

**PHYSIQUE DES  
COMPOSANTS SEMI-CONDUCTEURS**

**XIV) Comparaisons**

P.A. Besse

EPFL

## Chapitre 14: « Comparaisons »

### A) Comparaison diode Schottky / diode pn

- Rappel du fonctionnement

- Caractéristiques fondamentales:

Courant noir

Tension de seuil

Résistance en série

Temps de switching

### B) Comparaison BJT / MOSFET

- Rappel du fonctionnement

- Comparaison pour ampli  
“common source”:

Transconductance

Résistance d'entrée

### C) Logique CMOS

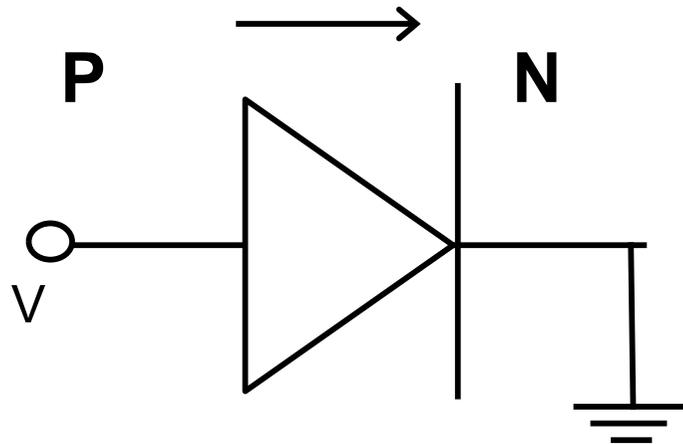
- rappel de la structure logique
- consommation de courant

passage à 0.5

charge et décharge capacitive

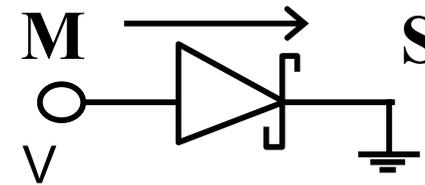
subthreshold

# Diode PN

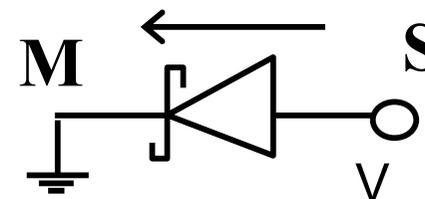


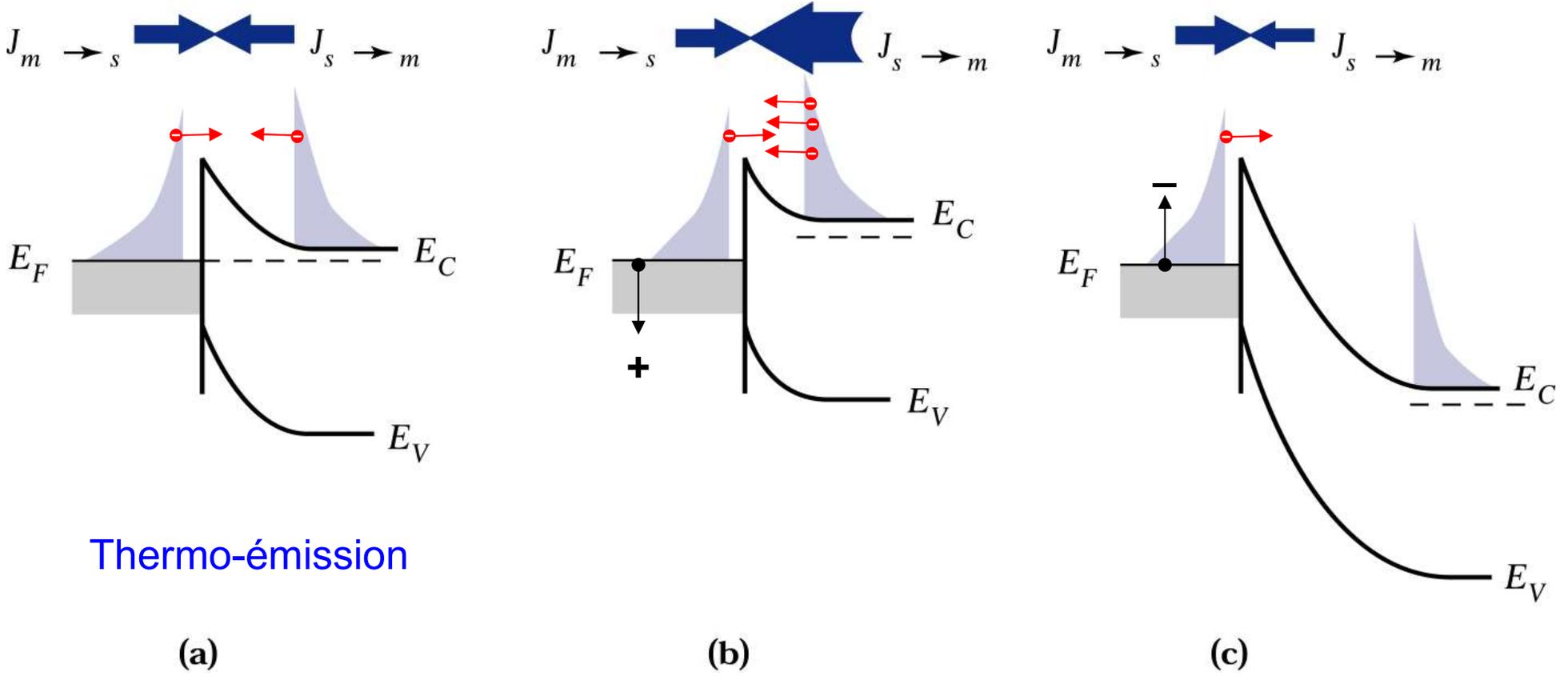
# Schottky

Substrat N



Substrat P





Thermo-émission

Équilibre  $V=0$ :

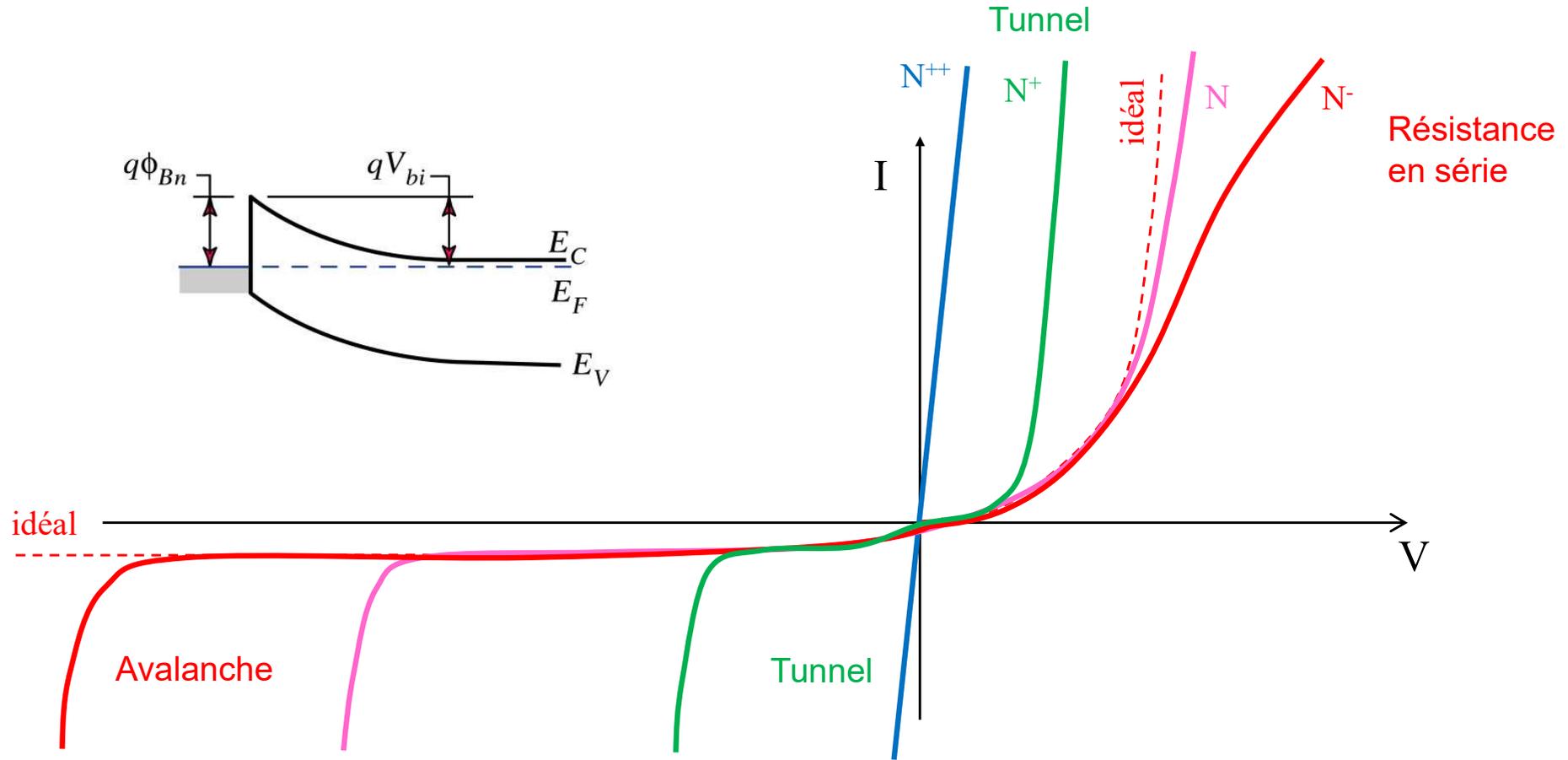
Forward  $V>0$ :

Backward  $V<0$ :

S. Sze « *Semiconductor devices* »

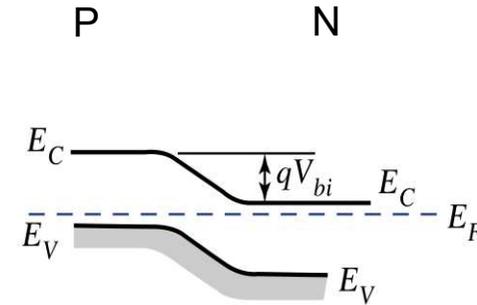
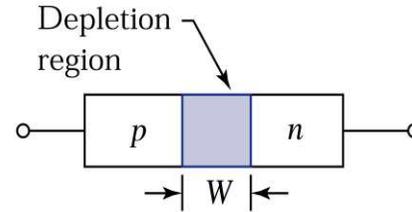
Injection de **majoritaires**

Extraction de **majoritaires**





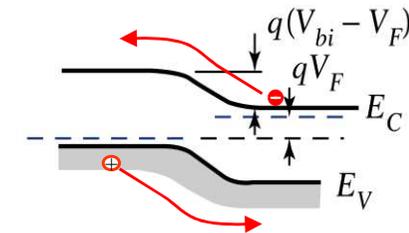
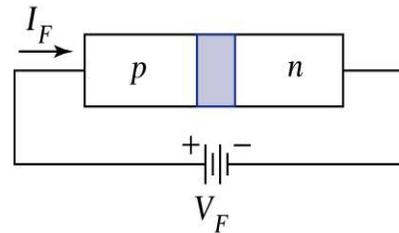
Équilibre  $V=0$ :



(a)

Forward  $V>0$ :

Injection de **minoritaires**

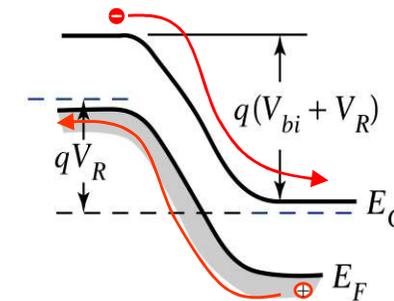
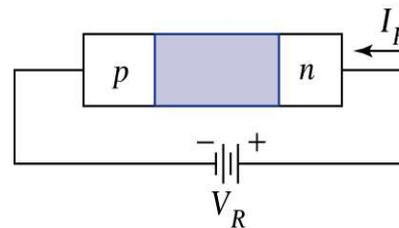


Diffusion  
en zone  
de déplétion

(b)

Backward  $V<0$ :

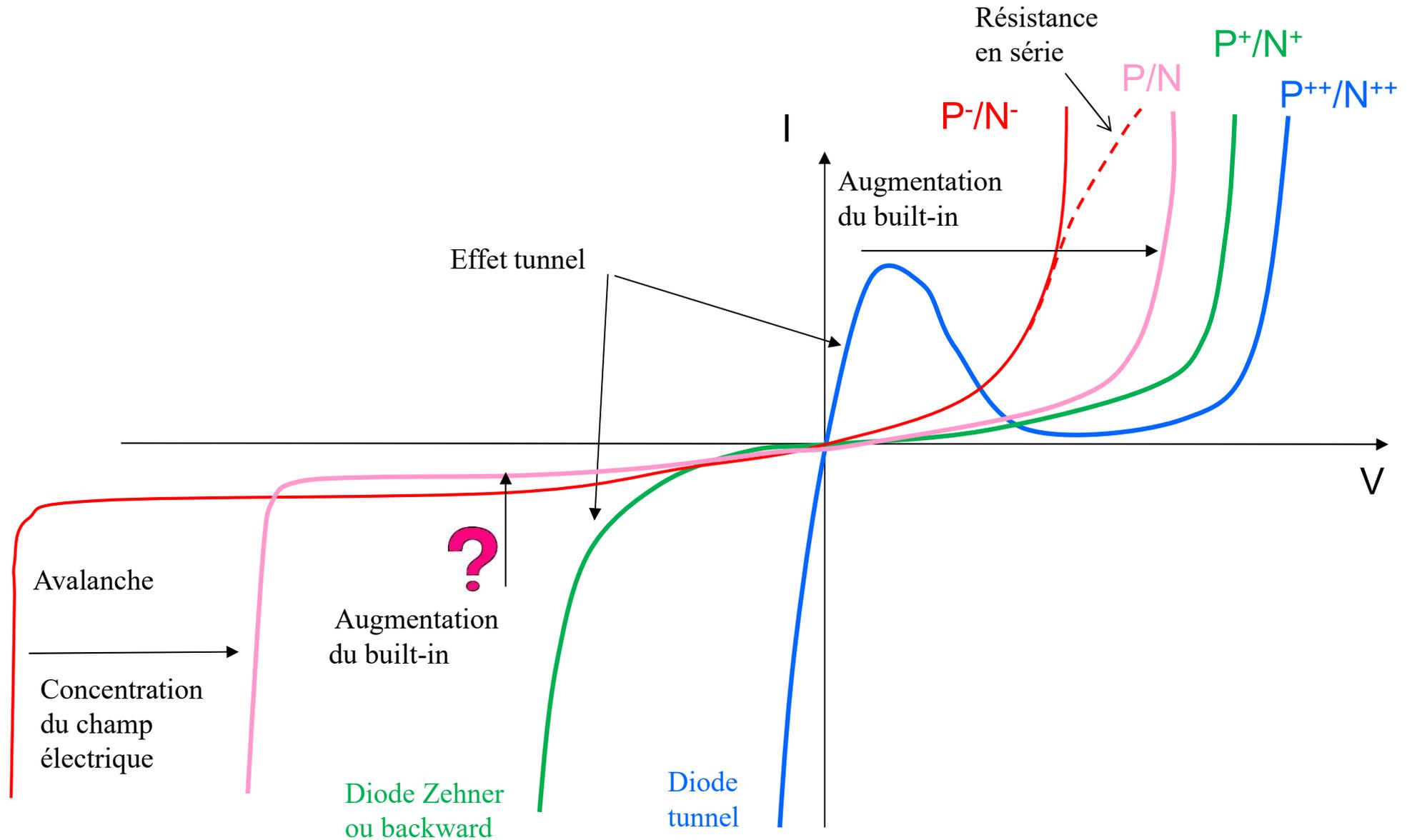
Extraction de **minoritaires**



Drift  
en zone  
de déplétion

(c)

