

**COMPOSANTS ELECTRONIQUES
FONCTIONNEMENT
MODELES**

**CIRCUITERIE DE BASE EN
ANALOGIQUE**

Richard HERMEL LAPP

Ecole d'électronique IN2P3 : Du détecteur à la numérisation

Cargèse Mars 2004

Sommaire

- **Semi-conducteurs**
- **La jonction PN**
- **Composants**
 - **Le transistor bipolaire**
 - **Le transistor MOS**
- **Briques de base en analogique CMOS**
- **L'amplificateur opérationnel**

Conduction dans les solides

Niveaux d'énergie discrets des atomes

↓ (principe d'exclusion de Pauli)

Bandes d'énergies dans les solides

Niveaux d'énergie des électrons participant

aux liaisons entre les atomes du solide :  Bande de valence

Niveaux d'énergie des électrons libres

(pouvant participer à la conduction) :  Bande de conduction

Il peut exister des niveaux « interdits »

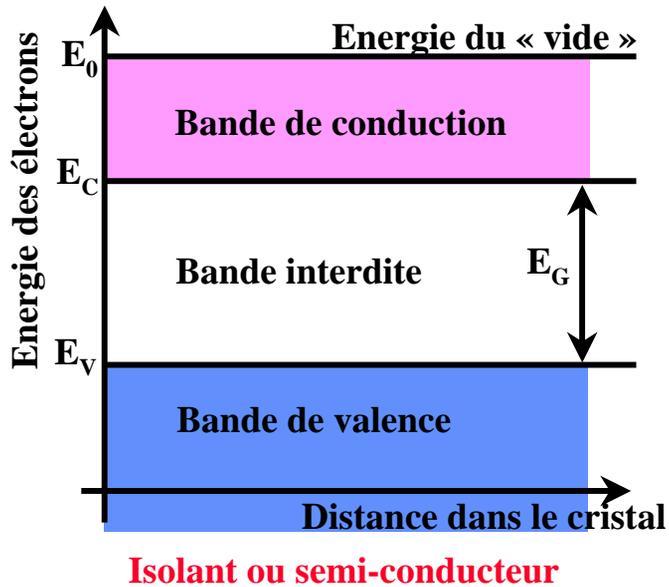
entre ces bandes :  Bande interdite (gap)

Conducteurs (métaux) : pas de bande interdite

Isolants (diélectriques) : bande interdite « large » (> 5 eV)

Semi-conducteurs : bande interdite « moyenne » (≈ 0.5 à 5 eV)

Représentation simplifiée des bandes d'énergies dans un solide : Diagramme des bandes



E_0 = énergie du vide : au-delà de cette énergie, l'électron sort du solide

E_C = limite inférieure de la bande de conduction

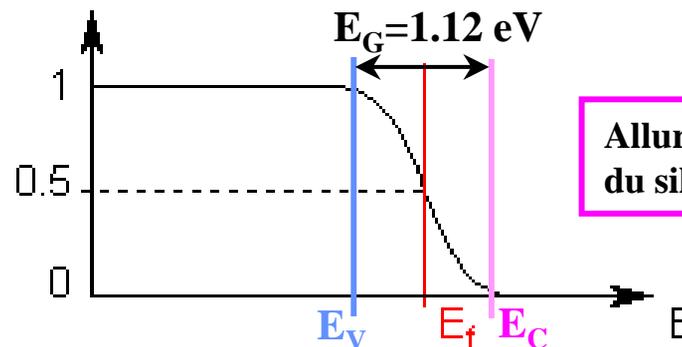
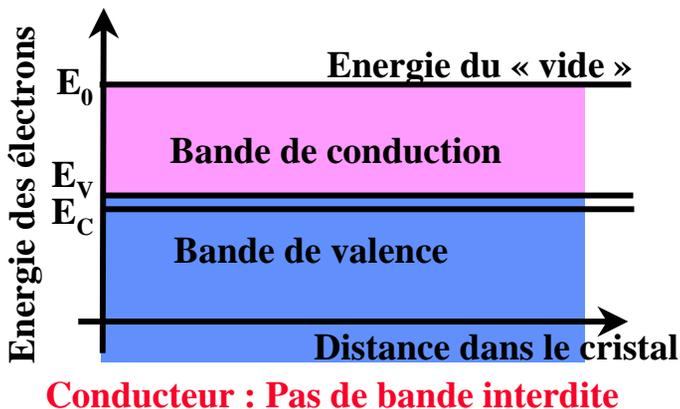
E_V = limite supérieure de la bande de valence

$E_G = E_C - E_V$: largeur de bande interdite

Le peuplement des bandes d'énergies obéit à la statistique De **Fermi-Dirac**. Il dépend de la température :

$$F(E) = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E - E_F}{kT}\right)}$$

Probabilité de trouver un électron à l'énergie E .
 E_F est une constante pour un matériau donné



Allure de la courbe pour du silicium pur à 300K

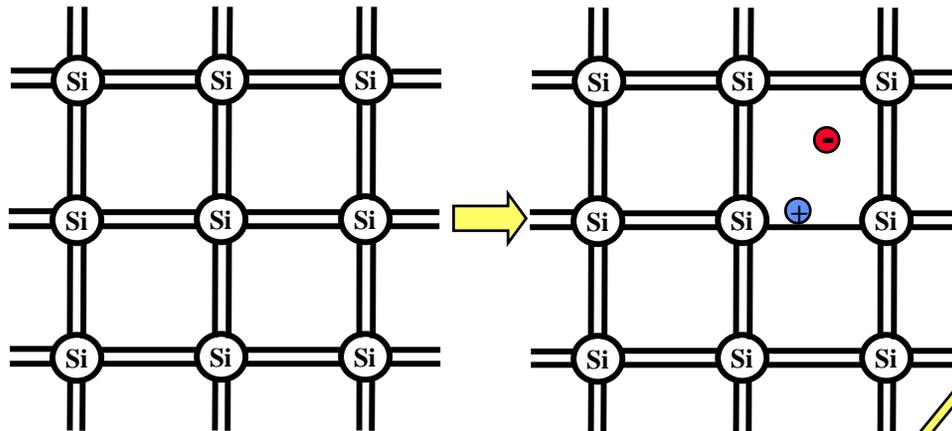
Classification périodique

Elément Z=14 Silicium		Découverte Berzélius, 1824, Suède																
Rayon atomique (nm) 0,118		Masse molaire atomique(g/mol) 28,1										Electronégativité 1,7						
1	Température fusion ébullition (°C) 1410 2355											Orbitales 3p2				18		
1	H 1	2		Masse volumique (g/mL) 2,33										Isotopes 8				He 2
2	Li 3	Be 4											B 5	C 6	N 7	O 8	F 9	Ne 10
3	Na 11	Mg 12	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	Al 13	Si 14	P 15	S 16	Cl 17	Ar 18
4	K 19	Ca 20	Sc 21	Ti 22	V 23	Cr 24	Mn 25	Fe 26	Co 27	Ni 28	Cu 29	Zn 30	Ga 31	Ge 32	As 33	Se 34	Br 35	Kr 36
5	Rb 37	Sr 38	Y 39	Zr 40	Nb 41	Mo 42	Tc 43	Ru 44	Rh 45	Pd 46	Ag 47	Cd 48	In 49	Sn 50	Sb 51	Te 52	I 53	Xe 54
6	Cs 55	Ba 56	La [*] 57	Hf 72	Ta 73	W 74	Re 75	Os 76	Ir 77	Pt 78	Au 79	Hg 80	Tl 81	Pb 82	Bi 83	Po 84	At 85	Rn 86
7	Fr 87	Ra 88	Ac# 89	Rf 104	Db 105	Sg 106	Bh 107	Hs 108	Mt 109									

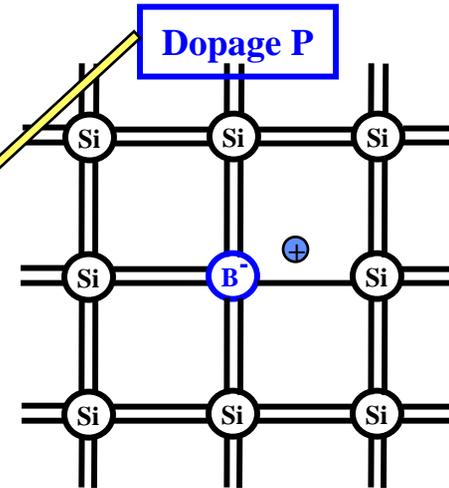
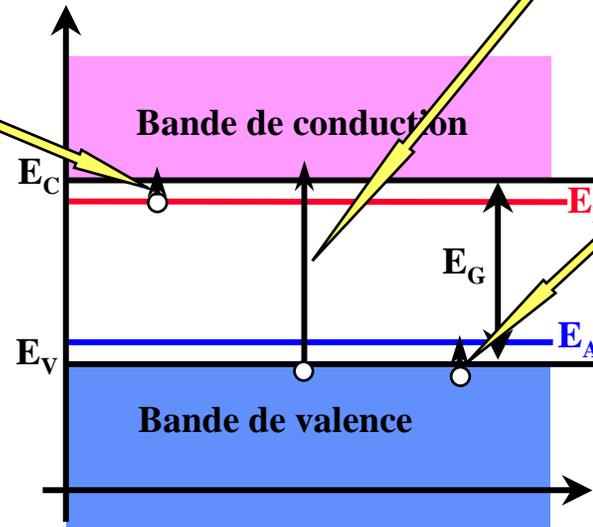
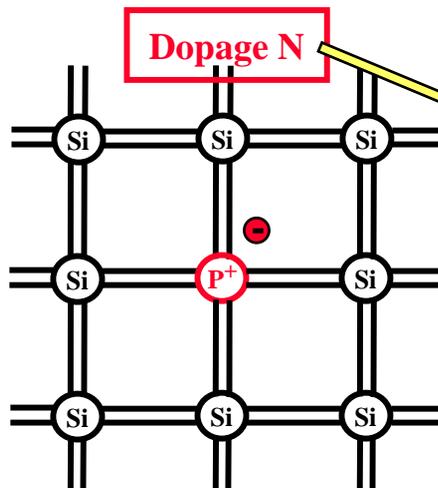
* Lanthanides	Ce 58	Pr 59	Nd 60	Pm 61	Sm 62	Eu 63	Gd 64	Tb 65	Dy 66	Ho 67	Er 68	Tm 69	Yb 70	Lu 71
# Actinides	Th 90	Pa 91	U 92	Np 93	Pu 94	Am 95	Cm 96	Bk 97	Cf 98	Es 99	Fm 100	Md 101	No 102	Lr 103

Colonne 4 : semi-conducteurs
 Colonne 3 : accepteurs (P)
 Colonne 5 : donneurs (N)

Porteurs de charge dans les semi-conducteurs



Génération d'une paire **électron-trou** dans du silicium pur (intrinsèque) :
 Agitation thermique, éclairnement,
 Passage d'une particule
 Création de **2 porteurs libres**



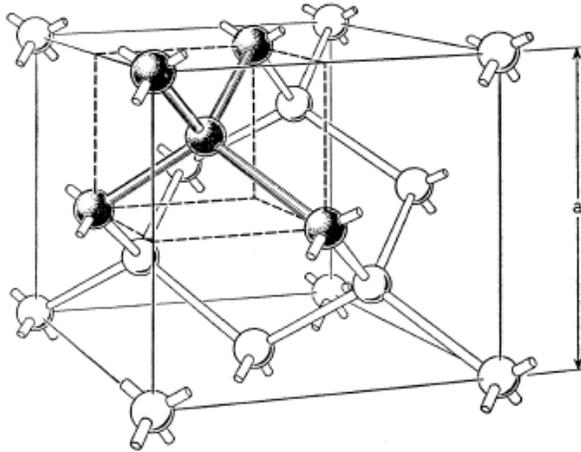
Un atome de la **colonne 5** est introduit dans le cristal. Il perd un **électron** qui devient **libre** et s'ionise positivement
 Donneurs : **P, As, Sb**

$$E_C - E_D \approx E_A - E_V \approx 0.045 \text{ eV}$$

à 300 K, tous les donneurs et les accepteurs sont ionisés

Un atome de la **colonne 3** est introduit dans le cristal. Il capture un **électron** de valence et s'ionise négativement, créant un « **trou** » dans la bande de valence
 Accepteurs : **B, Ga, In**

Le silicium



Cristal type diamant : $a = 5.43 \text{ \AA}$

Densité atomique : $5 \cdot 10^{22} \text{ cm}^{-3}$

Permittivité diélectrique relative : $\epsilon_R = 11.7$

Bandgap : $E_G = 1.124 \text{ eV @ 300 K}$

Mobilité des électrons : $\mu_e = 1350 \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$

Mobilité des trous : $\mu_p = 480 \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$

Densité de porteurs libres : $n_i = 1.45 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$

Résistivité intrinsèque : $2.3 \cdot 10^5 \text{ \Omega cm}$

Contrôle de la résistivité par le dopage :

8 ordres de grandeur pour des concentrations en impuretés de 10^{12} cm^{-3} à 10^{21} cm^{-3}

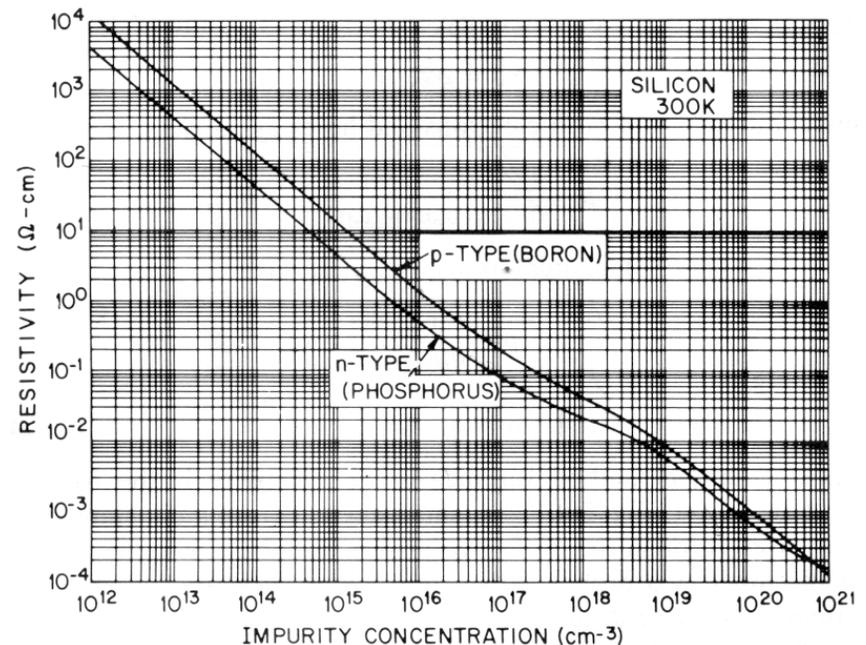
Les dopages représentent une proportion d'impuretés comprise entre 10^{-10} et 10%

Le matériau de base doit être très pur !

