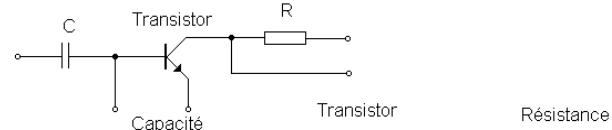
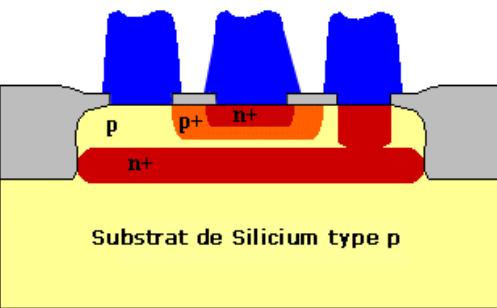


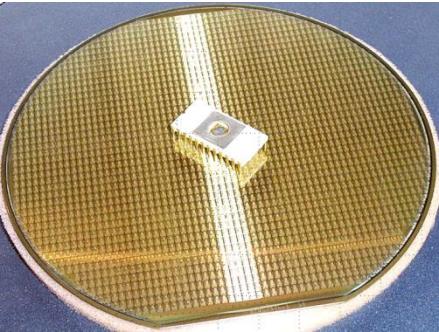
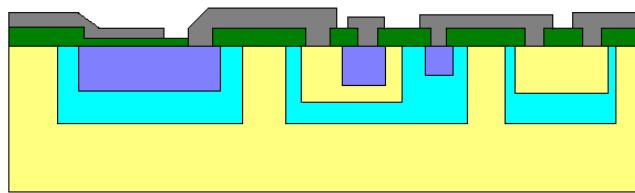


Etude et Modélisation des Composants Actifs

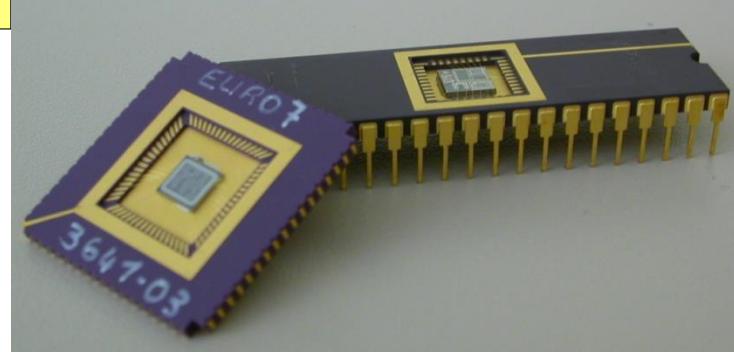
Base Emetteur Collecteur



Patrick Tounsi



Merci à Jérémie Grisolia qui a permis l'utilisation d'illustrations extraites de l'un de ses cours

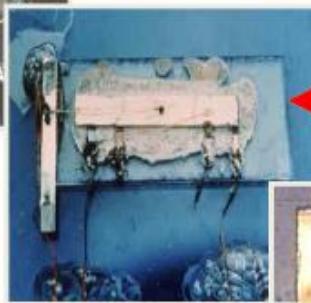


I. Comportement des semi-conducteurs

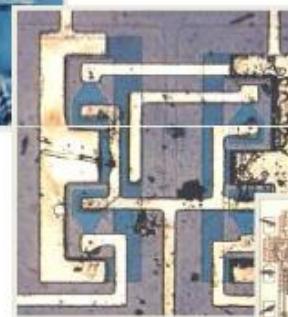
Historique



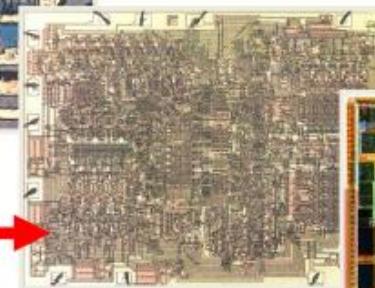
1947 : Premier transistor bipolaire à point de contact (Bell Labs)



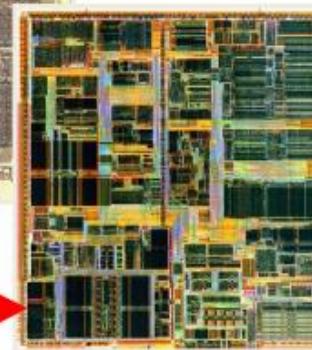
1958 : Premier circuit intégré réalisé par assemblage de semiconducteurs (TI)



1961 : Premier circuit intégré logique : bascule flip-flop à 4 transistors sur $2,5 \text{ mm}^2$ (TI & Fairchild)



1971 : Premier microprocesseur 4004 INTEL
(4 bits - 2300 transistors - $10\mu\text{m}$)



2003 : Microprocesseur Pentium IV INTEL
(32/64 bits - >55M transistors - $0,09\mu\text{m}$)

Aujourd'hui, les semi-conducteurs sont sollicités dans le monde des capteurs de l'optoélectronique, des microsystèmes...

I. Comportement des semi-conducteurs

Evolution technologique

3

Recherche en 1947



Bardeen, Bell Labs



William Bradford Shockley

John Bardeen

Walter Brattain

1971



4004 (INTEL)

- Techno : 10 μ m
- 108 kHz
- 4 Bits
- 16 I/O
- 2300 Transistors

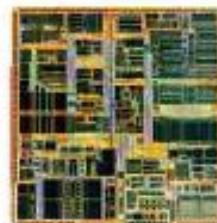
1978



8086 (IBM PC)

- Techno : 10 μ m
- 10Mhz
- 16 Bits
- 64 I/O
- 29000 Transistors

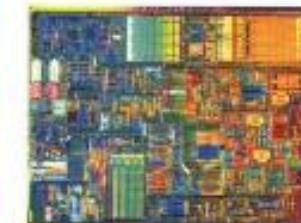
1997



Pentium II

- Techno : 0,35 μ m
- 300MHz
- 64 Bits
- 300 I/O
- 7,5M Transistors

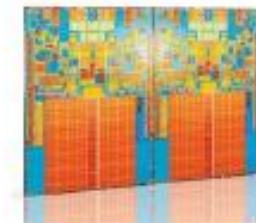
2002



Pentium IV

- Techno : 0,13 μ m
- 3 GHz
- 128 bits
- 478 I/O
- 40 M Transistors

2007



Quad QX9650 Core 2 (INTEL)

- Techno: 0,045 μ m
- 3 GHz, oxyde High k.
- Multi-cœur
- ~1G Transistors

Moore a revu son estimation en 1975 : le doublement aurait lieu tous les 18 mois et non tous les ans. Moore estime qu'elle se poursuivra jusqu'en 2017, date à laquelle elle devrait rencontrer des contraintes physiques.

I. Comportement des semi-conducteurs

Les étapes

Comportement des semi-conducteurs (propriétés, dopage, les trous et les électrons, concentration de porteurs, conductivité, effet d'un éclairement spécifique, diffusion, conduction, génération – recombinaison, comportement en température ...)

La jonction PN (équilibre, champ électrique, ZCE, potentiel interne, barrière de potentiel, contacts ohmiques, capacités parasites, l'avalanche, l'effet Zener , courant hors équilibre, modèle physique...)

Le transistor MOS (la capacité MOS, la formation du canal, la modulation du courant, ZCE, pincement du canal, équations du courant, capacité parasites, les effets du canal court, modèle physique ...)

Le transistor bipolaire (les courants, le champ électrique, l'effet transistor, le gain en courant et l'efficacité d'injection, charges stockées, l'avalanche, modèle physique)

Les Circuits Intégrés (structures bipolaires et MOS, CMOS, registres, mémoires ...)

I. Comportement des semi-conducteurs

Cours destiné aux électroniciens

Ce cours est conçu à partir du point de vue d'électroniciens. Pour la compréhension du fonctionnement des composants et de l'exploitation de leurs propriétés, on a recourt aux seules grandeurs habituelles des électroniciens: courant, tension, champ électrique...

Volontairement, certaines théories ne seront pas traitées, comme celle des bandes d'énergie, du niveau de Fermi...

$$n_C(E)dE = g(k)d^3k$$

(alors $d^3k = 4\pi k^2 dk$ et, d'après l'eq (II.3), $dE = (\hbar^2 / m_n) k dk$)

$$n_C(E) = \frac{1}{2\pi^2} \left(\frac{2m_n}{\hbar^2} \right)^{3/2} (E - E_C)^{1/2}$$

$$N_C = 2 \left(\frac{2\pi m_n k T}{\hbar^2} \right)^{3/2}$$

$$p_0 = N_V \exp \left(- \frac{E_F - E_V}{kT} \right) = N_V f_p(E_V)$$

I. Comportement des semi-conducteurs

Le silicium

Chaque atome de Silicium se lie avec 4 autres atomes (valence 4) aux sommets d'un tétraèdre. La structure cristalline est cubique à faces centrées.

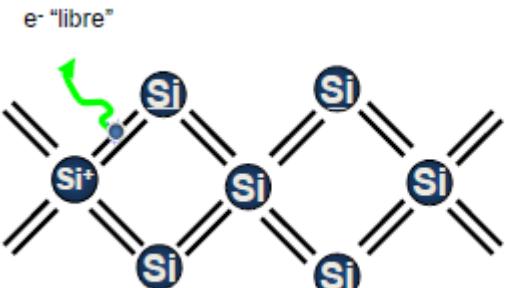
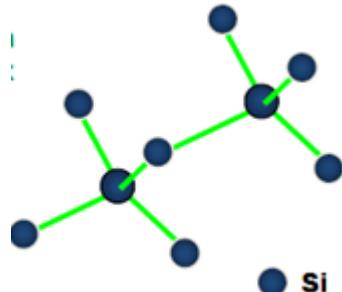
La distance moyenne entre deux atomes est 2,23 Angström.

Le Silicium fait partie des cristaux semi-conducteurs.

C'est quoi un semi-conducteur ?

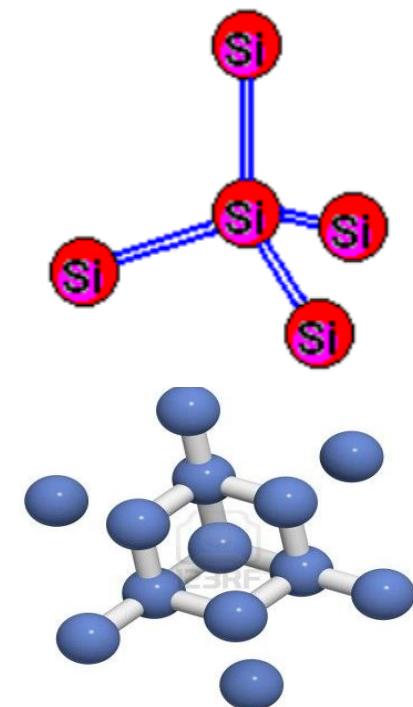
- Parfaitement isolant à 0 K
- Plus ou moins conducteur (résistif) suivant la température, le dopage, l'absorption de photons (éclairage)...etc
- Il est d'autant moins résistif qu'il y a eu « arrachage » d'électrons devenus libres. Ces électrons laissent des « lacunes » que l'on appelle « trous »
- Le courant peut être constitué de circulation d'électrons (comme dans les métaux) mais aussi des trous (lacunes) de proche en proche.

Pour le Silicium l'énergie nécessaire pour créer une paire électron – trou est $E_G = 1,12\text{eV}$ à 300K qui correspond à une longueur d'onde de 1,1 μm (infra-rouge).



Electron
Ion Si⁺

IIIA	IVA	VA	VIA	VIIA
5 B Boron 10.8	6 C Carbon 12.0	7 N Nitrogen 14.0	8 O Oxygen 16.0	9 F Fluorine 19.0
13 Al Aluminum 27.0	14 Si Silicon 28.1	15 P Phosphorus 31.0	16 S Sulfur 32.1	17 Cl Chlorine 35.5
31 Ga Gallium 60.7	32 Ge Germanium 72.6	33 As Arsenic 74.9	34 Se Selenium 70.0	35 Br Bromine 70.0
49 In Indium 114.8	50 Sn Tin 118.7	51 Sb Antimony 121.8	52 Te Tellurium 127.6	53 At Astatine 126.0
81 Tl Thallium 204.4	82 Pb Lead 207.2	83 Bi Bismuth 209.0	84 Po Polonium 210.0	85 At Astatine 210.0



I. Comportement des semi-conducteurs

Quelques grandeurs

Caractéristiques du silicium intrinsèque

Caractéristique	Valeur
Nombre atomique	14
Masse atomique	28,1
Densité (g/cm ³)	2,33
Permittivité relative (constante diélectrique)	11,9
Atomes/cm ³	$5,0 \times 10^{22}$
Ecart énergétique E_{GO} (eV), à 0 K	1,21
Ecart énergétique E_G (eV), à 300 K	1,12
Résistivité ($\Omega \cdot \text{cm}$), à 300 K	$2,30 \times 10^5$
Mobilité μ_n [cm ² /V.s] des électrons, à 300 K	1 500
Mobilité μ_p [cm ² /(V.s)] des trous, à 300 K	475
Concentration intrinsèque (cm ⁻³), à 300 K	$1,45 \times 10^{10}$
Constante de diffusion D_n (cm ² /s) des électrons, à 300 K	34
Constante de diffusion D_p (cm ² /s) des trous, à 300 K	13

charge élémentaire:	$q = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$
masse de l'électron:	$m = 0,911 \cdot 10^{-30} \text{ kg}$
permittivité du vide:	$\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-14} \text{ F/cm}$
constante de Boltzmann:	$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$
	$k = 8,62 \cdot 10^{-5} \text{ eV/K}$
constante de Plank:	$h = 6,62 \cdot 10^{-34} \text{ J.s}$
vitesse de la lumière:	$c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$
nombre d'Avogadro:	$N = 6,02 \cdot 10^{23}$

I. Comportement des semi-conducteurs

Effet du dopage 1

Semi-conducteur intrinsèque: Il s'agit d'un semi-conducteur constitué du même type d'atomes (exemple Si), donc pratiquement pur.

À une température donnée > 0 K il y a un certain nombre d'électrons et de trous par unité de volume. On parle de concentration de porteurs

n pour les électrons, p pour les trous

$n = p = n_i$ (concentration intrinsèque) $[\text{cm}^3]$

Loi d'action de masse: A l'équilibre thermodynamique (Température uniforme, pas de champ électrique, pas d'éclairement)

$$p n = n_i^2 \ (*)$$

Dopage N: Introduction d'impuretés d'atomes pentavalents (Phosphore, Arsenic, Antimoine...) à une concentration N_D .

Déséquilibre en faveur des électrons: $n > p$, $n \sim N_D$, $p \sim n_i^2/N_D$

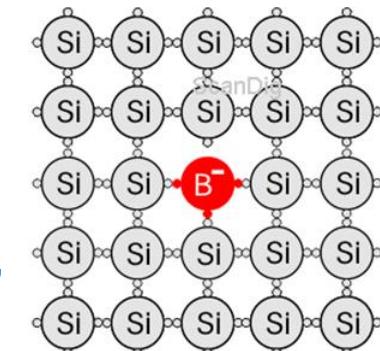
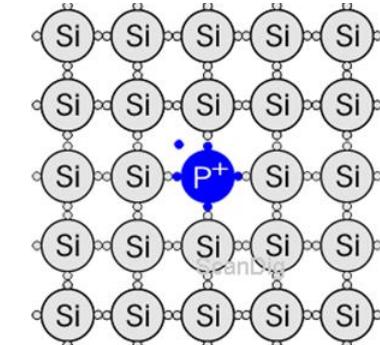
Electrons majoritaires, trous minoritaires

Dopage P: Introduction d'impuretés d'atomes trivalents (Bore, Gallium, Indium...) à une concentration N_A . Déséquilibre en faveur des trous: $p > n$, $p \sim N_A$, $n \sim n_i^2/N_A$

Trous majoritaires, électrons minoritaires

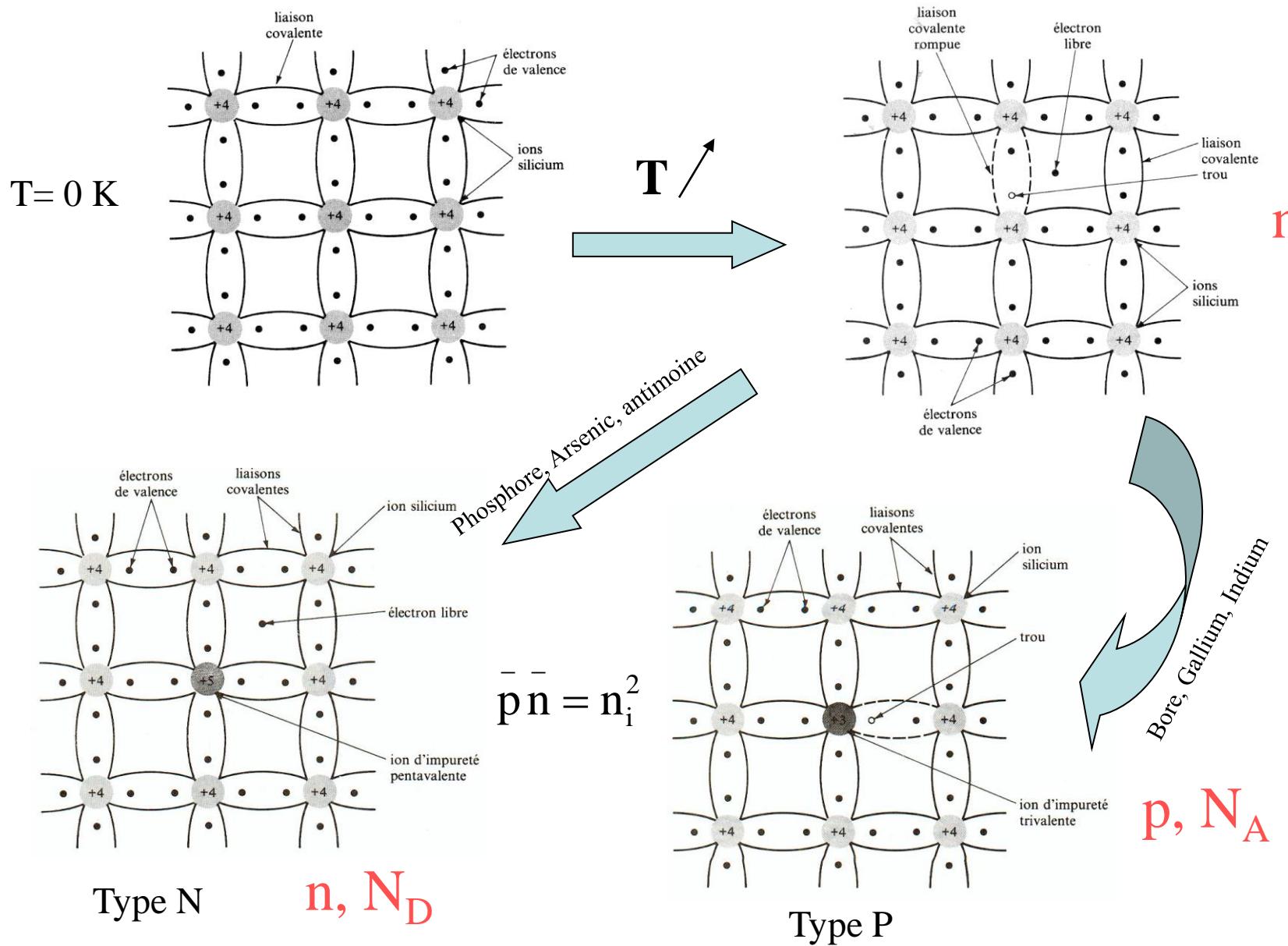
(*) Pour indiquer que l'on est à l'équilibre on note

$$\bar{p} \bar{n} = n_i^2, \quad \text{ou} \quad p_0 n_0 = n_i^2$$



I. Comportement des semi-conducteurs

Effet du dopage 2



I. Comportement des semi-conducteurs

Neutralité électronique

10

Le dopage ne perturbe pas la neutralité électronique du cristal.

Type N: Les électrons libres excédentaires engendrés par l'apport d'atomes dopants (donneurs) s'équilibrent en charge par l'ionisation de ces impuretés. Dans le cas du dopage au Phosphore, ces atomes « lâchent » leur cinquième électron de valence, et deviennent des ions positifs P^+ , en concentration égale à N_D^+

$$n + N_D^+ = 0 \text{ charges}$$

Type P: Les lacunes (trous) excédentaires engendrés par l'apport d'atomes dopants (accepteurs) s'équilibrent en charge par l'ionisation de ces impuretés. Dans le cas du dopage au Bore, ces atomes « prennent » leur quatrième électron pour s'insérer dans la structure du Si, et deviennent des ions négatifs B^- , en concentration égale à N_A^-

$$p + N_A^- = 0 \text{ charges}$$

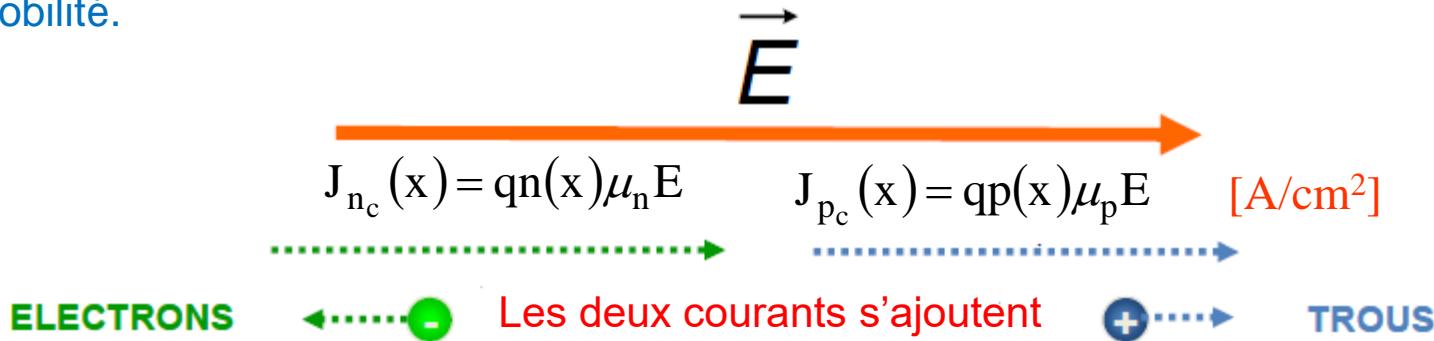
I. Comportement des semi-conducteurs

Conduction

11

La conduction des électrons est le principal mécanismes qui permet la création d'un courant dans les métaux

L'application d'un champ électrique sur des porteurs de charges, engendre une force et donc un déplacement de ces charges. Leur vitesse dépend de ce qu'ils rencontrent dans le cristal comme obstacles, ceci est pris en compte dans ce qui est appelé la mobilité.



