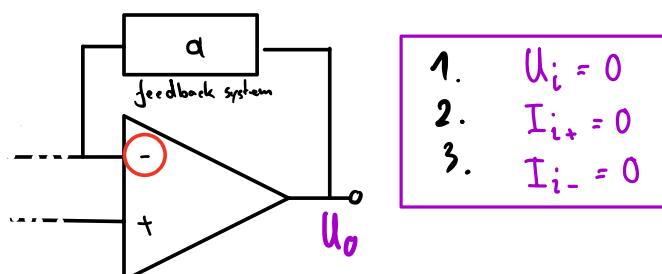
$$U_{o+} = U_{o,cm} + A_v \frac{U_i}{2}$$

$$U_{o-} = U_{o,cm} - A_v \frac{U_i}{2}$$

$$U_o = A_v \cdot U_i$$

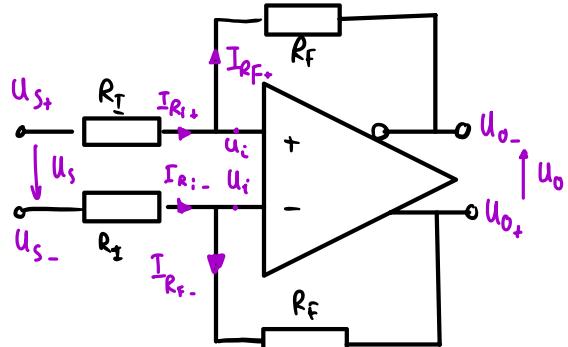
autour de  $U_i = 0$

## ► L'Ampli op. avec réaction négative



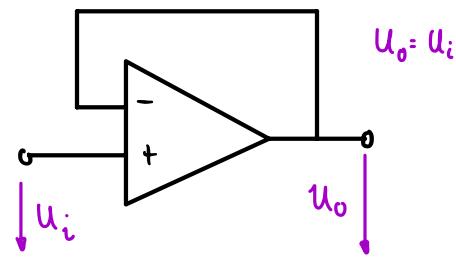
1.  $U_i = 0$
2.  $I_{i+} = 0$
3.  $I_{i-} = 0$

## Ampli op. différentiel



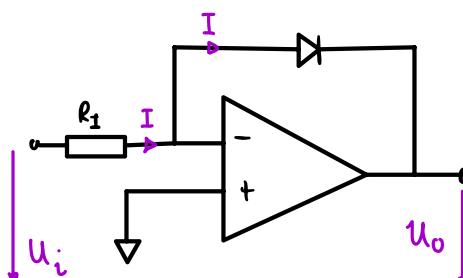
$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{R_F}{R_I} \Rightarrow U_o = \frac{R_F}{R_I} U_i$$

# Suiveur / Ampli à gain unité



Utilité : adapter l'impédance d'entrée d'un circuit

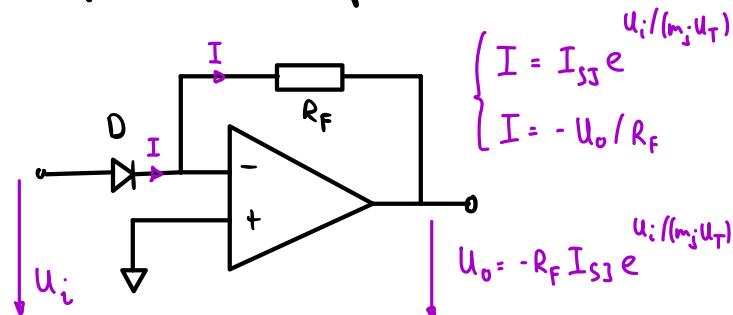
## Amplificateur logarithmique



$$\begin{cases} I = U_i / R_I \\ I = I_{ss} e^{-U_o / (m_j \cdot U_T)} \end{cases}$$