Pour mémoire,

Résistivité du cuivre : $1.6 \cdot 10^{-6} \text{ \Omega cm}$

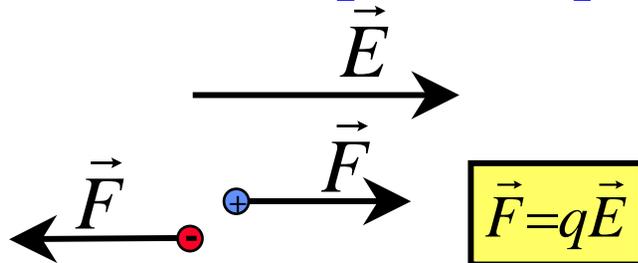
Résistivité du SiO_2 : $> 10^{11} \text{ \Omega cm}$



La conduction dans les semi-conducteurs

2 causes possibles pour mettre en mouvement les porteurs de charges (créer un courant) :

Un champ électrique



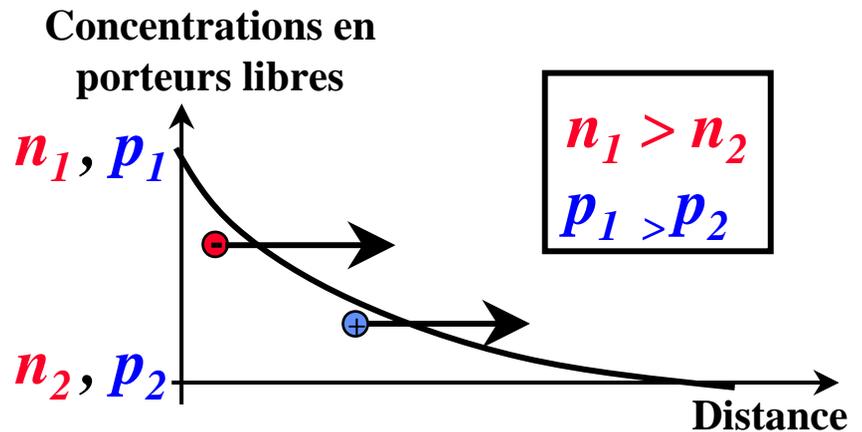
Vitesse des porteurs :

$$\vec{v} = \mu \vec{E}$$

μ : mobilité en $cm^2 V^{-1} s^{-1}$

La diffusion des porteurs

Gradient de concentration



Densités de courant :

$$\vec{J}_{pE} = pe\vec{v}_p = pe\mu_p\vec{E}$$

$$\vec{J}_{nE} = ne\vec{v}_n = ne\mu_n\vec{E}$$

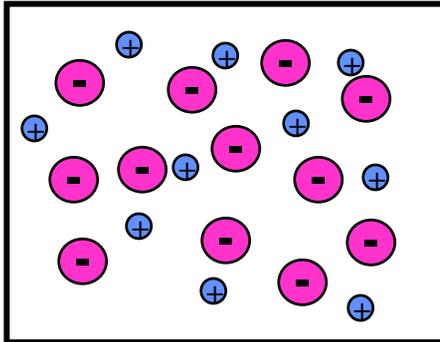
$$D = \frac{kT}{e} \mu$$

$$\vec{J}_{nD} = -eD_n \overrightarrow{\text{grad}} n$$

$$\vec{J}_{pD} = eD_p \overrightarrow{\text{grad}} p$$

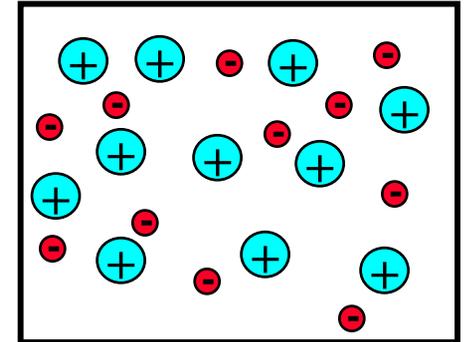
D : coeff. de diffusion en $cm^2 s^{-1}$

La jonction PN



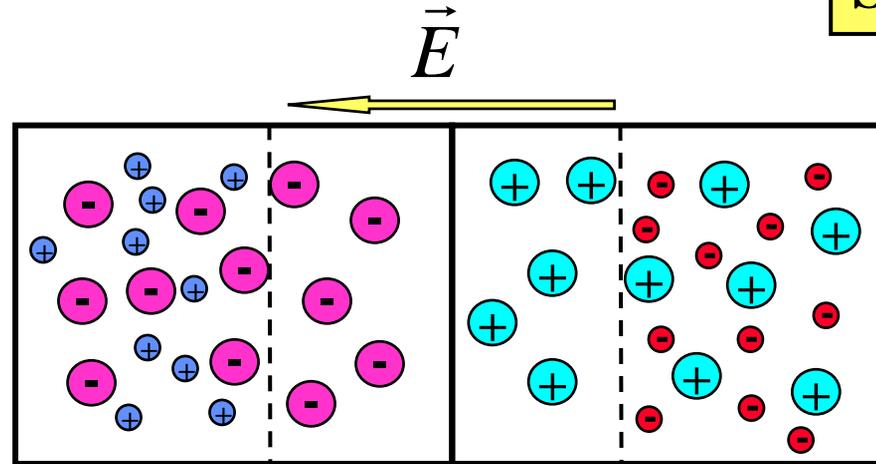
Silicium P

-  **Donneurs ionisés fixes (B⁺) : densité N_A**
-  **Accepteurs ionisés fixes (P⁺) : densité N_D**
-  **Trous libres (+) : densité p**
-  **Electrons libres (-) : densité n**



Silicium N

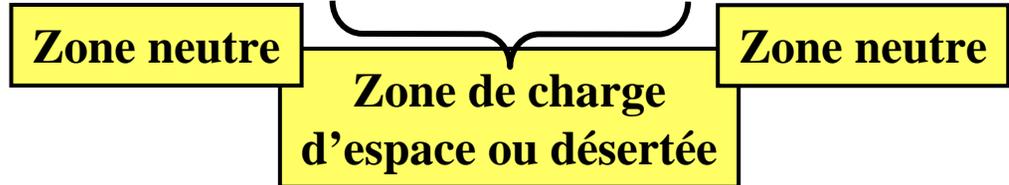
\vec{E} : Champ interne
 $\Rightarrow \Psi$: potentiel interne
 $\vec{E} = -\overrightarrow{grad} \Psi$



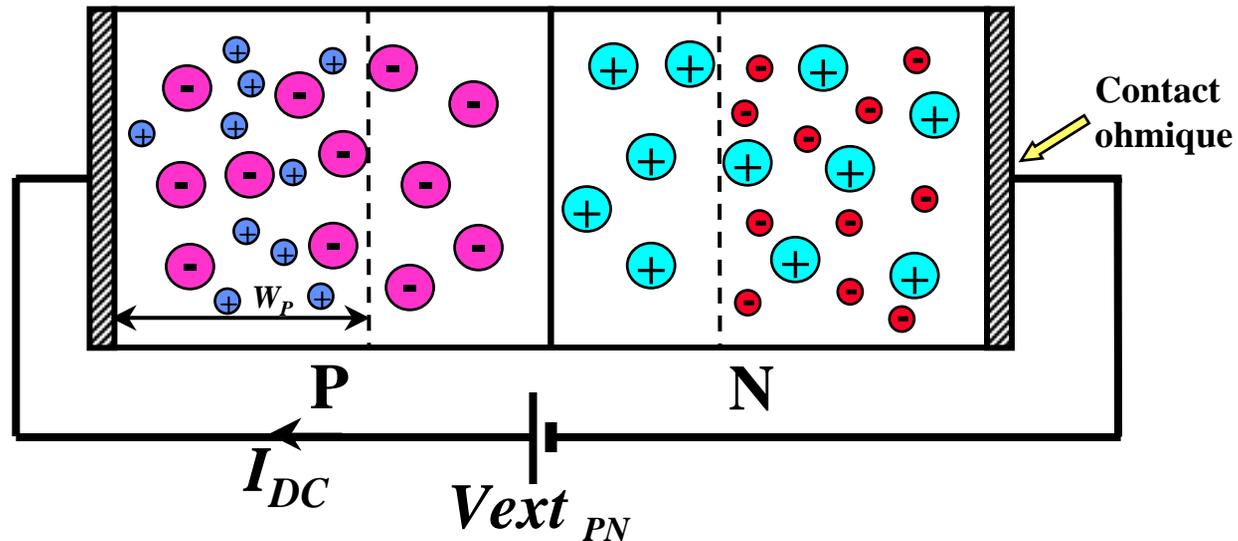
Jonction PN

$$\Psi_{NP} = U_T \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}$$

$$U_T = \frac{kT}{e}$$



La jonction PN polarisée



$V_{ext\ PN} = 0$: Jonction à l'équilibre $I_{DC} = 0$

les effets de la diffusion et du champ se compensent exactement, le courant est nul.

$V_{ext\ PN} > 0$: Polarisation directe

Réduction du champ électrique, la diffusion permet le passage d'un courant direct élevé.

$V_{ext\ PN} < 0$: Polarisation inverse

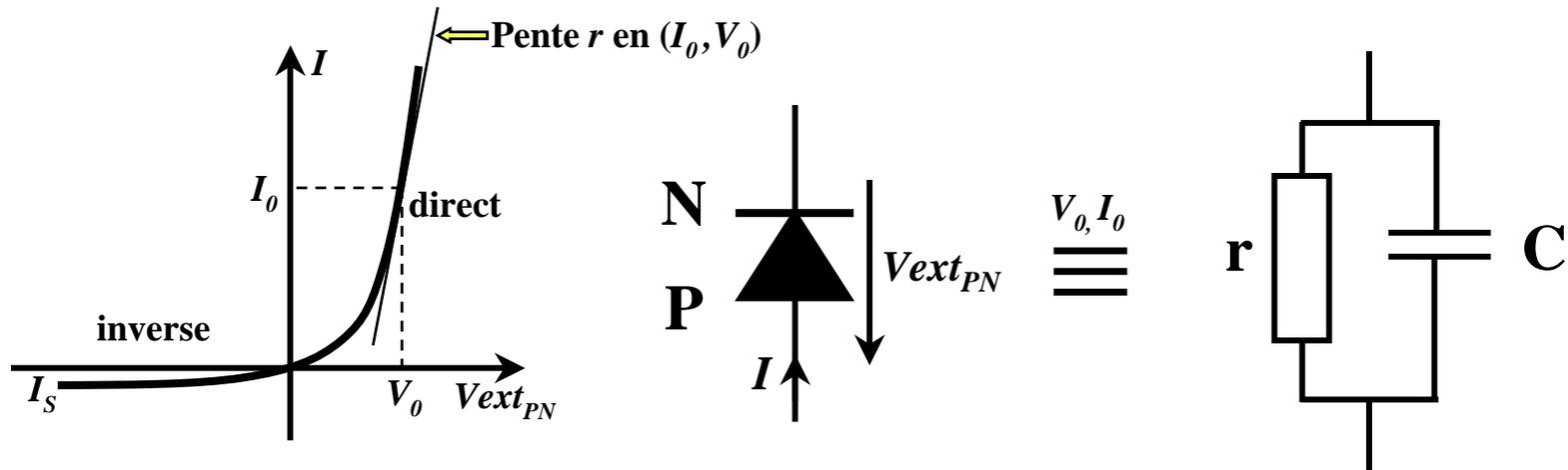
Augmentation du champ, seuls quelques porteurs arrivent à franchir la jonction, le courant inverse est faible.

$$I_{DC} = I_S \exp\left(\frac{V_{ext\ PN}}{U_T} - 1\right)$$

$$I_S \approx A \frac{eD_n n_i^2}{N_A W_P}$$

*Pour des dispositifs minces où l'on peut négliger les phénomènes de recombinaison et où $N_D \gg N_A$ (N⁺P)
 A : section transversale de la diode
 W_P : longueur de la zone neutre P*

La jonction PN en régime dynamique



La résistance dynamique r est la pente de la caractéristique au point de fonctionnement : $r = U_T / I_0$

La capacité C rend compte des variations de charges stockées en fonction de la polarisation :

En inverse, la jonction est équivalente à un condensateur plan, la capacité correspond à la variation du nombre de charges fixes dans la zone de charge d'espace lorsque ses dimensions changent, c'est la

capacité de transition :

$$C_T = A \frac{\epsilon_{SI}}{W}$$

ϵ_{SI} : permittivité du silicium : $\epsilon_{rSi} = 11.7$

W : largeur de la Zone de charge d'espace

En direct, de nombreux porteurs de charges se trouvent en excès dans les zones « neutres », leur quantité varie avec la polarisation, c'est la *capacité de diffusion* qui s'ajoute à la capacité de transition

C_D est proportionnelle au courant direct :

$$C_D \propto A I_S \exp\left(\frac{V_{ext_{PN}}}{U_T}\right)$$

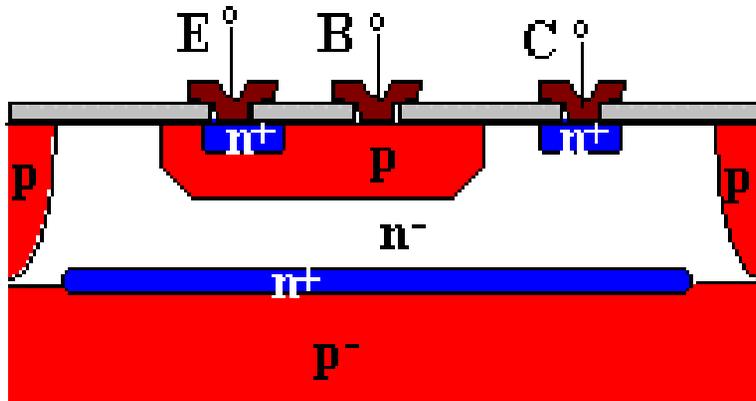
Les transistors

Les transistors sont des dispositifs dans lesquels le passage du courant entre 2 électrodes est contrôlé par une grandeur de commande appliquée sur une 3^{ème} électrode