Conductivité $\sigma = J/E = q(n\mu_n + p\mu_p) \quad [(\Omega\text{cm})^{-1}]$

Résistivité $\rho = \frac{1}{q(n\mu_n + p\mu_p)} \quad [(\Omega\text{cm})]$

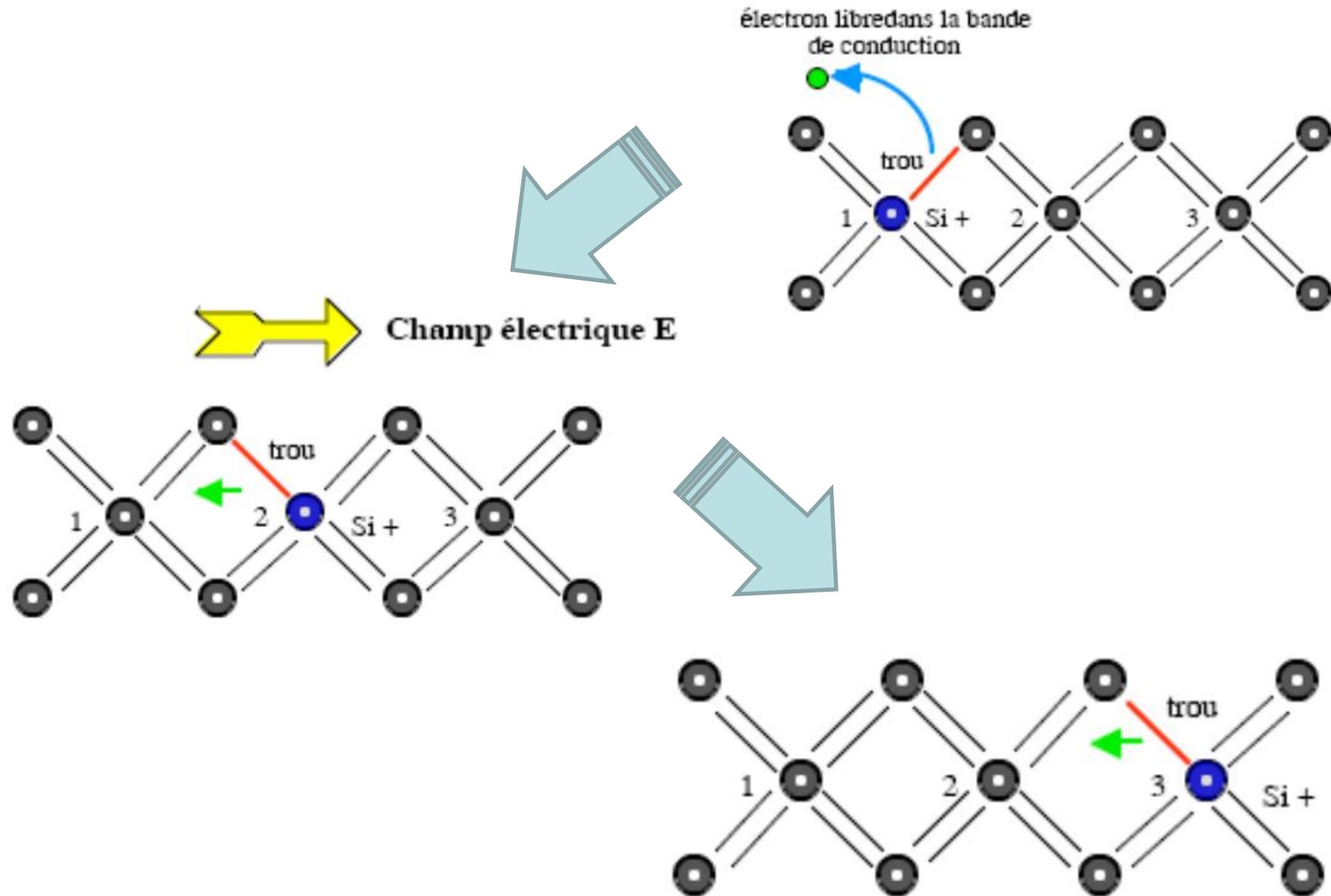
Rappel $\Leftrightarrow E = -\text{grad}(V)$

La mobilité des trous μ_p est inférieure à celle des électrons μ_n . Pourquoi ?

I. Comportement des semi-conducteurs

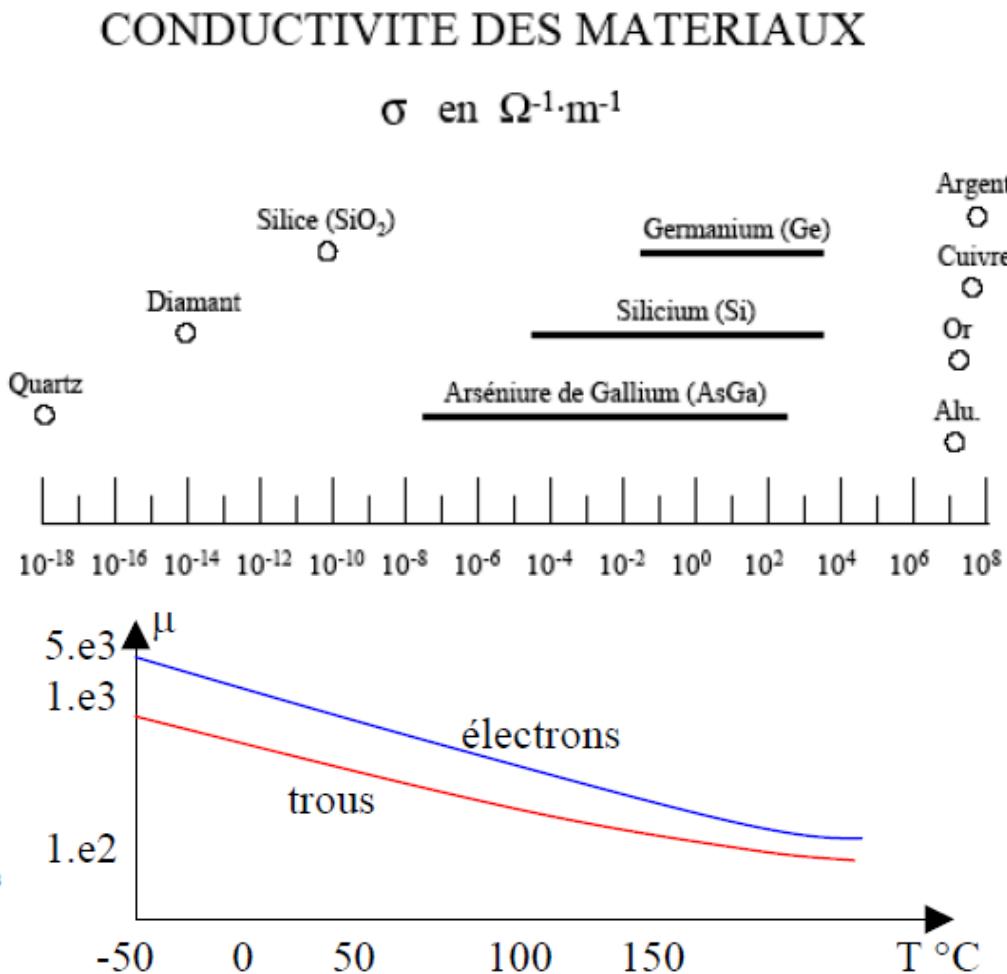
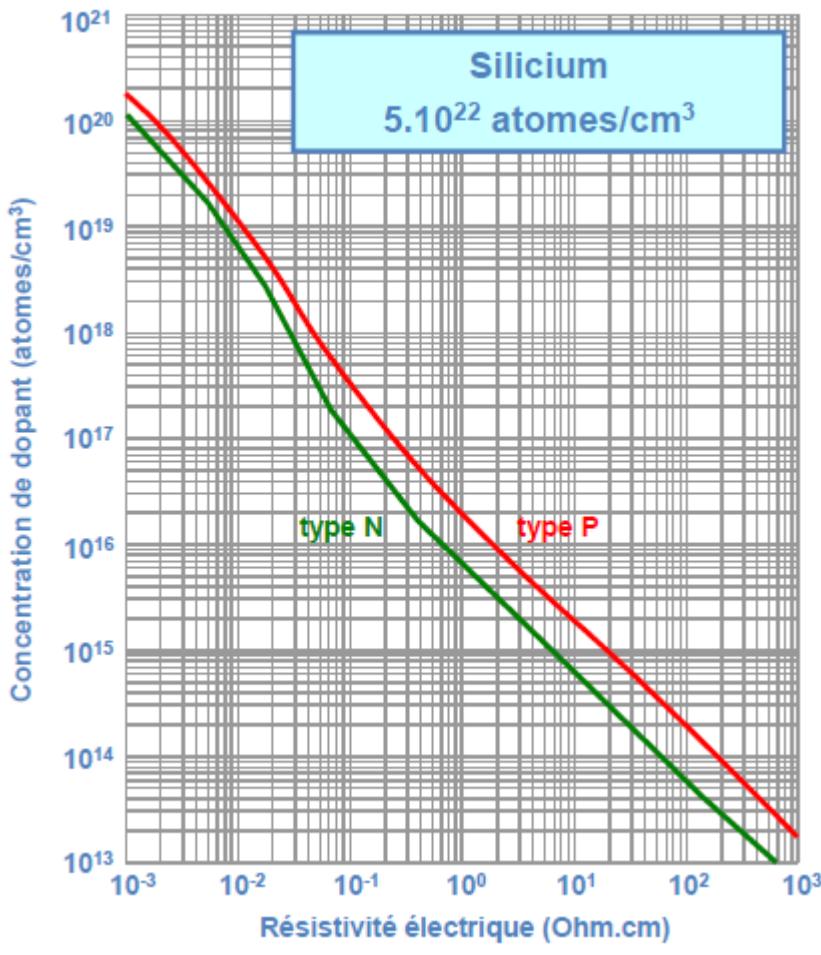
La conduction des trous... c'est quoi au juste ?

12



I. Comportement des semi-conducteurs

Conduction: ordres de grandeur



Contrairement aux métaux, on peut moduler la résistivité des semi-conducteurs en agissant sur la concentration des atomes dopants.

I. Comportement des semi-conducteurs

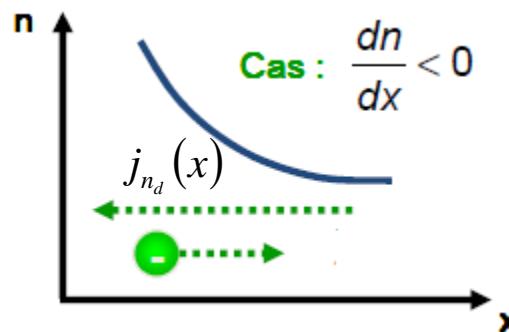
Diffusion

14

La diffusion des porteurs (électrons et trous) est l'un des principaux mécanismes qui permet la création d'un courant dans une diode ou dans un transistor

Le phénomène de diffusion du point de vue macroscopique est très répandu dans la nature. Il suffit pour qu'il se produise qu'une concentration dans un milieu ne soit pas uniforme. Les populations se déplacent de là où la concentration est la plus élevée vers la zone à moindre concentration tendant à uniformiser celle-ci.

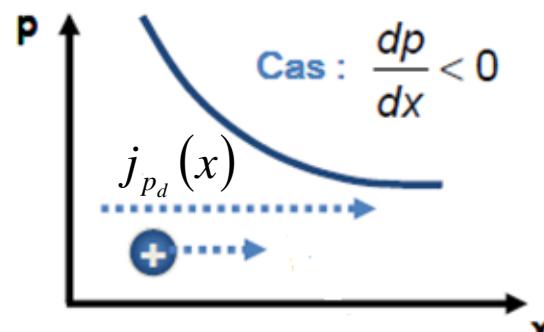
Dans le cas du semi-conducteur ceci se traduit par un courant de diffusion d'électrons et de trous. Ce courant est naturellement proportionnel au gradient de concentration.



$$j_{n_d}(x) = qD_n \frac{dn(x)}{dx} \quad [\text{A/cm}^2]$$

Constante de diffusion [cm^2/s]

$$D_n = \mu_n \frac{KT}{q}$$



$$j_{p_d}(x) = -qD_p \frac{dp(x)}{dx}$$

K: Constante de Boltzmann

I. Comportement des semi-conducteurs

Les semi-conducteurs « composés »

Deuxième possibilité, associer des éléments de la colonne IIIa et de la colonne Va, on compose des matériaux semi-conducteurs dits III-V qui peuvent être :

1 - BINAIRES comme :

L'arséniure de Gallium (**GaAs**) (le plus répandu).

Le Phosphure d'indium (**InP**),

Le phosphure de gallium (**GaP**), ...

2 - TERNAIRES : $Al_xGa_{1-x}As$, Arséniure de Gallium Aluminium. Ces matériaux là sont des alliages, c'est à dire que dans la matrice cristalline l'atome d'arsenic a comme partenaires des atomes d'aluminium avec une probabilité x et des atomes Gallium avec une probabilité complémentaire $1-x$.

L'intérêt de ces ternaires est d'adapter la largeur de la bande interdite par le paramètre x .

3 - QUATERNAIRES :

Du type $Al_xGa_{1-x}As_yP_{1-y}$ qui présente l'intérêt de régler à la fois à travers les paramètres x et y :

la largeur de bande interdite

le paramètre cristallin du matériau.

IIIa	IVA	VA	VIA	VIIA
5 B Boron 10.8	6 C Carbon 12.0	7 N Nitrogen 14.0	8 O Oxygen 16.0	9 F Fluorine 10.0
13 Al Aluminum 27.0	14 Si Silicon 28.1	15 P Phosphorus 31.0	16 S Sulfur 32.1	17 Cl Chlorine 35.5
31 Ga Gallium 69.7	32 Ge Germanium 72.6	33 As Arsenic 74.9	34 Se Selenium 79.0	35 Br Bromine 79.9
49 In Indium 114.8	50 Sn Tin 118.7	51 Sb Antimony 121.8	52 Te Tellurium 127.6	53 I Iodine 126.9
91 Tl Thallium 204.4	92 Pb Lead 207.2	93 Bi Bismuth 200.0	94 Po Polonium 210.0	95 At Astatine 210.0

I. Comportement des semi-conducteurs

Les semi-conducteurs « composés »

Ce que l'on a réussi en prenant un élément de la colonne III et un élément de la colonne V,

On peut le réussir en prenant un élément de la colonne II et un élément de la colonne VI.

On réalise alors des :

Semi-conducteurs composés II-VI

Dont il existe deux familles :

Petits Gap : application détection dans l'IR

Grand Gap : application détection dans le bleu

comme par exemple le :

✓ Le Tellure de Mercure : HgTe

✓ Le Sulfure de Cadmium : CdS

✓ Le Sélénium de Zinc : ZnSe

A periodic table highlighting specific groups of elements. The groups highlighted are Group II (IIIB, IVA, VA, VIA), which are the II-VI elements: Zinc (Zn), Cadmium (Cd), Mercury (Hg), Gallium (Ga), Indium (In), Thallium (Tl), Silicon (Si), Germanium (Ge), Tin (Sn), Lead (Pb), Phosphorus (P), Arsenic (As), Antimony (Sb), Bismuth (Bi), Nitrogen (N), and Oxygen (O). A green box surrounds the II-VI elements, and a pink box surrounds the III-VII elements (Boron, Carbon, Nitrogen, and Sulfur).

IIIB	IVA	VA	VIA
5 B Boron 10.8	6 C Carbon 12.0	7 N Nitrogen 14.0	8 O Oxygen 16.0
13 Al Aluminum 27.0	14 Si Silicon 28.1	15 P Phosphorus 31.0	16 S Sulfur 32.0
30 Zn Zinc 69.7	31 Ga Gallium 69.7	32 Ge Germanium 72.6	33 As Arsenic 74.9
48 Cd Cadmium 112.4	49 In Indium 114.8	50 Sn Tin 118.7	51 Sb Antimony 121.8
50 Hg Mercury 200.6	81 Tl Thallium 204.4	82 Pb Lead 207.2	83 Bi Bismuth 209.0
			84 Po Polonium 210.0

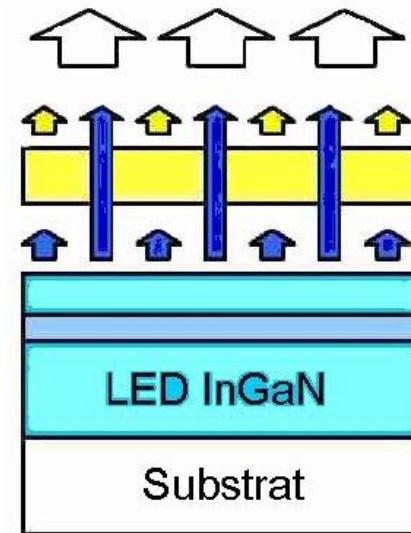
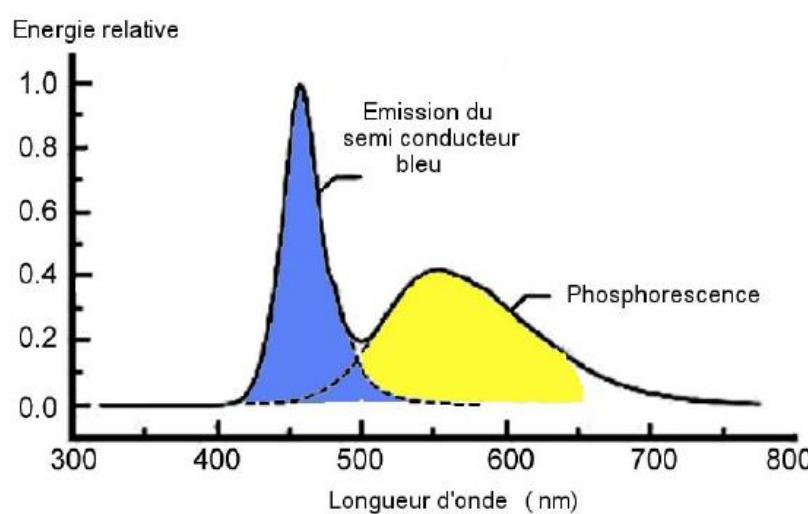
I. Comportement des semi-conducteurs

Les semi-conducteurs et l'optoélectronique

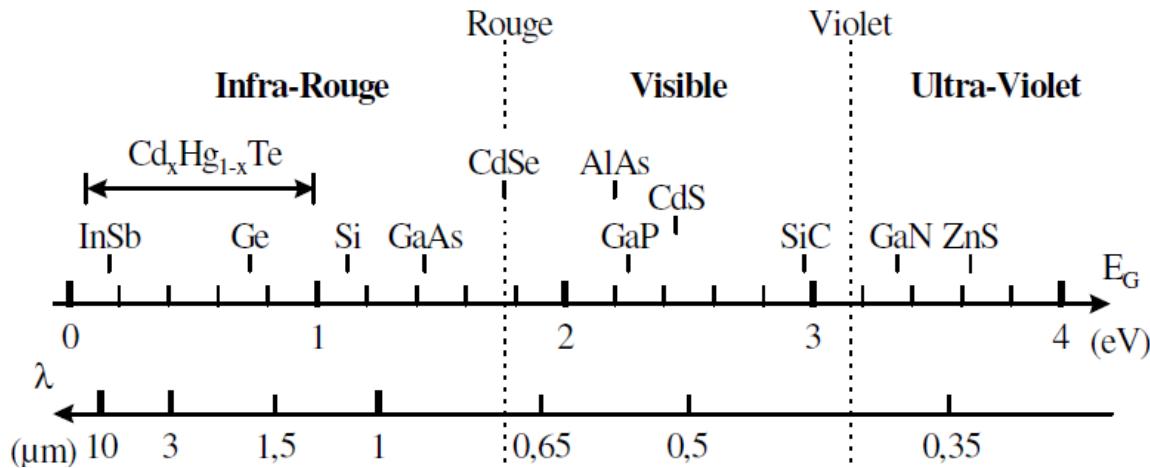
Couleur	Longueur d'onde (nm)	Tension de seuil (V)	Semi-conducteur utilisé
InfraRouge	$\lambda > 760$	$\Delta V < 1,63$	arséniure de gallium-aluminium (AlGaAs)
Rouge	$610 < \lambda < 760$	$1,63 < \Delta V < 2,03$	arséniure de gallium-aluminium (AlGaAs) phospho-arséniure de gallium (GaAsP)
Orange	$590 < \lambda < 610$	$2,03 < \Delta V < 2,10$	phospho-arséniure de gallium (GaAsP)
Jaune	$570 < \lambda < 590$	$2,10 < \Delta V < 2,18$	phospho-arséniure de gallium (GaAsP)
Vert	$500 < \lambda < 570$	$2,18 < \Delta V < 2,48$	nitre de gallium (GaN) phosphure de gallium (GaP)
Bleu	$450 < \lambda < 500$	$2,48 < \Delta V < 2,76$	séléniure de zinc (ZnSe) nitre de gallium-indium (InGaN) carbure de silicium (SiC)
Violet	$400 < \lambda < 450$	$2,76 < \Delta V < 3,1$	
Ultraviolet	$\lambda < 400$	$\Delta V > 3,1$	diamant (C) nitre d'aluminium (AlN) nitre d'aluminium-gallium (AlGaN)
Blanc	Chaud à froide	$\Delta V = 3,5$	