S. Sze « *Semiconductor devices* »

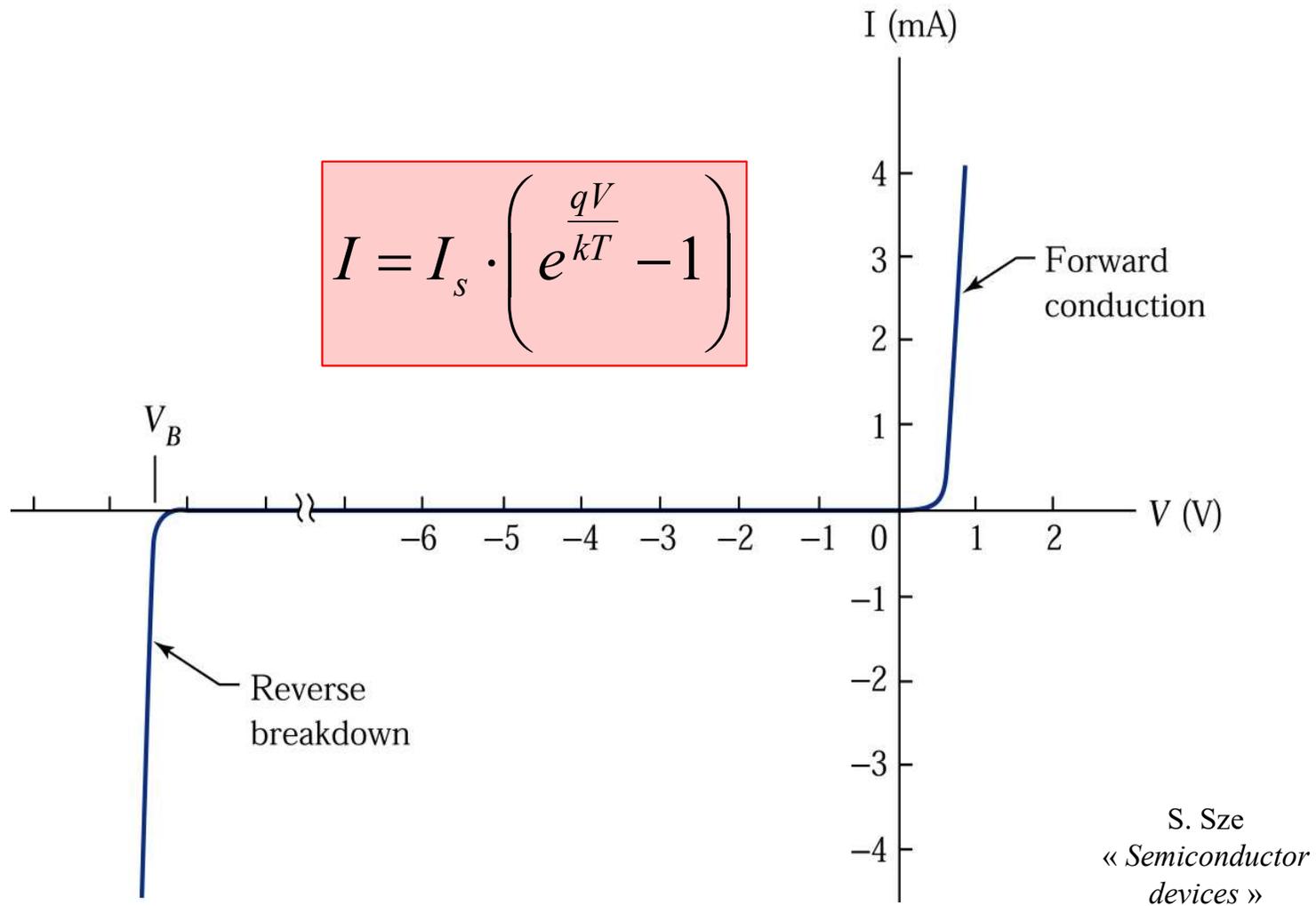


### Diode PN:

- barrière d'énergie de l'ordre de  $E_g$
- courant de diffusion/drift dans la zone de depletion
- **diffusion des minoritaires dans les zones de diffusion**
- accumulation de minoritaires en mode passant

### Diode Schottky:

- barrière d'énergie de l'ordre de  $E_g/2$
- thermo émission de majoritaires
- pas d'accumulation de porteurs
- faible dopage du semiconducteur



Équation des diodes:

$$\frac{I}{I_s} = \left[ e^{\frac{qV}{kT}} - 1 \right]$$

Valeur typique pour silicium à 300K:

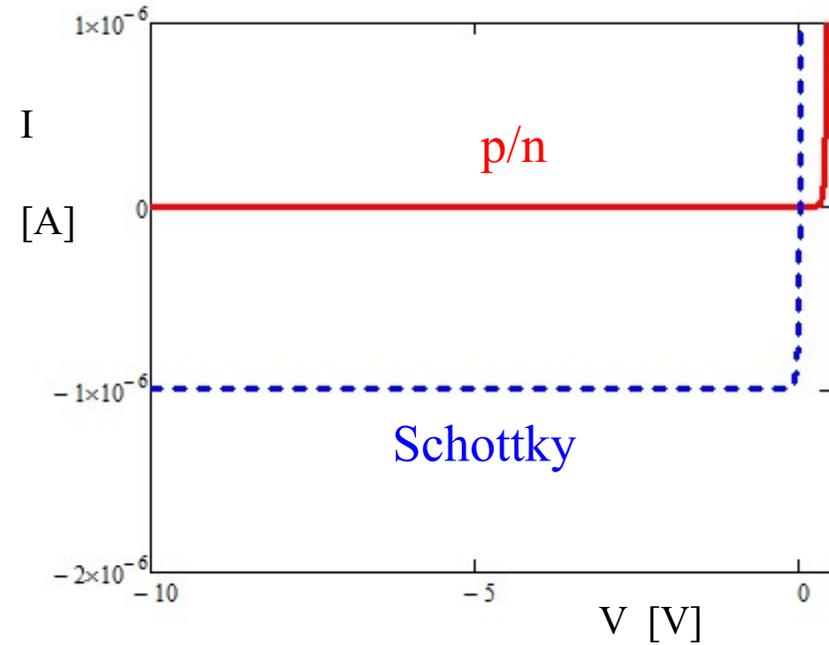
P/N

$$I_s \cong 10^{-11} [A/cm^2]$$

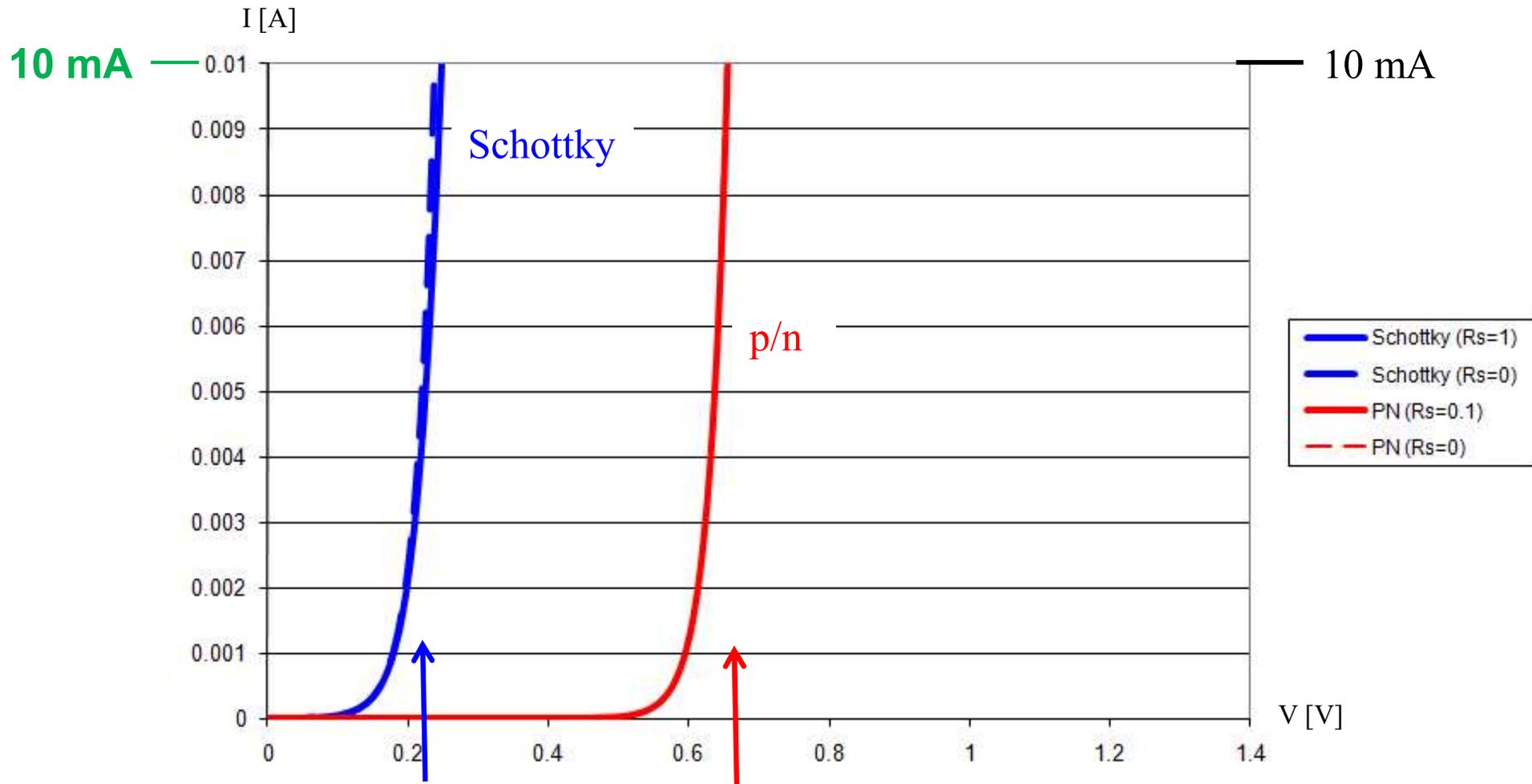
Schottky

$$I_s \cong 10^{-4} [A/cm^2]$$

<<<

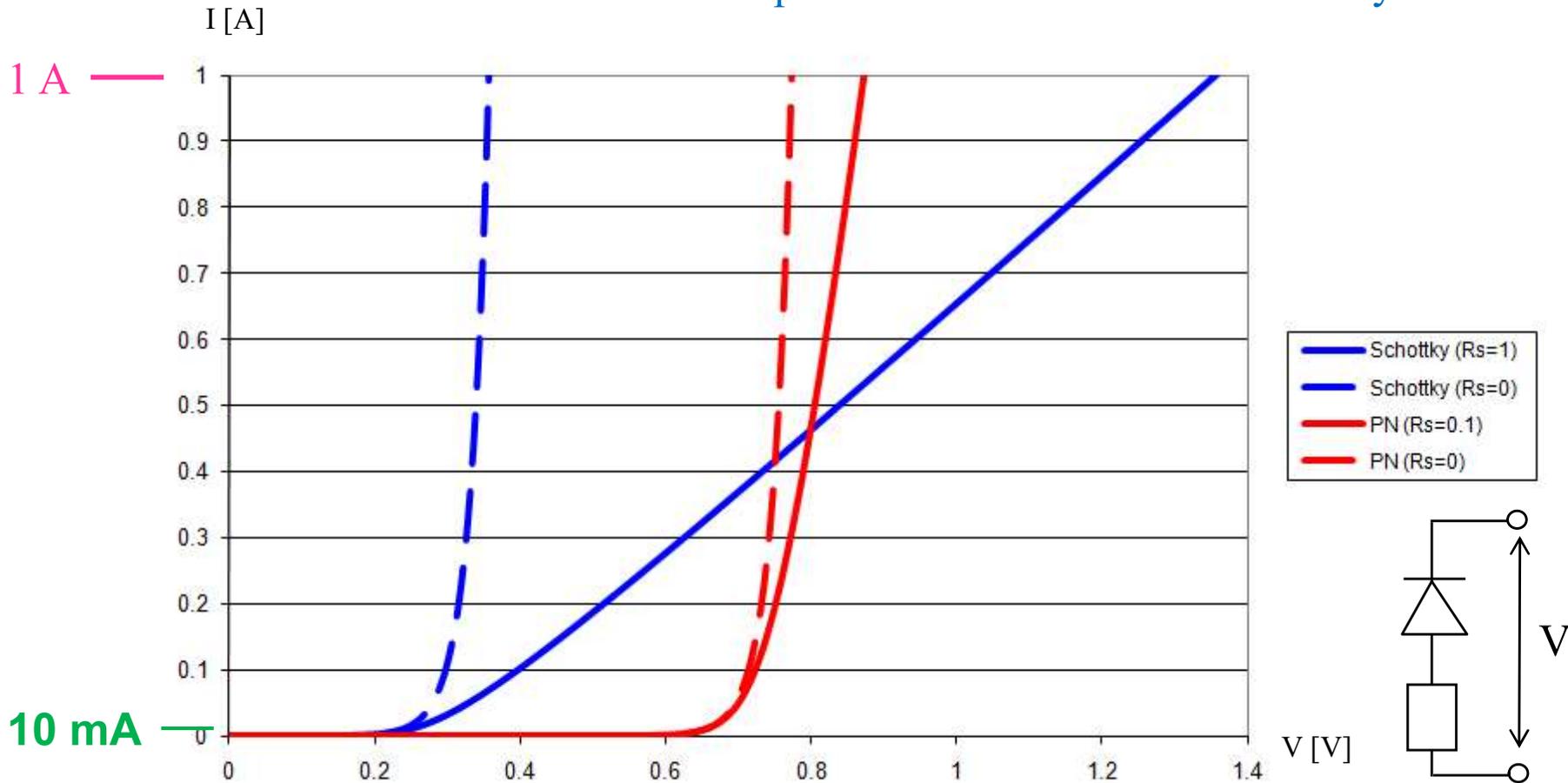


Le courant noir est nettement plus élevé dans la diode Schottky !!!

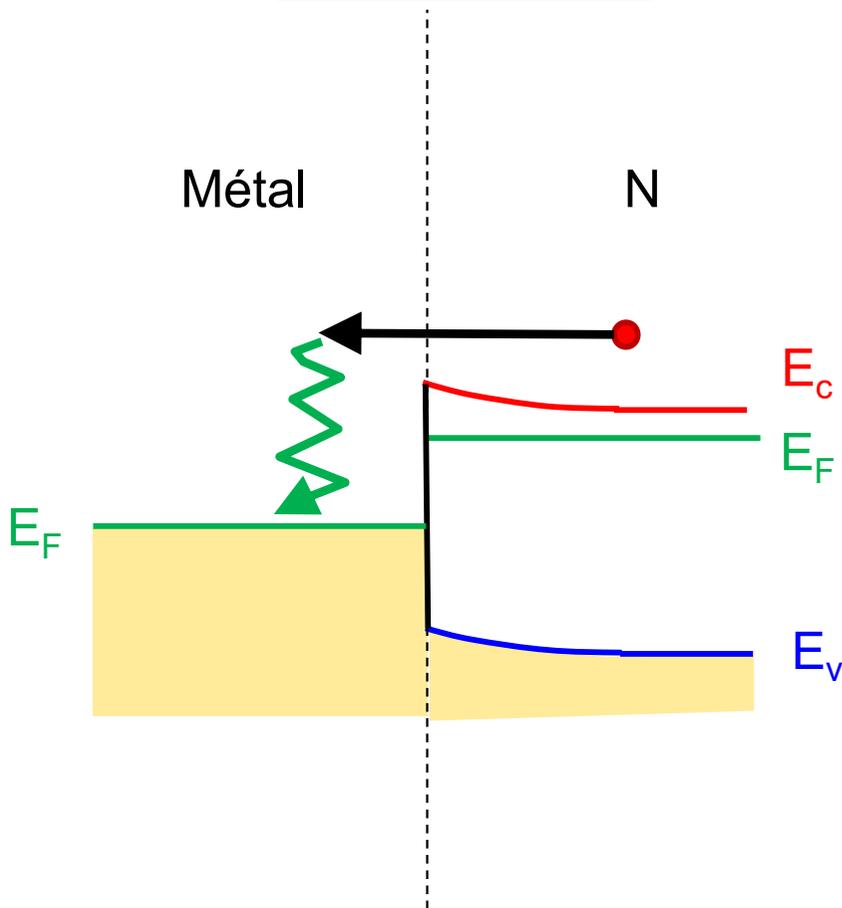


La tension de seuil est plus petite dans la diode Schottky !!!