$$U_o = -m_j \cdot U_T \cdot \ln \left[ \frac{U_i}{R_I \cdot I_{ss}} \right]$$

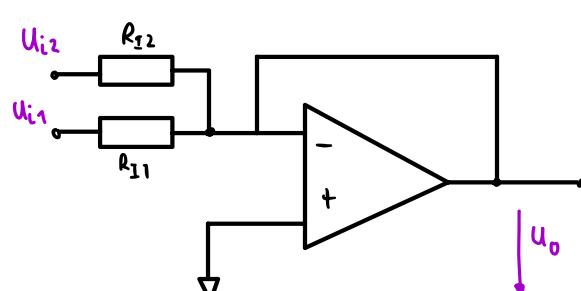
## Amplificateur exponentiel



$$\begin{cases} I = I_{ss} e^{U_i / (m_j \cdot U_T)} \\ I = -U_o / R_F \end{cases}$$

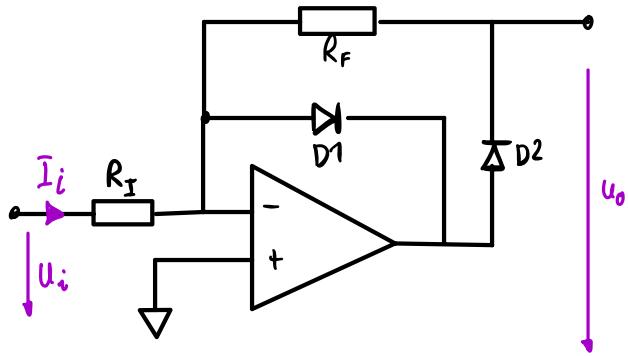
$$U_o = -R_F I_{ss} e^{U_i / (m_j \cdot U_T)}$$

## Amplificateur sommeur



$$U_o = \left[ \frac{R_F}{R_{i1}} U_{i1} + \frac{R_F}{R_{i2}} U_{i2} \right]$$

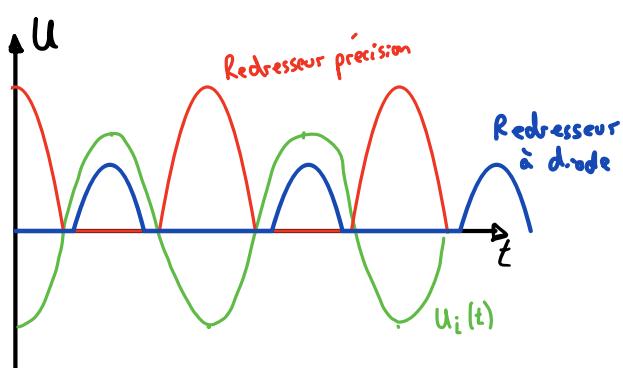
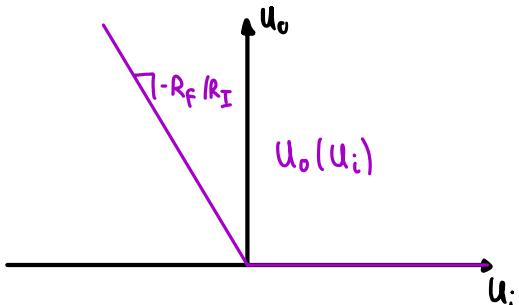
# Redresseur de précision



①  $U_i \geq 0; I_i \geq 0$  doit passer par D1 car D2 est bloquant  
Le courant à travers  $R_F$  est nul  
 $\Rightarrow U_o = 0$

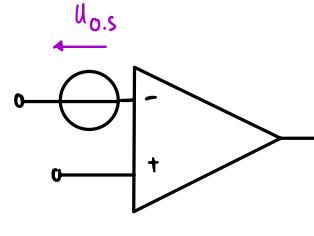
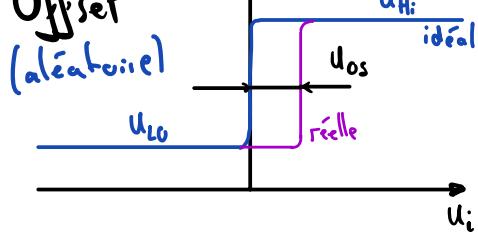
②  $U_i < 0; I_i < 0$  doit passer par D2 car D1 est bloquée. Le courant  $R_F$  traverse  $R_I$