I. Comportement des semi-conducteurs

Les semi-conducteurs et l'optoélectronique



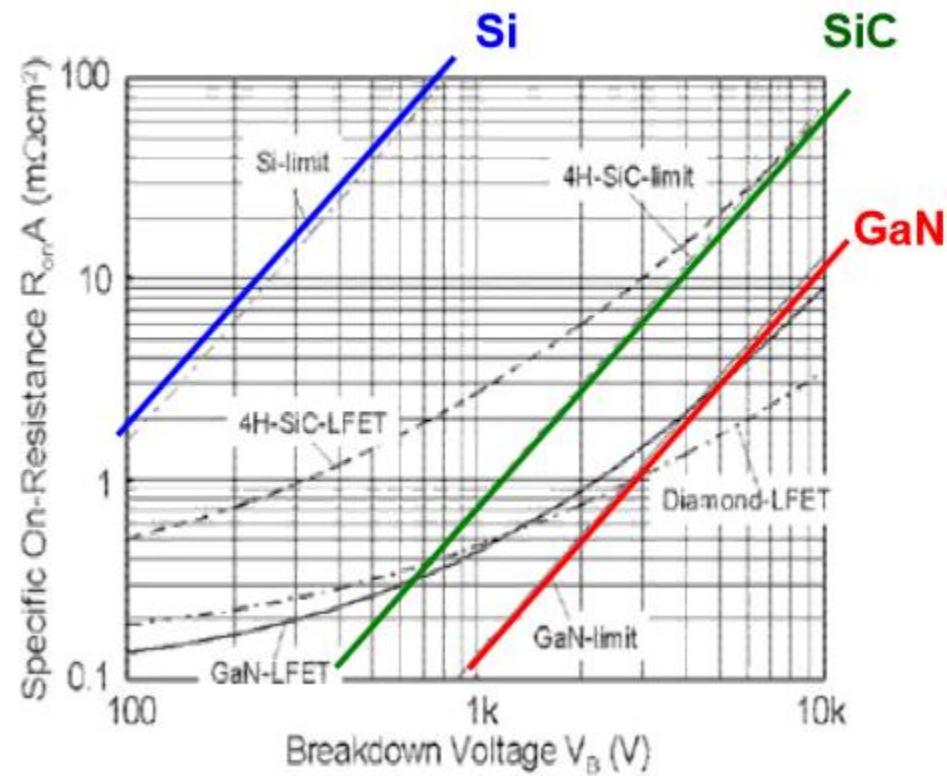
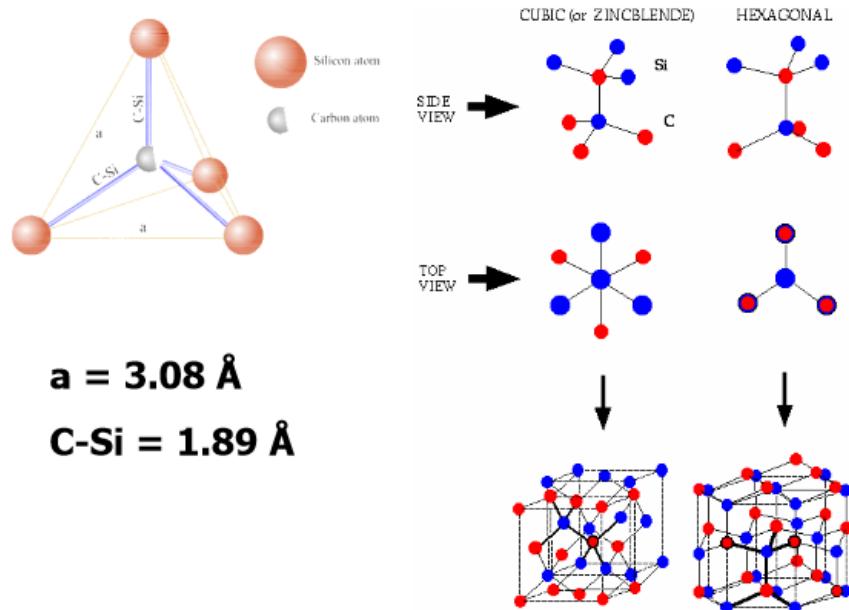
Exemple de création de lumière blanche avec une LED



I. Comportement des semi-conducteurs

Les nouveaux semi-conducteurs pour les composants de puissance

Silicium + Carbone

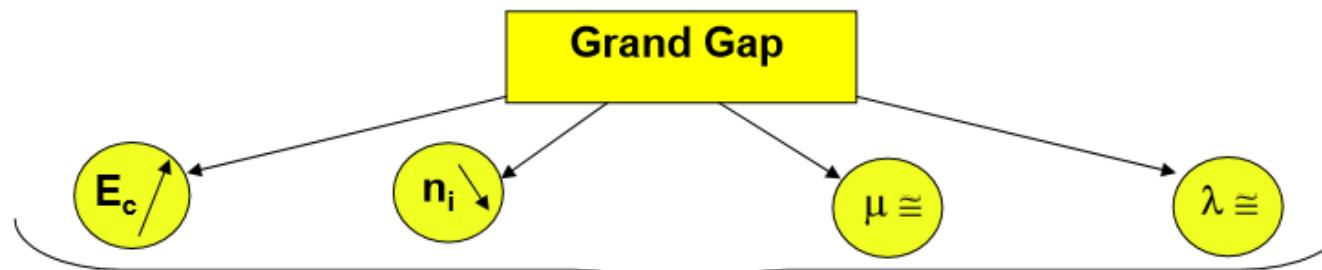


On veut se rapprocher des interrupteurs idéaux (faible chute de tension directe, grande tension bloquée) + fonctionnement à haute température pour alléger les systèmes de refroidissement (systèmes embarqués)

I. Comportement des semi-conducteurs

Les nouveaux semi-conducteurs pour les composants de puissance

	Semi-conducteurs « classiques »		Semi-conducteurs à grand gap				
	Si	GaAs	3C – SiC	6H – SiC	4H – SiC	GaN	Diamant
Bande interdite E_g (eV)	1,12	1,4	2,3	2,9	3,2	3,39	5,6
Mobilité des électrons μ_n ($\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$)	1 450	8 500	1000	415	950	2000	4000
Mobilité des trous μ_p ($\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$)	450	400	45	90	115	350	3800
Champ électrique critique E_c ($\text{V} \cdot \text{cm}^{-1}$)	$3 \cdot 10^5$	$4 \cdot 10^5$	$2 \cdot 10^6$	$2,5 \cdot 10^6$	$3 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	10^7
Vitesse de saturation v_{sat} ($\text{cm} \cdot \text{s}^{-1}$)	10^7	$2 \cdot 10^7$	$2,5 \cdot 10^7$	$2 \cdot 10^7$	$2 \cdot 10^7$	$2 \cdot 10^7$	$3 \cdot 10^7$
Conductivité thermique λ ($\text{W} \cdot \text{cm}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$)	1,3	0,54	5	5	5	1,3	20
Température d'utilisation maximale T_{max} ($^{\circ}\text{C}$)	125	150	500	500	500	650	700
Constante diélectrique	11,7	12,9	9,6	9,7	10	8,9	5,7
SFM 10^{11} ($\text{W} \cdot \text{s}^{-1}$)	2,9	8,1	80,8	48,8	123,5	141	15179
Ratio / silicium	1	2,8	27,8	16,8	42,6	48,6	5234
JFM 10^{11} ($\text{V} \cdot \text{s}^{-1}$)	4,77	12,7	79,5	79,5	95,5	159	477
Ratio / silicium	1	2,7	16,7	16,7	20	33	100



Composants haute tension, faibles pertes et travaillant à haute température

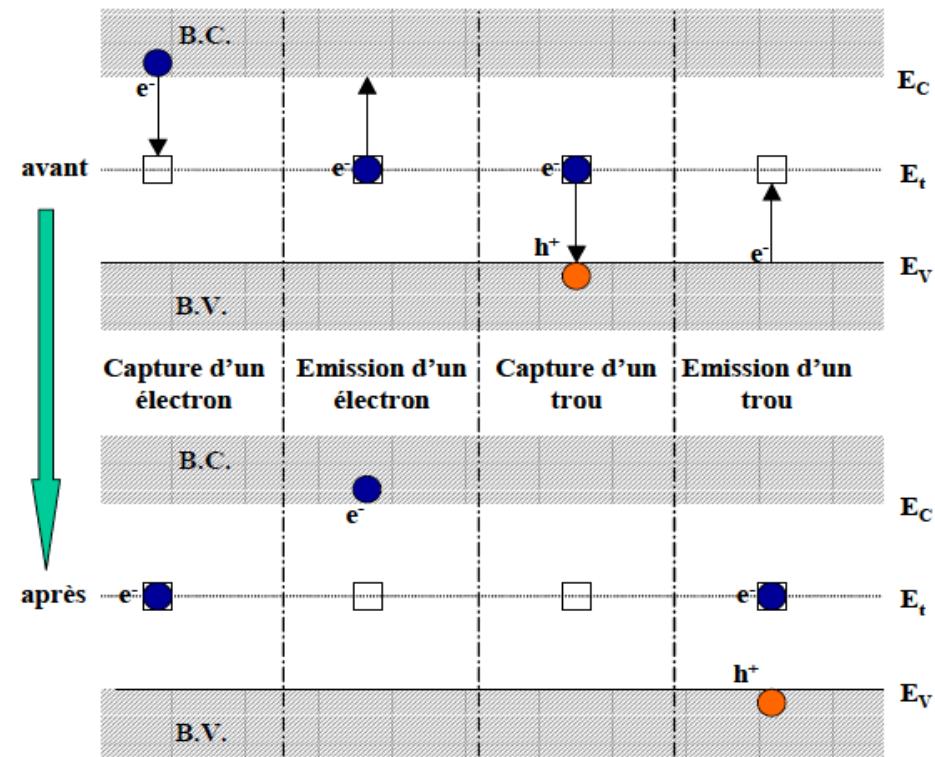
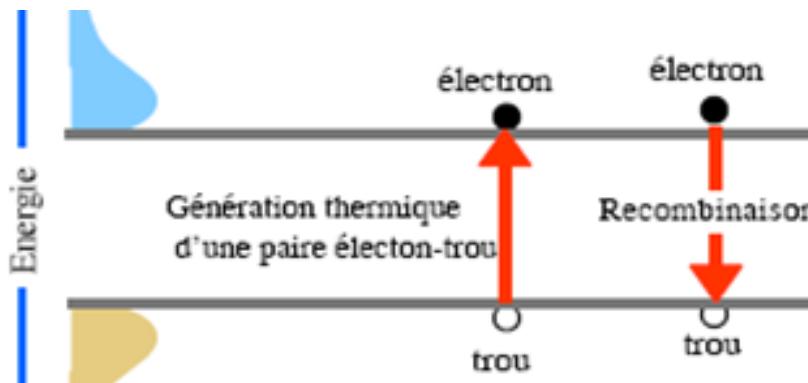
I. Comportement des semi-conducteurs

Génération - recombinaison

21

Le phénomène de génération et de recombinaison est largement exploité dans de nombreux capteurs (optiques, thermiques...), c'est le phénomène essentiel dans les cellules photovoltaïques

Génération d'une paire é-t se fait par apport énergétique à la structure cristalline. La disparition d'un trou (et donc d'un électron libre) s'appelle recombinaison d'une paire é-t. Elle se traduit par une restitution de l'énergie à l'environnement sous forme électromagnétique (photons) et de chaleur. Cette énergie n'est pas toujours égale à E_G car il y a toujours de « défauts » dans le matériau. On parle de centres recombinants.



I. Comportement des semi-conducteurs

Taux de génération – recombinaison

On s'intéresse au taux [$\text{cm}^{-3}\text{s}^{-1}$] de disparition (recombinaison) de paires e-t noté ici r'_n pour électrons r'_p pour les trous qui est évidemment le même que l'on note r' . Ce taux est bien sûr proportionnel à la population.

$$r'_n = r'_p = r' = knp$$

k: facteur de proportionnalité lié au matériau

On veut distinguer ce qui est dû à la température, puisque l'agitation thermique génère sans cesse des paires e-t. On définit alors le taux **net** de recombinaison r :

$$r_n = r_p = r = r' - g_{\text{th}} = knp - g_{\text{th}}$$

g_{th} est le taux de génération thermique

A l'**équilibre thermodynamique**, c'est-à-dire à température constante et uniforme, rien ne vient perturber le SC (pas d'éclairement, pas d'injection de courant...), l'agitation thermique existe toujours (tant que l'on est pas à 0 K), mais le phénomène de recombinaison aussi de sorte que les deux s'équilibrent

$$r = 0 \quad \text{et} \quad g_{\text{th}} = kn_i^2$$

Car $np=n_i^2$ à l'équilibre TD quelque soit le dopage

Ce qui nous permet d'écrire, pour distinguer ce qui est dû uniquement à la température à un certain équilibre, du taux de recombinaison dû à une perturbation qui engendre des porteurs excédentaires $np>n_i^2$. On dit que l'on est hors équilibre TD.

$$r = k(np - n_i^2)$$

I. Comportement des semi-conducteurs

Durée de vie des porteurs excédentaires

Une paire e-t générée par apport d'énergie « survit » statistiquement pendant un certain temps, on ramène ce temps « statistiquement » à une toute une population de porteurs que l'on nomme **durée de vie**. Au bout de ce temps moyen, tous les excédenaires auront disparu et l'on retrouve les concentrations de l'équi TD (voir figure)

Options pour ce type de notation:

$$n = n_0 + \Delta n \quad p = p_0 + \Delta p$$

Concentration d'excédentaires

A l'équilibre TD

On génère autant d'e que de t excédentaires, donc:

$$\Delta n = \Delta p$$

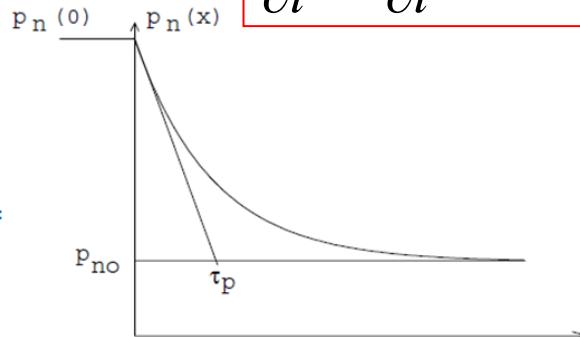
On définit les durées de vie τ_p et τ_n simplement:

$$r = \frac{\Delta n}{\tau_n} = \frac{\Delta p}{\tau_p}$$

De manière générale, en considérant les taux nets de génération et de recombinaison

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{\partial p}{\partial t} = g - r$$

Recombinaison des trous (minoritaires) dans un SC de type N. La décroissance est exponentielle avec une constante de temps = durée de vie.

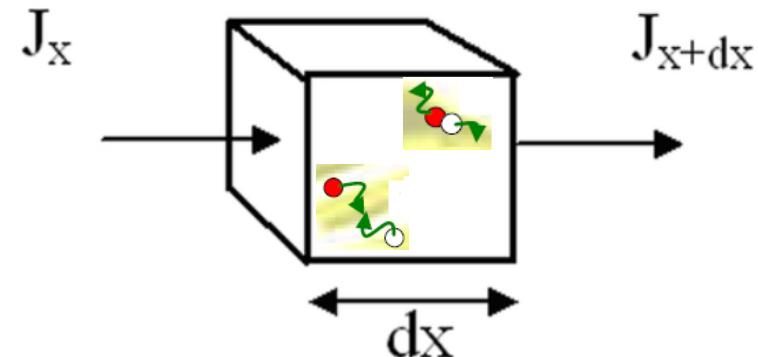


I. Comportement des semi-conducteurs

Equation de continuité: un simple bilan !!!

Remarque: Pour simplifier on écrit les équation en 1D

On prend en compte tous les phénomènes: génération, recombinaison, injection de courant et l'on fait simplement le bilan des charges en transit dans un volume élémentaire, ce qui donne:



Pour les électrons

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{q} \frac{\partial J_{nx}}{\partial x} + (g_n - r_n) = \frac{1}{q} \frac{\partial J_{nx}}{\partial x} + \left(g_n - \frac{\Delta n}{\tau_n} \right)$$

Pour les trous

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{1}{q} \frac{\partial J_{px}}{\partial x} + (g_p - r_p) = -\frac{1}{q} \frac{\partial J_{px}}{\partial x} + \left(g_p - \frac{\Delta p}{\tau_p} \right)$$

Vérifier l'équation aux dimensions. Que deviennent ces équations en régime permanent avec un éclairement constant par exemple ?
 D'ailleurs c'est quoi un régime permanent ? Et un régime statique ?

I. Comportement des semi-conducteurs

Faible ou forte injection

Remarque: C'est le terme consacré, mais je préfère: Faible ou forte perturbation des concentrations de porteurs

On note n_0 ou p_0 les concentrations à l'équilibre TD, et Δn ou Δp les concentrations excédentaires dues à la perturbation

Faible injection (ou faible perturbation)

Type n: donc $n_0 \cong N_D$, si $(\Delta n = \Delta p) \ll n_0$ donc $p \cong \Delta p = \Delta n$

Seuls les porteurs minoritaires (ici les trous) sont impactés

Type p: donc $p_0 \cong N_A$, si $(\Delta n = \Delta p) \ll p_0$ donc $n \cong \Delta n = \Delta p$

Seuls les porteurs minoritaires (ici les électrons) sont impactés

Forte injection (ou forte perturbation)

Type n: si $(\Delta n = \Delta p) \gg n_0$ donc $n = p \cong \Delta n = \Delta p$

Type p: si $(\Delta n = \Delta p) \gg p_0$ donc $n = p \cong \Delta n = \Delta p$

Tous les porteurs, minoritaires et majoritaires sont impactés

I. Comportement des semi-conducteurs

26

Un repère précieux pour la suite...

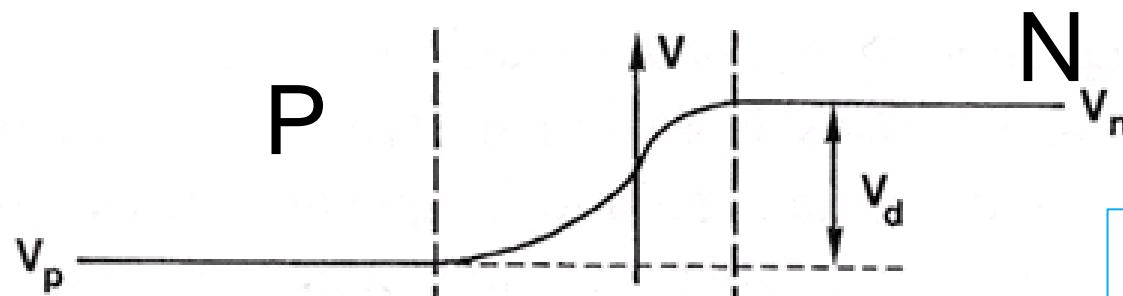
Ceci nous donne un repère pour les différences de potentiel, les champs électriques et fait le lien avec ce que constate un **électronicien** sur ses composants


$$V_1(\text{réf } V_0, n_i) = U_T \ln\left(\frac{n_1}{n_i}\right)$$
$$V_2(\text{réf } V_0, n_i) = U_T \ln\left(\frac{n_2}{n_i}\right)$$

Différence de potentiel $V_2 - V_1$

$$V_2 - V_1 = U_T \ln\left(\frac{n_2}{n_1}\right)$$

Le potentiel électrique augmente avec la concentration des électrons
Faire la même chose avec les trous...



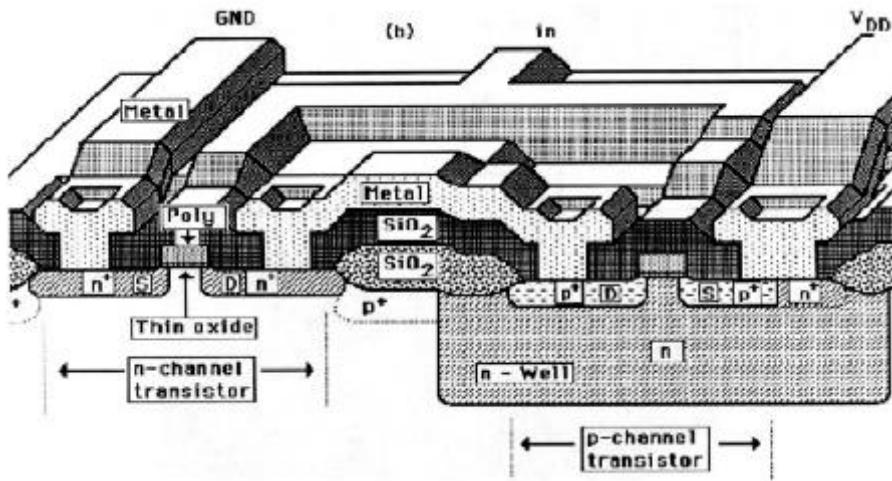
On travaille en
UNIDIMENSIONNEL

II. Jonction PN

Dans les composants électroniques, il y en a partout !

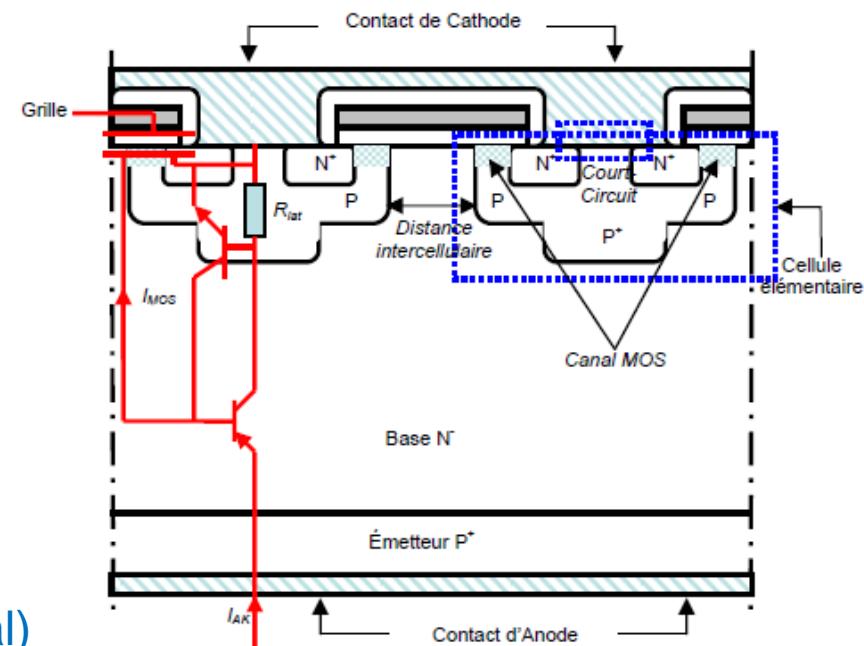
C'est quoi une jonction PN ?

Où trouve-t-on ces jonctions ?