La résistance en série est plus élevée dans la diode Schottky !!!

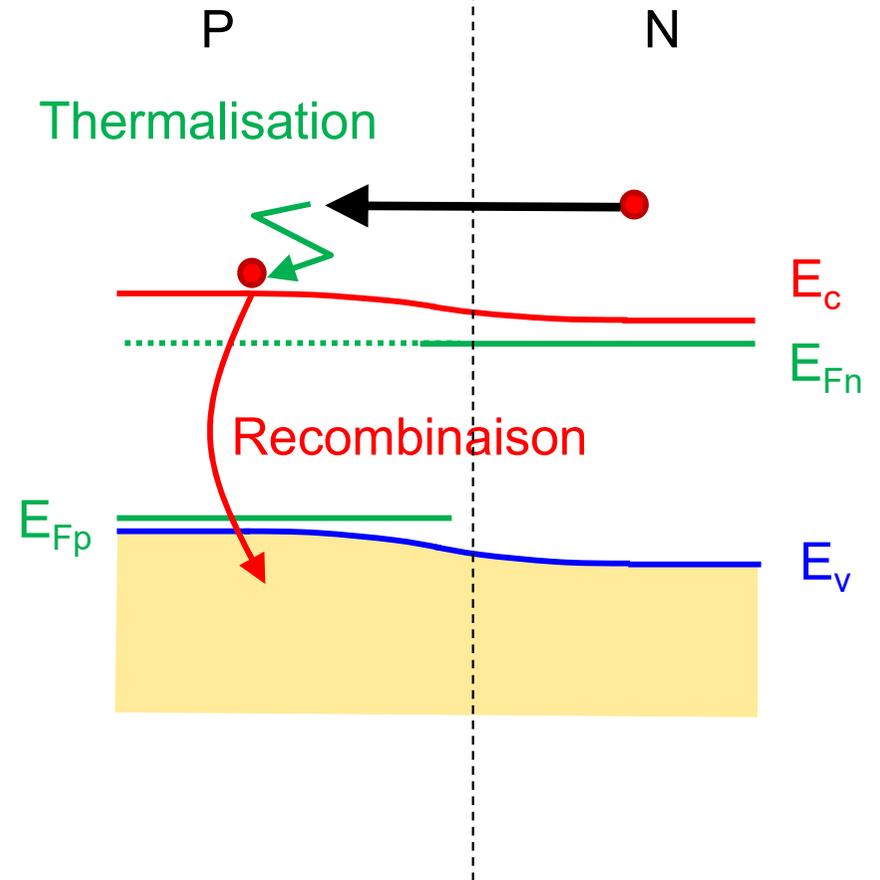


## Diode Schottky



La thermalisation est quasi «instantanée»

## Diode PN



La recombinaison détermine le temps de vie des minoritaires

Injection de majoritaires  
(Diode Schottky)



Lac de  
majoritaires

Injection de minoritaires  
(Diode PN)



Conductance différentielle

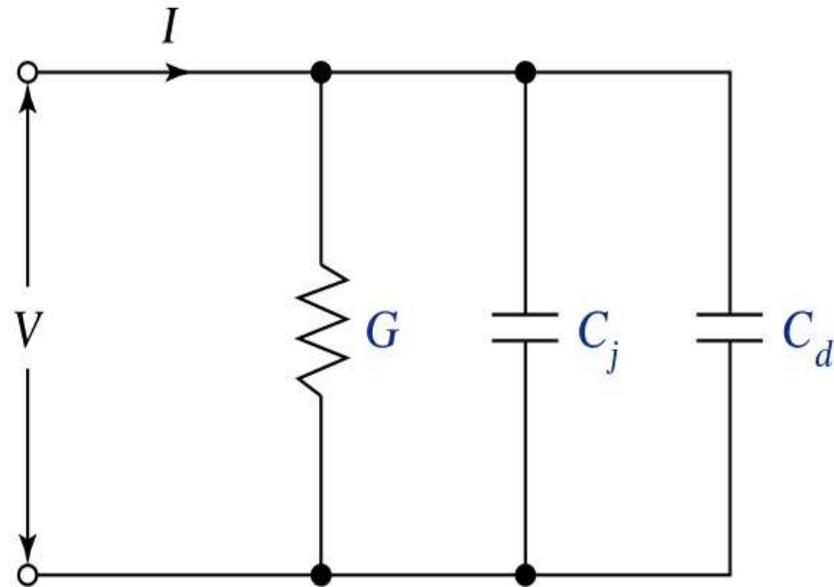
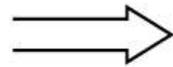
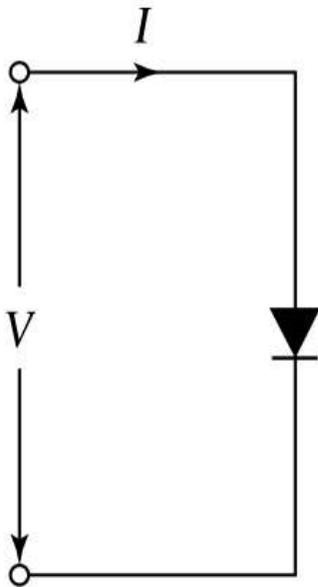
$$G \equiv \frac{d(A \cdot J)}{dV} \cong \frac{q}{\Gamma \cdot kT} \cdot (I + I_s)$$

Capacité de jonction

$$C_j = A \cdot \frac{\epsilon_0 \epsilon}{W}$$

Capacité de diffusion diode PN

$$C_d \cong A \cdot \frac{q^2}{kT} \cdot (L_n n_{p0} + L_p p_{n0}) \cdot e^{qV/kT}$$



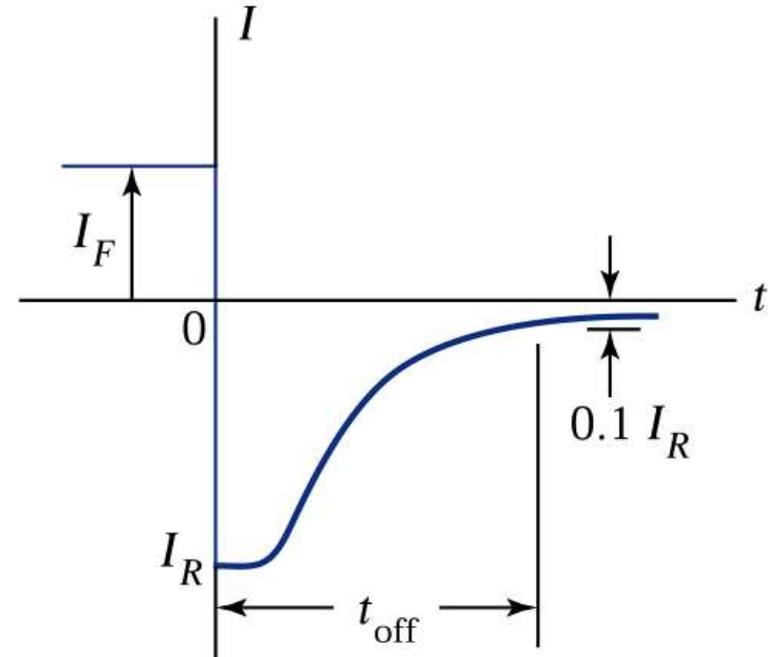
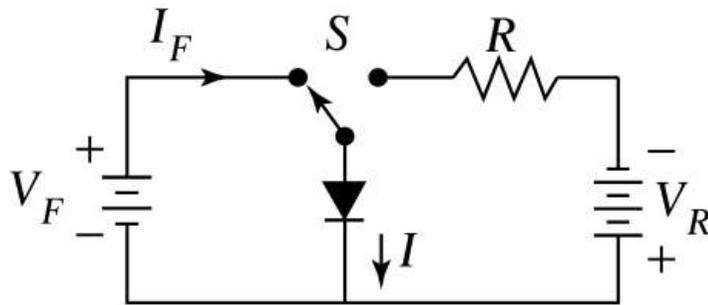
S. Sze « *Semiconductor devices* »

# Diode: caractéristique de switch grand signal



## Diode pn: temps de vie élevé des minoritaires

S. Sze  
« Semiconductor devices »



$$T_{\text{off}} (\text{p-n junction}) \approx 1 \mu\text{s} \gg T_{\text{off}} (\text{Schottky diode}) \approx 1 \text{ns}$$

## Applications: rectification et switching

### P-N Diodes

- Tensions élevées
- Courants élevés
- Basse vitesse

### Schottky Diodes

- Basses tensions
- Petits courants
- Haute vitesse

## Chapitre 14: « Comparaisons »

### A) Comparaison diode Schottky / diode pn

- Rappel du fonctionnement

- Caractéristiques fondamentales:

Courant noir

Tension de seuil

Résistance en série

Temps de switching

### B) Comparaison BJT / MOSFET

- Rappel du fonctionnement

- Comparaison pour ampli  
“common source”:

Transconductance

Résistance d'entrée

### C) Logique CMOS

- rappel de la structure logique

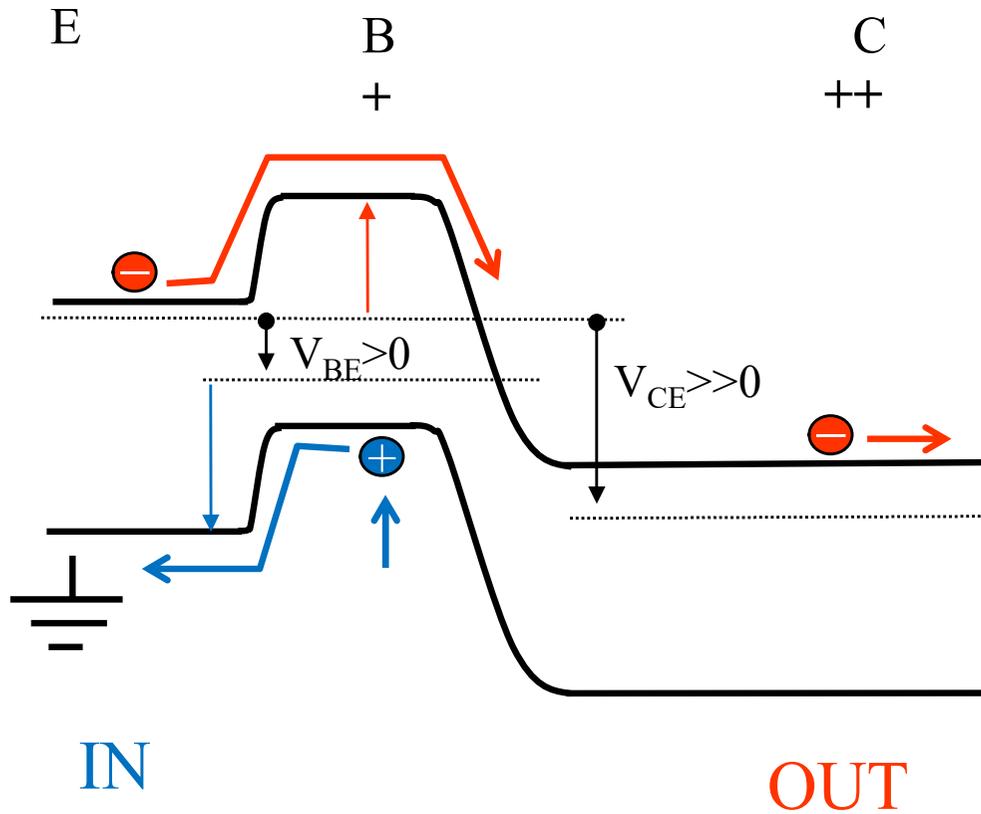
- consommation de courant

passage à 0.5

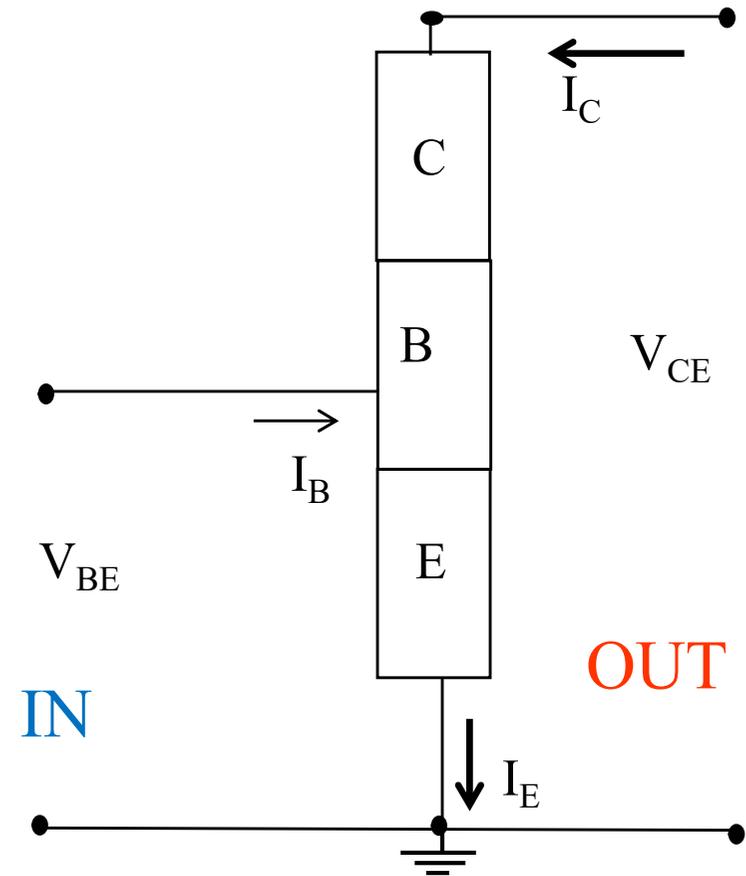
charge et décharge capacitive

subthreshold

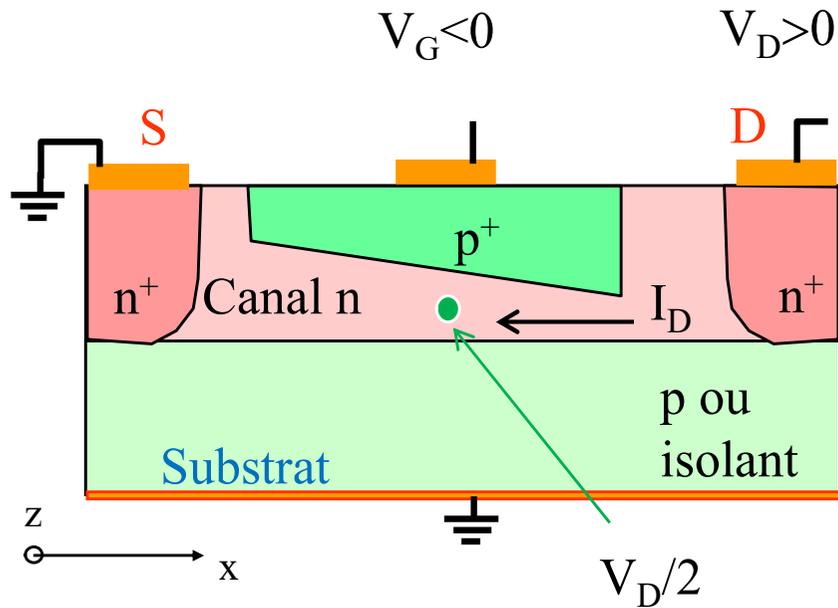
# BJT: rappel de fonctionnement en émetteur commun