Commande en courant : transistors bipolaires

Commande en tension : transistors à effet de champ

Le transistor bipolaire



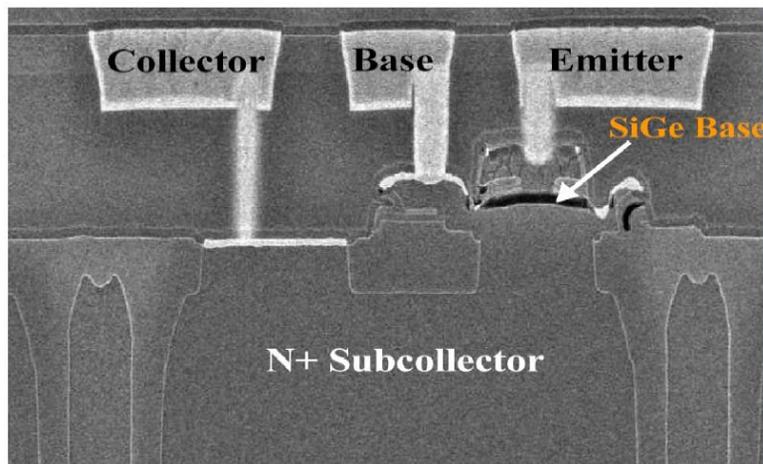
Bipolaire = les 2 types de porteurs participent au fonctionnement : électrons et trous

Il en existe 2 types : NPN et PNP

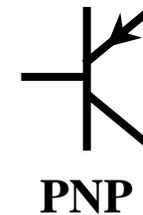
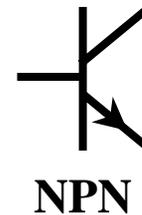
Sur l'image : NPN

Base: dopage P

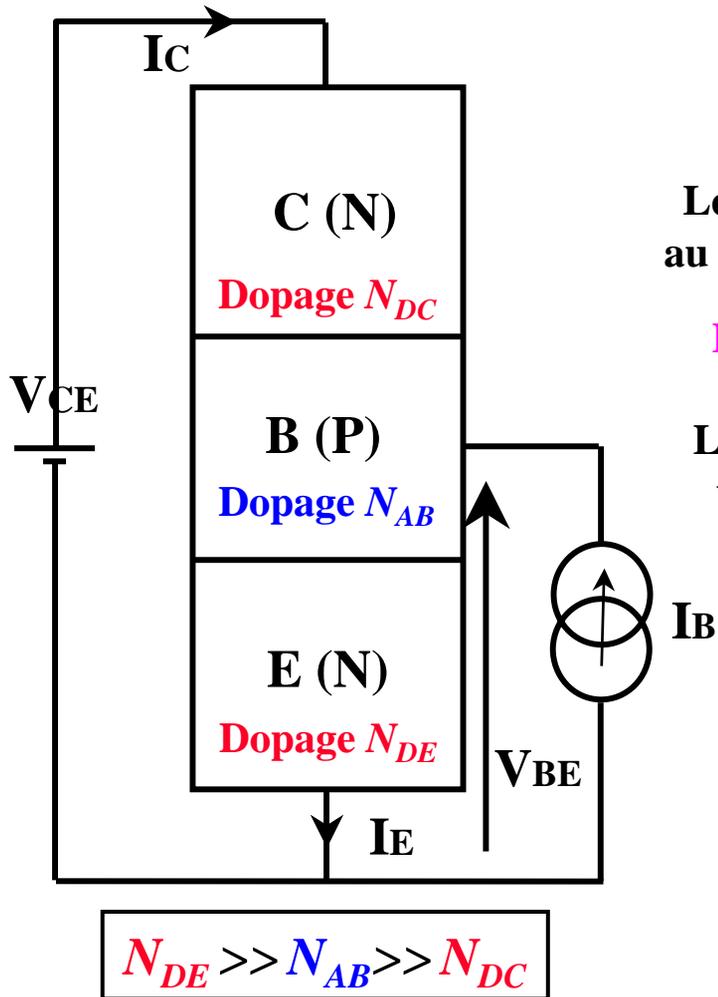
Emetteur et collecteur : dopage N



symboles



Le transistor bipolaire : fonctionnement



La jonction base-émetteur est polarisée en direct

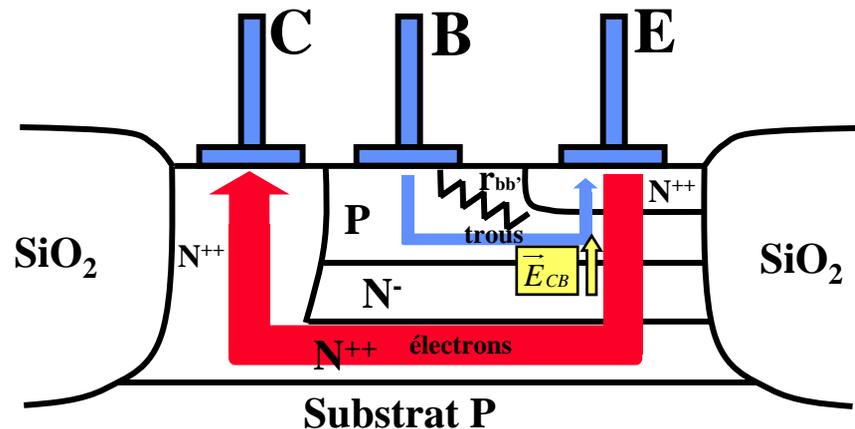


Des électrons sont injectés de l'émetteur vers la base et des trous de la base vers l'émetteur :
Le rapport entre ces 2 composantes est proportionnel au rapport des dopages : $I_P \propto N_{AB}$, $I_N \propto N_{DE} \Rightarrow I_N \gg I_P$

La jonction base-collecteur est polarisée en inverse



Le champ électrique intense \vec{E}_{CB} dirigé du collecteur vers la base attire les électrons vers le collecteur et repousse les trous vers la base



Le transistor bipolaire : courants

Le **courant de base** est le courant de **trous** injectés par la jonction BE

Le **courant de collecteur** est le courant d'**électrons** injectés par la jonction BE et récupérés par la jonction BC

Le courant d'émetteur est la somme des courants de base et de collecteur

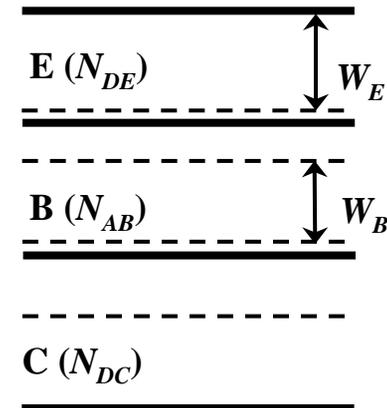
$$I_E = I_C + I_B$$

$$I_C = A \frac{eD_{nB}ni^2}{N_{AB}W_B} \exp\left(\frac{V_{BE}}{U_T}\right)$$

$$I_B = A \frac{eD_{pE}ni^2}{N_{DE}W_E} \exp\left(\frac{V_{BE}}{U_T}\right)$$

$$\beta = \frac{D_{nB}N_{DE}W_E}{D_{pE}N_{AB}W_B}$$

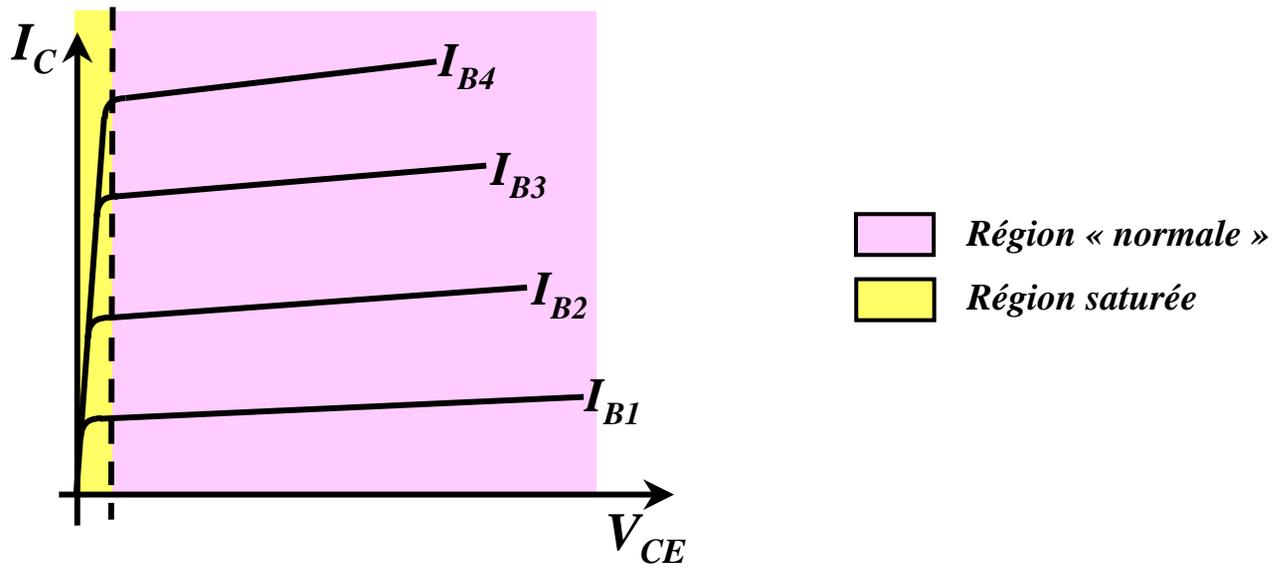
W_E : largeur de la zone neutre d'émetteur
 W_B : largeur de la zone neutre de base



Ces relations sont valables pour un composant pour lequel on peut négliger les recombinaisons et les effets de fortes injection, c'est à dire un transistor mince dans lequel circulent de petits courants.

En contrôlant le courant de base I_B (faible), on commande le courant de collecteur I_C (fort)

Le transistor bipolaire : caractéristiques



Régime « normal » : la jonction base-émetteur est polarisée en direct
la jonction base-collecteur est polarisée en inverse
le courant de base contrôle le courant collecteur, $I_C = \beta I_B$

Régime saturé : les 2 jonctions sont polarisées en direct,
les courants I_C et I_B ne sont plus proportionnels

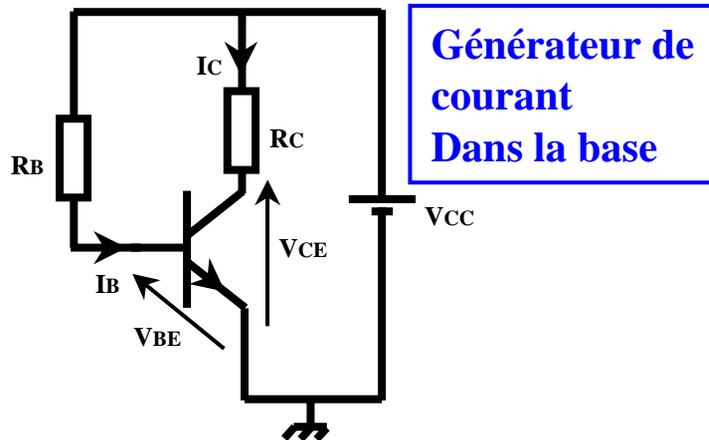
Régime bloqué : les 2 jonctions sont polarisées en inverse,
 I_B est nul ou négatif, I_C est nul.

} utilisés en logique

Régime « inverse » : la jonction base-émetteur est polarisée en inverse
la jonction base-collecteur est polarisée en direct
cela revient à inverser émetteur et collecteur

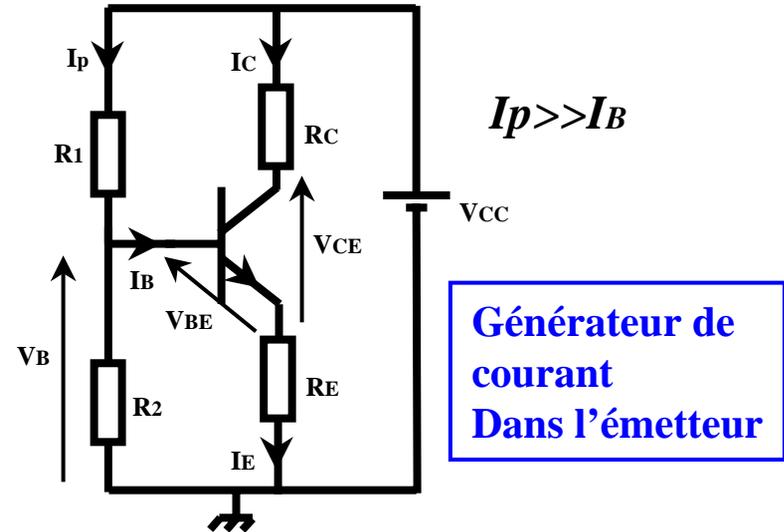
Le transistor bipolaire : polarisation

La polarisation consiste à choisir un point de fonctionnement : I_C , V_{CE} et à assurer son maintien par un circuit externe.



$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}, \quad I_C = \beta I_B$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$$



$$I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E}, \quad V_B = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_{CE} \approx V_{CC} - (R_C + R_E) I_C$$

Le gain en courant βn n'est pas stable et varie en fonction de nombreux paramètres, en particulier la température.