$$U_i / R_I = -\frac{U_o}{R_F} \Rightarrow U_o = -\frac{R_F}{R_I} \cdot U_i$$

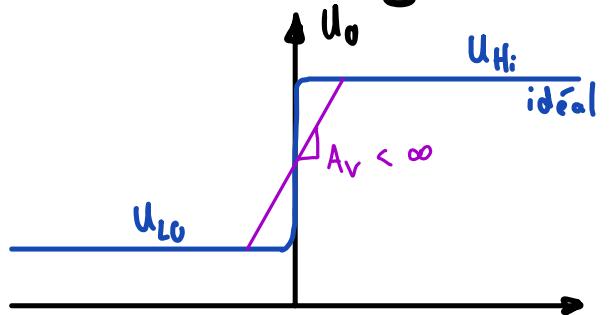


## ► Imperfections d'amplis op

Offset (aléatoire)



## Limitation de gain (gain fini)



$$U_o = A_v U_i + U_{ocm}$$

output-common-mode

## Rejection de l'alimentation

L'atténuation entre l'alimentation et sortie de l'ampli-op est fine

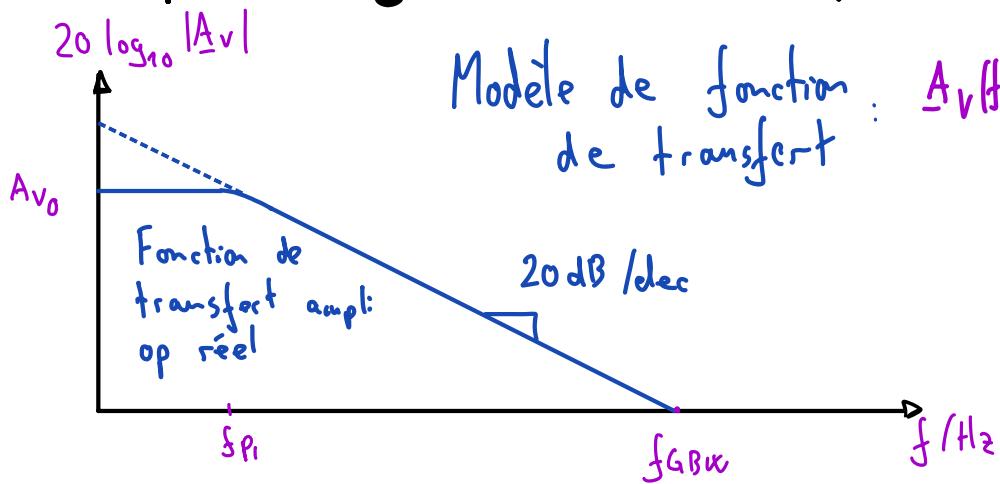
## Rejection du mode commun

L'atténuation entre mode commun d'entrée et la sortie est fine

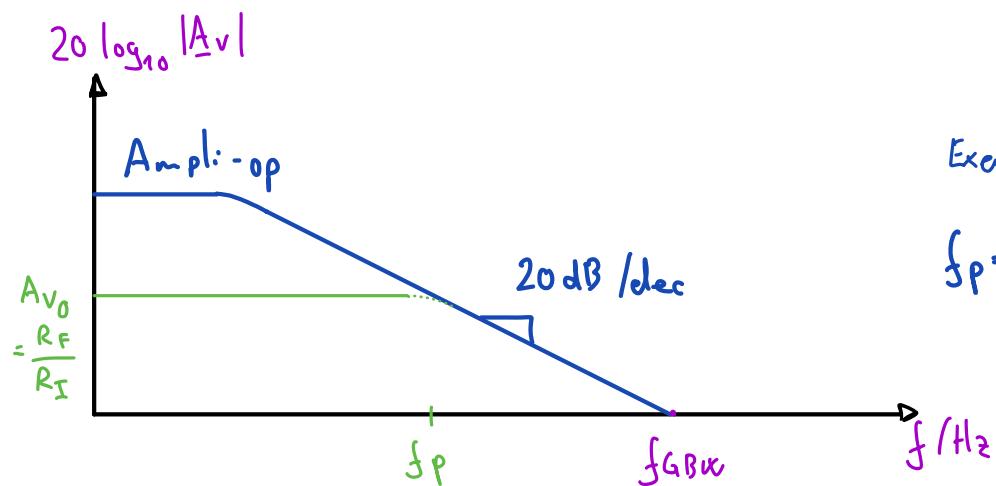
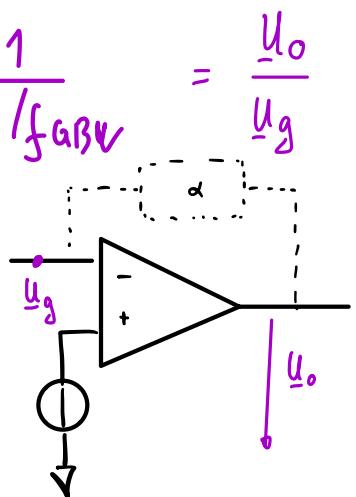
## Tension de mode commun

La tension de mode commun se trouve dans une plage définie.

# Bandé passante fine de l'Ampli-op



Modèle de fonction de transfert :  $A_v(f) = \frac{1}{jf/f_{\text{GBW}}} = \frac{U_o}{U_g}$



Exemple feedback résistif