L'entrée est sur la base formée par un jonction p/n passante

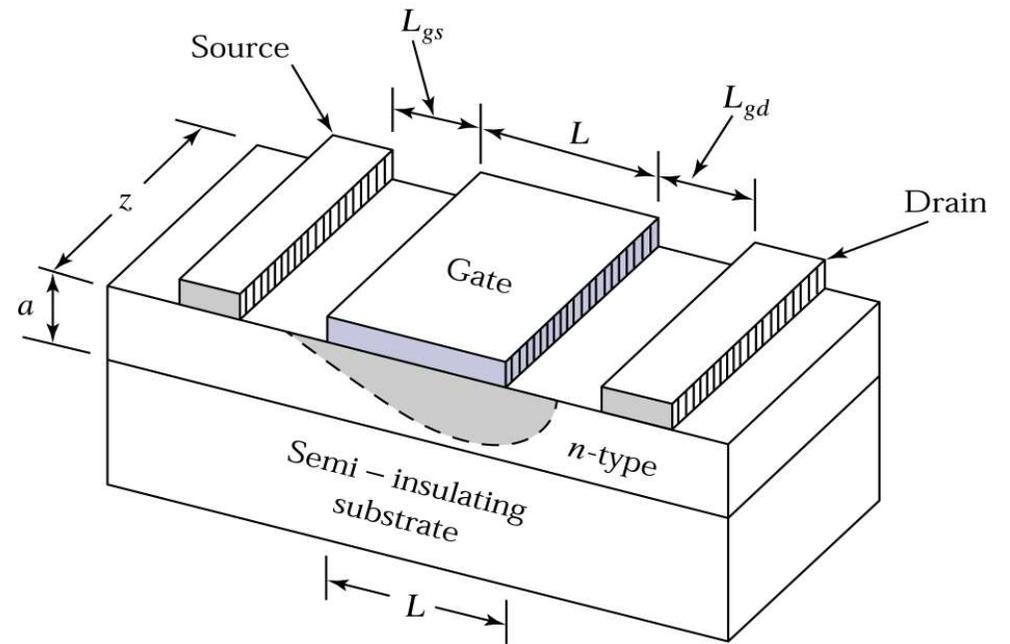


JFET



L'entrée est sur un gate formé par un jonction p/n bloquante

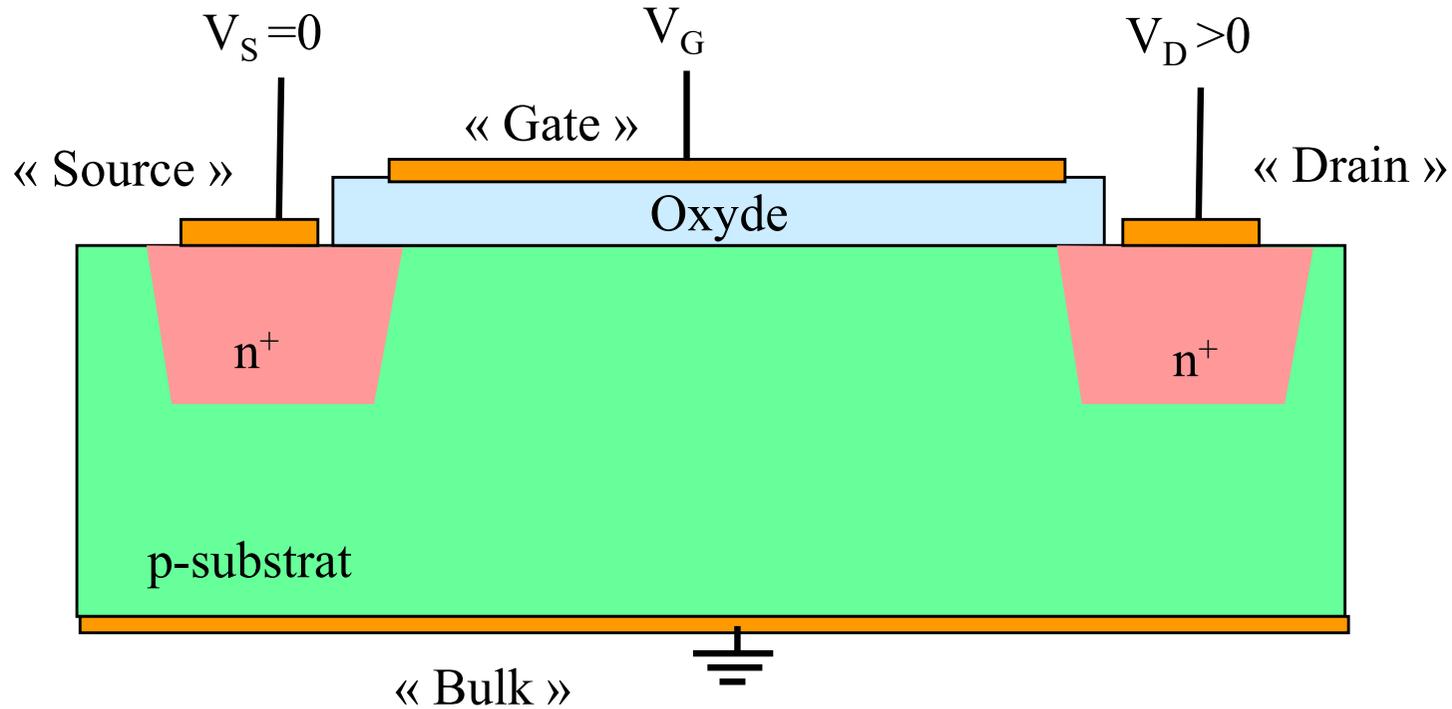
MESFET



*Semiconductor Devices, 2/E by S. M. Sze*

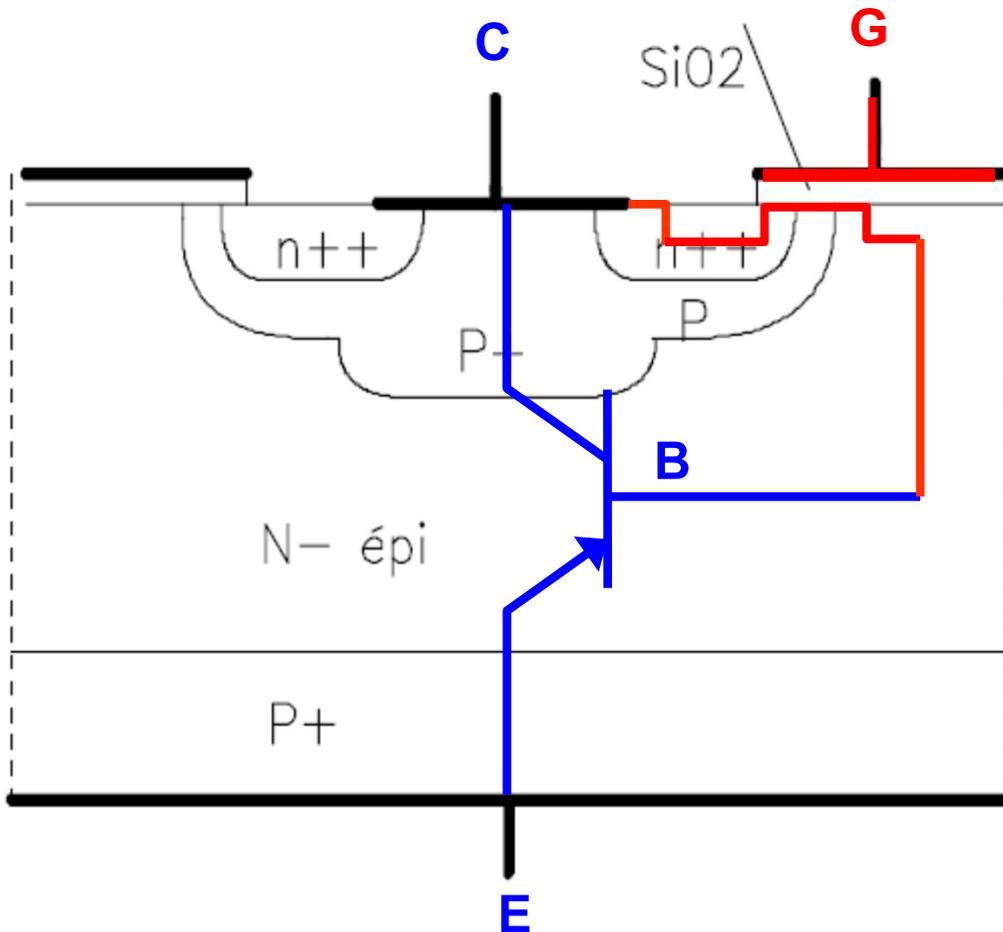
L'entrée est sur un gate formé par un jonction Schottky bloquante

# Rappel: MOSFET



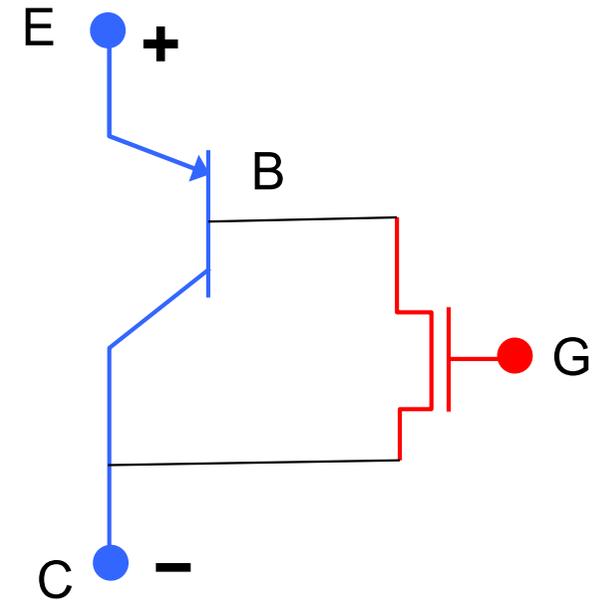
L'entrée est sur un gate formé par une capacité  
 Le canal doit être généré par la tension de gate  $V_G$