Structure CMOS (traitement numérique du signal)

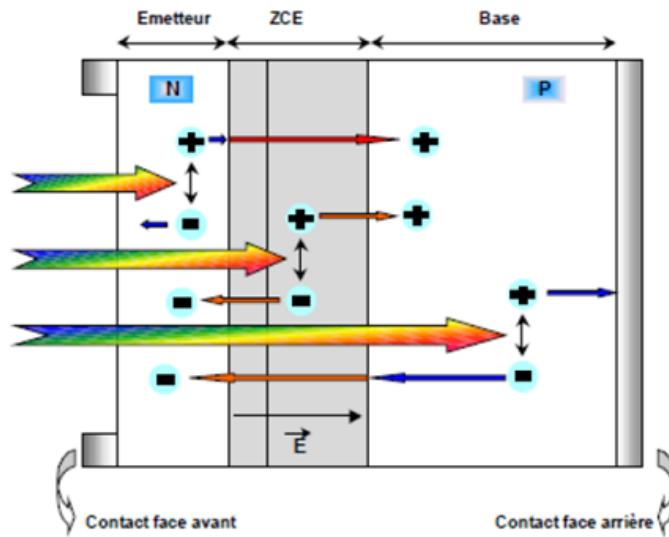
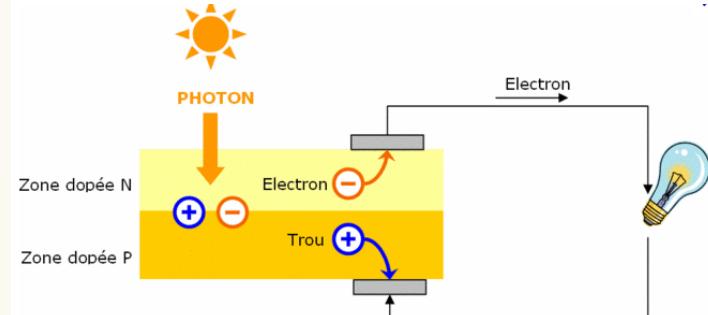
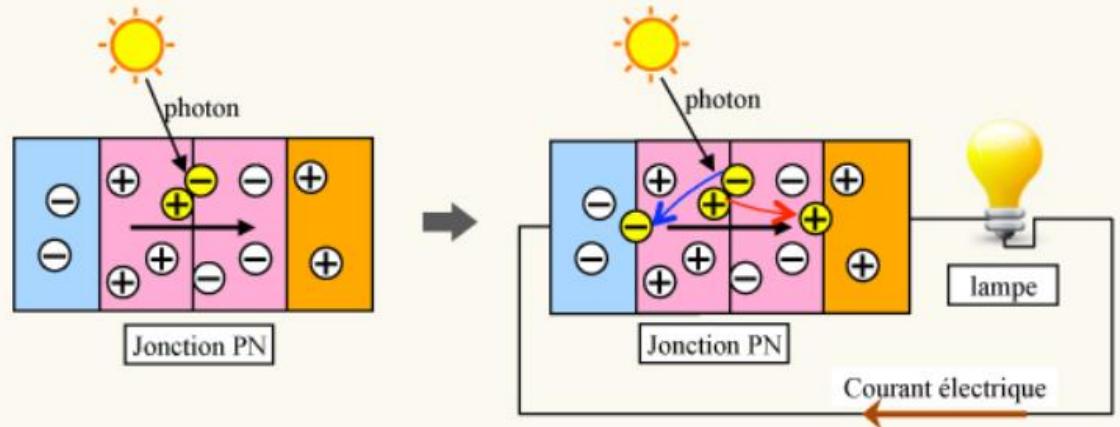
Combien de jonctions ?



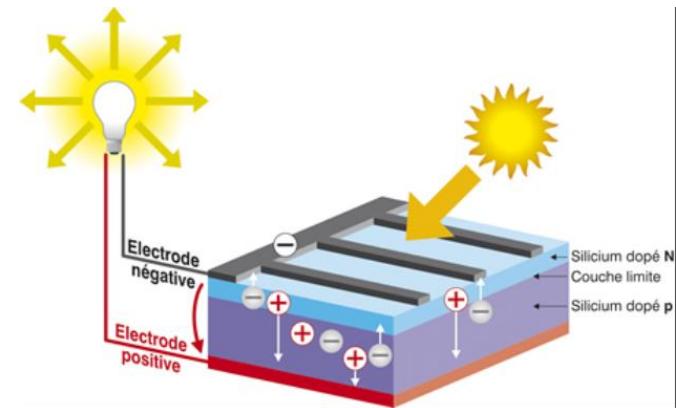
Structure IGBT (traitement de l'énergie)

II. Jonction PN

De multiples applications...

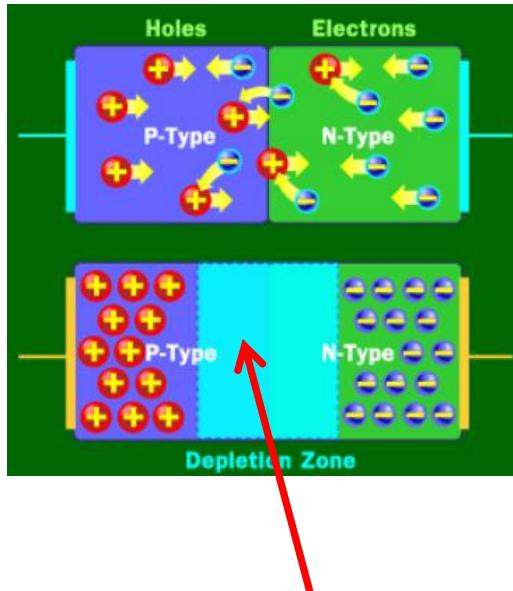


Il y a donc un champ électrique interne et un phénomène de génération. Voyons d'où cela vient-il



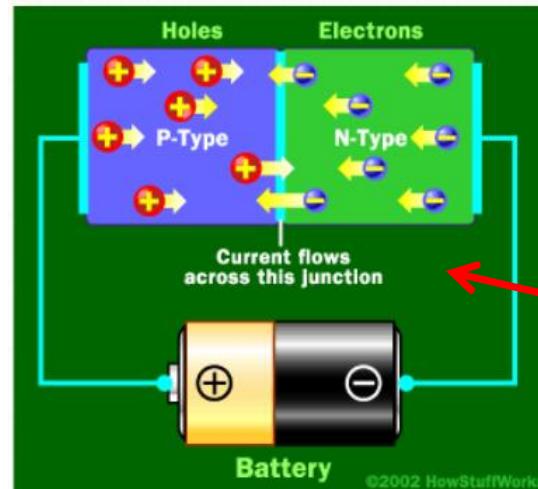
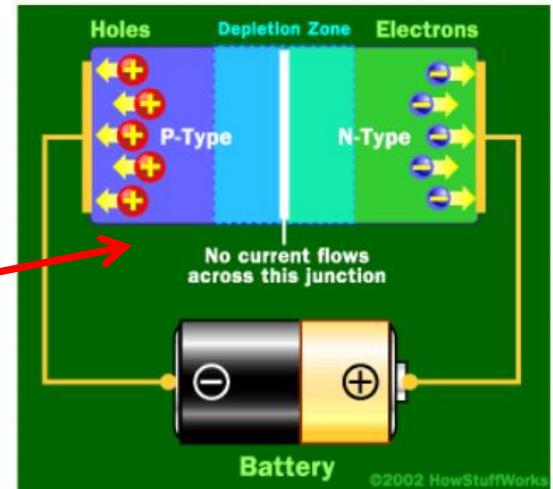
II. Jonction PN

Création et variation du champ électrique



Il y a une zone appelée:
ZCE (Zone de charge d'espace)
ou zone déplétion ou zone
déserte (d'ailleurs de quoi ?)

Y a-t-il un courant possible ? Pourquoi ?



Y a-t-il un courant possible ? Pourquoi ?

II. Jonction PN

Tension de diffusion

ATTENTION: On traite la jonction abrupte. Définition....

Rappelez-vous de ce qui été dit en p:26

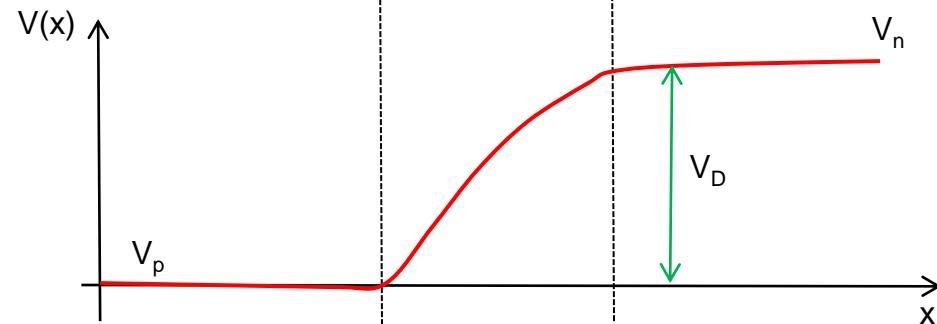
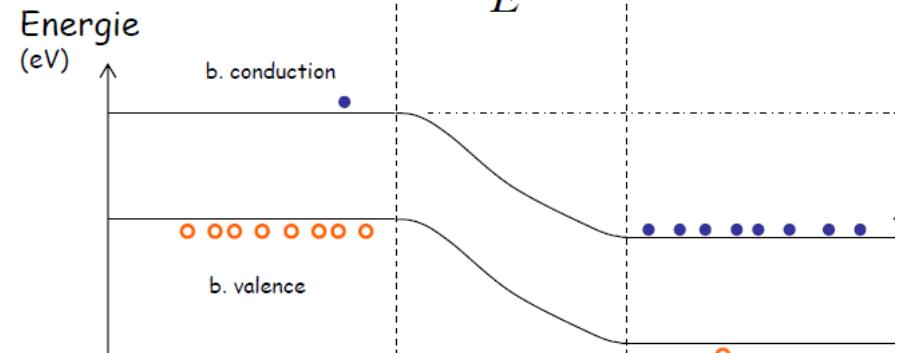
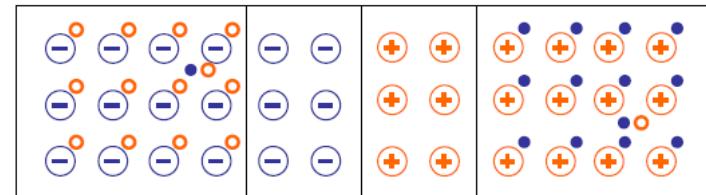
Zone N $n_n = N_D$ et $p_n = \frac{n_i^2}{N_D}$

Zone P $p_p = N_A$ et $n_p = \frac{n_i^2}{N_A}$

D'où

$$V_D = V_n - V_p = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{N_D N_A}{n_i^2} \right) = \Phi$$

V_D est appelée potentiel interne ou tension de diffusion. C'est aussi la hauteur de la barrière de potentiel qui empêche la circulation des porteurs **majoritaires**.



II. Jonction PN

Deux zones, deux comportements distincts

Dans les Zones de Charge d'Espace (ZCE), il faut utiliser l'Equation de Poisson !

Elle vient de ce bon vieux théorème de Gauss:

$$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho(x, y, z)}{\epsilon} \quad \rho(x, y, z): \text{ Charge nette (dans la ZCE, charges fixes des ions)}$$

$$\vec{E} = -\overrightarrow{\operatorname{grad}} V \quad \rightarrow \text{Eq. de Poisson}$$

$$\nabla^2 V = -\frac{\rho(x, y, z)}{\epsilon}$$

Une dimension, cas général

$$\rightarrow \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon} = -\frac{q}{\epsilon} (N_D^+ - N_A^- + p - n)$$

ZCE côté P (dopage uniforme N_A)

$$\rightarrow \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = +\frac{q}{\epsilon} N_A^-$$

ZCE côté N (dopage uniforme N_D)

$$\rightarrow \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = -\frac{q}{\epsilon} N_D^+$$

En dehors, c'est la zone quasi-neutre

$$\rightarrow \rho = q(N_D^+ - N_A^- + p - n) \approx 0$$

Dans les zones neutres ou quasi-neutres, il ne faut pas utiliser l'équation de Poisson !

II. Jonction PN

Expressions du potentiel et du champ électrique

Concentrations charges nettes

Zone quasi-neutre

$$\rho(x) = 0 \quad \text{pour} \quad x < x_p \text{ et } x > x_n$$

Si le dopage est uniforme pas de champ électrique dans les ZQN

Zone de charge d'espace

$$\rho(x) = -qN_A \quad \text{pour} \quad x_p < x < 0$$

$$\rho(x) = +qN_D \quad \text{pour} \quad 0 < x < x_n$$

Potentiel dans la ZCE (on applique Poisson !)

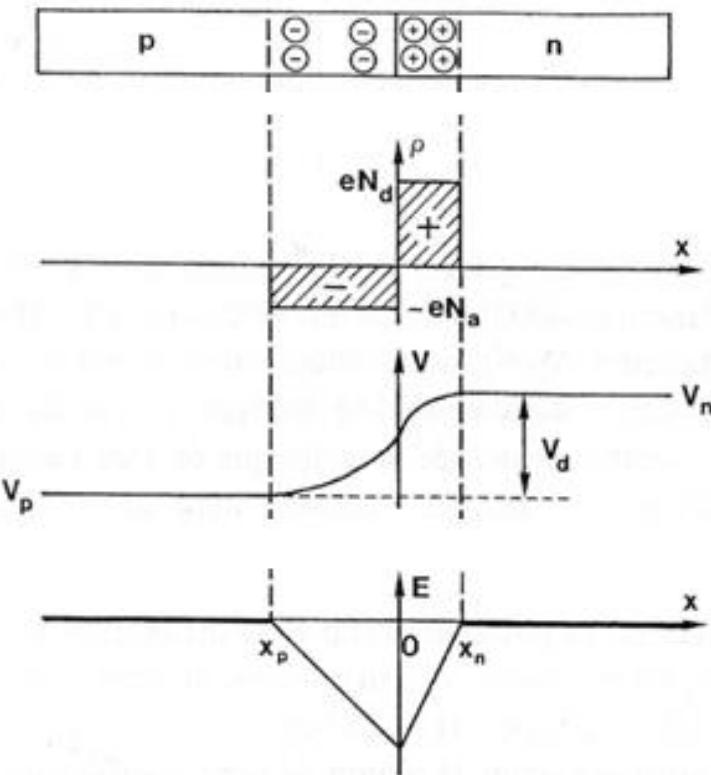
$$\frac{d^2V}{dx^2} = \frac{qN_A}{\epsilon} \text{ (zone P)} \quad \frac{d^2V}{dx^2} = -\frac{qN_D}{\epsilon} \text{ (zone N)}$$

$$v(x) = \frac{qN_A}{2\epsilon} (x - x_p)^2 + V(x_p) \text{ (zone P)} \quad \bigg| \quad v(x) = -\frac{qN_D}{2\epsilon} (x - x_n)^2 + V(x_n) \text{ (zone N)}$$

Champ électrique dans la ZCE (on applique $E = -dv/dx$)

$$E(x) = -\frac{qN_A}{\epsilon} (x - x_p) \text{ (zone P)}$$

$$E(x) = +\frac{qN_D}{\epsilon} (x - x_n) \text{ (zone N)}$$



II. Jonction PN

Si la jonction n'est pas abrupte

Attention, il y a aussi un champ électrique dans les ZQN si la concentration des porteurs n'est pas uniforme !!!

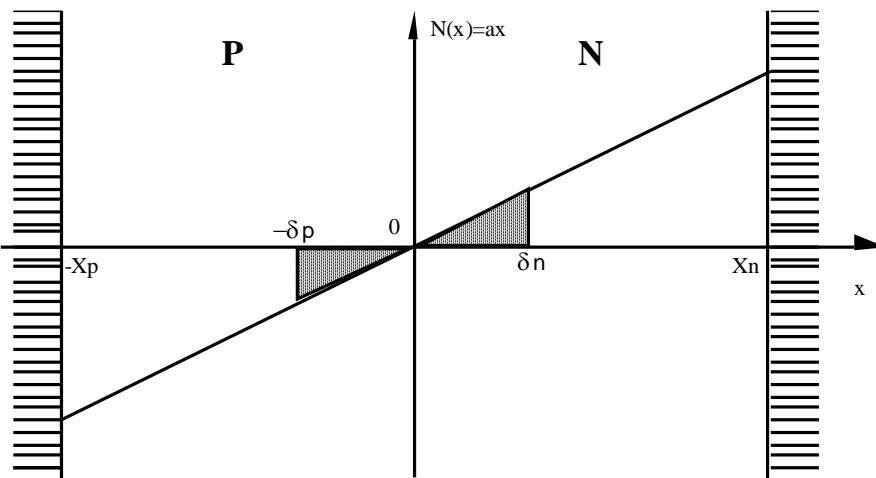
Comment le calculer à l'équilibre T.D.? Avec l'équation de Poisson ? **NON!!!**

Il faut juste dire que le courant de diffusion est contrarié par le courant de conduction de sorte que le courant total soit nul

Champ électrique (à l'équilibre)

$$E(x) = -\frac{kT}{q} \frac{1}{n(x)} \frac{dn(x)}{dx} = +\frac{kT}{q} \frac{1}{p(x)} \frac{dp(x)}{dx}$$

Exemple, dopage linéaire, ici $N(x) = N_D(x) - N_A(x)$

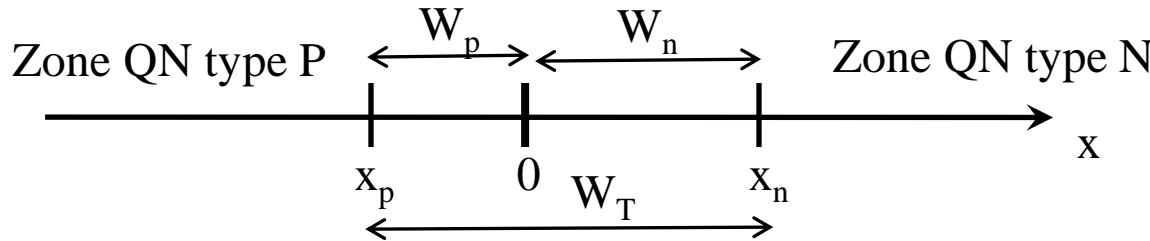


Trouver l'expression de $E(x)$ dans les ZQN et mettre son sens sur la figure

Si le dopage est uniforme (jonction abrupte), à l'équilibre le champ électrique est nul dans les ZQN

II. Jonction PN

Largeurs de la zone de charge d'espace



Continuité du vecteur déplacement en $x=0$ $\vec{D} = \epsilon \vec{E}$ $\vec{D}_{0^+} = \vec{D}_{0^-}$ \Rightarrow $E(0^+) = E(0^-)$
Même matériau

$$E(0) = -\frac{qN_A}{\epsilon}(0 - x_p) \text{ (zone P)} = E(0) = +\frac{qN_D}{\epsilon}(0 - x_n) \text{ (zone N)}$$

$$qN_A x_p = -qN_D x_n \quad \text{on note} \quad W_p = -x_p, \quad W_n = x_n \quad \Rightarrow \quad N_A W_p = N_D W_n$$

Continuité du potentiel en $x=0$ $\frac{qN_A}{2\epsilon}(x_p)^2 + V(x_p) = -\frac{qN_D}{2\epsilon}(x_n)^2 + V(x_n)$

$$W_n = \sqrt{\frac{2\epsilon}{qN_D} \frac{N_A}{N_A + N_D} V_D} \quad \text{et} \quad W_p = \sqrt{\frac{2\epsilon}{qN_A} \frac{N_D}{N_A + N_D} V_D}$$

$$N_A W_p = N_D W_n \Rightarrow \frac{W_n}{N_A} = \frac{W_p}{N_D} = \frac{W_n + W_p}{N_A + N_D} = \frac{W_T}{N_A + N_D}$$

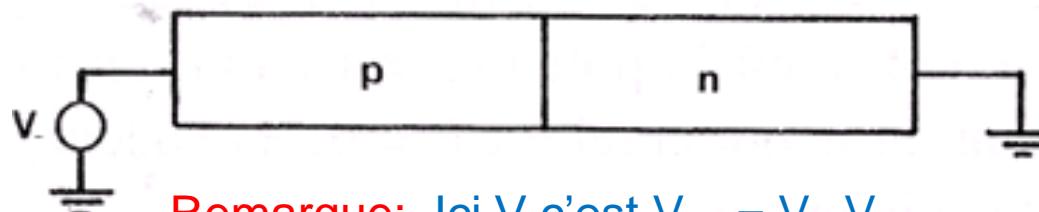
D'où

$$W_T = \sqrt{\frac{2\epsilon}{q} \frac{N_A + N_D}{N_A N_D} V_D}$$

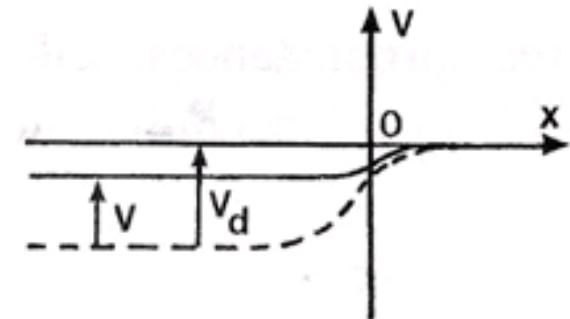
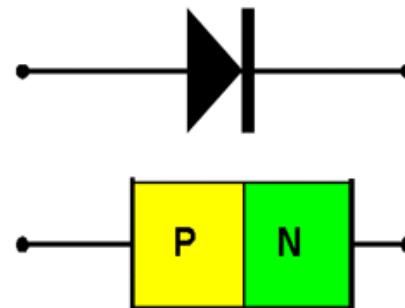
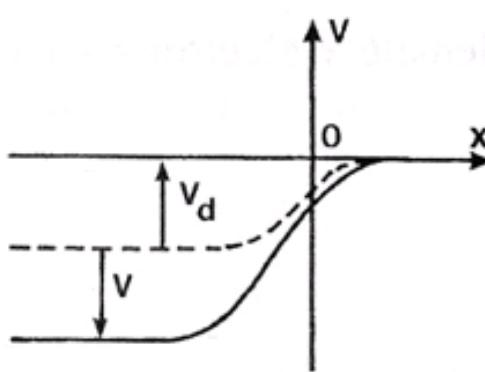
II. Jonction PN

Application d'une tension extérieure

On applique une tension V (ou V_a) aux bornes de la jonction, suivant son signe on parle d'une polarisation directe ou inverse



Remarque: Ici V c'est $V_{AK} = V_A - V_K$



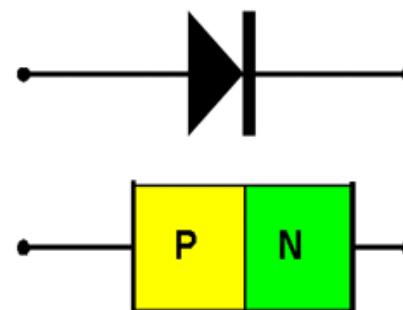
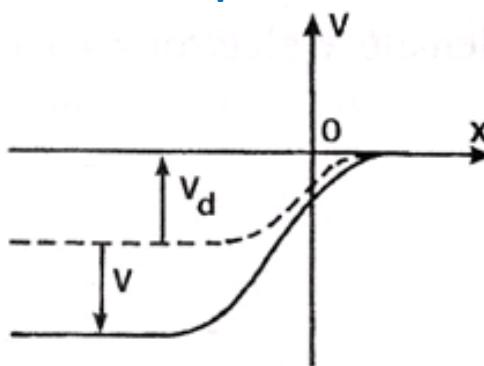
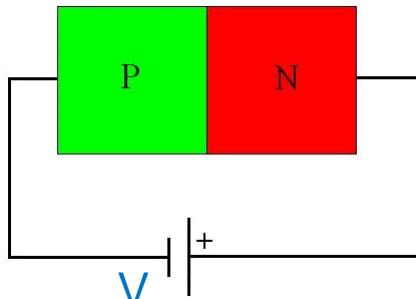
V est négative/positive
Polarisation directe/inverse
La ZCE devient plus large/étroite