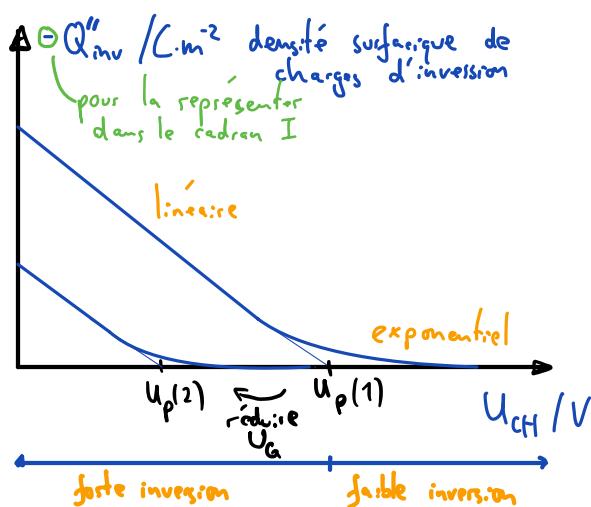
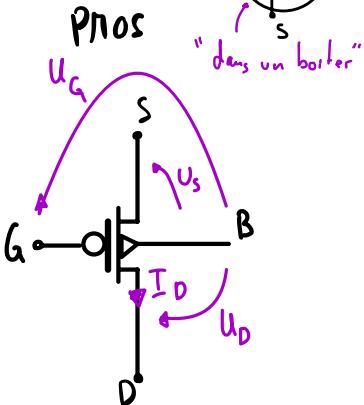
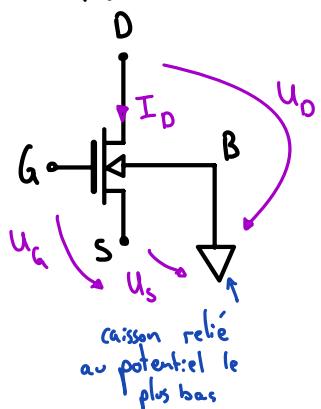
$$f_p = f_{\text{GBW}} \frac{R_I}{R_I + R_F}$$

$$\text{Gam}(A_{V_0}) \times \text{Bandé passante} \approx f_{\text{GBW}}$$

Basic circuit	Common emitter	Common collector	Common base	Cascode
Voltage gain	high	less than unity	high, same as CE	high, same as CB
Current gain	high	high	less than unity	high, same as CE
Power gain	high	moderate	moderate	highest
Phase inversion	yes	no	no	yes
Input impedance	moderate $\approx 1 \text{ k}\Omega$	highest $\approx 300 \text{ k}\Omega$	low $\approx 50 \Omega$	same as CE, $\approx 1 \text{ k}\Omega$
Output impedance	moderate $\approx 50 \text{ k}\Omega$	low $\approx 300 \Omega$	highest $\approx 1 \text{ Meg}$	same as CB, $\approx 1 \text{ Meg}$