# Isolated Gate Bipolar Transistor (IGBT)



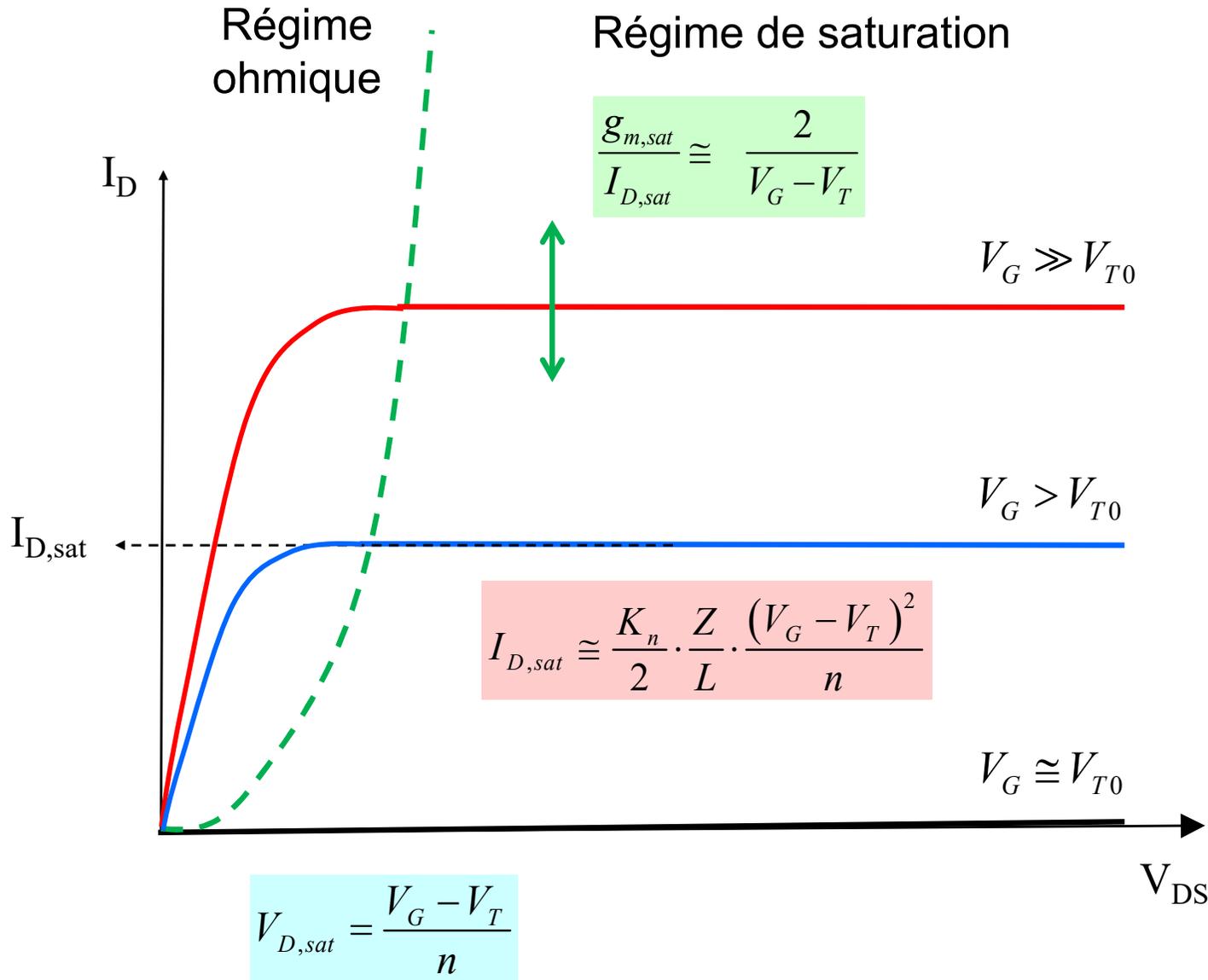
Omar Elmazria: thèse Uni Metz

Configuration de Darlington



Transistor de puissance  
 $V_G = 15V$   
 $I_{out} = 30A$

# Courbes de sortie des FET idéaux (canal N)



**NMOS**

**N-JFET**

$V_G \gg 0$

$V_G = 0$

$V_G > 0$

$V_G < 0$

$V_G = 0$

$V_G \ll 0$

**$n > 1$**

**$n = 1$**

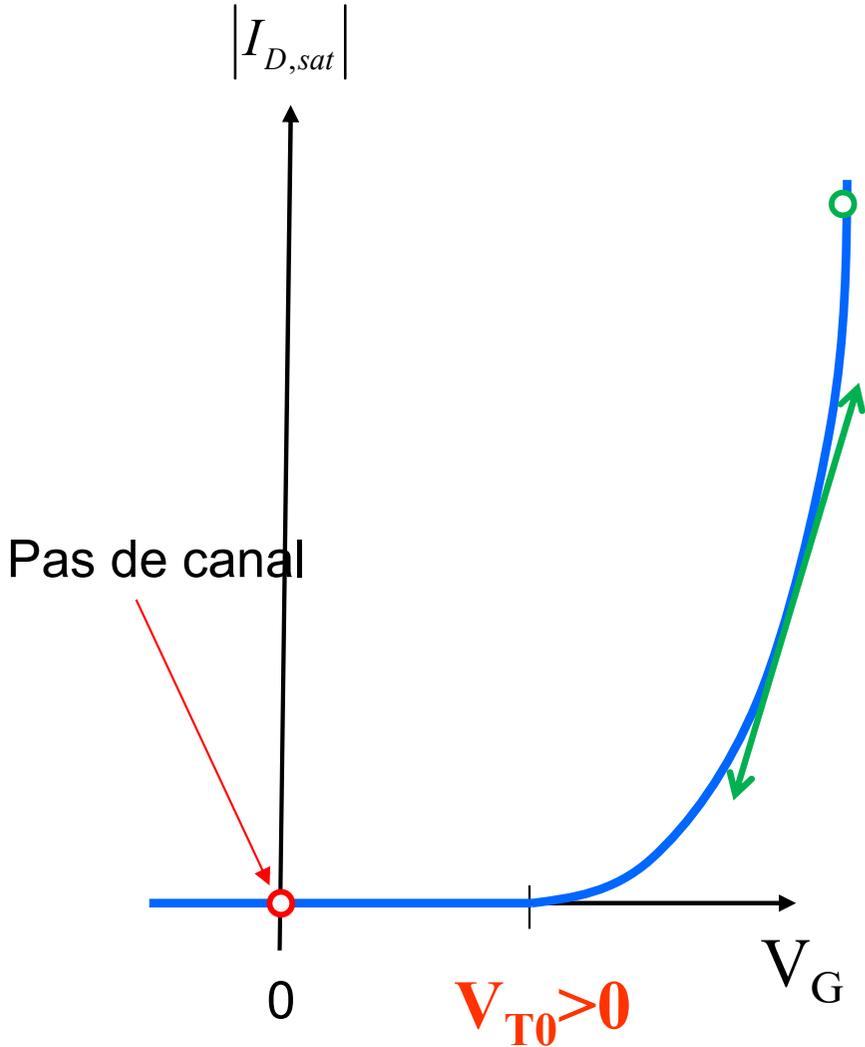
$K_n \equiv \mu_n \cdot \bar{C}_{ox}$

$K_n \equiv \mu_n \cdot \bar{C}_{G,th}$

# Tension de threshold et courbe $I_{D,sat}(V_G)$

## NMOS

$|I_{D,sat}|$



### Quadratique

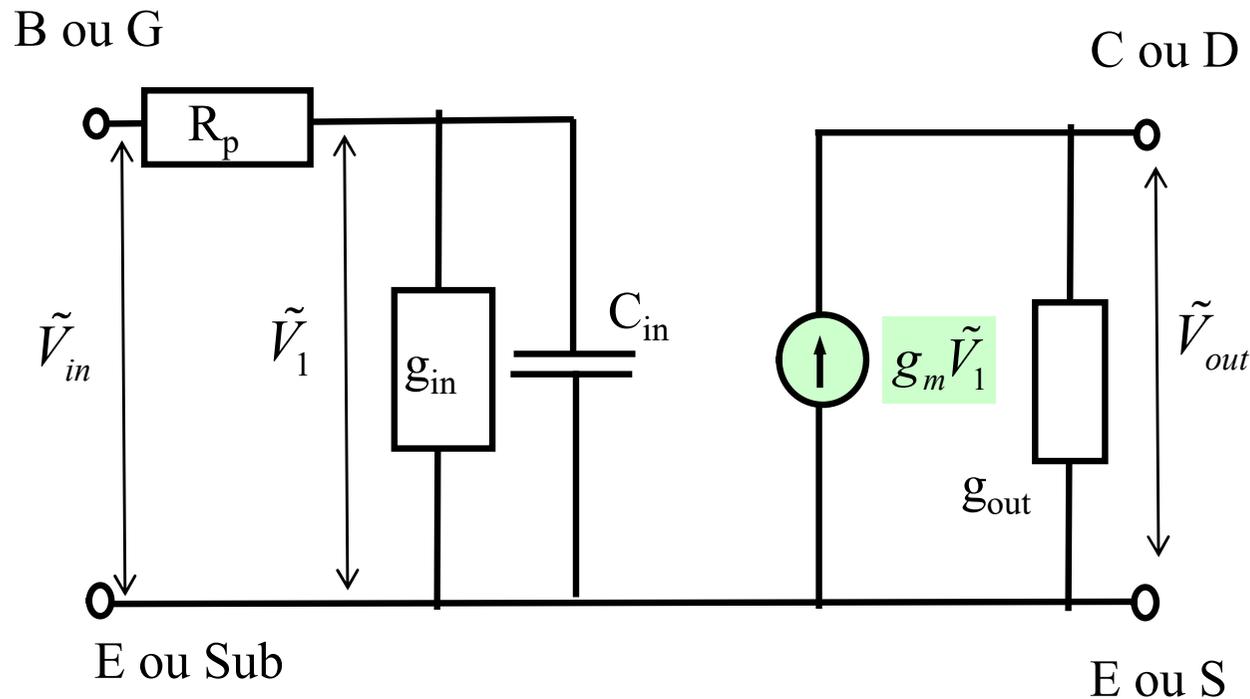
$$I_{D,sat} \cong \frac{K_n}{2} \cdot \frac{Z}{L} \cdot \frac{(V_G - V_T)^2}{n}$$

### Pente

$$\frac{g_{m,sat}}{I_{D,sat}} \cong \frac{2}{V_G - V_T}$$

## JFET à canal N





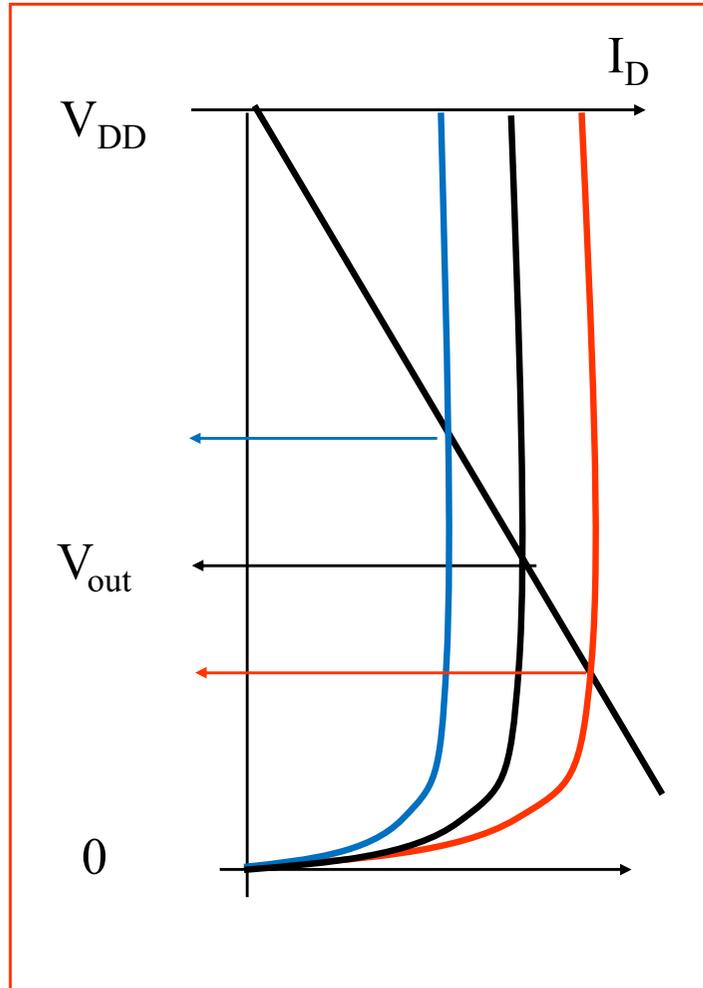
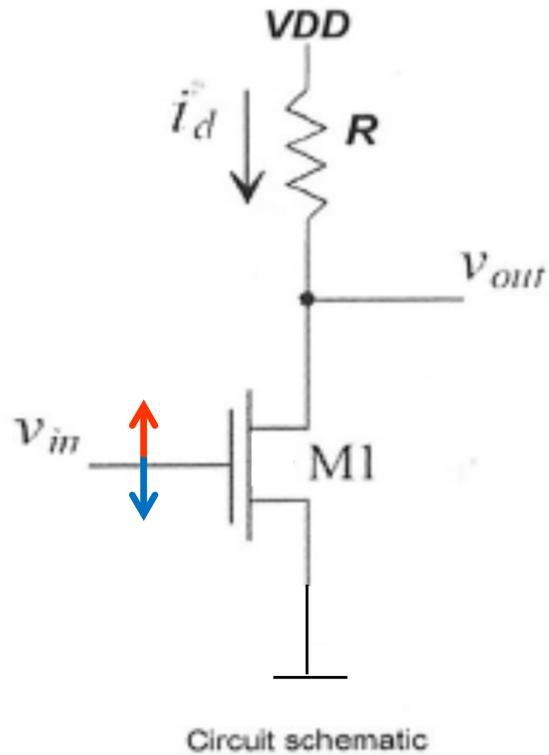
**BJT:**

- $g_{in} = g_{BE}$   
non négligeable
- $g_{out} = g_{CE}$   
effet early

**MOS:**

- $g_{in} = g_{GS}$  nulle !
- $C_{in}$  dominant
- $g_{out} = g_{DS}$   
modulation de L

Basic Common Source Amplifier

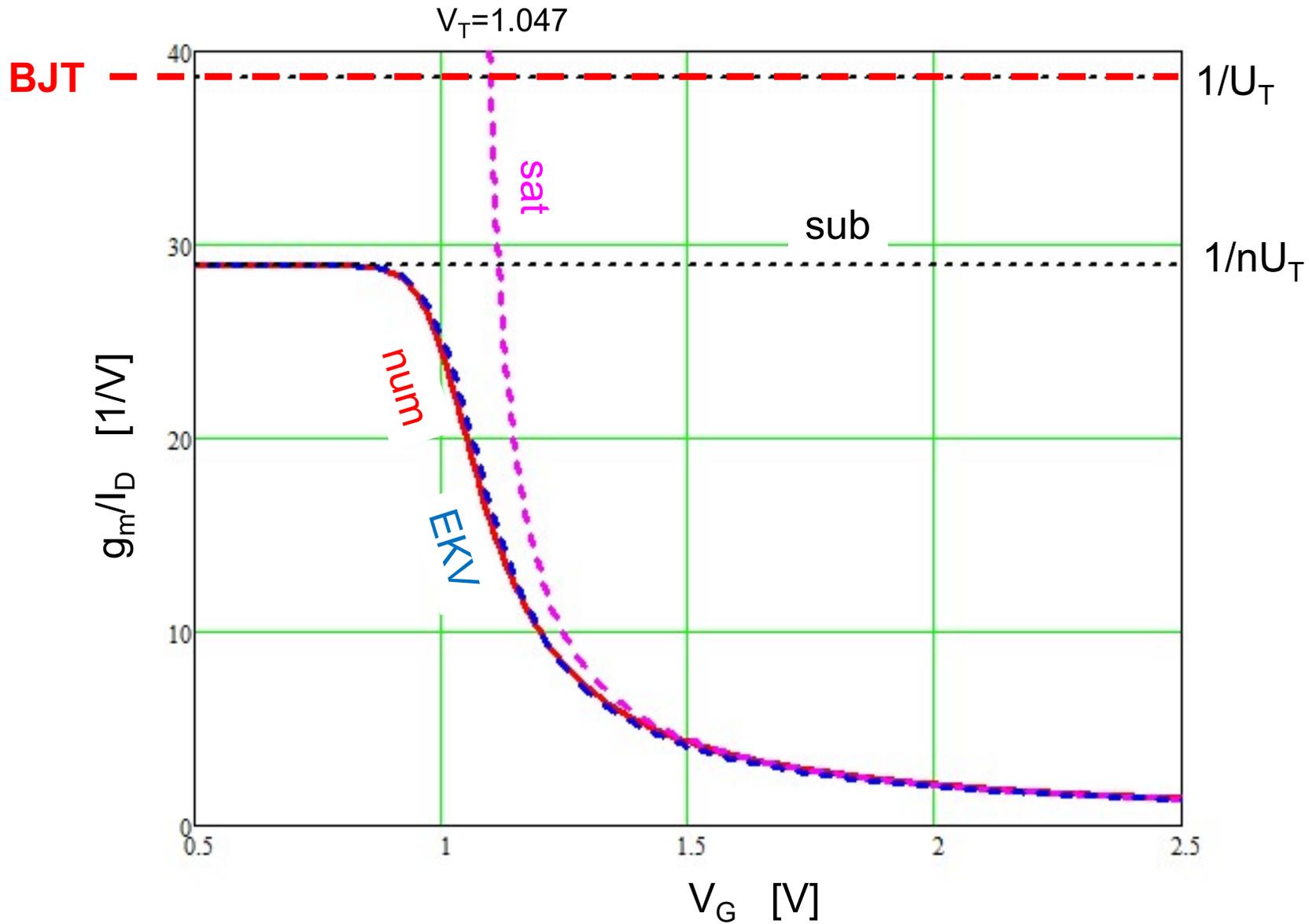


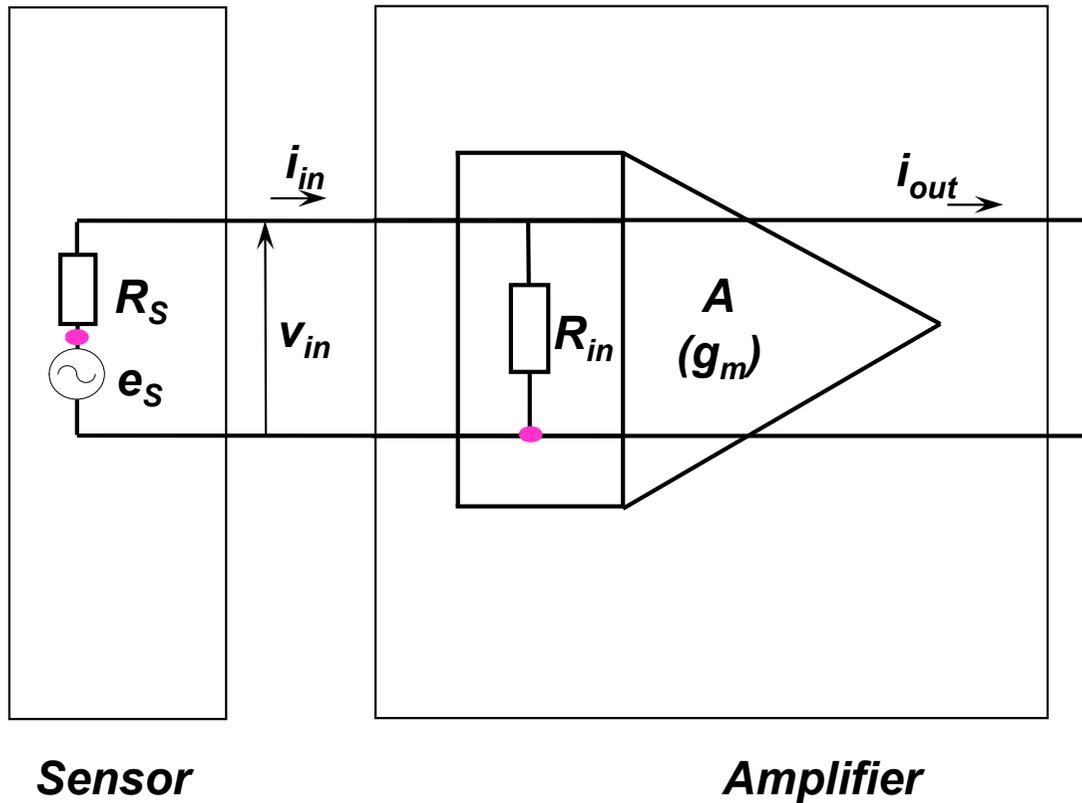
Gain:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_{m1} \cdot R$$