Il est préférable d'imposer le courant d'émetteur

Le transistor bipolaire : modèle pour signaux faibles

En analogique, on s'intéresse aux variations autour du point de fonctionnement ; on utilise un modèle « petits signaux » :

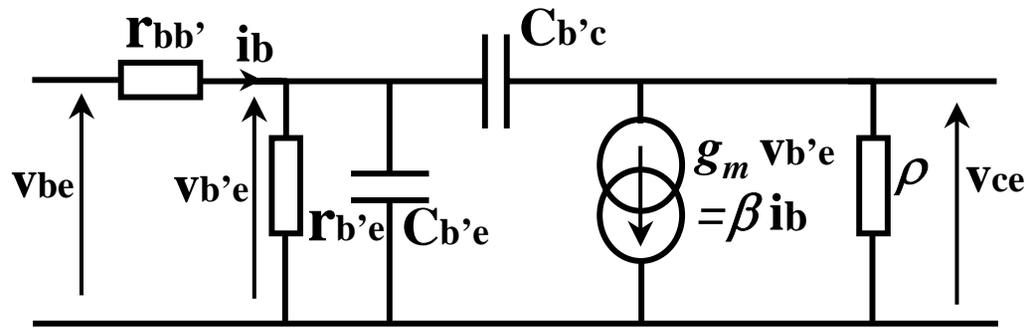


Schéma équivalent linéaire
En émetteur commun

$r_{bb'}$ = Résistance d'accès à la base

$r_{b'e}$ = Résistance dynamique de la jonction base-émetteur : $r_{b'e} = U_T / I_{B0}$

$C_{b'e}$ = Capacité de la jonction base-émetteur (en direct \Rightarrow capacité de diffusion)

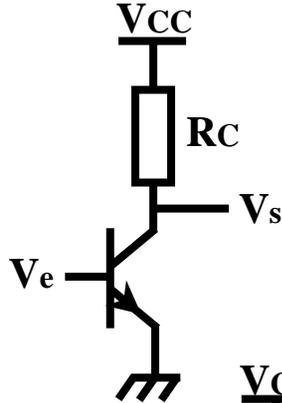
$C_{b'c}$ = Capacité de la jonction base-collecteur (en inverse \Rightarrow capacité de transition)

g_m = Transconductance du transistor : $g_m = I_{C0} / U_T$

ρ = résistance de sortie du générateur de courant de collecteur : $\rho = I_{C0} / V_A$

ρ représente la pente de la caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ qui n'est pas parfaitement horizontale. C'est l'effet de la variation de l'épaisseur de la base avec la tension V_A est la tension d'Early, elle dépend de la technologie.

Le transistor bipolaire : les montages de base



Montage émetteur commun

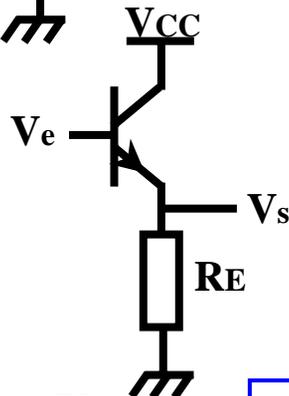
Gain en tension : $A_v = V_s/V_e = -g_m R_c$

Gain en courant : $A_i = I_s / I_e = \beta$

Résistance d'entrée : $R_{in} = r_{be}$

Résistance de sortie : $R_s = R_c // \rho$

Ampli de tension



Montage collecteur commun

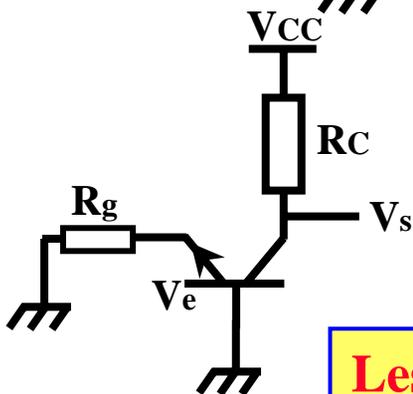
Gain en tension : $A_v = V_s/V_e = g_m R_E / (1 + g_m R_E) \approx +1$

Gain en courant : $A_i = I_s / I_e = \beta + 1$

Résistance d'entrée : $R_{in} = r_{be} + (\beta + 1)R_E$

Résistance de sortie : $R_s = R_E // (1/g_m)$

Suiveur



Montage base commune

Gain en tension : $A_v = V_s/V_e = +g_m R_c$

Gain en courant : $A_i = I_s / I_e = +1$

Résistance d'entrée : $R_{in} = 1 / g_m$

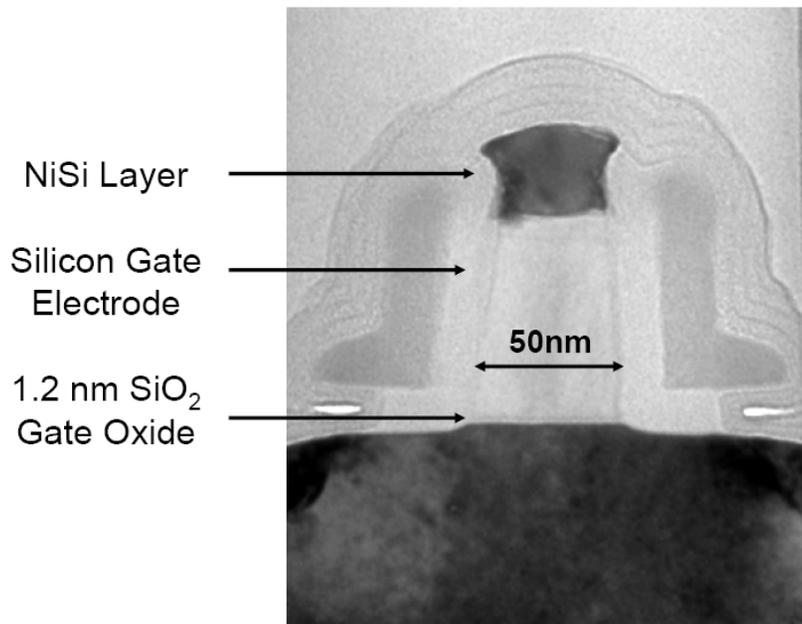
Résistance de sortie : $R_s = R_c // [g_m \rho (R_g // r_{be})]$

**Conversion
courant-tension,
Cascode**

Les circuits de polarisation n'ont pas été représentés

Le transistor M.O.S.

M.O.S. = Métal Oxyde Silicium



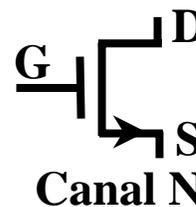
Transistor MOS $L_G = 50 \text{ nm}$

Le courant circule entre drain et source

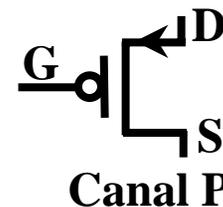
Electrode de commande : grille

La grille est isolée : pas de courant de grille continu

symboles

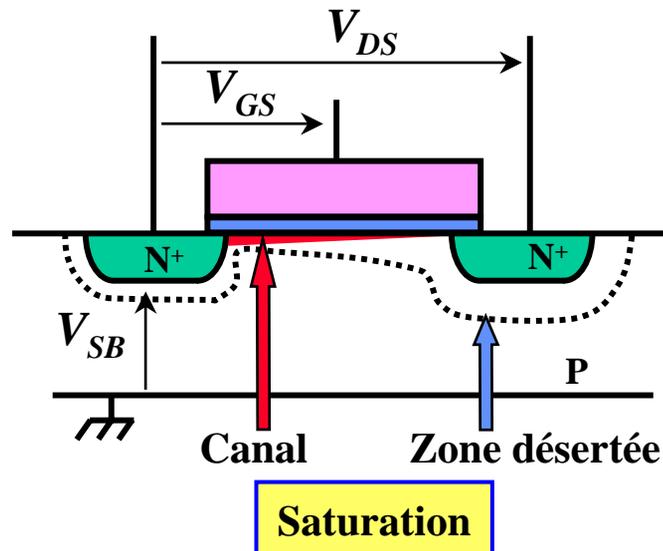
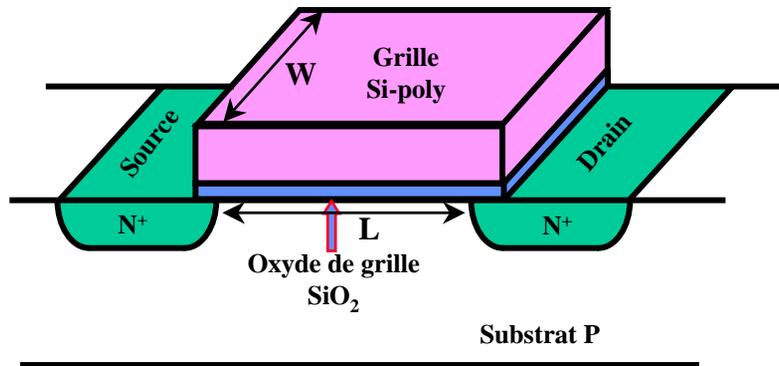


Canal N



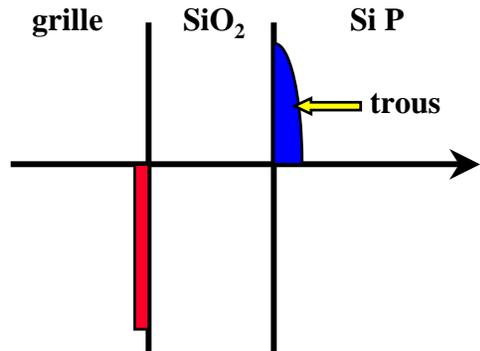
Canal P

Le transistor M.O.S. : fonctionnement



- W, L : largeur et longueur du canal
- Création du canal :
injection d'électrons sous la grille par la mise en direct *localement* de la jonction source-substrat, contrôle de la quantité de porteurs par le *champ électrique vertical* créé par la tension V_{GS}
- Mise en mouvement des porteurs :
par le *champ électrique longitudinal* créé par la tension V_{DS}
- V_T : Tension de seuil
↓
limite de l'inversion :
concentration des porteurs libres dans le canal = concentration de dopant du substrat

Tension de seuil (canal N)

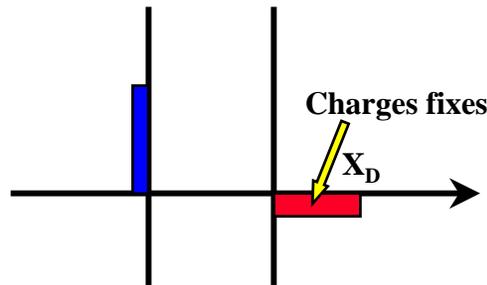


Accumulation
 $V_G < 0$

Répartition des charges dans une structure MOS

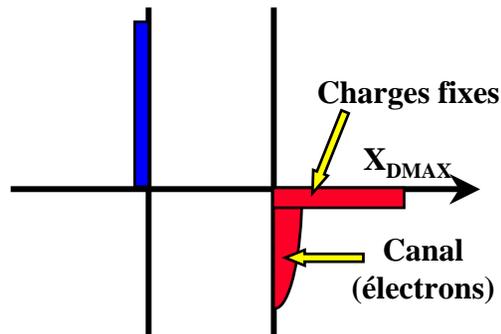
■ charges positives
■ charges négatives

$$V_{T0} = V_{FB} + 2\Phi_{FP} + \gamma \sqrt{2\Phi_{FP}}$$



Désertion
 $0 < V_G < V_T$

V_{FB} = tension de « bandes plates »
 Φ_{FP} = potentiel de Fermi des porteurs libres du substrat

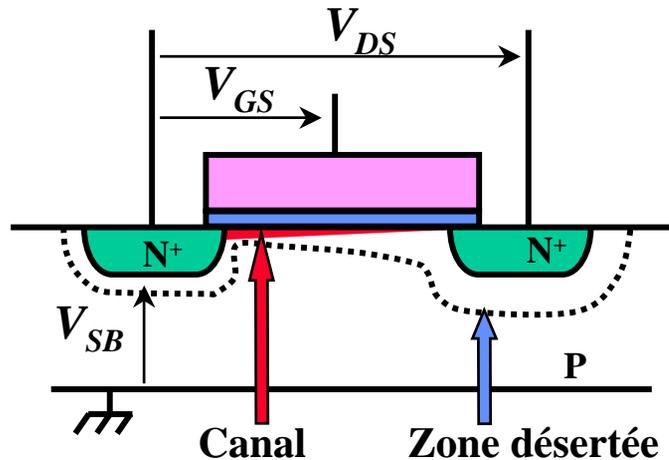


Inversion
 $V_G > V_T$

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{Si}N_B}}{C_{OX}}$$

Coefficient d'effet de substrat

Le transistor M.O.S. : courant



- μ : mobilité des porteurs
- C_{OX} : Capacité d'oxyde par unité de surface
- N_B : Dopage substrat
- ϵ_{Si} : permittivité Si
- q : charge élémentaire

$$I_{DS} = \mu C_{OX} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

en inversion forte

$$\beta = \mu C_{OX} \frac{W}{L}$$

$$V_T = V_{T0} + \gamma \left(\sqrt{V_{SB} + 2\Phi_{FP}} - \sqrt{2\Phi_{FP}} \right)$$

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{Si}N_B}}{C_{OX}}$$

Coefficient d'effet de substrat

$$I_{DSAT} = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^n$$

$$1 < n < 2$$

en saturation



utilisation dans la circuiterie analogique

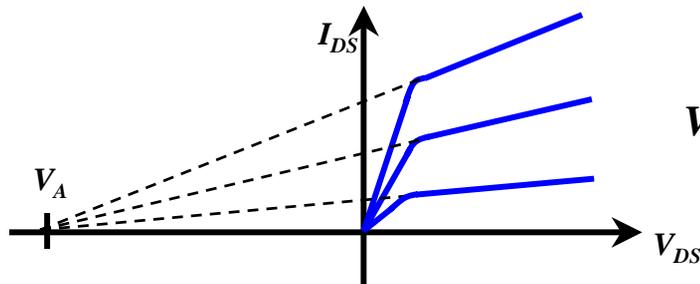
Le transistor M.O.S. : petits signaux

$$I_{DS} = f(V_{GS}, V_{DS}, V_{SB})$$

$$\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} = g_m = \sqrt{2\beta I_{DS0}} \quad : \text{transconductance}$$

$$\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} = g_{ds} = \frac{I_{DS0}}{V_A} \quad : \text{conductance drain/source, } V_A = \text{tension d'Early}$$

$$\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{SB}} = g_{mb} = -g_m \frac{\gamma}{2\sqrt{V_{SB} + 2\Phi_{FP}}} \quad : \text{transconductance due à l'effet de substrat}$$