V est négative/positive
Polarisation directe/inverse
La ZCE devient plus large/étroite

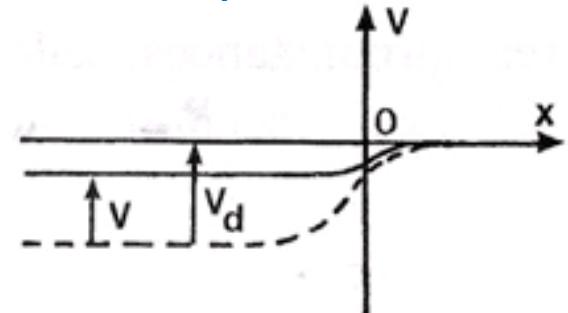
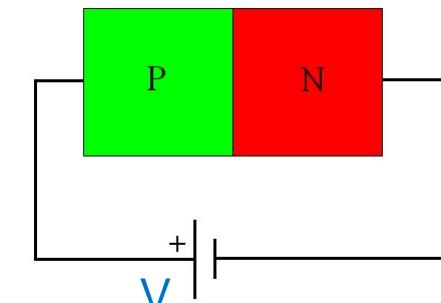
II. Jonction PN

Application d'une tension extérieure

On applique une tension V (ou V_a) aux bornes de la jonction, suivant son signe on parle d'une polarisation directe ou inverse



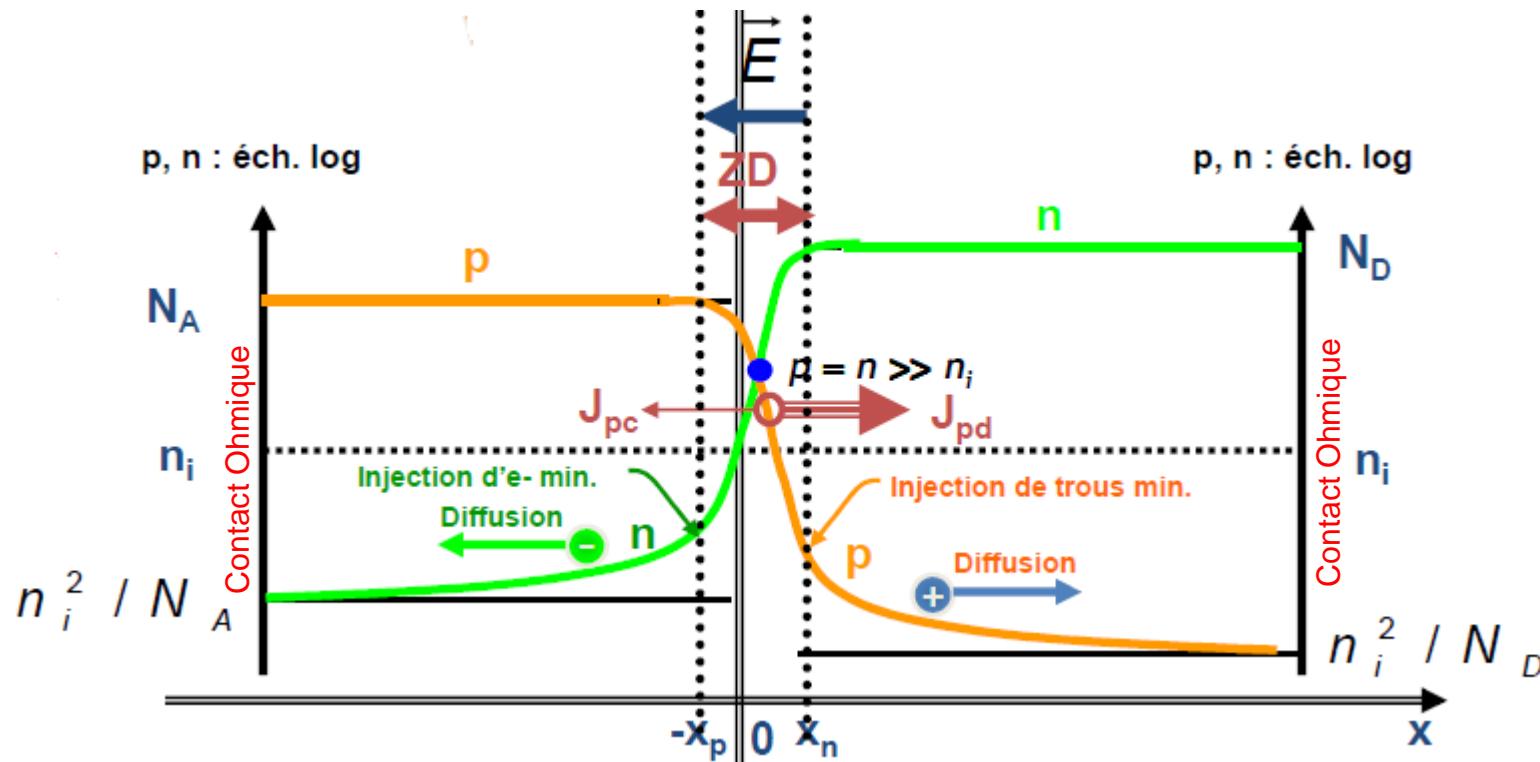
V est négative/positive
Polarisation directe/inverse
La ZCE devient plus large/étroite



V est négative/positive
Polarisation directe/inverse
La ZCE devient plus large/étroite

II. Jonction PN

Polarisation directe



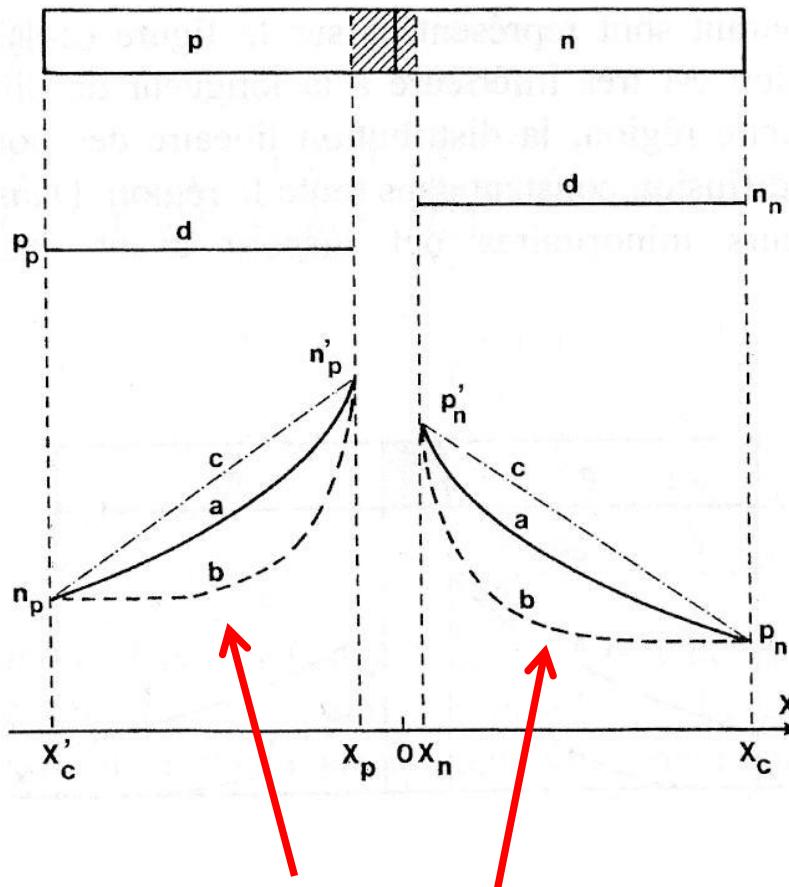
L'équilibre est rompu en faveur du courant de diffusion, les trous diffusent dans la zone N et les électrons dans la zone P. Evidemment que des recombinaisons auront lieu dans les ZQN mais on restreint notre étude aux jonctions courtes et l'on néglige ce phénomène.

Les contacts Ohmiques ramène les concentrations de porteurs à celle de l'équilibre TD (Tous les excédentaires auront disparu, forte recombinaison).

II. Jonction PN

Expression du courant direct

On s'intéresse d'abord aux concentrations à la frontière, qui conditionne la diffusion



Concentration des électrons à la frontière côté P

$$\text{En } x_p \quad n_p = n_i e^{\frac{q}{kT}V} = \frac{n_i^2}{N_A} e^{\frac{q}{kT}V}$$

Concentration des trous à la frontière côté N

$$\text{En } x_n \quad p_n = p_i e^{\frac{q}{kT}V} = \frac{n_i^2}{N_D} e^{\frac{q}{kT}V}$$

En x_n et x_p on a

$$n_p p_p = n_n p_n = n_i^2 e^{\frac{q}{kT}V} = n_i^2 e^{\frac{V}{U_T}}$$

V étant la tension directe appliquée
 $U_T \approx 25\text{mV à } 300\text{K}$

Répartition des porteurs: c) jonction courte pas de recombinaison, a et b) respectivement recombinaisons et fortes recombinaisons

II. Jonction PN

Expression du courant direct

Région N: $J_p(x) = -qD_p \frac{\partial p}{\partial x}$

$$p - p_n = \frac{p_n}{\operatorname{sh}\left(\frac{x_c - x_n}{L_p}\right)} \left(\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right) \operatorname{sh}\left(\frac{(x_c - x)}{L_p}\right)$$

$$\downarrow \quad p_n = n_i^2 / N_D$$

$$J_p(x) = \frac{qn_i^2 D_p}{N_D L_p \operatorname{sh}\left(\frac{x_c - x_n}{L_p}\right)} \left(\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right) \operatorname{ch}\left(\frac{(x_c - x)}{L_p}\right)$$

Région P: $J_n(x) = qD_p \frac{\partial n}{\partial x}$

$$n - n_p = \frac{n_p}{\operatorname{sh}\left(\frac{x_p - x_c}{L_n}\right)} \left(\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right) \operatorname{sh}\left(\frac{(x - x_c)}{L_n}\right)$$

$$\downarrow \quad n_p = n_i^2 / N_A$$

$$J_n(x) = \frac{qn_i^2 D_n}{N_A L_n \operatorname{sh}\left(\frac{x_p - x_c}{L_n}\right)} \left(\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right) \operatorname{ch}\left(\frac{(x - x_c)}{L_n}\right)$$

Cas d'une jonction courte, les expressions se simplifient:

$$J_p = \frac{qn_i^2 D_p}{N_D (x_c - x_n)} \left(\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right)$$

$$J_n = \frac{qn_i^2 D_n}{N_A (x_p - x_c)} \left(\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right)$$

Remarque: ces courants (densité de) ne dépendent pas de x

$$J = J_n + J_p$$

$$J = J_s \left(\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right)$$

Ceci vous rappelle quelque chose de connu ?

II. Jonction PN

Capacité parasite en polarisation directe

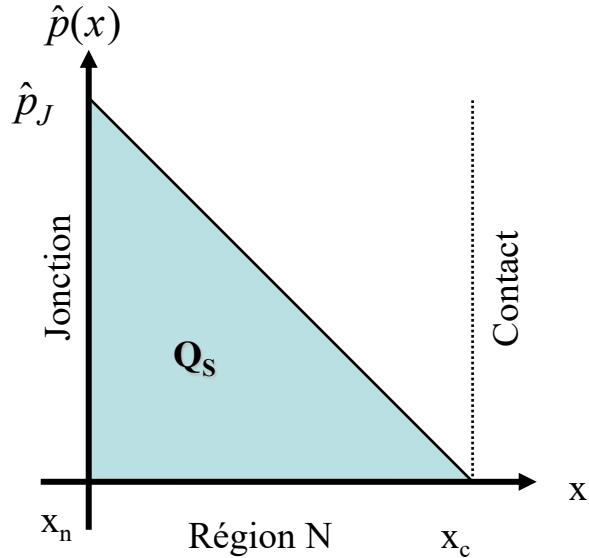
Diode capacitance	$V_R=0$, $f=1\text{MHz}$, $V_{HF}=50\text{mV}$	C_D	4	pF
-------------------	---	-------	---	-------------

Charge stockée et capacité de stockage C_s (ou de diffusion)

Dans la région N, par exemple, les porteurs en excès (trous) venant de la région P sont compensés par un apport équivalent d'électrons venant des contacts de façon à maintenir la quasi-neutralité, ceci donne une charge stockée Q_s .

Dans le cas d'une jonction courte, on a une répartition triangulaire:

$$Q_s = \frac{1}{2} q \left(\hat{p}(x_n) - \hat{p}(x_c) \right) (x_n - x_c)$$



Comme on est en 1D, il s'agit plutôt d'une concentration de charges surfacique.

Une autre définition de la charge stockée nous vient de la durée de vie des porteurs excédentaires:

$$Q_s = \tau J_p$$

et

$$C_s = \frac{S d Q_s}{d V_{\text{appl}}}$$

τ est soit le temps de transit (jonction courte) soit la durée de vie

La conductance dynamique d'une jonction est définie par:

Si l'on considère une jonction P+N, $I=I_P$ et $g=g_P$

D'où :

$$g = dI / dV_{\text{appl}}$$

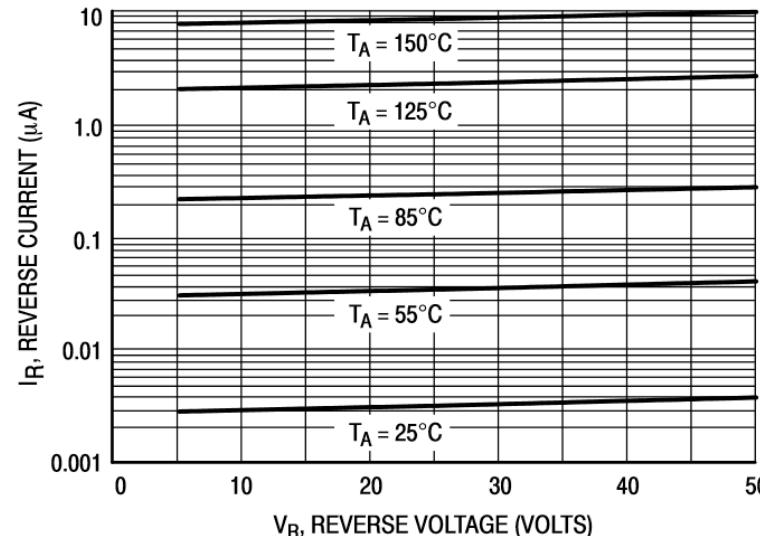
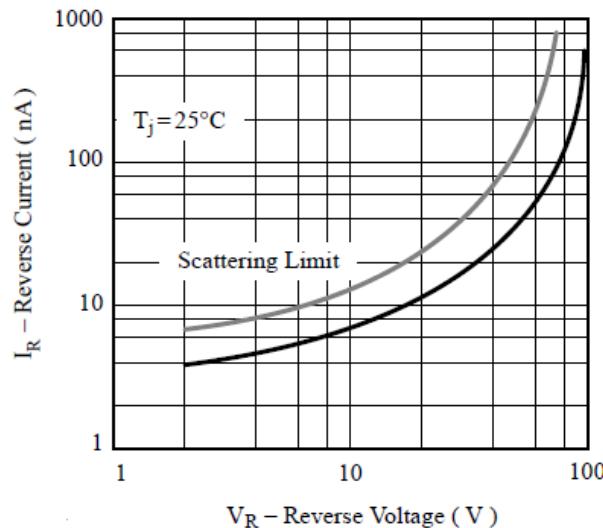
$$C_s = \tau g_P \approx \tau g$$

II. Jonction PN

Polarisation inverse

En polarisation INVERSE, la barrière de potentiel interdisant toute diffusion des porteurs majoritaires augmente. **Seuls les porteurs minoritaires**, en très faible concentration, peuvent se déplacer sous l'effet du champ électrique.

Le courant INVERSE est donc **TRES FAIBLE** et très faiblement dépendant de la tension appliquée. Mais **fortement de la température**.



A très forte polarisation inverse, dans une zone de champ électrique élevé (autour de 300kV/cm pour le silicium) et suffisamment étendu (sur une distance d'au moins 100\AA) un porteur (électron ou trou) accéléré par ce champ peut acquérir suffisamment d'énergie pour casser une liaison entre atomes du réseau cristallin et de ce fait créer une paire électron-trou. **C'est l'avalanche !**

Si l'étendue de la zone de fort champ électrique est plus faible (inférieure à 100\AA), le champ électrique peut être plus élevé sans générer une ionisation par impact. Mais lorsque le champ atteint 1MV/cm , il y a alors rupture des liaisons par **effet tunnel** entre atomes voisins et donc émission d'une paire électron-trou. **C'est l'effet Zener.**

II. Jonction PN

Capacité parasite en polarisation inverse

Capacité de transition C_T

En polarisation inverse on a : $V_n - V_p = V_D + |V_{appl}| = \Phi + |V_{appl}|$

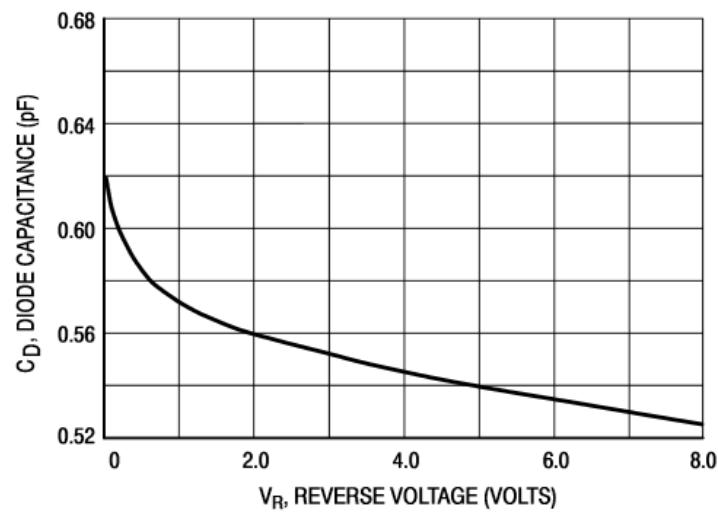
Il apparaît une capacité due aux charges fixes de la ZCE : $C_T = \frac{\epsilon S}{W_T}$, W_T : Largeur de la ZCE, S : Section

Dans le cas d'une jonction abrupte (dopage uniforme) on a : $V_D = \Phi = V_n - V_p = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{N_D N_A}{n_i^2} \right)$

Et la largeur de la zone de charge d'espace est donnée par : $W_T = \sqrt{\frac{2\epsilon}{q} \frac{N_A + N_D}{N_A N_D} (\Phi + V_{appl})}$

D'où la capacité de transition :

$$C_T = \sqrt{\frac{q\epsilon N_A N_D}{2(N_A + N_D)(\Phi + V_{appl})}}$$



II. Jonction PN

Diode Schottky

On peut réaliser une diode en jonction Métal - SC

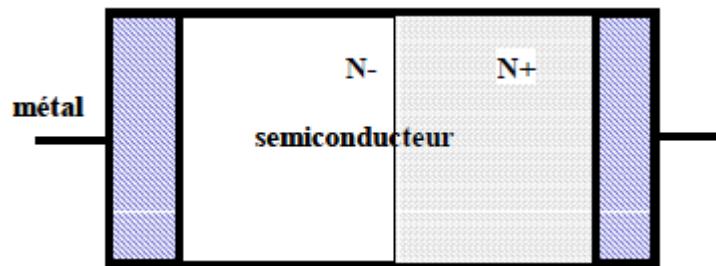


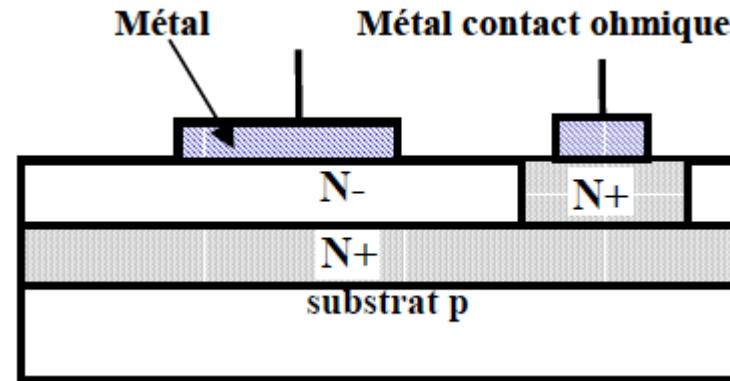
Schéma de principe 1D

Avantages / diode PN

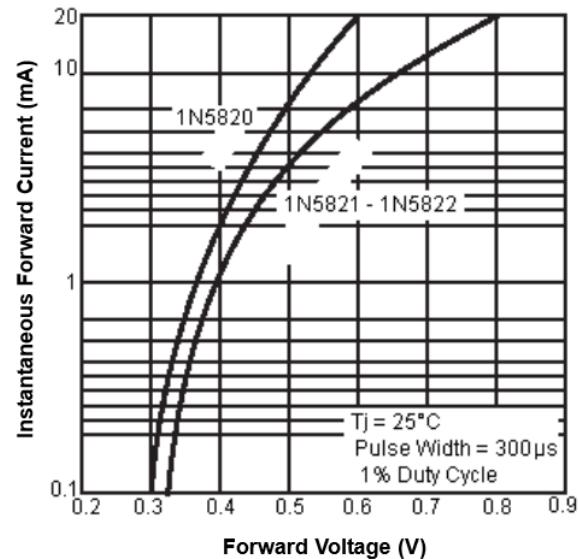
- Fréquence de commutation plus élevée.
- Chute de tension directe plus faible (#0,3V)

Inconvénients / diode PN

- Tension inverse plus faible
- Prix plus élevé.
- Nécessité d'un « snubber » à ses bornes pour supprimer les pics de tension et de courant en commutation



Coupe d'une diode Schottky

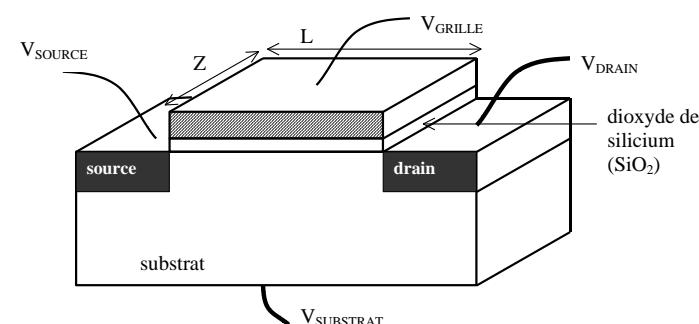
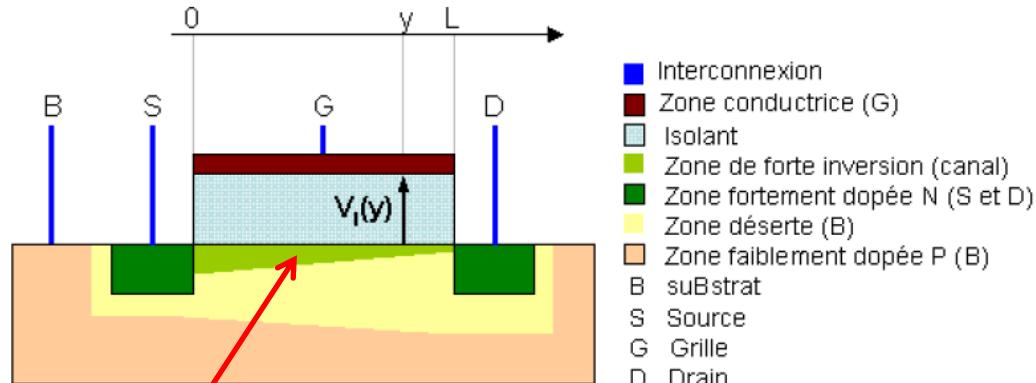


III. MOSFET

Présentation

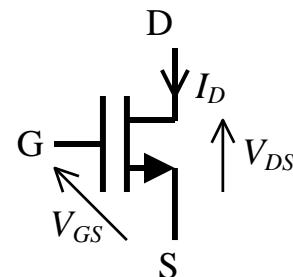
Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

Le MOSFET utilise un seul type de porteurs (é pour le canal N et t pour le canal P), c'est un composant unipolaire.