$g_{m1}$  = transconductance

R.J. Baker, « CMOS, circuit design, layout and simulation », IEEE Press





Diviseur de tension

$$V_{in} = e_s \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \leq e_s$$

$$i_{out} = g_m \cdot V_{in} = g_m \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \cdot e_s$$



**Choisir  $R_{in} \gg R_s$**

# Résistance d'entrée: comparaison BJT / FET

## BJT:

$$I_B = I_{pE0} \cdot (e^{qV_{BE}/kT} - 1)$$

$$R_{in} \equiv \frac{1}{g_{BE}} \equiv \left( \frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}} \right)^{-1} \approx \frac{U_{th}}{I_B} = \frac{U_{th}}{I_C} \beta$$

Typique:

$$I_C \approx 1 \text{ mA} \quad \text{et} \quad \beta \approx 300$$

$$\implies R_{in} \approx 5 - 10 \text{ k}\Omega$$

## MESFET:

L'entrée est une diode Schottky bloquante

$$\rightarrow R_{in} \equiv \frac{1}{g_{GS}} \equiv \left( \frac{\partial I_{Schottky}}{\partial V_G} \right)^{-1} \text{ grand}$$

## JFET:

L'entrée est une diode pn bloquante

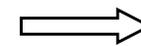
$$\rightarrow R_{in} \equiv \frac{1}{g_{GS}} \equiv \left( \frac{\partial I_{Schottky}}{\partial V_G} \right)^{-1} \text{ très grand}$$

## MOS:

L'entrée est une capacité (oxyde)

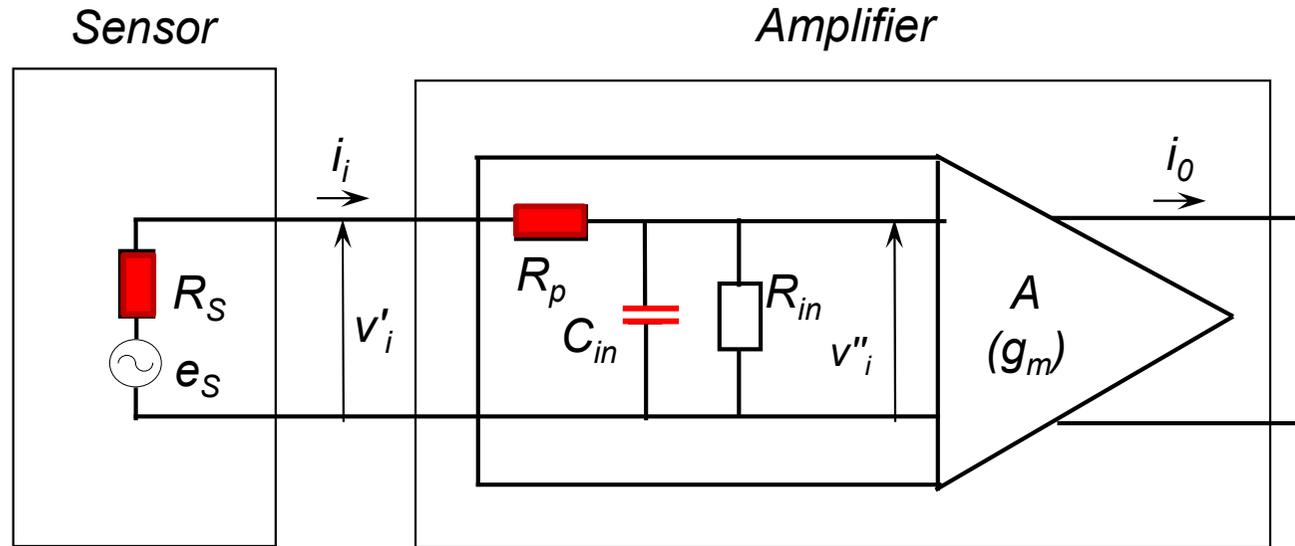
$$\rightarrow R_{in} \equiv \frac{1}{g_{GS}} = \infty$$

$$R_{in}^{BJT} \ll R_{in}^{MESFET} \ll R_{in}^{JFET} \ll R_{in}^{MOS}$$



$$R_s \rightarrow 0 : BJT$$

$$R_s \rightarrow \infty : MOSFET$$



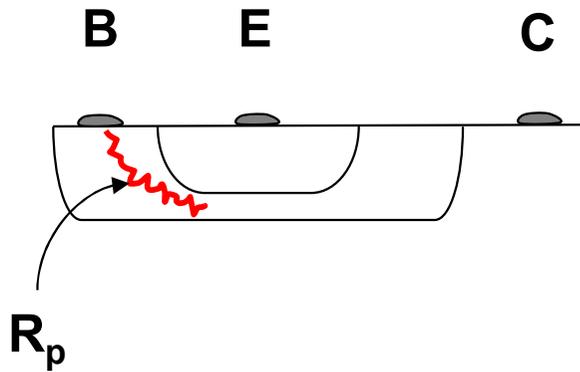
Avec la fréquence de coupure:

$$i_{out} = g_m \cdot V_i'' = g_m \frac{R_{in}}{R_s + R_p + R_{in}} \cdot \frac{1}{1 + i \frac{\omega}{\omega_c}} \cdot e_s$$

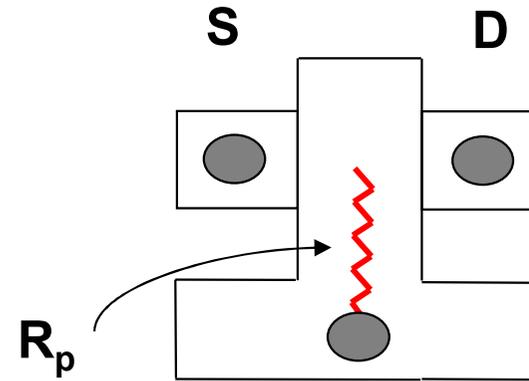
$$\omega_c = \frac{1}{C_{in} (R_s + R_p)} \cdot \left( 1 + \frac{R_s + R_p}{R_{in}} \right)$$

# Comparaison des capacités d'entrée $C_{in}$ et des résistances parasites $R_p$

**BJT**



**FET**



$R_p$ :	BJT	>	MOS	>	MESFET
$C_{in}$ :	BJT	$\approx$	MOS	$\approx$	MESFET

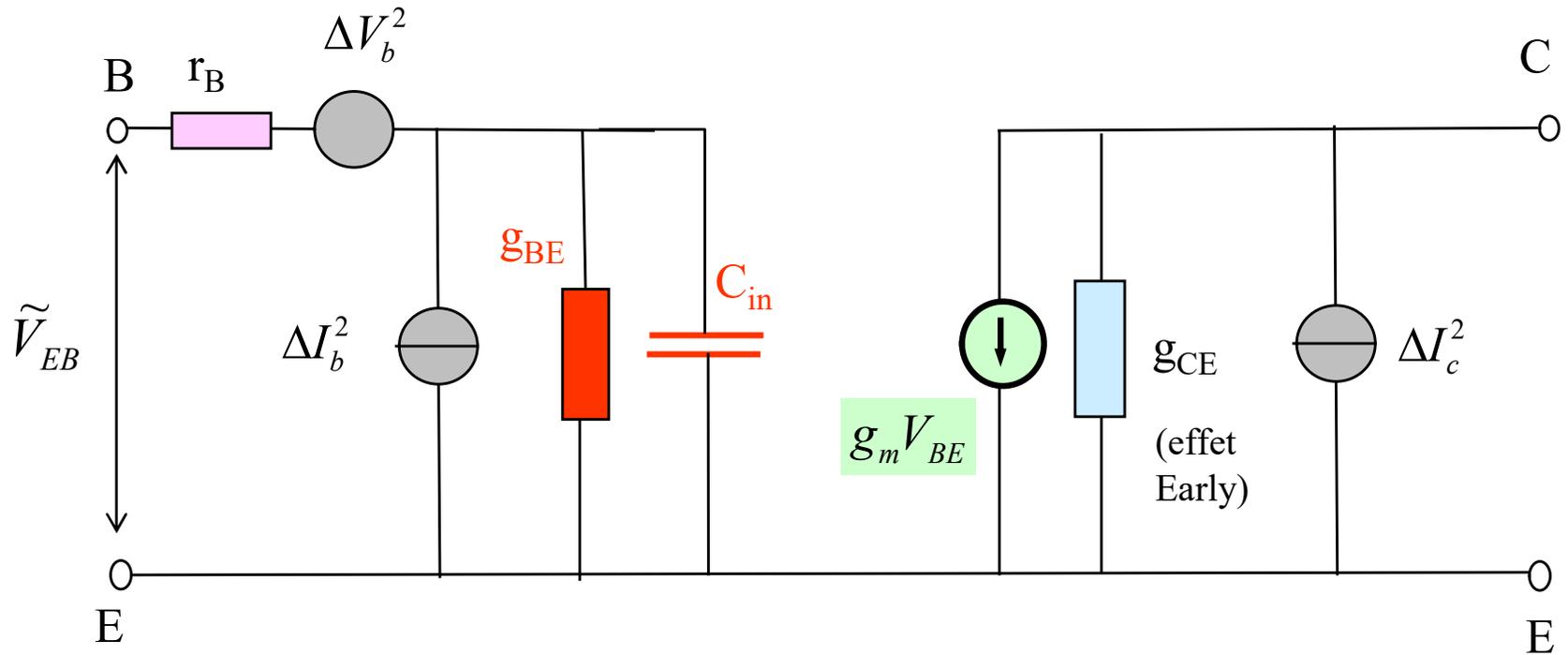


Modèle petits signaux en émetteur commun, mode actif

$$\Delta V_b^2 = 4kT r_b \Delta f$$

$$\Delta I_b^2 = 2q |I_B| \Delta f$$

$$\Delta I_c^2 = 2q |I_C| \Delta f$$



$$g_{BE} = \frac{q}{kT} I_B$$

$$g_m = \beta_F \cdot g_{BE} = \frac{q}{kT} I_C$$

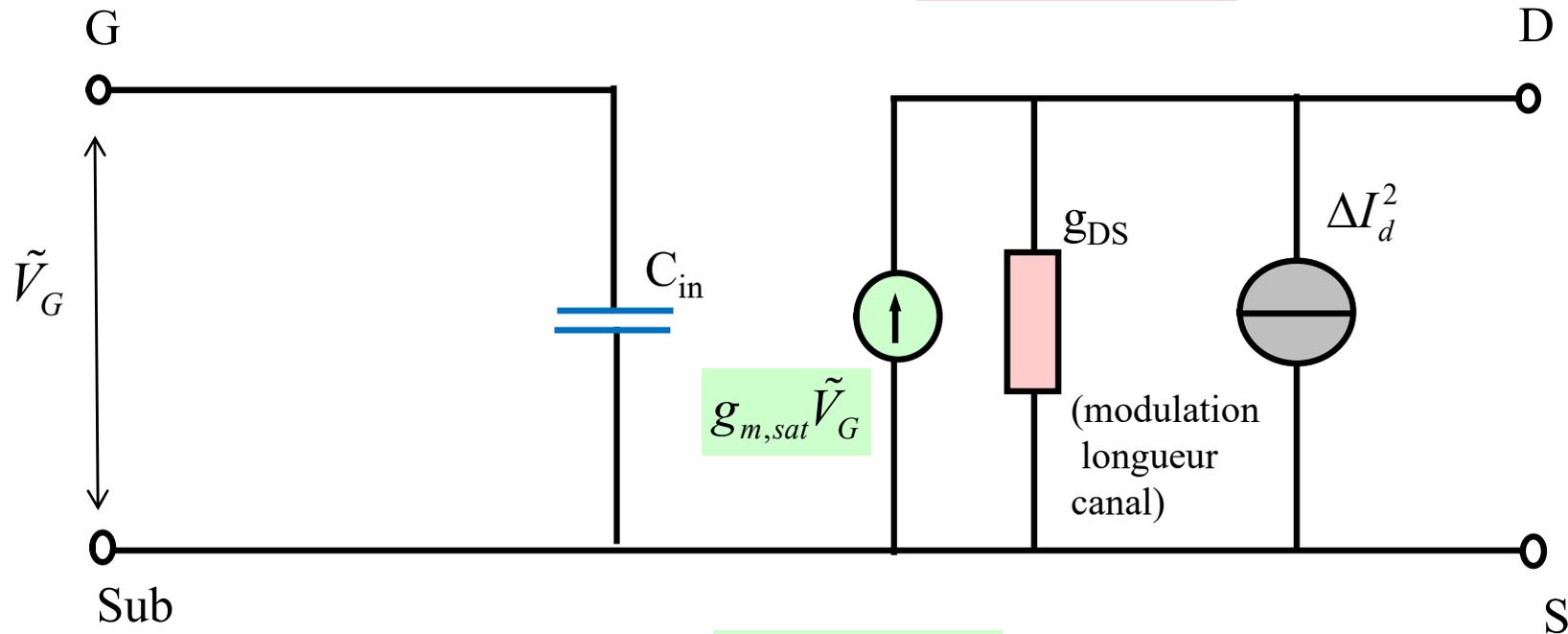
$$g_{CE} = \lambda \cdot I_C = \frac{I_C}{|V_A|}$$



$$\Delta I_d^2 \cong 4kT g_{m,sat} \Delta f$$

$$C_{in} \cong (Z \cdot L) \cdot \bar{C}_{ox}$$

$$g_{DS} \cong \frac{\delta I_D}{\delta V_D} \cong \frac{|I_{D,sat}|}{|V_A|}$$



$$g_{m,sat} \cong \frac{2|I_{D,sat}|}{V_G - V_T}$$

## Chapitre 14: « Comparaisons »

### A) Comparaison diode Schottky / diode pn

- Rappel du fonctionnement

- Caractéristiques fondamentales:

Courant noir

Tension de seuil

Résistance en série

Temps de switching

### B) Comparaison BJT / MOSFET

- Rappel du fonctionnement

- Comparaison pour ampli  
“common source”:

Transconductance

Résistance d'entrée

### C) Logique CMOS

- rappel de la structure logique
- consommation de courant

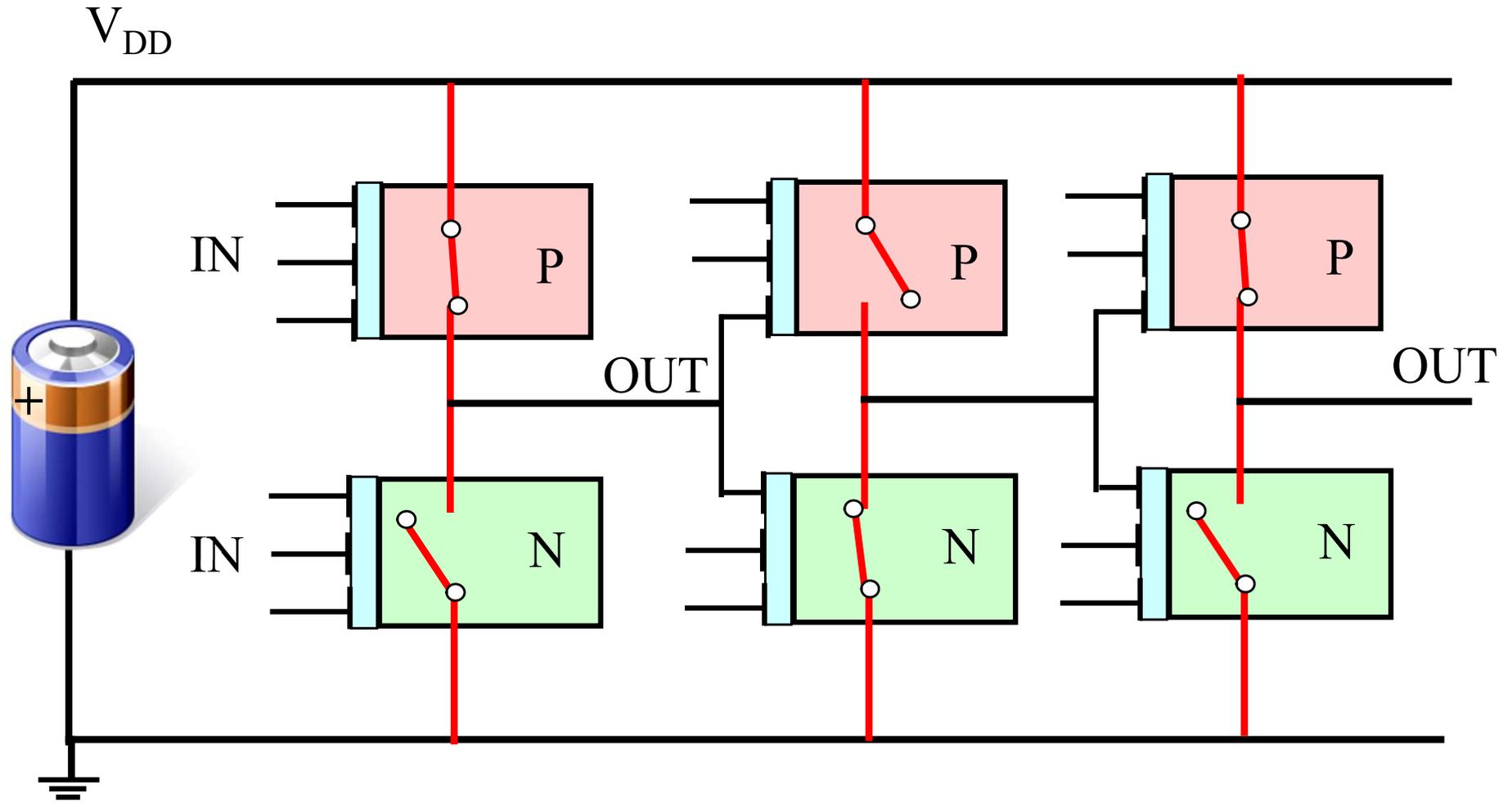
passage à 0.5

charge et décharge capacitive

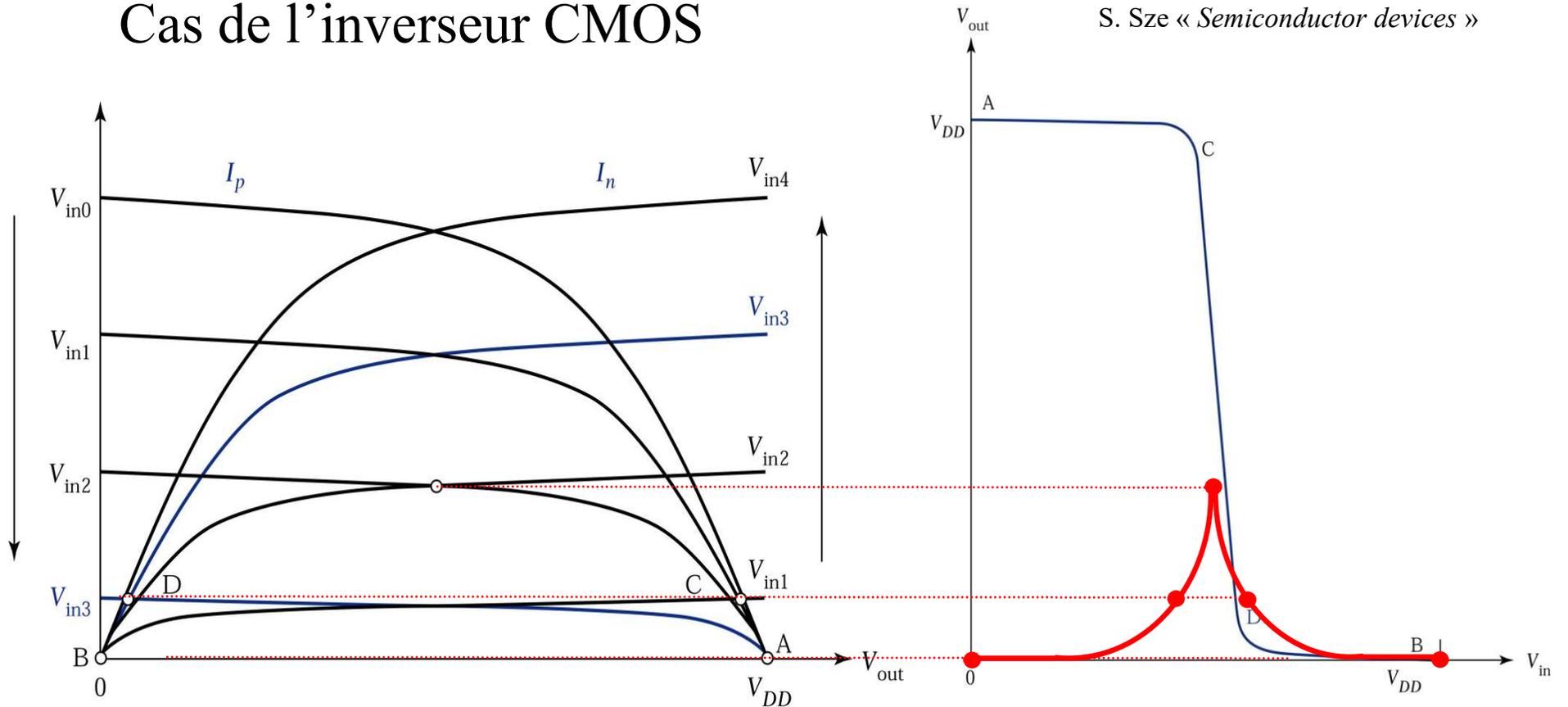
subthreshold

>90% des circuits sont en CMOS ! Pourquoi ?

- faible complexité de fabrication comparé à BJT
- densité d'intégration nettement plus élevée que BJT
- faible consommation car:  
il existe deux types de MOS complémentaires  
→ circuits CMOS “bloquants” en mode statique.



## Cas de l'inverseur CMOS



Lors du changement d'état,  
le NMOS et le PMOS sont partiellement passants à  $V_{in} = V_{DD}/2$

Dissipation dynamique

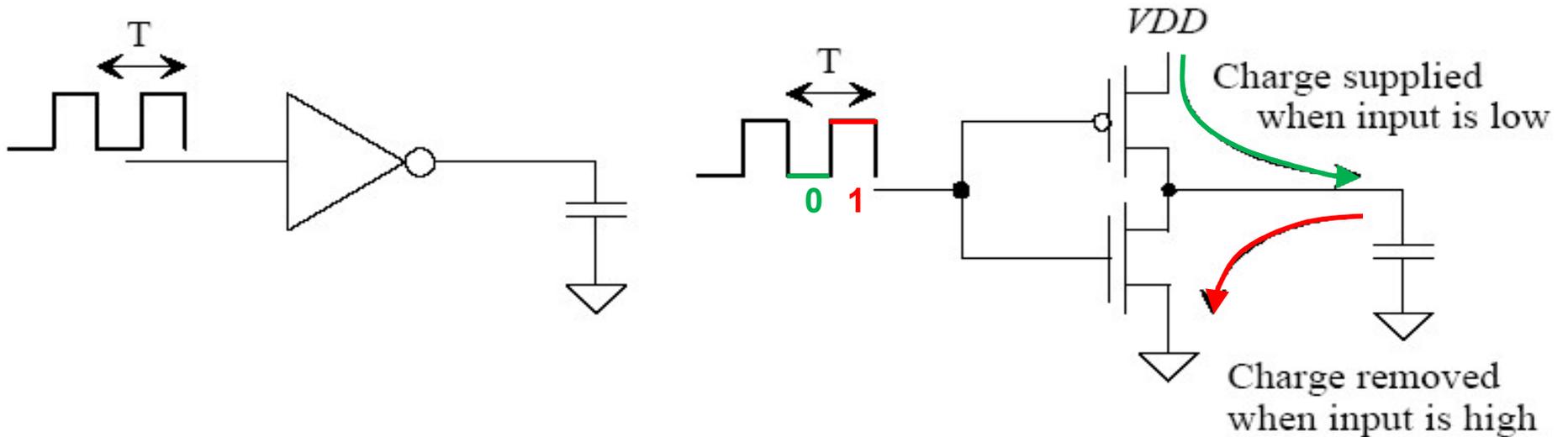


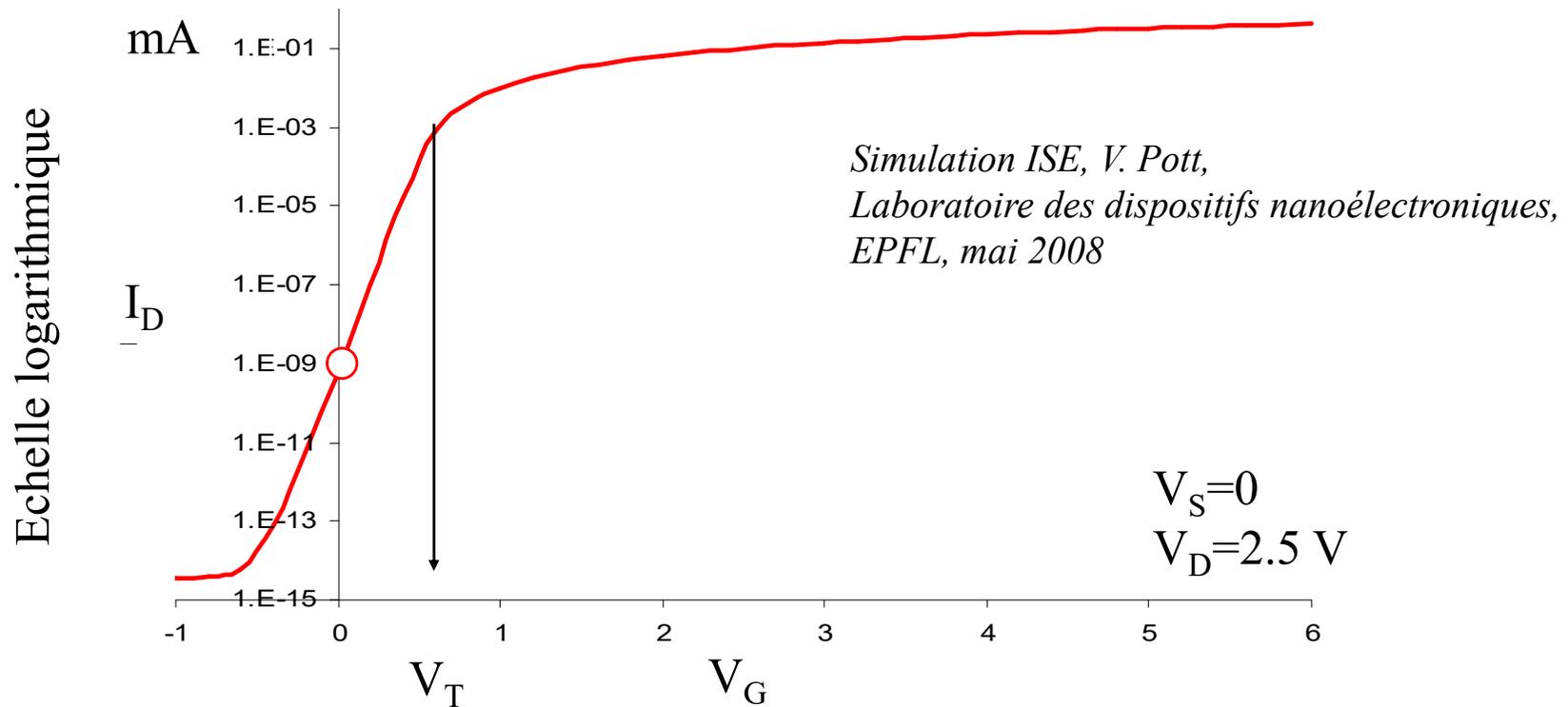
Figure 11.11 Dynamic power dissipation of the CMOS inverter.

R. Jacob Baker et al: CMOS Circuit Design IEEE Press

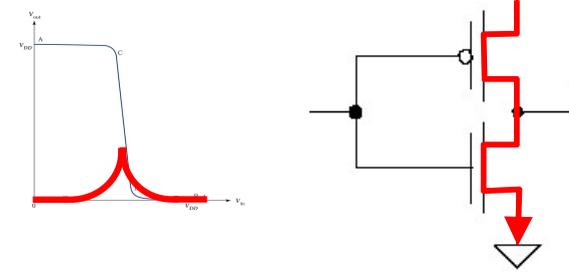
Lors de chaque changement d'état il faut charger et décharger les capacités d'entrée de l'étage suivant.

Courant “sub-threshold”:

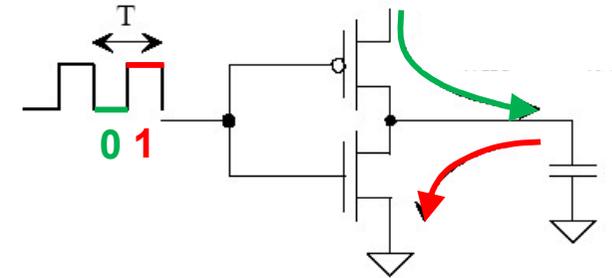
Les transistors MOS ne sont pas complètement bloquants sous le threshold !  
→ consommation même en mode statique !