# ► Transistor MOS

NMOS



charge d'inversion  
en forte inversion

$$-Q''_{\text{inv}} = C_{\text{ox}} \cdot n (U_p - U_{\text{CH}})$$

$$-Q''_{\text{inv}} = C''_{\text{ox}} 2 \cdot n U_T e^{\frac{U_p - U_{\text{CH}}}{U_T}}$$

$n$ : facteur de pente  $\sim 1,2 \sim 1,4$

$C''_{\text{ox}}$ : capacité surfacique de l'oxyde  $F/m^2$

$C''_{\text{ox}} = \frac{\epsilon_r \cdot \epsilon_0}{d_{\text{ox}}}$   $d_{\text{ox}}$ : épaisseur d'oxyde

$U_G$ : tension de grille

tension de pinçement  $U_p = \frac{U_G - V_{\text{TO}}}{n}$  tension seuil  $\sim 700 - 800 \text{ mV}$  pour transistor 3.3V

$$I_{\text{spec}} = 2 \cdot n \mu C_{\text{ox}}^2 \cdot U_T^2 \frac{W}{L}$$

$$x_p = \frac{U_p}{U_T}, \quad x_s = \frac{U_s}{U_T}, \quad x_d = \frac{U_d}{U_T}$$

$$Y_F = \frac{I_F}{I_{\text{spec}}} \quad Y_R = \frac{I_R}{I_{\text{spec}}} \quad U_T = 25 \text{ mV à } T_{\text{amb}}$$

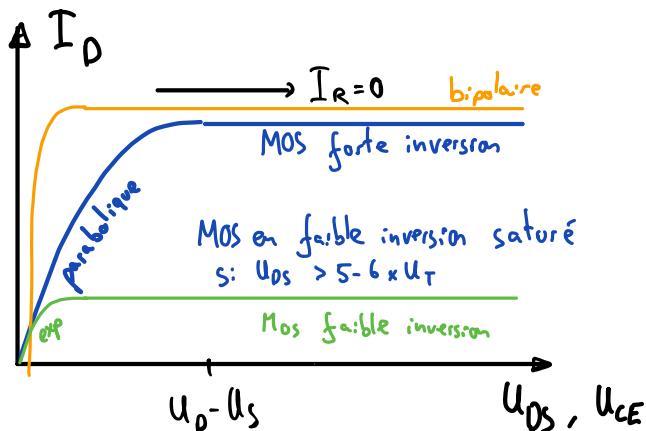
Forte inversion  $x_s \ll x_p$  ou si:  $\max(Y_F, Y_R) \gg 1$

$$Y_F = \begin{cases} \left(\frac{x_p - x_s}{2}\right)^2 & \text{si } x_s < x_p \\ 0 & \text{si } x_s > x_p \end{cases}$$

$$Y_R = \begin{cases} \left(\frac{x_p - x_d}{2}\right)^2 & \text{si } x_d < x_p \\ 0 & \text{si } x_d > x_p \end{cases}$$

Faible inversion  $x_s \gg x_p$   
ou si:  $\max(Y_F, Y_R) \ll 1$

$$Y_F = e^{x_p - x_s} \quad Y_R = e^{x_p - x_d}$$



Interpolation entre faible et forte inversion

$$Y_F = \ln^2 \left[ 1 + e^{\frac{x_p - x_s}{2}} \right] \Leftrightarrow x_p - x_s = 2 \ln \left( e^{\frac{\sqrt{Y_F}}{2}} - 1 \right)$$

$$Y_R = \ln^2 \left[ 1 + e^{\frac{x_p - x_d}{2}} \right] \Leftrightarrow x_p - x_d = 2 \ln \left( e^{\frac{\sqrt{Y_R}}{2}} - 1 \right)$$