Effet de la modulation de longueur de canal

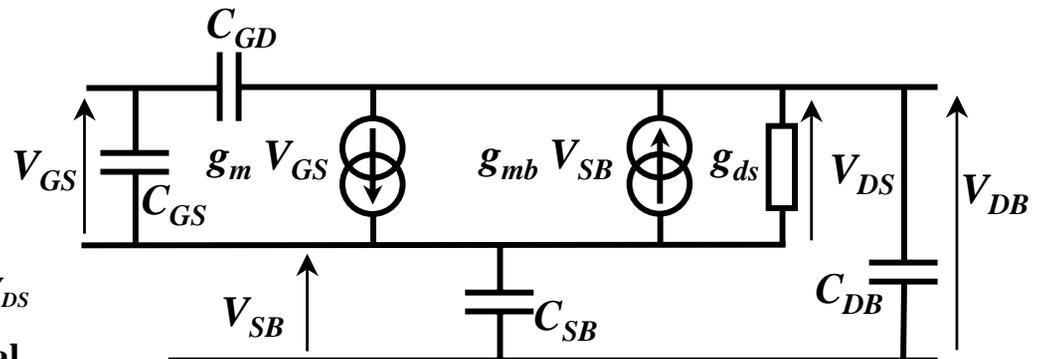
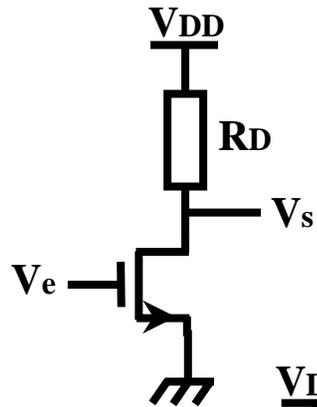


Schéma équivalent linéaire

Le transistor MOS : montages de base



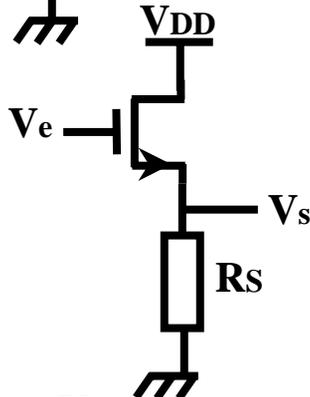
Montage source commune

Gain en tension : $A_v = V_s/V_e = -g_m R_D$

Résistance d'entrée : $R_{in} = \infty$

Résistance de sortie : $R_{out} = R_D // (1/g_{ds})$

Ampli de tension



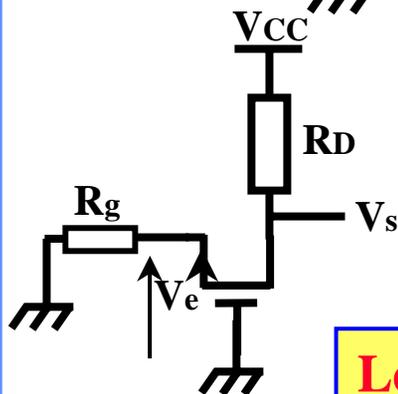
Montage drain commun

Gain en tension : $A_v = V_s/V_e = g_m R_S / (1 + g_m R_S) \approx +1$

Résistance d'entrée : $R_{in} = \infty$

Résistance de sortie : $R_{out} = R_S // (1/g_m)$

Suiveur



Montage grille commune

Gain en tension : $A_v = V_s/V_e = +g_m R_D$

Résistance d'entrée : $R_{in} = 1 / g_m$

Résistance de sortie : $R_{out} = R_D // [(g_m/g_{ds})R_g]$

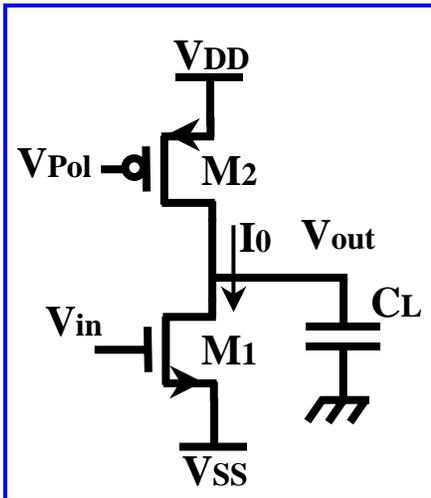
**Conversion
courant-tension,
Cascode**

Les circuits de polarisation n'ont pas été représentés

Briques de base en analogique CMOS

- **Amplificateur inverseur polarisé par une source de courant**
- **Comparaison MOS – Bipolaire : inverseur à 1 étage**
- **Etage suiveur polarisé par une source de courant**
- **Etage cascode**
- **Miroir de courant**
- **Amplificateur différentiel**

Amplificateur inverseur polarisé par une source de courant



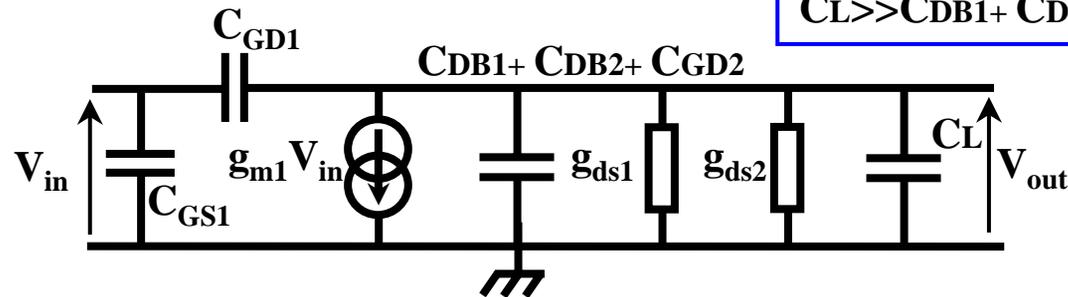
La tension V_{pol} est une tension continue



M2 est polarisé à V_{GS} constant et fournit un courant constant : I_0
il est équivalent à sa conductance de sortie g_{ds} en parallèle avec les capacités $C_{DB} + C_{GD}$

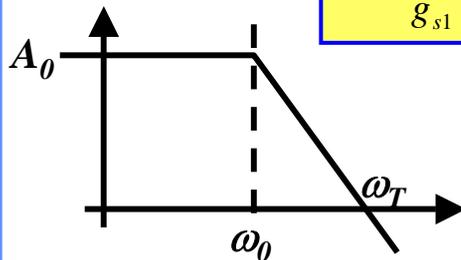
M1 est le transistor actif, V_{in} commande le générateur de courant de sortie $g_{m1} V_{in}$

$C_L \gg C_{DB1} + C_{DB2} + C_{GD2}$



$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \approx - \frac{A_0}{1 + \frac{p}{\omega_0}}$$

$$A_0 = \frac{g_{m1}}{g_{s1} + g_{s2}} = V_A \sqrt{\frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_1} \sqrt{\frac{1}{I_0}}, \quad \omega_0 = \frac{g_{s1} + g_{s2}}{C_L}$$

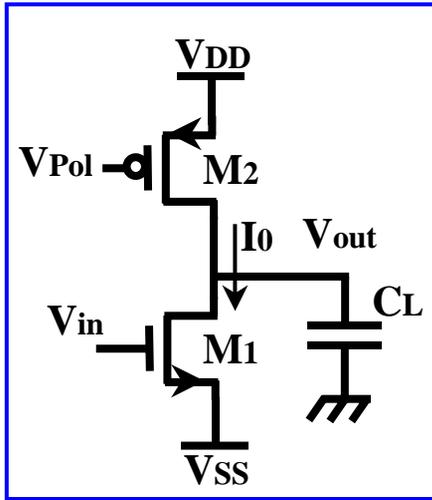


$$\omega_T = A_0 \omega_0 = \frac{g_{m1}}{C_L} = \frac{1}{C_L} \sqrt{2\beta_1} \sqrt{I_0}$$

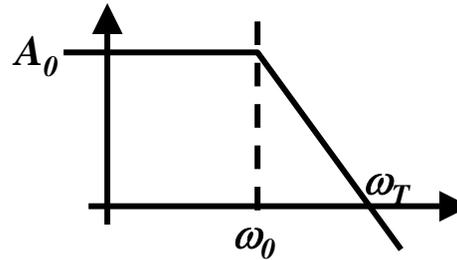
$$\beta = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)$$

Pour aller vite, il faut augmenter le courant,
Pour avoir du gain, il faut diminuer le courant

Comparaison MOS – Bipolaire : inverseur à 1 étage

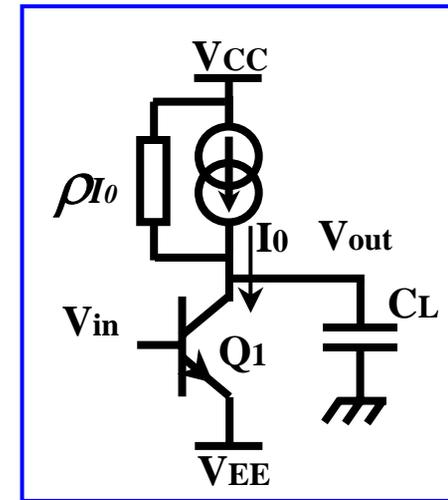


$$A_0 = \frac{g_{m1}}{g_{s1} + g_{s2}} = V_A \sqrt{\frac{\beta_1}{2}} \sqrt{\frac{1}{I_0}}$$



$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \approx - \frac{A_0}{1 + \frac{p}{\omega_0}}$$

$$\omega_T = A_0 \omega_0 = \frac{g_{m1}}{C_L} = \frac{1}{C_L} \sqrt{2\beta_1} \sqrt{I_0}$$

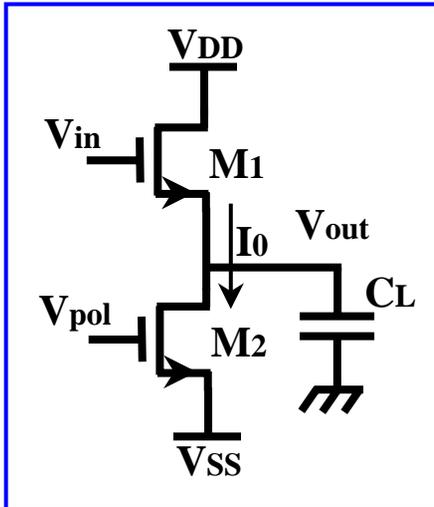


$$A_0 = g_{m1} (\rho_1 // \rho_{I0}) \approx \frac{I_0}{U_T} \frac{V_A}{2I_0} = \frac{V_A}{2U_T}$$

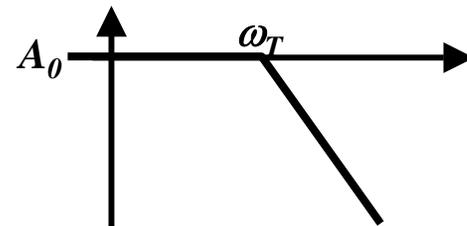
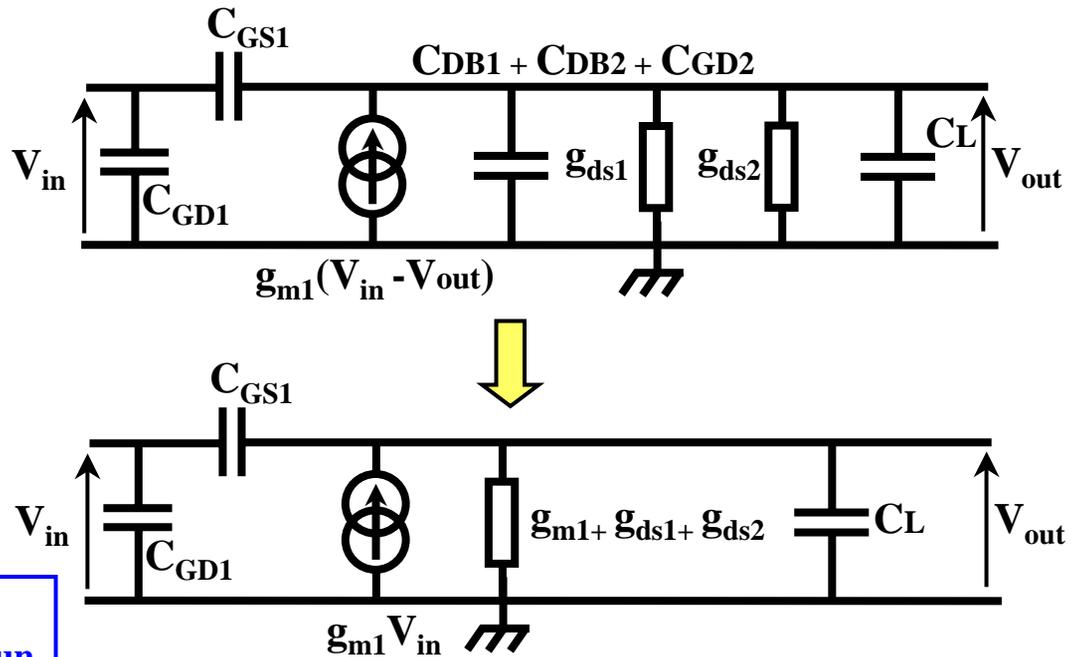
$$\omega_T = A_0 \omega_0 = \frac{g_{m1}}{C_L} = \frac{1}{C_L} \frac{I_0}{U_T}$$

	MOS	Bipolaire
Gain	$\propto V_A / \sqrt{I_0}$	$\propto V_A / U_T$
Fréquence max.	$\propto \sqrt{I_0}$	$\propto I_0$
Impédance d'entrée	$\propto // C_{GS}$	$R_{bb'} + r_{b'e} // C_{b'e}$
Impédance de sortie	$\propto V_A / I_0$	$\propto V_A / I_0$