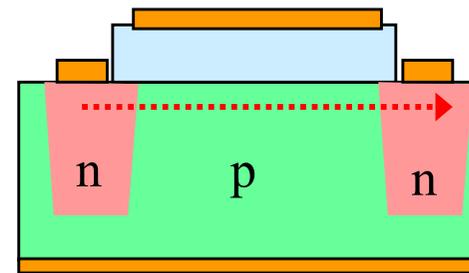
1) Consommation dynamique lors du **passage à 0.5**



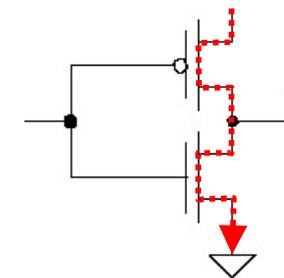
2) Consommation dynamique pour **charger et décharger les capacités**



3) Consommation statique par **courant subthreshold**  
(avec un nombre énorme de MOS)



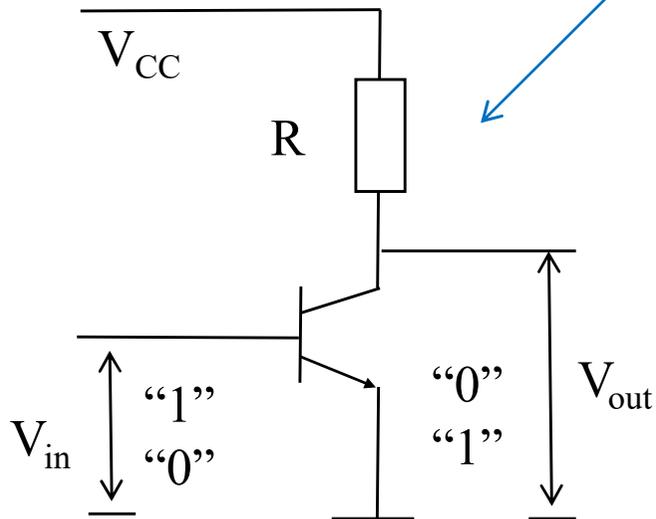
npn parasite



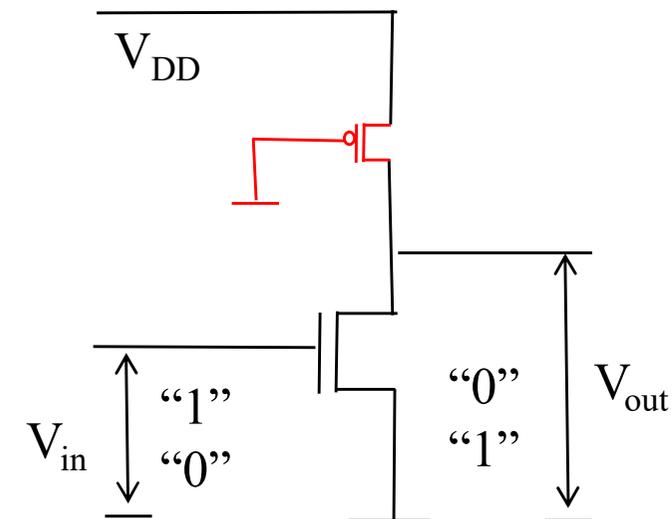
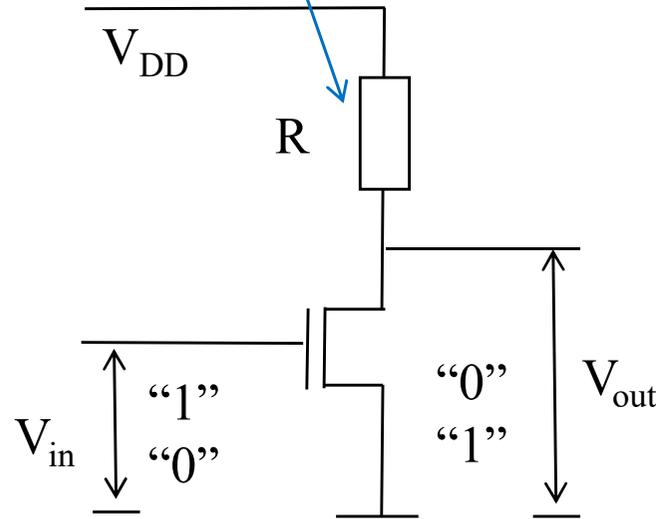


Résistance fixe de valeur "moyenne"

Inverseur bipolaire

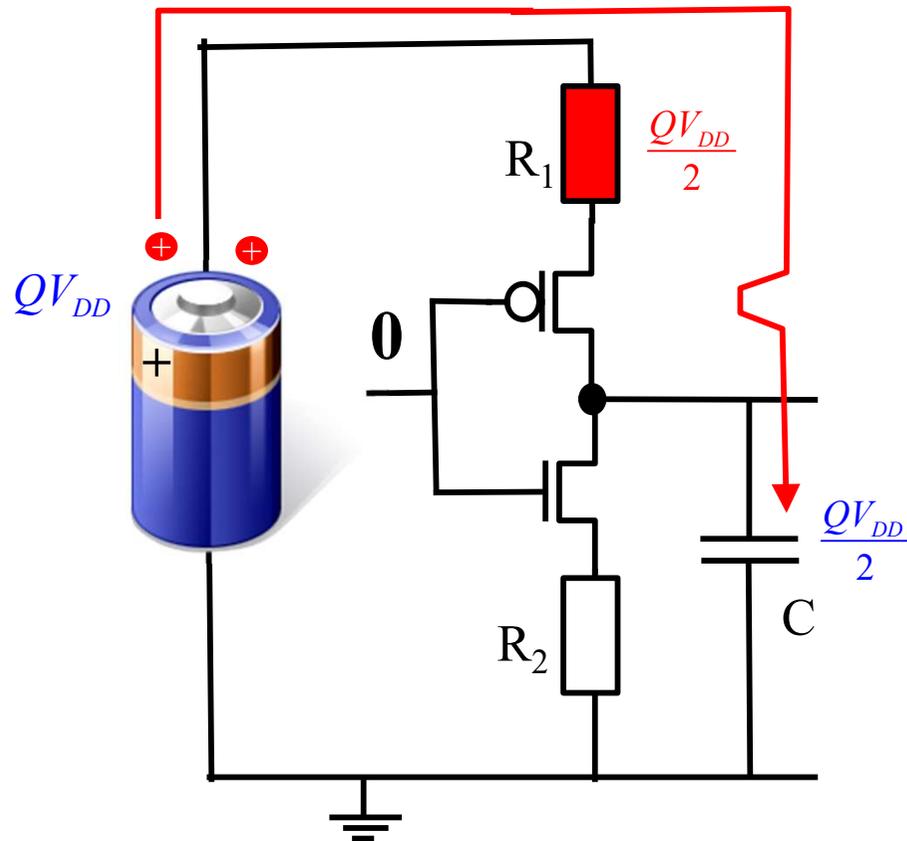


Inverseur NMOS



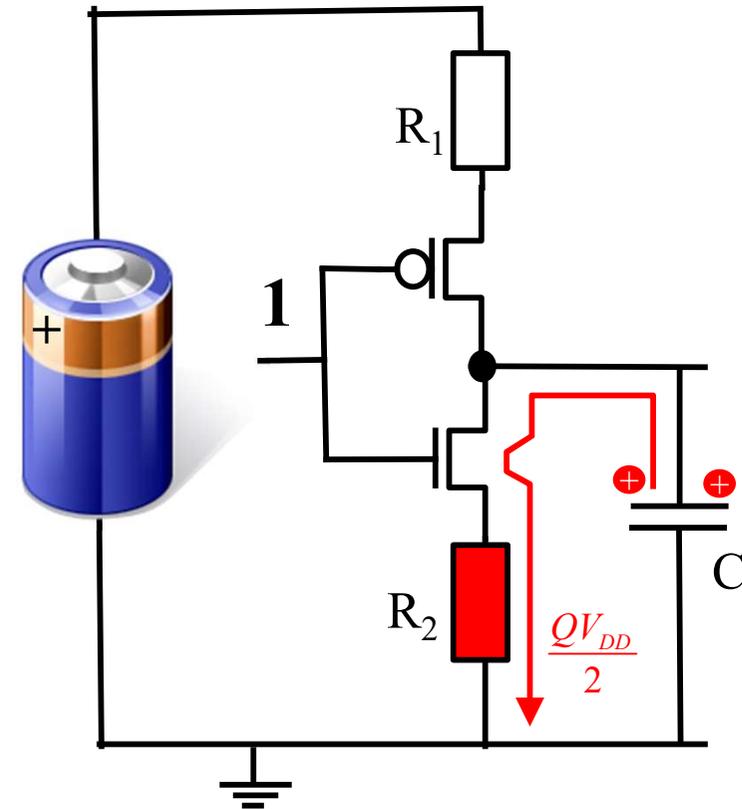
Lorsque le transistor est passant (état "1" à l'entrée)  
un courant coule dans la résistance !

### Chargement



La charge  $Q_0$  est stockée sur C  
 → La moitié de l'énergie est transférée sur C  
 → L'autre moitié est dissipée dans  $R_1$ .

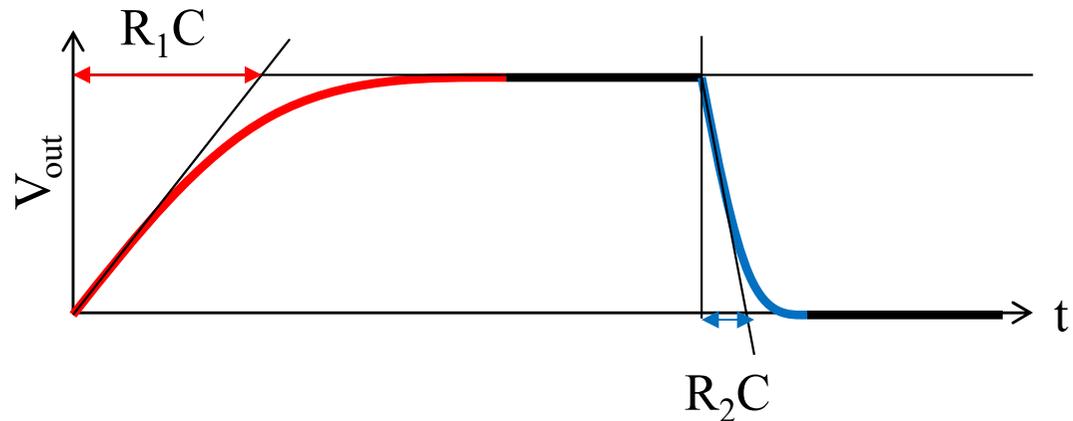
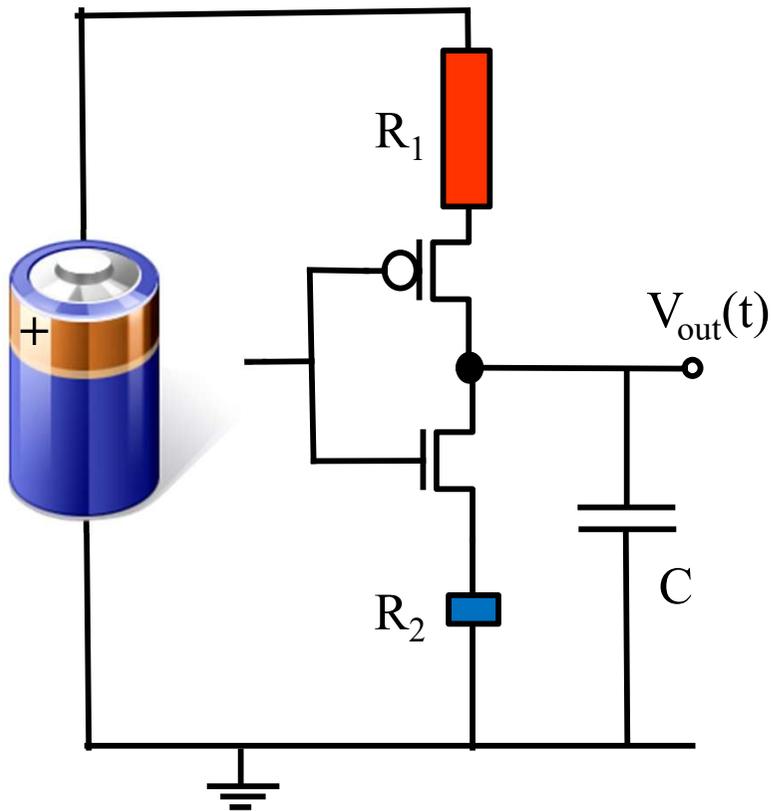
### Déchargement



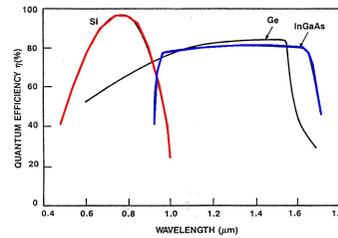
La charge  $Q_0$  est sortie de C vers la masse  
 → L'énergie encore stockée sur C est dissipée dans  $R_2$ .

Les valeurs de  $R_1$  et  $R_2$  ne jouent-elles vraiment aucun rôle ?

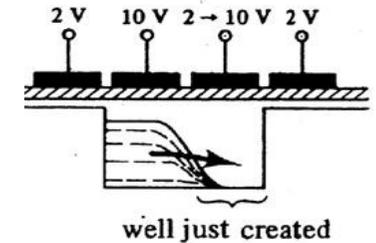
Elles influencent les temps RC de charge et de décharge



- Concepts de base



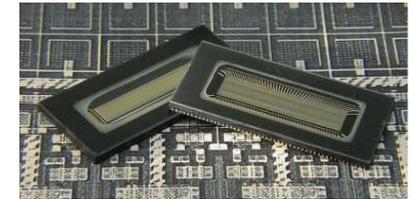
- Cameras CCD



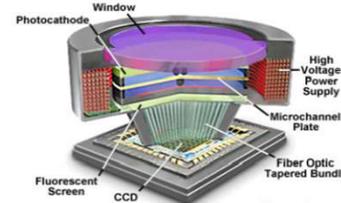
- Mesures optiques



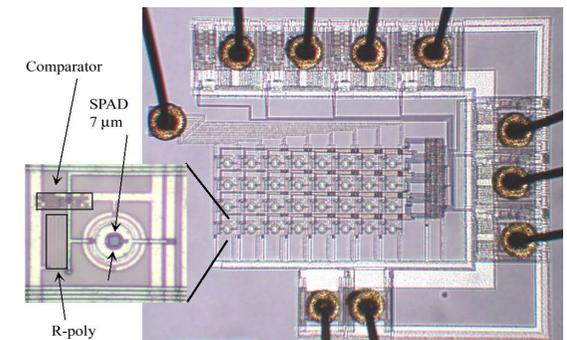
- Cameras CMOS



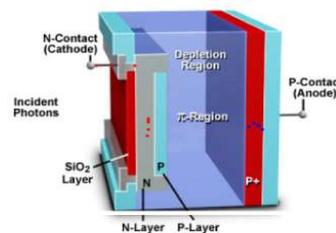
- Photomultipliers et Micro-channel plates



- Single Photon Avalanche Detectors

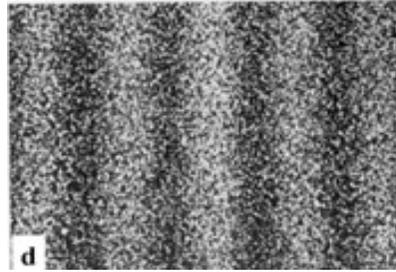


- Photodiodes

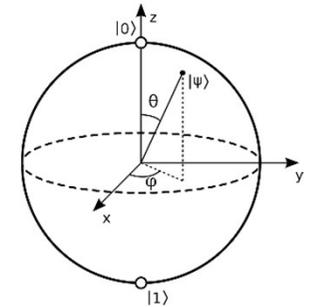


## La science quantique : une vision singulière

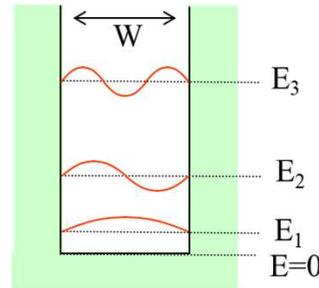
- Photons / Electrons  
Formalisme



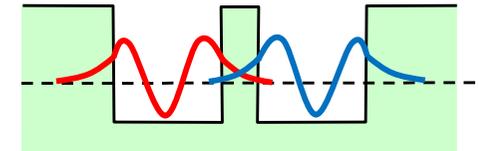
- Qubits et  
polarisation



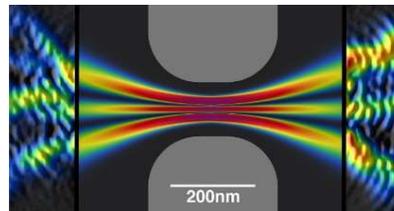
- Puits quantiques



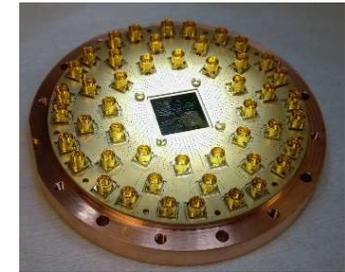
- Coupleurs



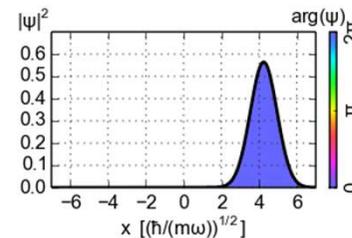
- Hétéro-structures



- Transmons



- Oscillateurs harmoniques



- NMR et spins



Joyeux Noël et bonne année 2025