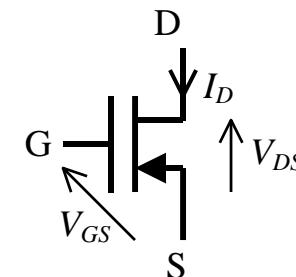


Canal
Les porteurs passent à travers une passerelle très fine appelée canal. Il est formé d'une forte concentration de porteurs sous l'isolant (Oxyde de silicium)

Symboles lorsque le substrat est en CC avec la source.
« Bulk » non accessible



NMOS: $V_{DS} > 0$, $I_D > 0$

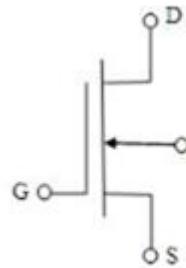


PMOS: $V_{DS} < 0$, $I_D < 0$

III. MOSFET

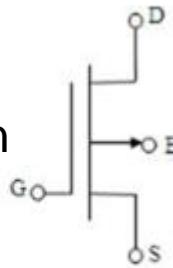
Symboles

NMOS

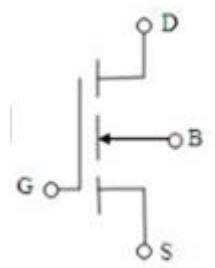


À déplétion

PMOS

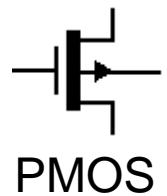
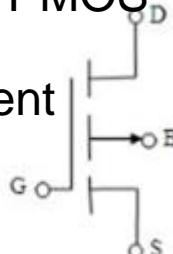


NMOS

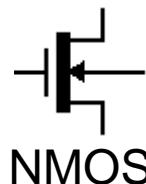


A
enrichissement

PMOS

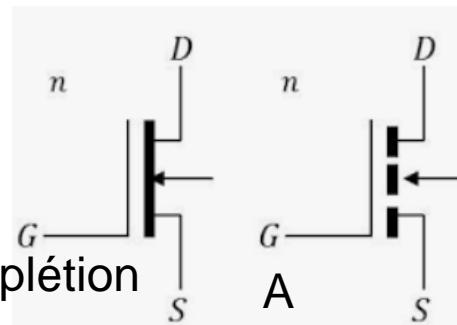


À déplétion

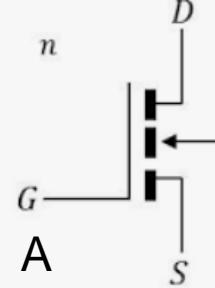


NMOS

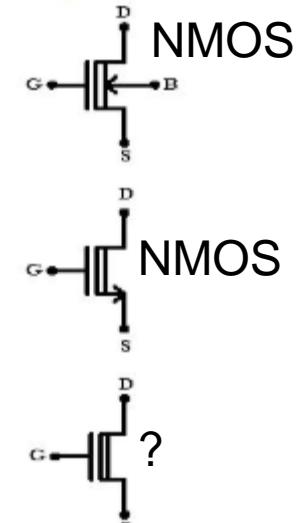
NMOS



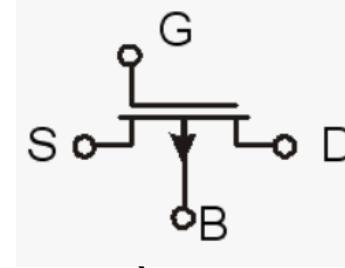
À déplétion



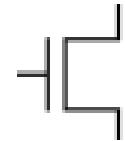
enrichissement



À déplétion

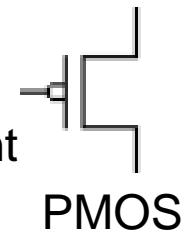


PMOS À déplétion



A
enrichissement

NMOS

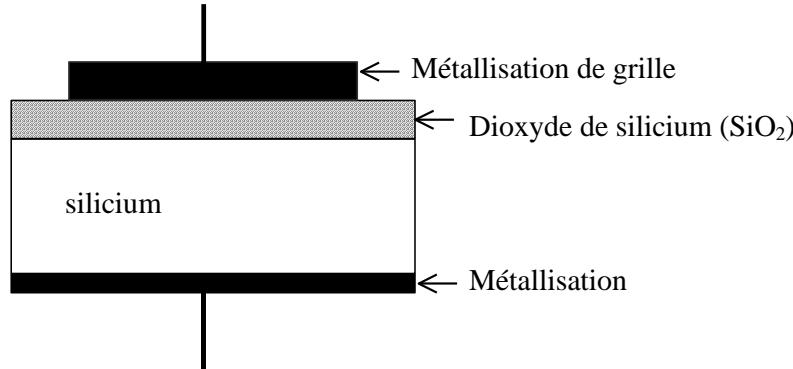


PMOS

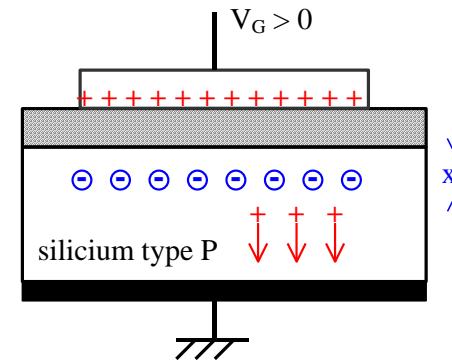
III. MOSFET

Capacité MOS

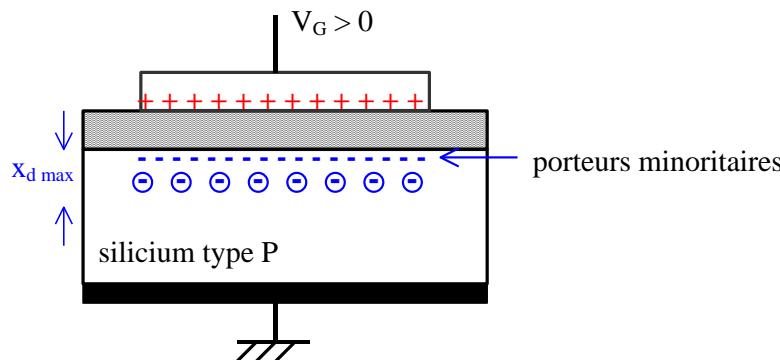
Le fonctionnement du MOS est basé sur l'effet du champ électrique à travers une capacité



Constitution de la capa MOS



On utilise la capacité MOS pour attirer des charges. Ici la tension V_{GB} ou V_{GS} crée une ZCE sous l'oxyde de Si



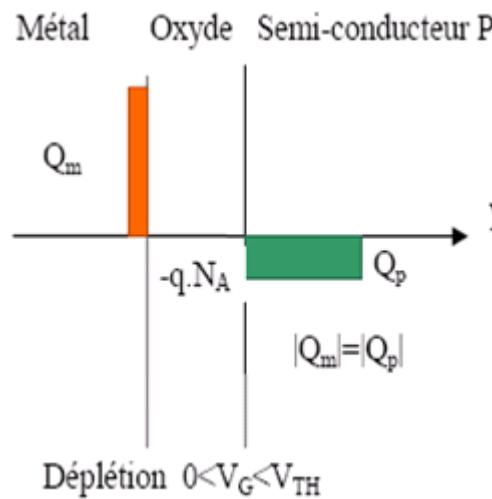
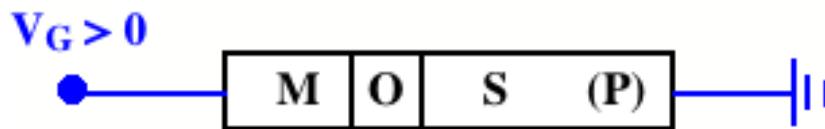
A partir d'une certaine valeur de V_G appelée V_T , une zone d'inversion est créée elle forme le canal qui permettra le passage d'un courant entre Drain et Source

Remarque: V_G est en fait $V_{GB}=V_G-V_B$ (B pour Bulk ou substrat). Si MOS à trois accès D,S,G; $V_{GB}=V_{GS}$

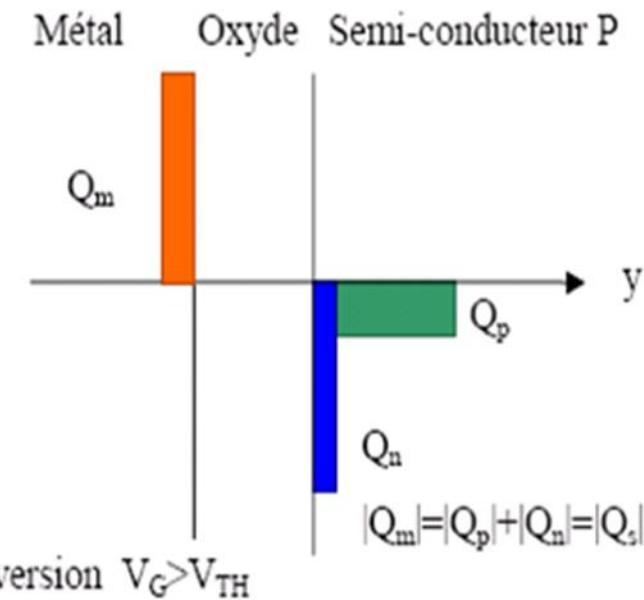
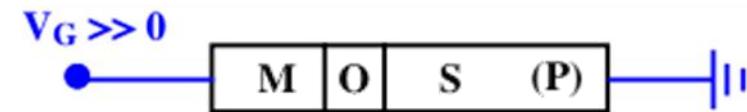
III. MOSFET

Polarisation et effets sur les charges

Régime de déplétion: $0 < V_G < V_{TH}$



Régime d'inversion: $V_G > V_{TH}$



Accepteurs ionisés → ZCE (en vert)

En bleu, apparition d'une couche d'inversion (changement du type du s.c.).
C'est la création du canal.

Remarque: Nous considérons ici un MOS à canal N, appelé aussi NMOS

III. MOSFET

Expression de la tension de seuil V_T ou V_{TH}

On définit la tension : $\Phi_B = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{N_A}{n_i}\right)$

La tension de seuil s'exprime alors: $V_T = \Delta V_{ox} + 2\Phi_B$

ΔV_{ox} est la tension aux bornes de l'oxyde, elle s'exprime : $\Delta V_{ox} = \frac{Q_{sc}}{C_{ox}}$

On peut montrer (voir eq 23 du polycopié, CANAL N): $Q_{sc} = \sqrt{4q\epsilon_{si}U_T N_A \ln\left(\frac{N_A}{n_i}\right)}$

D'où l'expression de la tension de seuil :

$$V_T = 2\Phi_B + \frac{\sqrt{4q\epsilon_{si}N_A\Phi_B}}{C_{ox}}$$

Dans les cas réels, il faut tenir compte des imperfections et considérer :

- Tension de bandes plates V_{FB1}
- Charges dans l'oxyde Q_{ox} qui se traduisent par une tension $V_{FB2} = -Q_{ox}/C_{ox}$
- Etats d'interfaces V_{FB3}

$$V_T = V_{T-\text{idéal}} + V_{FB1} + V_{FB2} + V_{FB3}$$

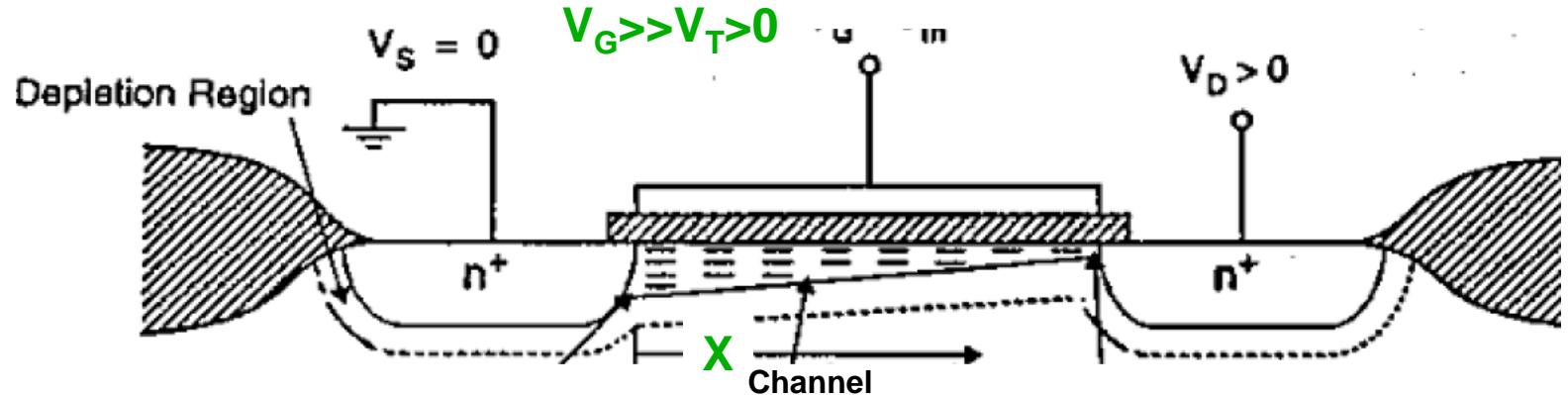
III. MOSFET

Régime Ohmique (linéaire)

Dans ce qui suit, on met la source au même potentiel que le substrat (bulk).

Dans ce cas la commande est $V_G = V_{GS}$

MOS conducteur (régime linéaire, $V_G > V_T$, $V_D > V_S$, $V_{DS} < V_{GS} - V_T$)



Le transistor fonctionne en régime dit linéaire ou ohmique

Le canal est plus mince au voisinage du drain car $V_D > V_S$

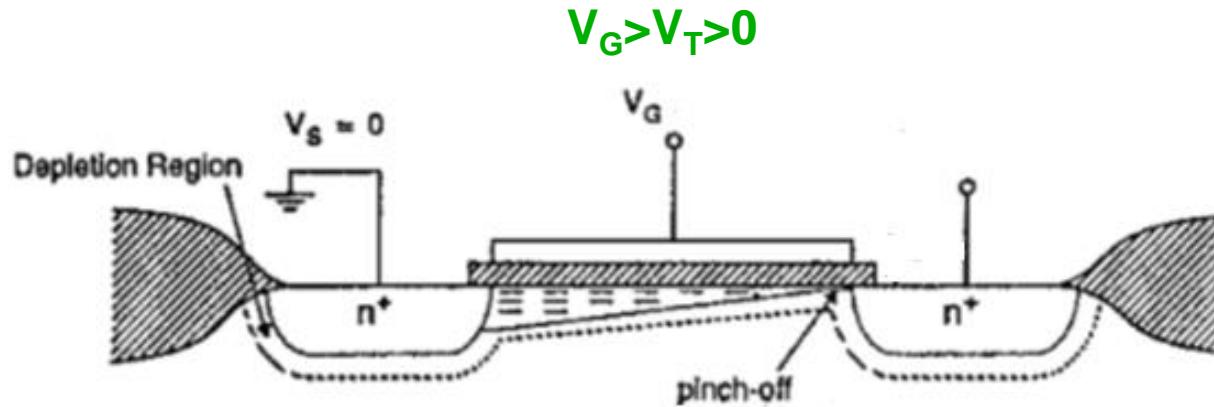
V_G influe directement sur l'épaisseur du canal et donc sur sa conductivité.

La résistance entre le drain et la source est donc modulée par la tension appliquée à la grille V_G .

III. MOSFET

Régime de saturation (géné courant)

MOS conducteur (régime de saturation, $V_G > V_T$, $V_D > V_S$, $V_{DS} > V_{GS} - V_T = V_{DSsat}$)



Le canal devient très fin, et quasiment inexistant côté drain.

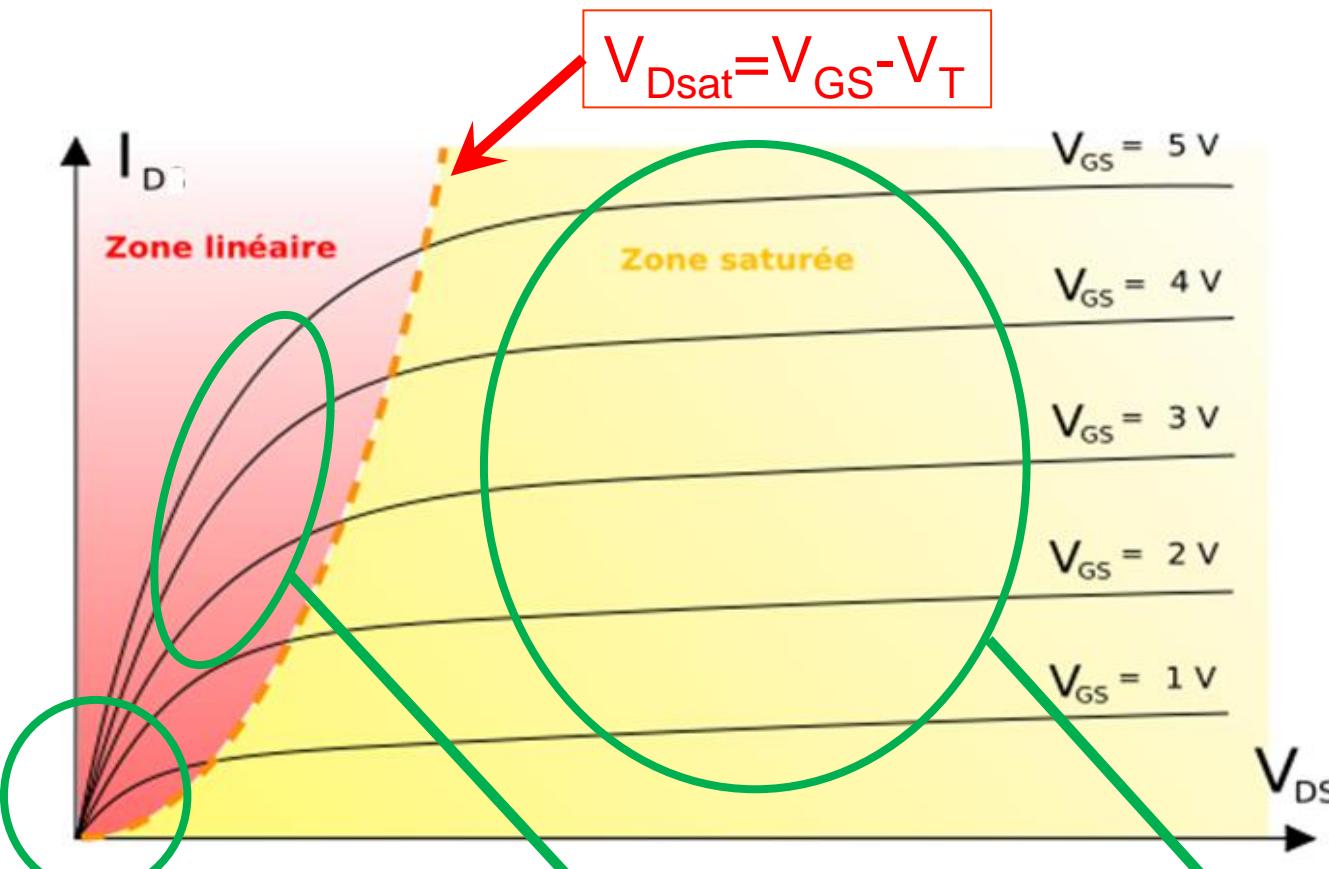
Les porteurs (ici des électrons car il s'agit d'un canal N) sont propulsés à travers une partie de la ZCE à leurs vitesse limite. Le courant n'augmente plus avec V_{DS}

$V_{DSsat} = V_{GS} - V_T$ est appelée tension de saturation drain-source.

Le courant correspondant I_{DSat} est appelé courant de saturation.