Etage suiveur polarisé par une source de courant



M2 est la source de courant,
M1 est monté en drain commun



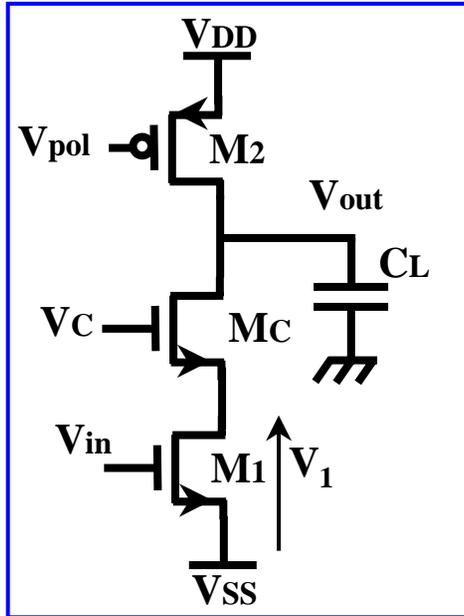
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \approx + \frac{A_0}{1 + \frac{p}{\omega_0}}$$

$$A_0 = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{s1} + g_{s2}} \approx +1$$

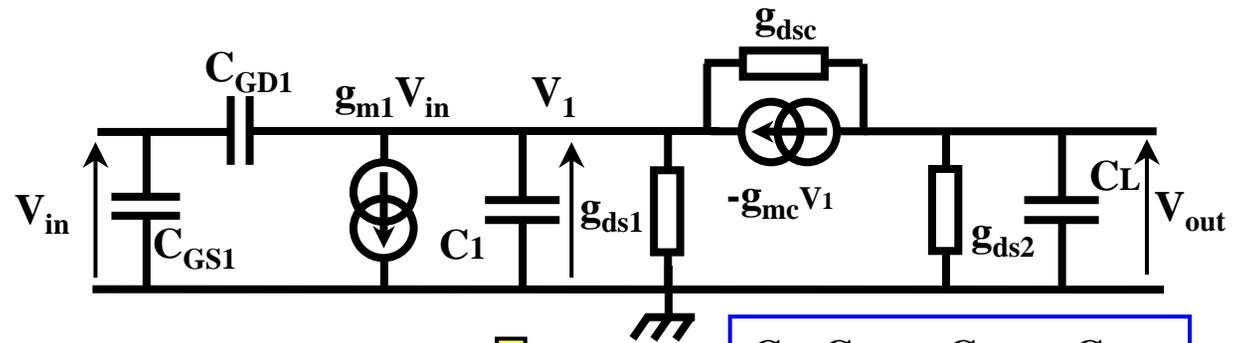
$$\omega_0 = \frac{g_{m1} + g_{s1} + g_{s2}}{C_L}$$

$$\omega_T = A_0 \omega_0 = \frac{g_{m1}}{C_L} = \frac{1}{C_L} \sqrt{2\beta_1} \sqrt{I_0}$$

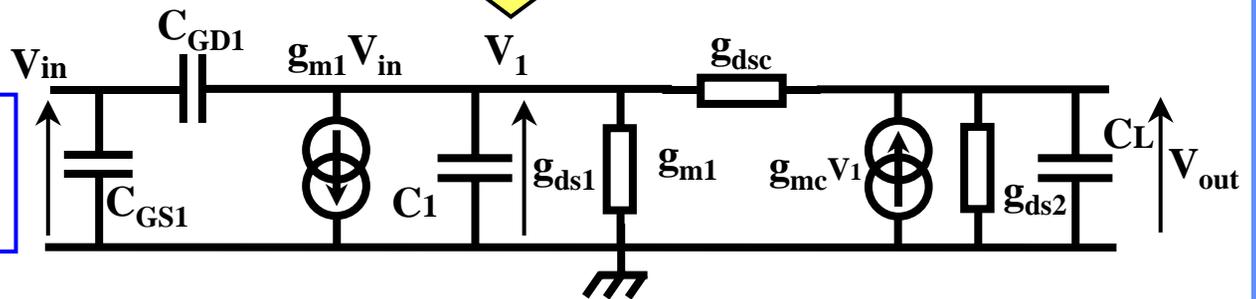
Etage cascode



V_c est une tension de polarisation, M_c est monté en grille commune

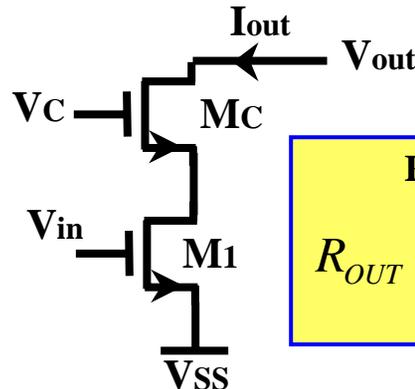


$$C_1 = C_{DB1} + C_{SBC} + C_{GSC}$$



$$A_0 = -\frac{g_{m1}}{g_{s2}}$$

$$\omega_T = \frac{g_{m1}}{C_L}$$

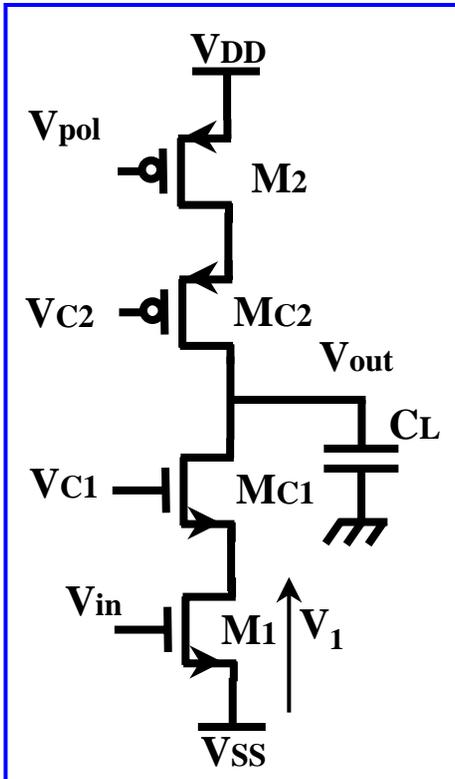


Résistance de sortie

$$R_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}} = \frac{1}{g_{s1}} \left(\frac{g_{mc}}{g_{sc}} \right)$$

Le montage cascode isole la sortie de l'entrée
Il multiplie la résistance de sortie par le gain d'un étage

Etage cascode + source de courant cascodée ou « double cascode »



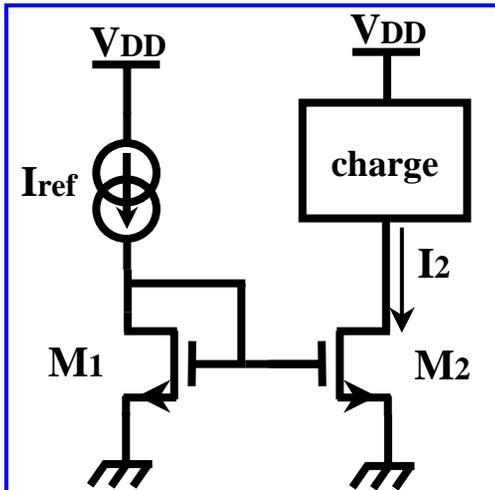
La charge M2 est « cascodée » par le transistor MC2
La résistance de charge est multipliée par le facteur g_{mc2} / g_{sc2}
Le gain est celui de 2 étages

$$A_0 = - \frac{g_{m1}}{g_{s1} \left(\frac{g_{sc1}}{g_{mc1}} \right) + g_{s1} \left(\frac{g_{sc2}}{g_{mc2}} \right)} \approx - \left(\frac{g_m}{g_s} \right)^2$$

$$\omega_T = \frac{g_{m1}}{C_L}$$

La bande passante ne change pas

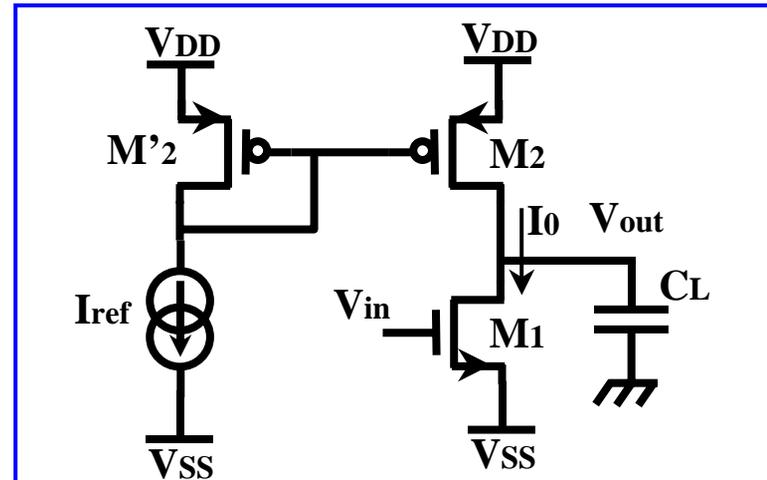
Miroir de courant – charge active



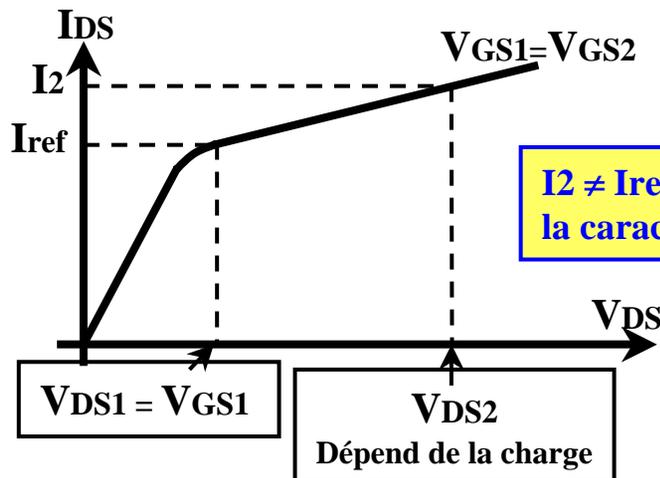
M1 est monté avec Grille et Drain réunis
 ⇒ il impose $V_{GS1} = V_{GS2}$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_2 = n \left(\frac{W}{L}\right)_1$$

$$I_2 = n I_{ref}$$

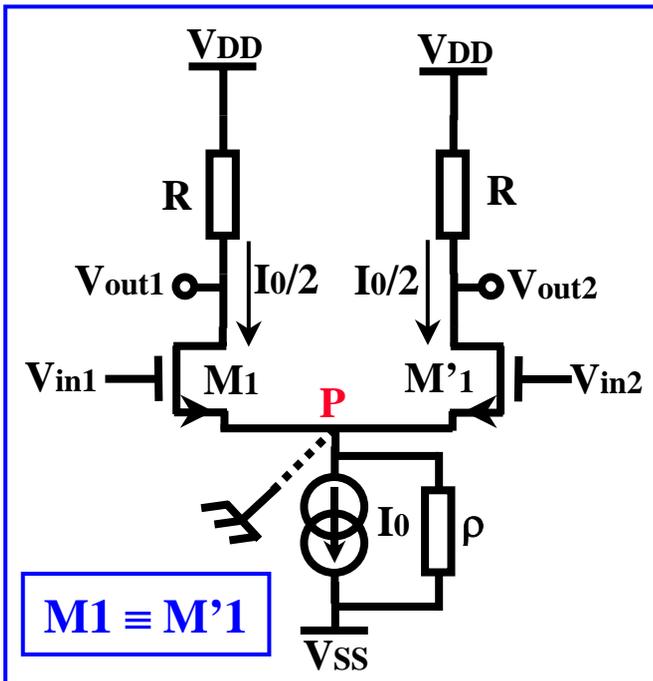


Montage inverseur polarisé par source de courant + miroir. $M'2 \equiv M2 \Rightarrow I_0 = I_{ref}$



$I_2 \neq I_{ref}$ à cause de la pente de la caractéristique $I_{DS} = f(V_{DS})$

Amplificateur différentiel (principe)



Mode commun pur : $V_D = 0$, $V_{in1} = V_{in2} = V_C$

$$V_{out1} = V_{out2} = -\frac{R}{2\rho} V_C$$

**Mode différentiel pur : $V_C = 0$,
 $V_{in1} = V_D/2$, $V_{in2} = -V_{in1}$**

$$V_{out1} = -V_{out2} = -g_{m1} R \frac{V_D}{2}$$

$$1/\rho \ll g_m$$



gain en mode commun \ll gain en mode diff.

$$V_{in1} = V_C + \frac{V_D}{2}, \quad V_{in2} = V_C - \frac{V_D}{2}$$

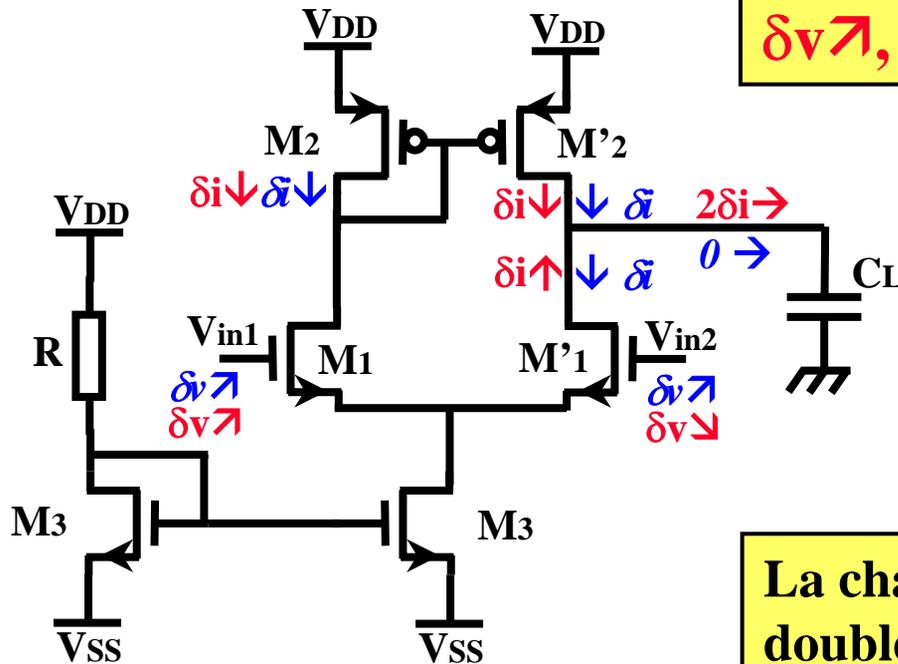


$$V_C = \frac{V_{in1} + V_{in2}}{2}, \quad V_D = V_{in1} - V_{in2}$$

Mode commun Mode différentiel

En mode différentiel, le potentiel du point **P est fixe, c'est une « masse virtuelle »**