III. MOSFET

Expression du courant



$$V_{DS} \ll V_{Dsat}$$

$$I_D = \mu_n \frac{W}{L} C_{ox} V_{D_{sat}} V_{DS}$$

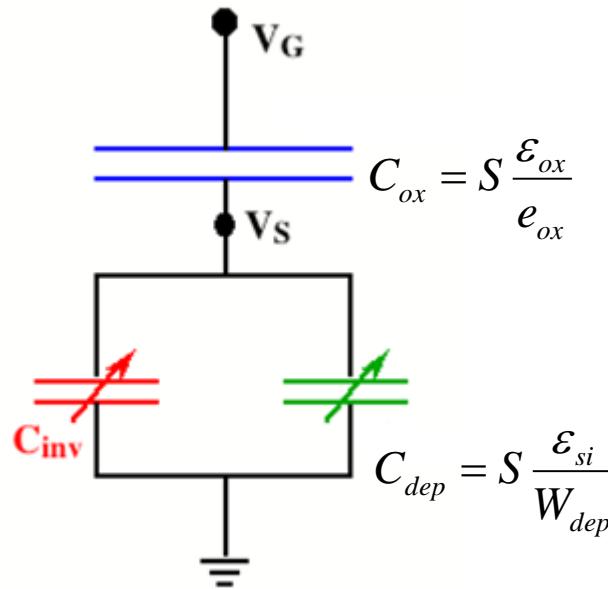
$$V_{DS} < V_{Dsat}$$

$$I_D = \mu_n \frac{W}{L} C_{ox} \left(V_{D_{sat}} - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS}$$

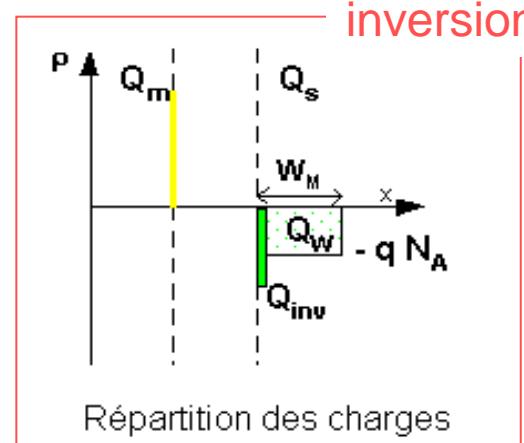
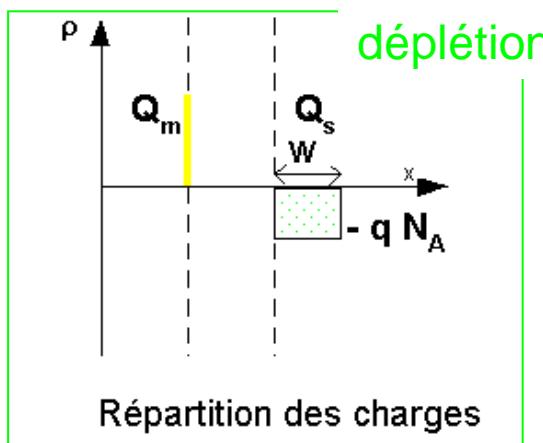
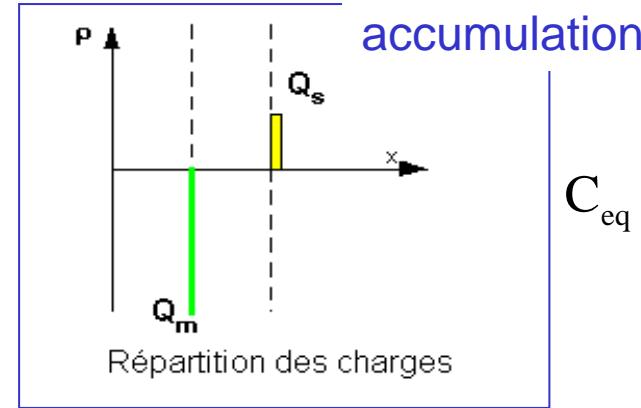
$$V_{DS} > V_{Dsat}$$

$$I_D = \mu_n \frac{W}{2L} C_{ox} (V_{D_{sat}})^2$$

Capacités apparentes pour différentes polarisations



S: surface totale de la grille
 e_{ox} : épaisseur de l'oxyde

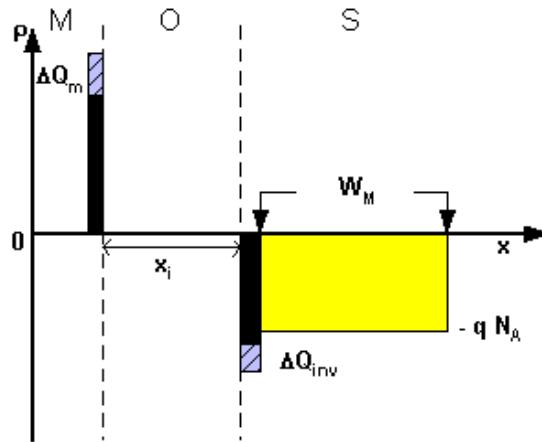


$$\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_{ox}} + \frac{1}{C_{sc}}$$

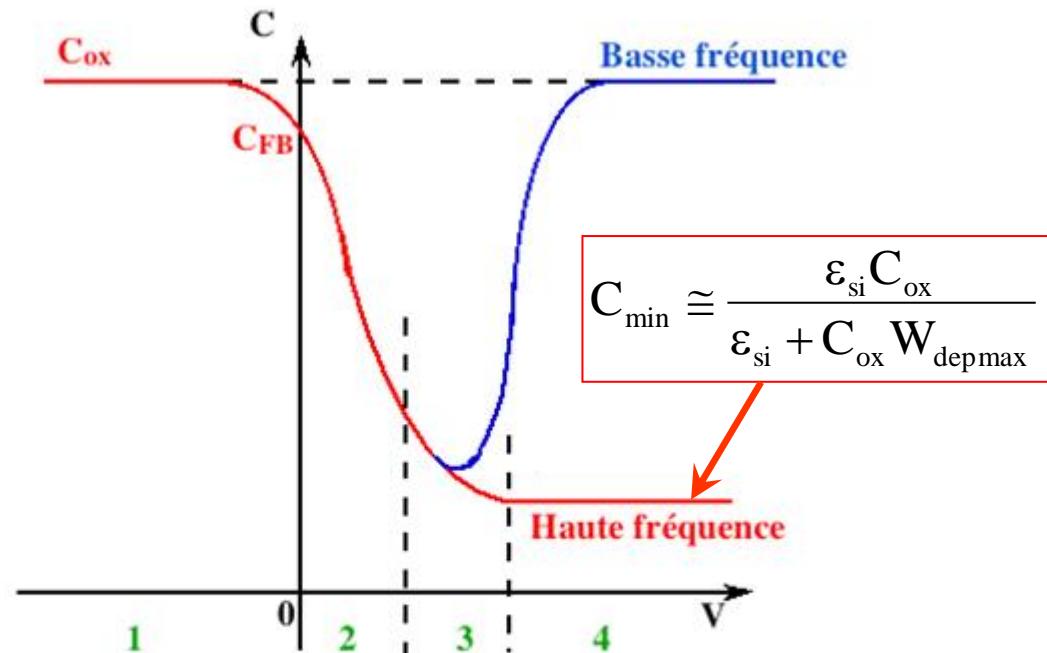
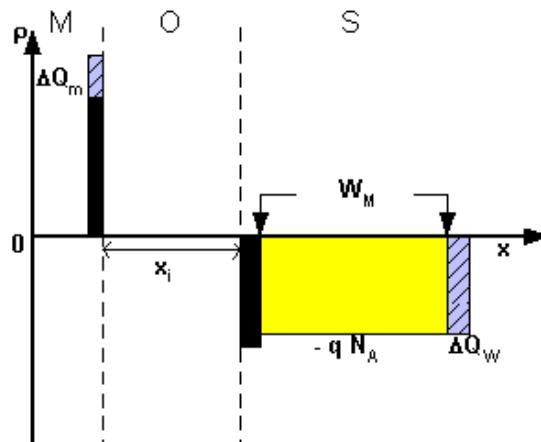
C_{sc} : Capacité dans le Silicium

Capacités apparentes pour différentes polarisations

Basse fréquence



Haute fréquence

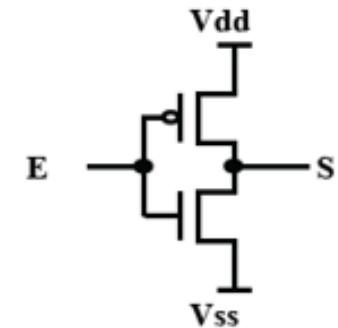
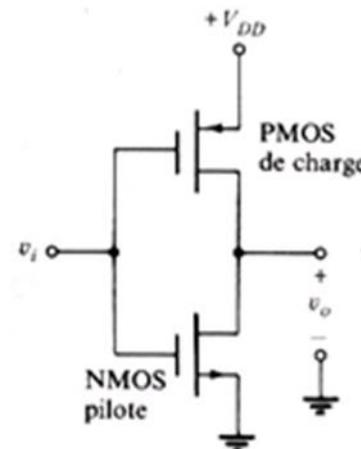
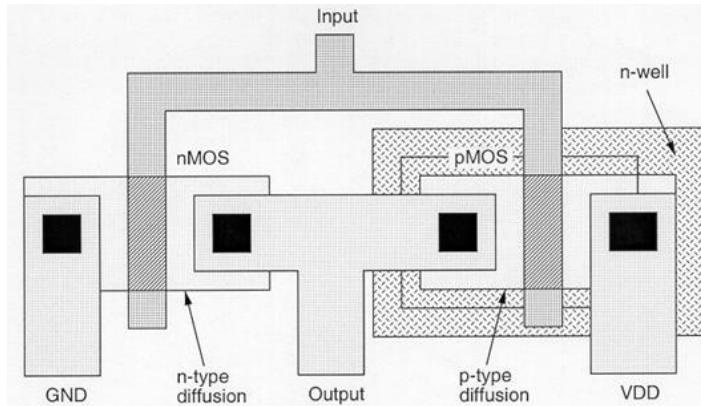


- 1 : accumulation
- 2 : déplétion (idem jonction P/N)
- 3 : faible inversion
- 4 : forte inversion

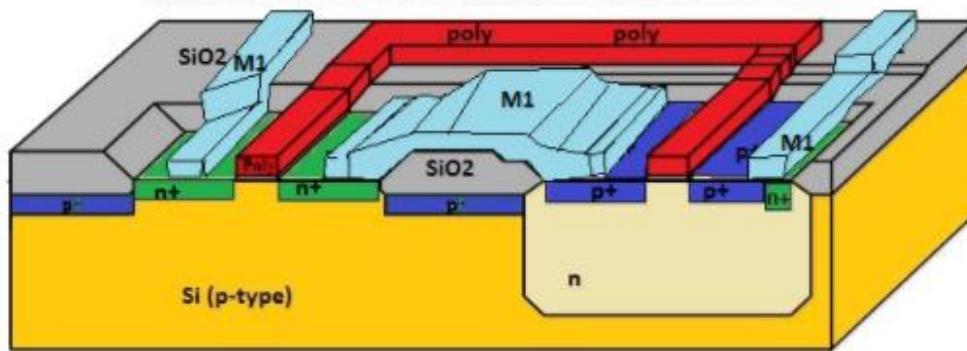
$$C_{min} = \frac{C_{ox} C_{dep}}{C_{ox} + C_{dep}} = \frac{\varepsilon_{si} C_{ox}}{\varepsilon_{si} + C_{ox} W_{depmax}}$$

III. MOSFET

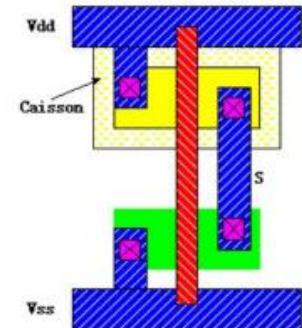
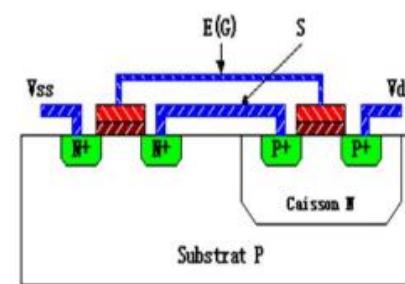
Structure CMOS



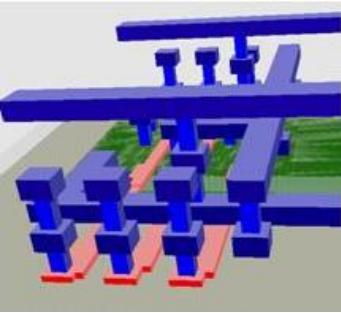
Symboles utilisés



Structure CMOS complète



Structure CMOS simplifiée



III. MOSFET

Bases des TP sur Microwind

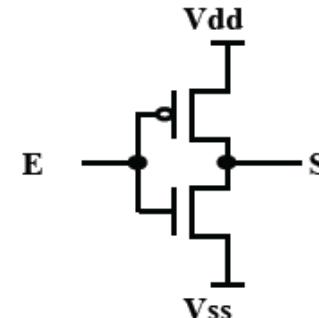
<http://www.microwind.org/>

- Layout CMOS

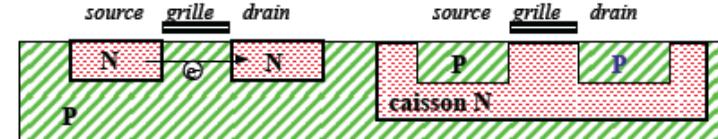
Technologie X nm ou 2λ

λ : plus petit taille de dessin masque
canal transistor : 2λ

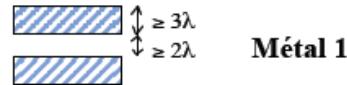
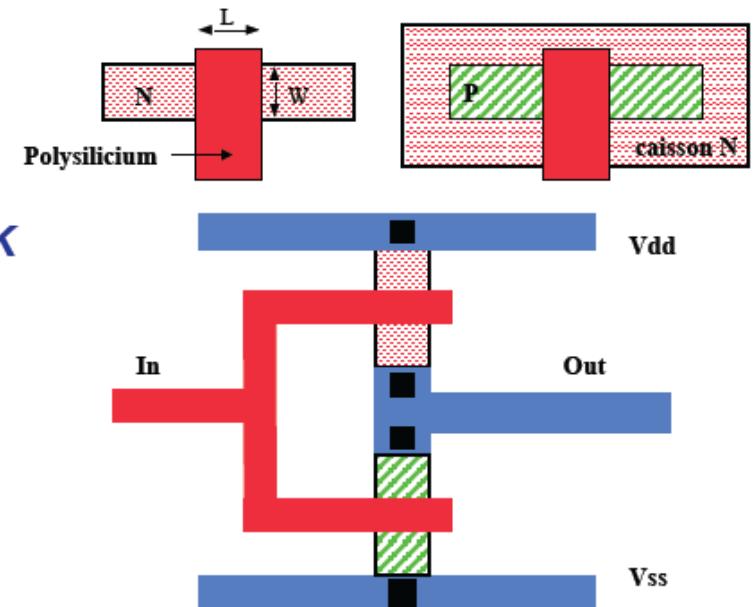
- Le diagramme STICK



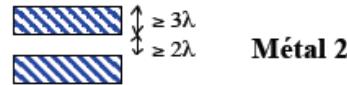
Transistor nMOS



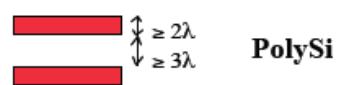
Transistor pMOS



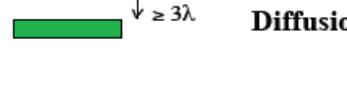
Métal 1



Métal 2



PolySi



Diffusion N/P



Contact
Poly-M1



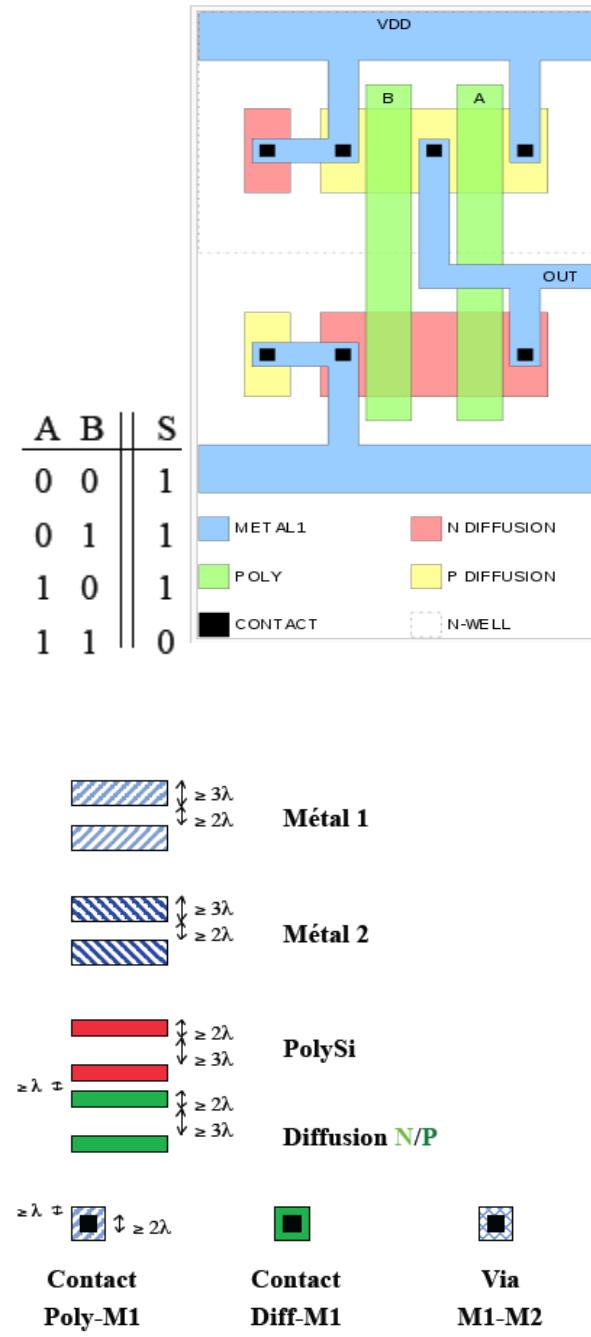
Contact
Diff-M1



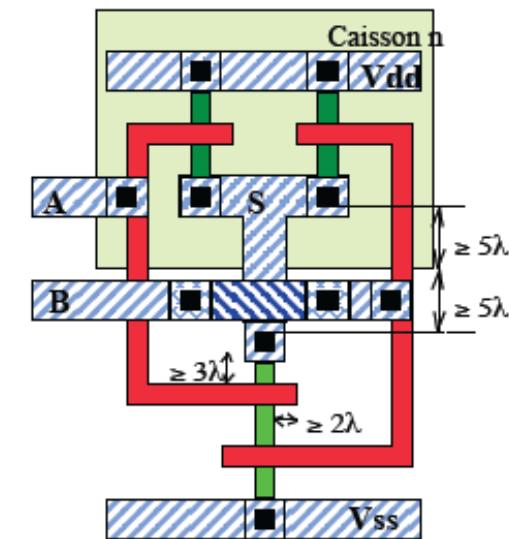
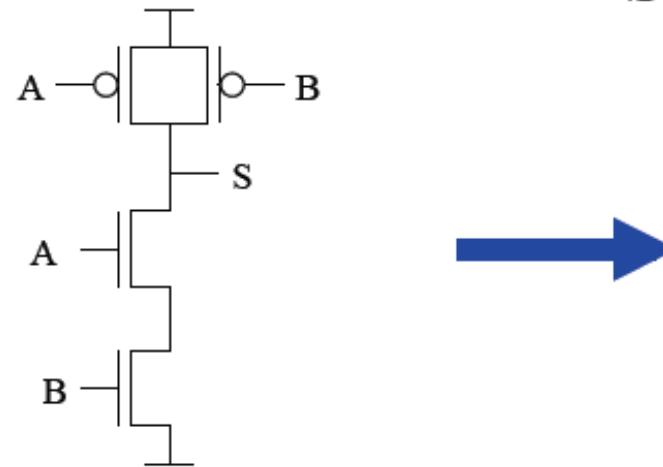
Via
M1-M2

III. MOSFET

Exemple porte NAND



Porte élémentaire (gate) : NAND



- Règles de dessin (DRC)

largeur : largeur min. autorisée pour chaque couche

espace : séparation min. entre zones non connectées

débordement : dépassement min. d'une couche au delà de l'autre

recouvrement : distance min. de recouvrement entre deux couches



III. MOSFET

Potentiel du substrat: Les schémas détaillés

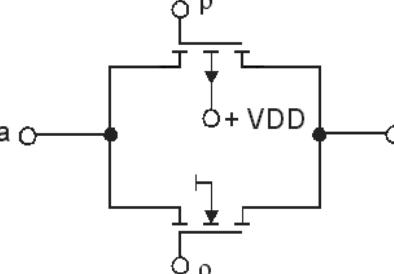
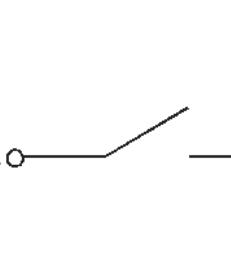
Schéma électrique	Symbolique logique (MIL)	Table de vérité						
		<table border="1"> <tr> <td>r</td> <td>y</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>Z</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>a</td> </tr> </table>	r	y	0	Z	1	a
r	y							
0	Z							
1	a							

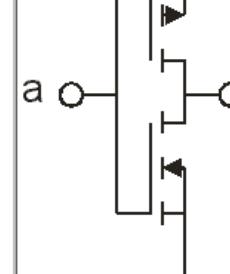
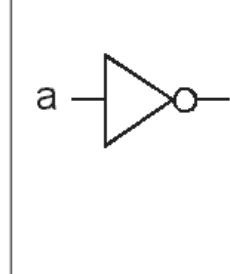
Schéma électrique	Symbolique logique (MIL)	Table de vérité						
		<table border="1"> <tr> <td>a</td> <td>y</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </table>	a	y	0	1	1	0
a	y							
0	1							
1	0							