Amplificateur différentiel à charge active



$\delta v \uparrow, \delta i \downarrow$: Mode commun
 $\delta v \uparrow, \delta i \downarrow$: Mode différentiel

$$A_{VD} = \frac{g_{m1}}{g_{s1} + g_{s2}}, \quad A_{VC} = 0$$

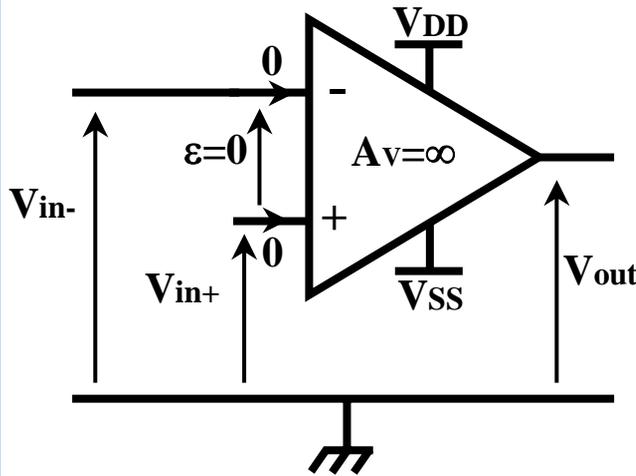
La charge active permet de doubler le gain en **mode différentiel** et d'annuler le *mode commun*

R, M3 et M'3 constituent le générateur de courant qui polarise l'étage différentiel

L'amplificateur opérationnel

- **L'ampli idéal**
 - Principe, architecture
 - L'ampli réel
 - Contre-réaction, montages de base
 - Limitations
 - Stabilité, compensation
- **Schémas**

L'amplificateur opérationnel idéal

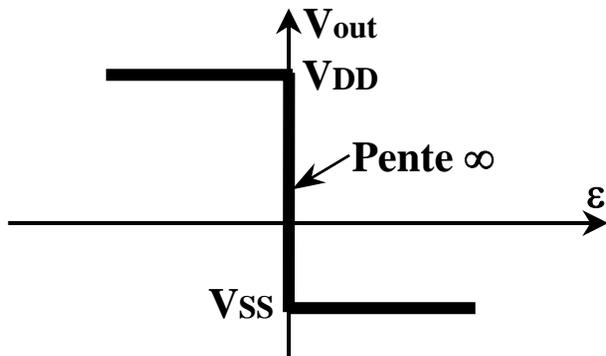


L'amplificateur opérationnel idéal comprend :

- Une entrée inverseuse : V_{in-}
- Une entrée non inverseuse : V_{in+}
- Une sortie : V_{out}

Ses caractéristiques :

- Gain en tension infini $\Rightarrow \epsilon = 0$
- Bande passante infinie
- Courants d'entrée nuls : $I_{in+} = I_{in-} = 0$

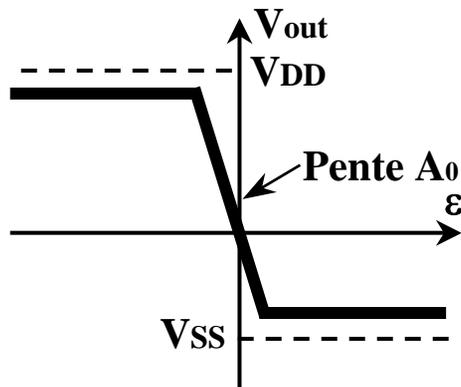
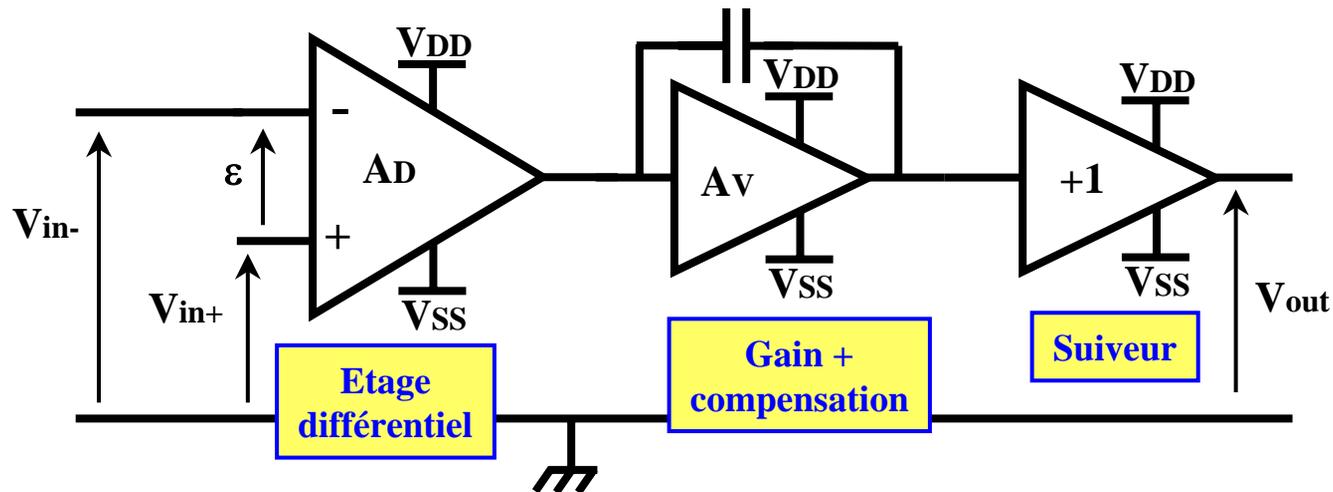


**Caractéristique
de transfert**

**Lorsque l'entrée de l'ampli est à 0,
la sortie peut prendre n'importe quelle
valeur entre VDD et VSS.**

**C'est le circuit extérieur qui permet à l'ampli
de se « débrouiller » pour maintenir son
entrée à 0**

L'amplificateur opérationnel réel



Caractéristique de transfert de l'ampli réel

L'amplificateur opérationnel réel comprend :

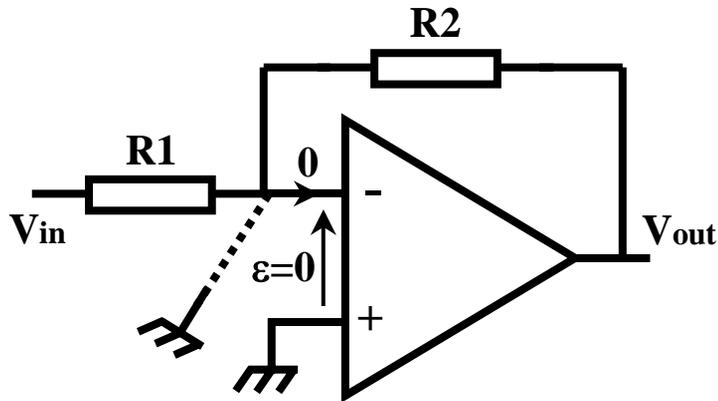
- un étage différentiel : réjection du mode commun
- un étage de gain avec la compensation en fréquence
- un suiveur pur assurer une impédance de sortie basse

Ses caractéristiques :

- Gain en tension fini A_0 ($A_0 = A_D.A_V$) $\Rightarrow \epsilon \neq 0$
- Bande passante finie
- La tension de sortie n'atteint pas les alimentations
- Les courants d'entrée ne sont pas nécessairement nuls

Contre-réaction, montages de base

L'AO ne peut fonctionner en régime linéaire que s'il est contre-réactionné



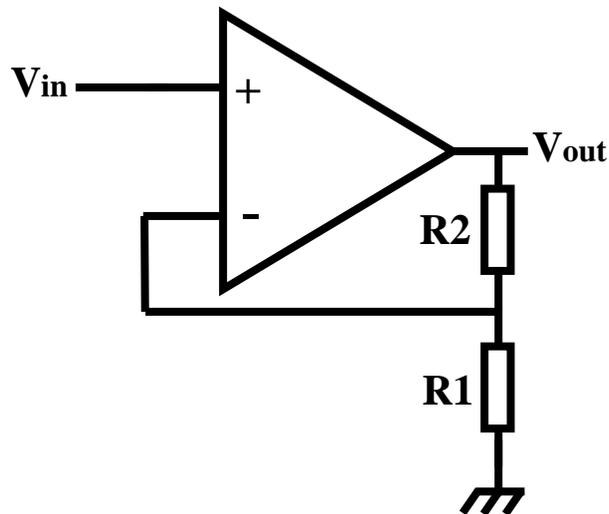
Montage inverseur :

La sortie est rebouclée sur l'entrée par $R2$
Le courant dans $R2$ et $R1$ est la même
Le rôle de l'AO est d'imposer une masse virtuelle

Ses caractéristiques :

$$V_{OUT} / V_{IN} = - R2 / R1$$

Résistance d'entrée = $R1$



Montage non-inverseur :

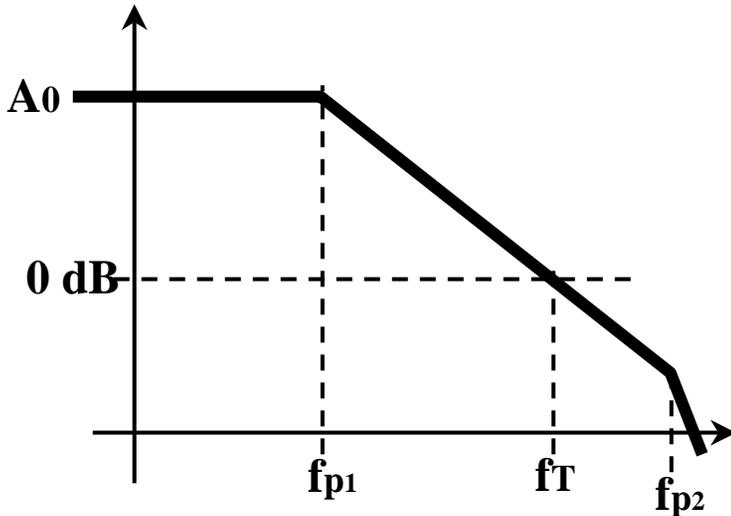
La contre-réaction est la même que pour le montage inverseur

Ses caractéristiques :

$$V_{OUT} / V_{IN} = 1 + R2 / R1$$

Résistance d'entrée = ∞

Limitations dynamiques



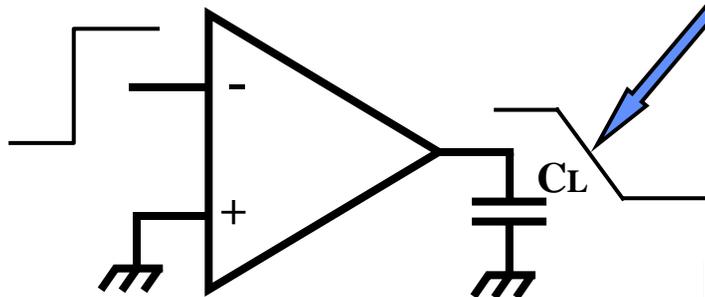
Produit Gain-Bande :

C'est la fréquence maximale à laquelle l'AO pourra fonctionner.

Si $f_T < f_{p2}$, l'AO sera stable en gain unité

$$f_T = A_0 f_{p1} = \frac{g_{m_{in}}}{C}$$

C est la capacité de charge ou de compensation

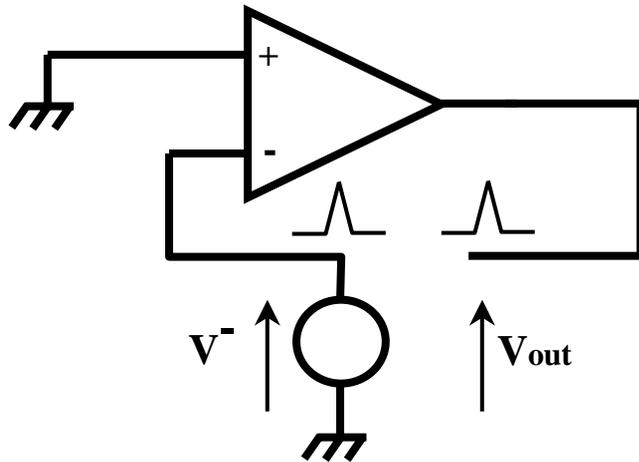


Slew rate :

Lorsqu'on applique un échelon à l'entrée De l'AO, la sortie ne varie pas instantanément, La vitesse de variation maximale de la tension De sortie est le « slew rate »

$$SR = \left(\frac{dV_{OUT}}{dt} \right)_{\max} \sim \frac{I_0}{C}$$

Stabilité, compensation (1)



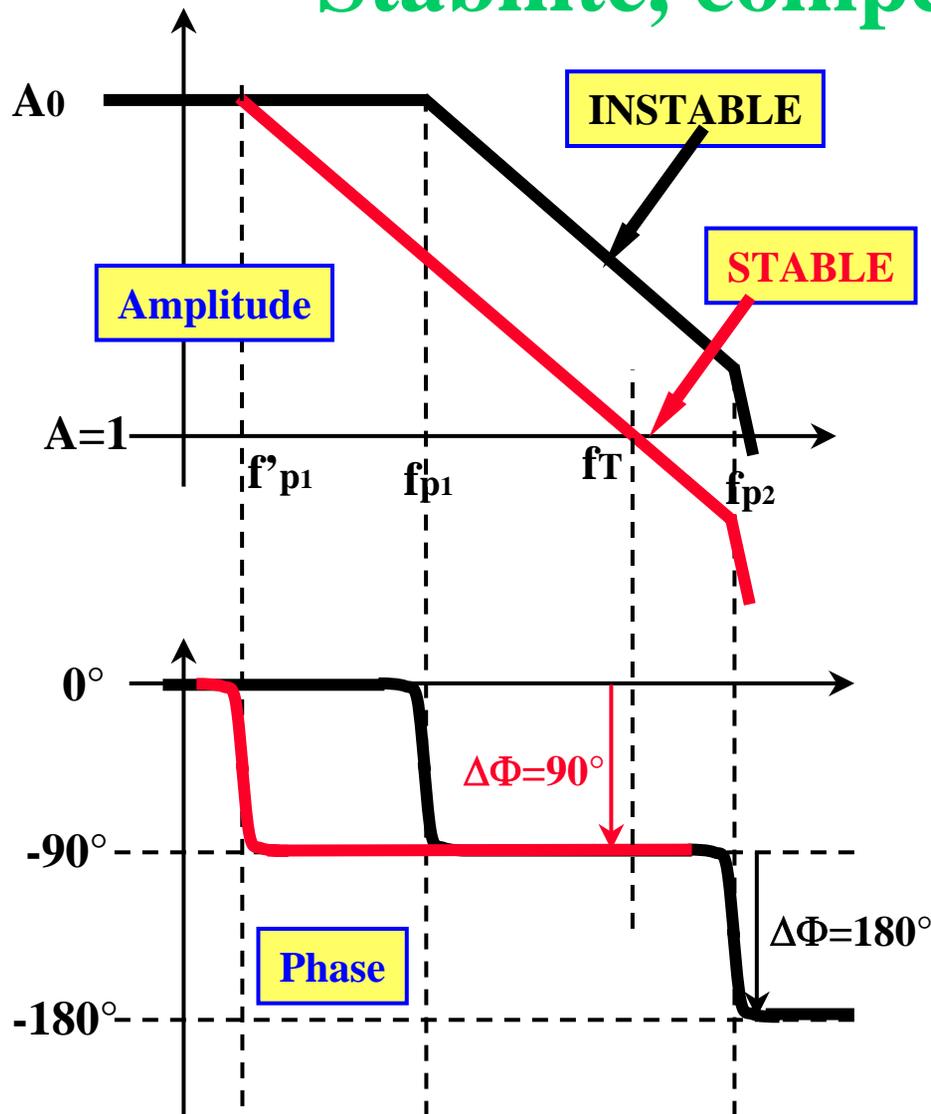
Montage suiveur :

- On ouvre la boucle
- On injecte une perturbation sur V^-
- On mesure à la sortie
- Si la mesure est égale à la perturbation, on peut refermer la boucle et supprimer l'excitation, une oscillation apparaît.

C'est la limite d'instabilité

Pour obtenir $V_{out} = V^-$, l'AO doit déphaser de 180° et avoir un gain 1

Stabilité, compensation (2)



Sans compensation :
Le déphasage atteint 180° à la fréquence de gain unité

↓
INSTABLE

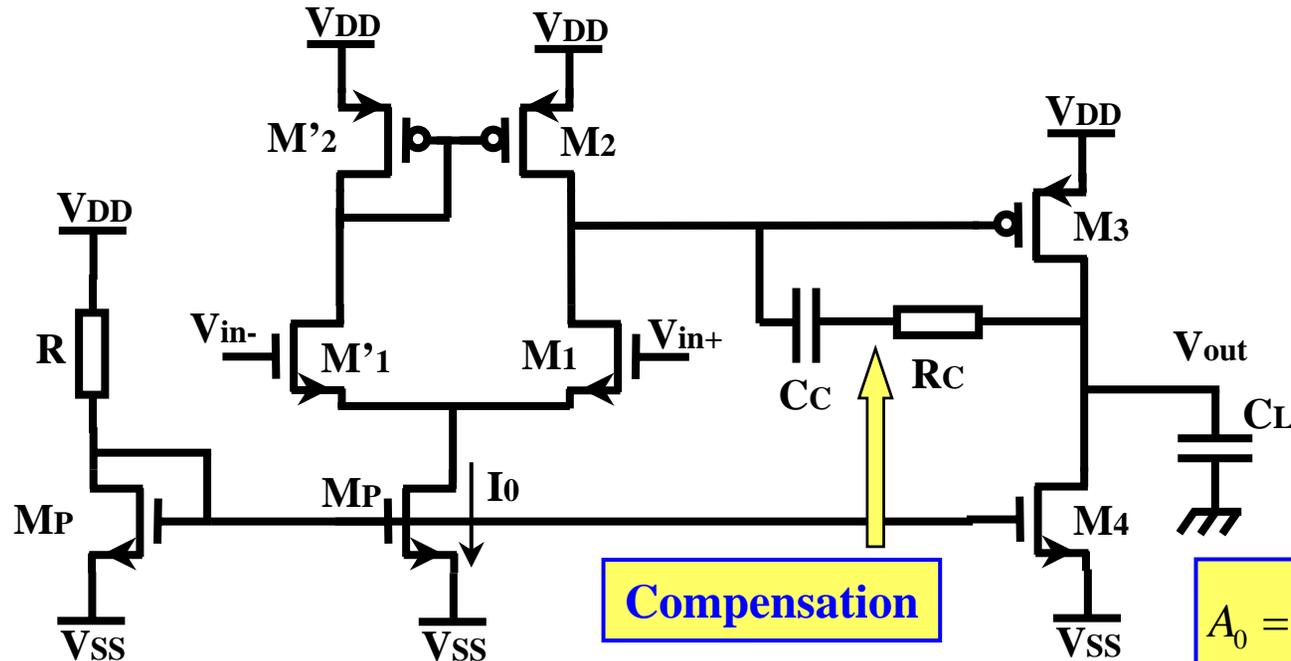
Compensation :
On diminue la 1^{ère} fréquence de coupure

↓
Le déphasage n'est que de 90° à la fréquence de gain unité :
le système est **STABLE**

Schémas

- **Amplificateur à compensation interne**
- **Amplificateur compensé par la charge**
- **Amplificateur cascode replié**

Amplificateur à compensation interne



Source de courant

Etage différentiel

Compensation

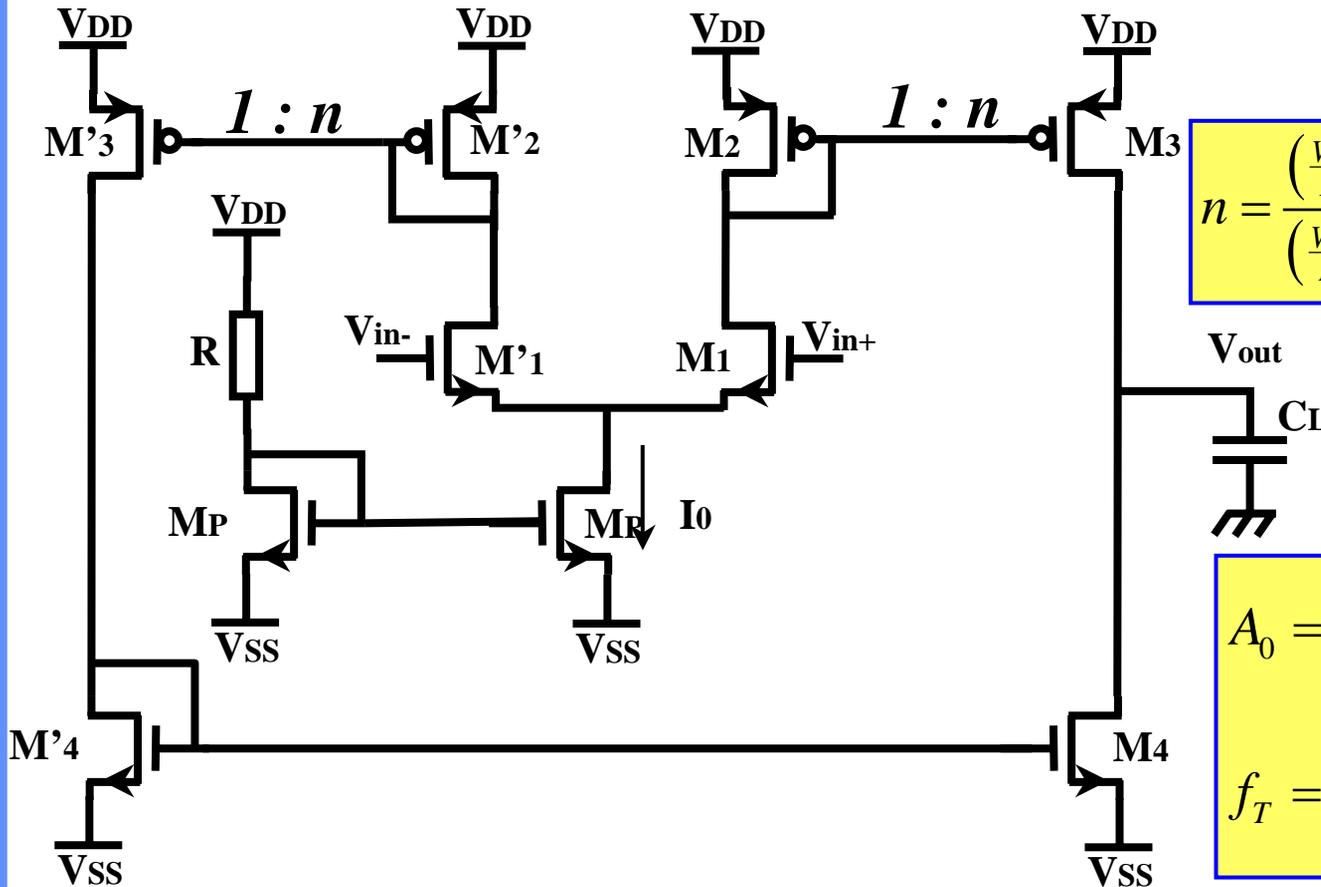
Etage de sortie

$$A_0 = \frac{g_{m1} g_{m3}}{(g_{s1} + g_{s2})(g_{s3} + g_{s4})}$$

$$f_T = \frac{g_{m1}}{2\pi C_C}, \quad SR = \frac{I_0}{C_C}$$

Ce type d'amplificateur fonctionne sur charge capacitive, il n'a pas de suiveur en sortie

Amplificateur compensé par la charge



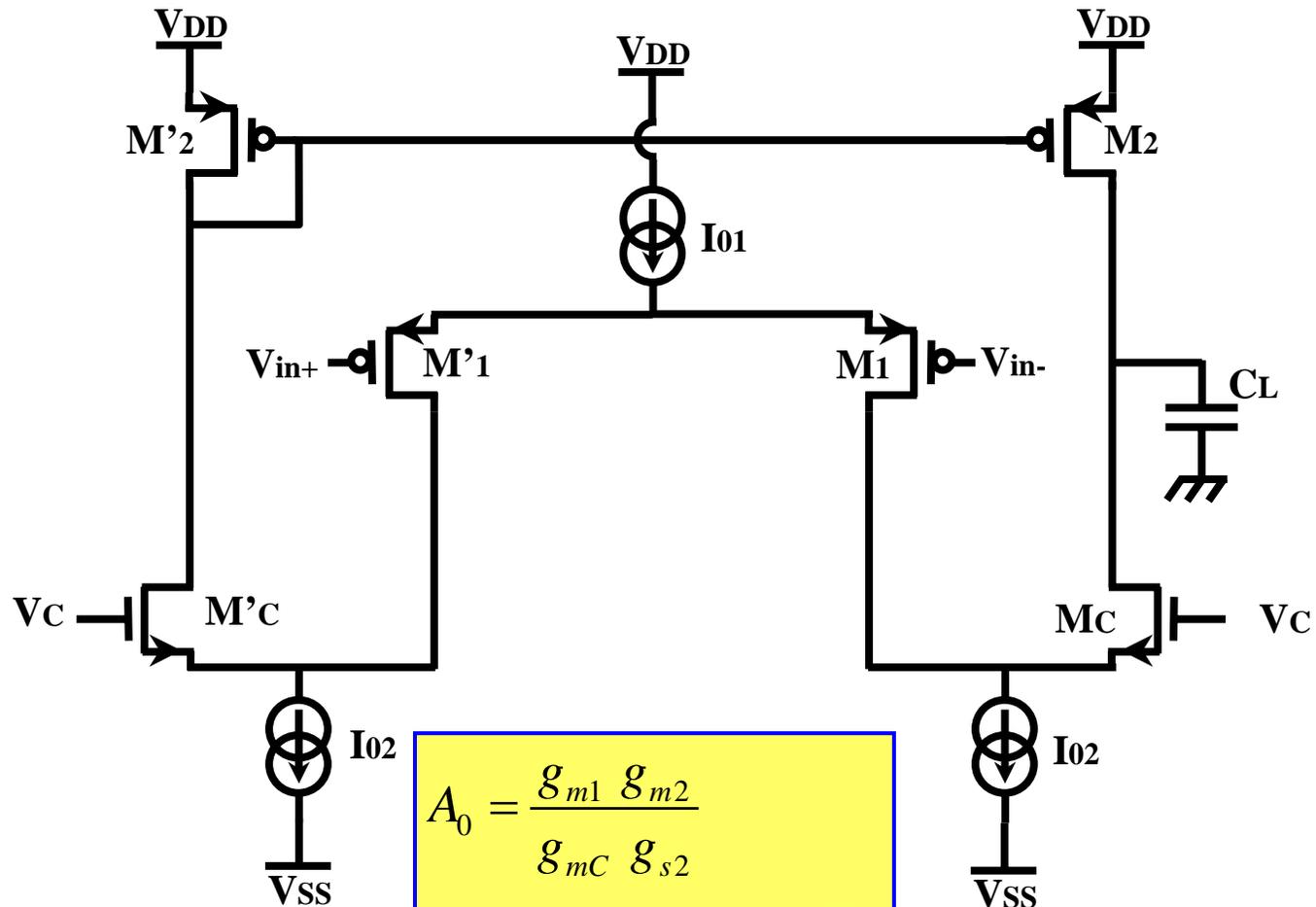
$$n = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_3}{\left(\frac{W}{L}\right)_2} \Rightarrow g_{m3} = n g_{m2}$$

$$A_0 = \frac{n g_{m1}}{(g_{s3} + g_{s4})}$$

$$f_T = \frac{n g_{m1}}{2\pi C_L}, \quad SR = n \frac{I_0}{C_L}$$

Gain plus petit, pas de compensation interne nécessaire
On peut augmenter le gain en remplaçant l'étage de sortie par un étage double cascode

Amplificateur cascode replié



$$A_0 = \frac{g_{m1} g_{m2}}{g_{mC} g_{s2}}$$

$$f_T = \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}, \quad SR = \frac{I_{02}}{C_L}$$