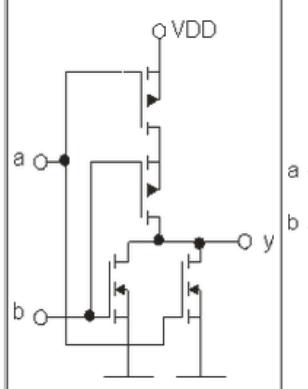
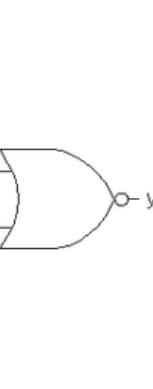
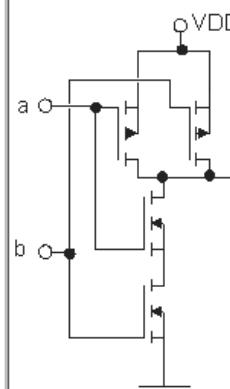
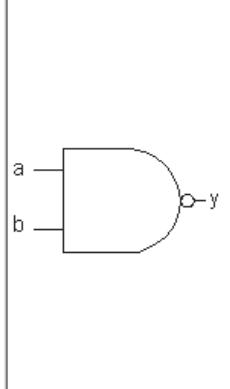
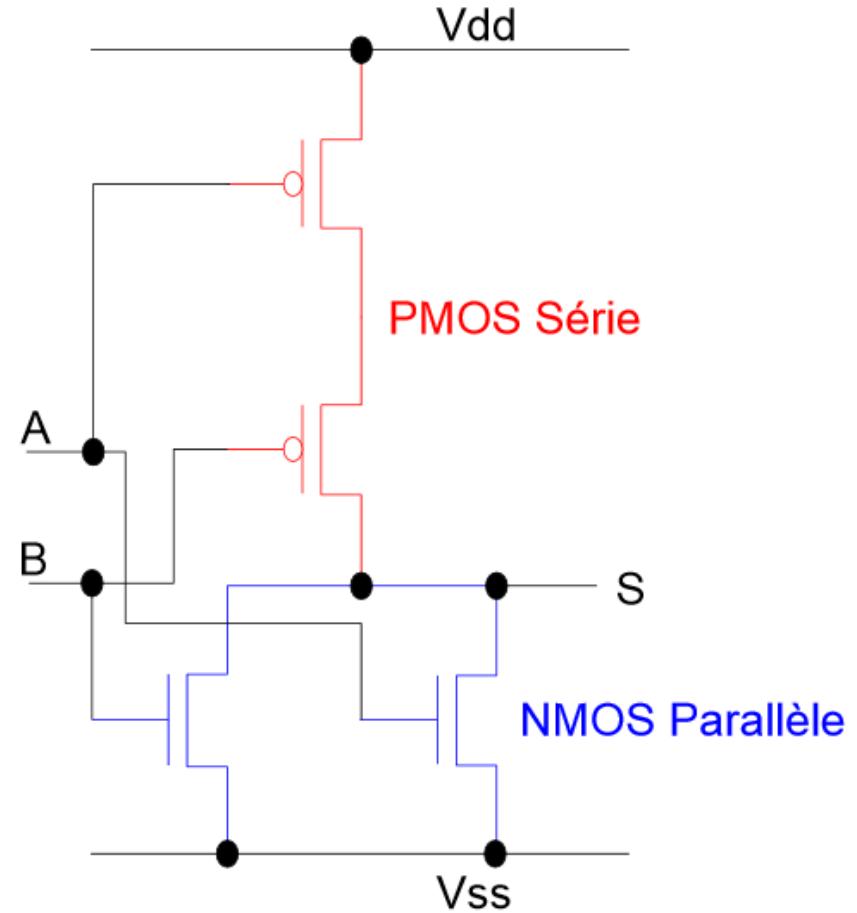
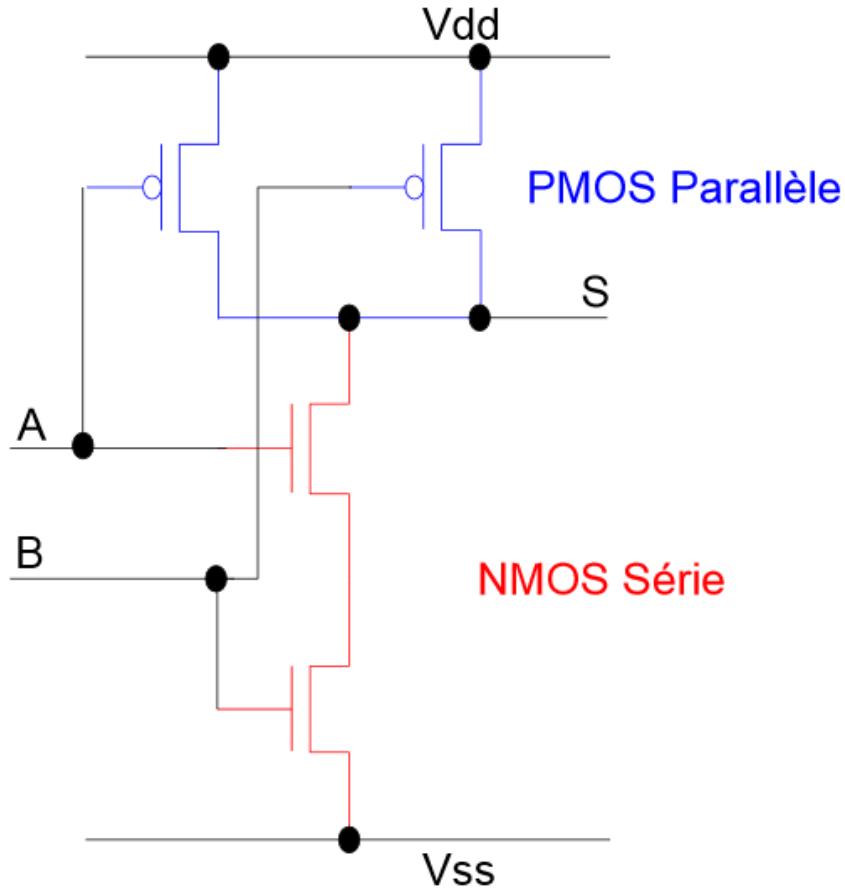
Schéma électrique	Symbolique logique (MIL)	Table de vérité															
		<table border="1"> <tr> <td>a</td> <td>b</td> <td>y</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </table>	a	b	y	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0
a	b	y															
0	0	1															
0	1	0															
1	0	0															
1	1	0															

Schéma électrique	Symbolique logique (MIL)	Table de vérité															
		<table border="1"> <tr> <td>a</td> <td>b</td> <td>y</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </table>	a	b	y	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0
a	b	y															
0	0	1															
0	1	1															
1	0	1															
1	1	0															

III. MOSFET

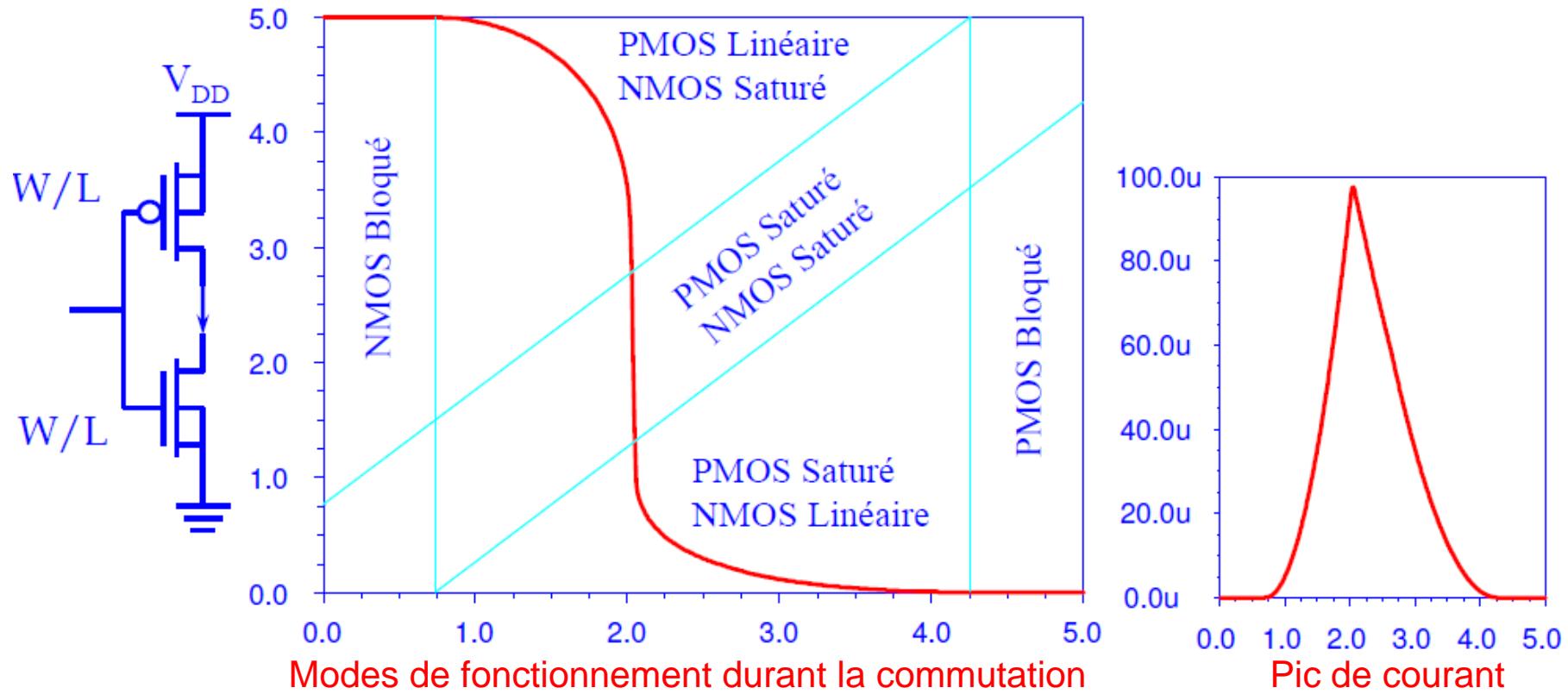
Schémas couramment utilisés

La connexion du substrat n'est plus représentée pour alléger les schémas



III. MOSFET

CMOS en commutation



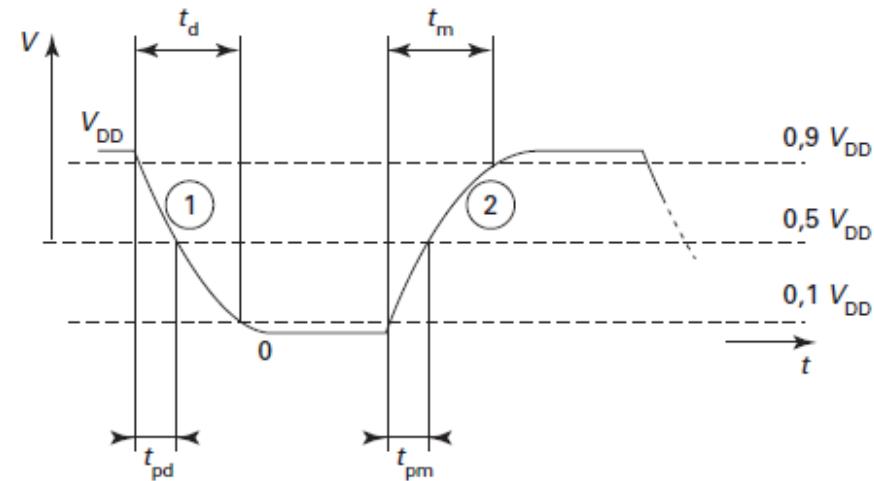
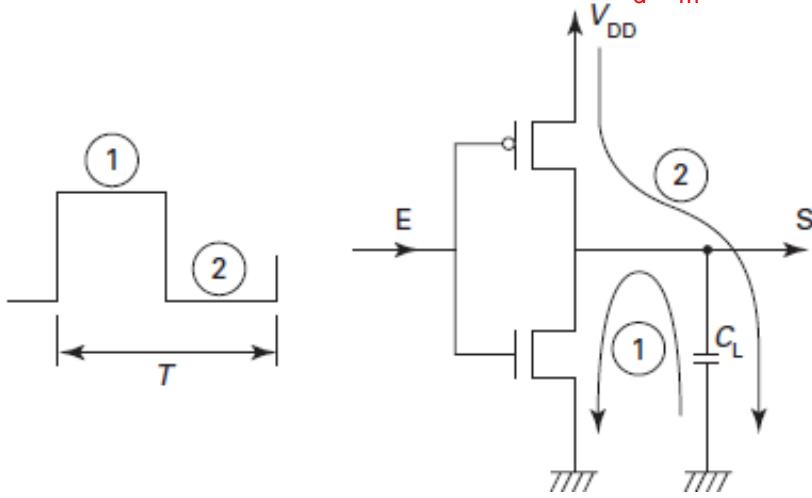
Il existe différentes méthodes et approximations, essentiellement celle basée sur les caractéristiques statiques et celle basée sur les charges et décharges de différentes capacités

III. MOSFET

Temps de commutation

Les temps de commutation conditionnent grandement les pertes dans les circuits CMOS. On suppose une commande parfaite et l'on étudie l'inertie du basculement de la sortie

$t_d = t_m$ si le PMOS est plus large que le NMOS de façon à compenser les μ



Circulation du courant charge/décharge C_L

Définition des temps de montée et de descente

$$t_d = \frac{C_L(V_{thN} - 0, 1V_{DD})}{I_{DsATN}} + \frac{C_L(V_{DD} - V_{thN})}{2I_{DsATN}} \ln \left(2 \frac{V_{DD} - V_{thN}}{0, 1V_{DD}} - 1 \right)$$

Prenons le cas

$$V_{thN} = \frac{1}{4} V_{DD} \quad \rightarrow \quad t_d \approx \frac{1}{4} \frac{C_L V_{DD}}{I_{DsatN}} + \frac{8}{8} \frac{C_L V_{DD}}{I_{DsatN}} = \boxed{\frac{5 C_L V_{DD}}{4 I_{DsatN}}}$$

$$t_m = \frac{C_L(|V_{thP}| - 0, 1V_{DD})}{I_{DsatP}} + \frac{C_L(V_{DD} - |V_{thP}|)}{2I_{DsatP}} \ln \left(2 \frac{V_{DD} - |V_{thP}|}{0, 1V_{DD}} - 1 \right)$$

Prenons le cas

$$V_{thP} = -\frac{1}{4}V_{DD} \quad \longrightarrow \quad t_m \approx \frac{1}{4} \frac{C_L V_{DD}}{I_{DsatP}} + \frac{8}{8} \frac{C_L V_{DD}}{I_{DsatP}} = \frac{5}{4} \frac{C_L V_{DD}}{I_{DsatP}}$$

Fréquence max de fonctionnement ?

III. MOSFET

Puissance consommée

Sur un cycle de commutation de durée T , l'alimentation V_{DD} fournit un courant de charge à la capacité C_L . Puis sa décharge est dissipée dans le NMOS.

Cette puissance en régime dynamique est donnée par:

$$P_{dyn} = V_{DD} I_{charge/décharge}$$

De quel type est ce courant ?

$$Q_L = C_L V_{DD}$$

Ce qui donne:

$$P_{dyn} = V_{DD} \frac{Q_L}{T} \quad \downarrow \quad = V_{DD} \frac{(C_L V_{DD})}{T} = f_c C_L V_{DD}^2$$

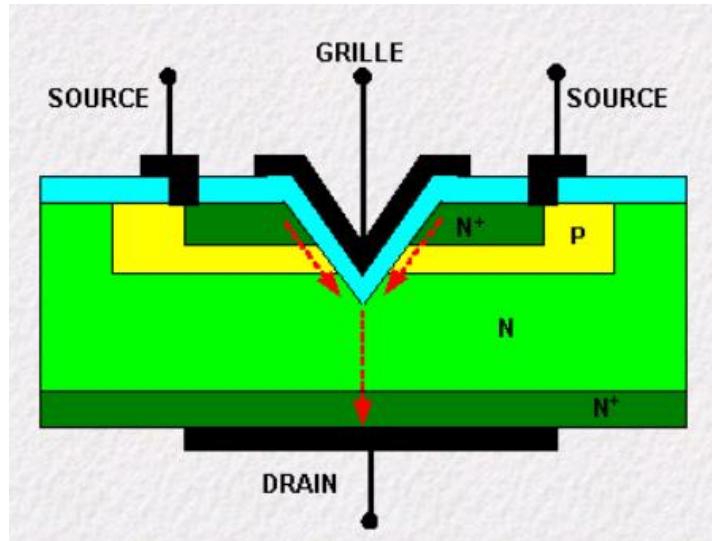
On comprend pourquoi on abaisse sans cesse la tension d'alimentation

Remarque importante:

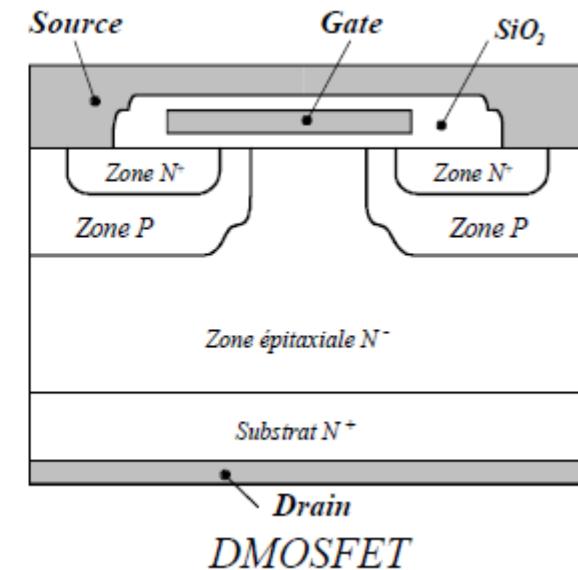
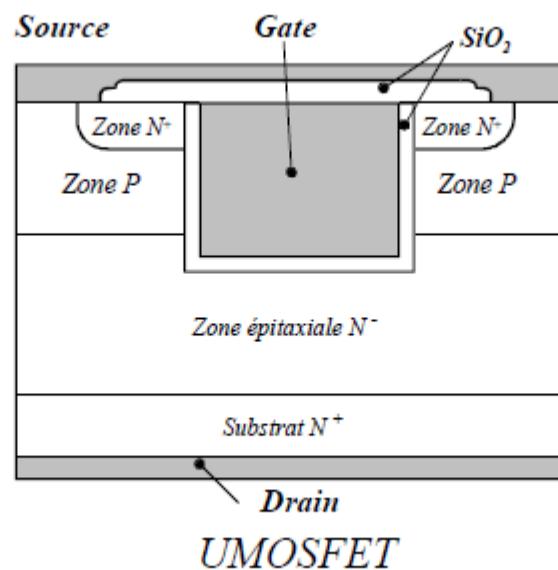
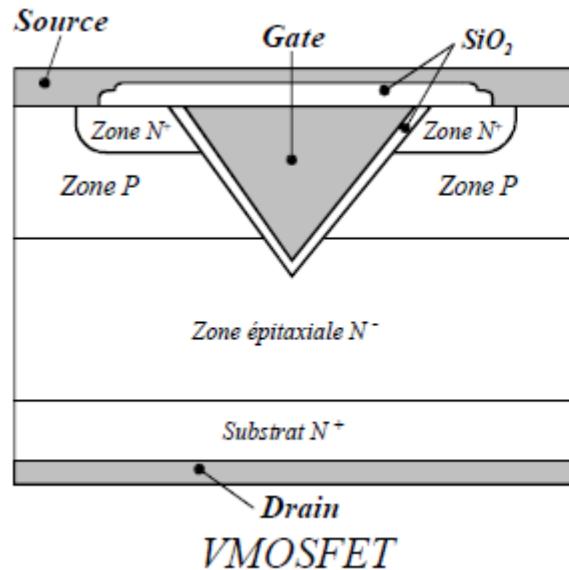
Le fait de ne pas respecter le surdimensionnement du PMOS / NMOS pour compenser la différence de mobilités fait croître cette puissance

III. MOSFET

Le MOSFET de puissance

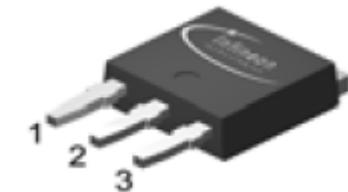


Le **MOSFET** de puissance est de type vertical. Le contact de drain est pris sur la face arrière. Pourquoi ?
 Il existe toujours une couche de type N faiblement dopée. Pourquoi ?
 Peut-on avoir un accès au substrat (bulk) indépendant ?

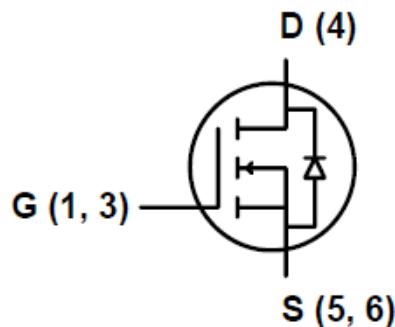
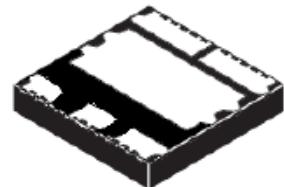
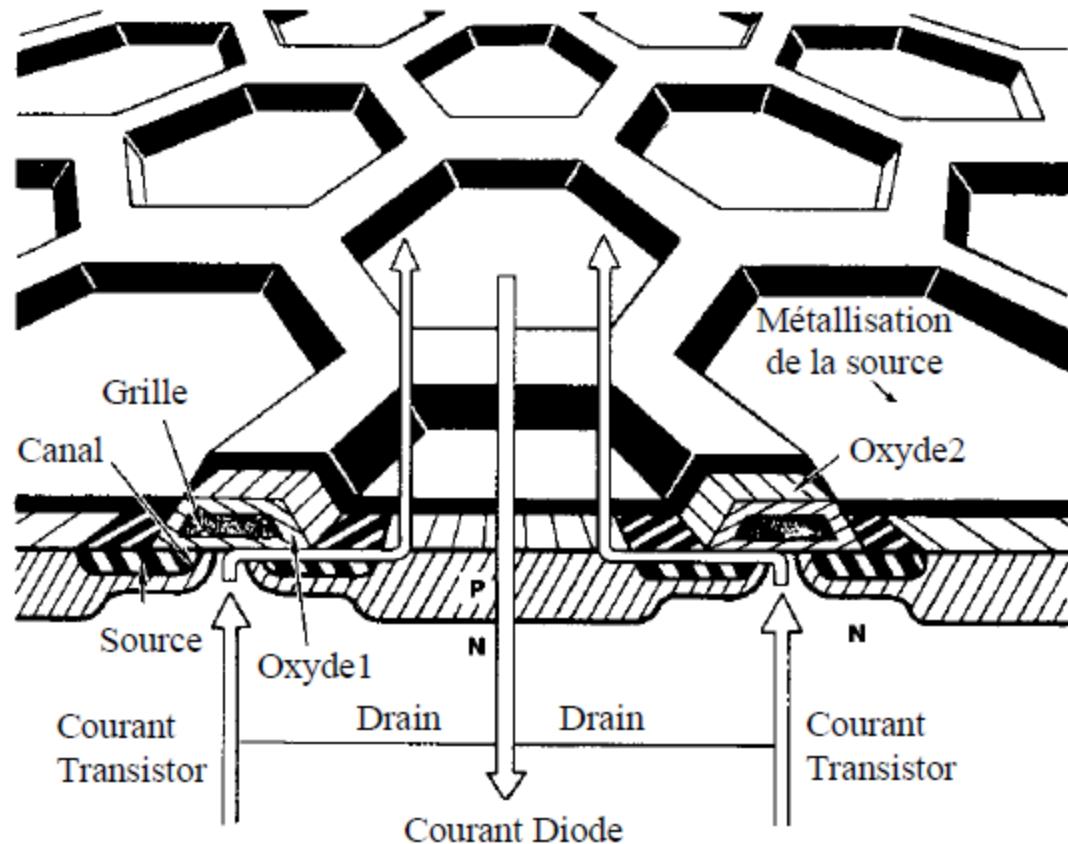


III. MOSFET

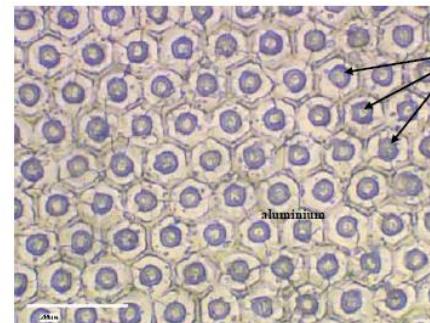
Le MOSFET de puissance



Une puce de puissance de type MOS comporte plusieurs milliers de cellules.
 Quel est l'intérêt ?
 Qu'appelle-t-on courant de diode ?
 De quel type est cette diode ?



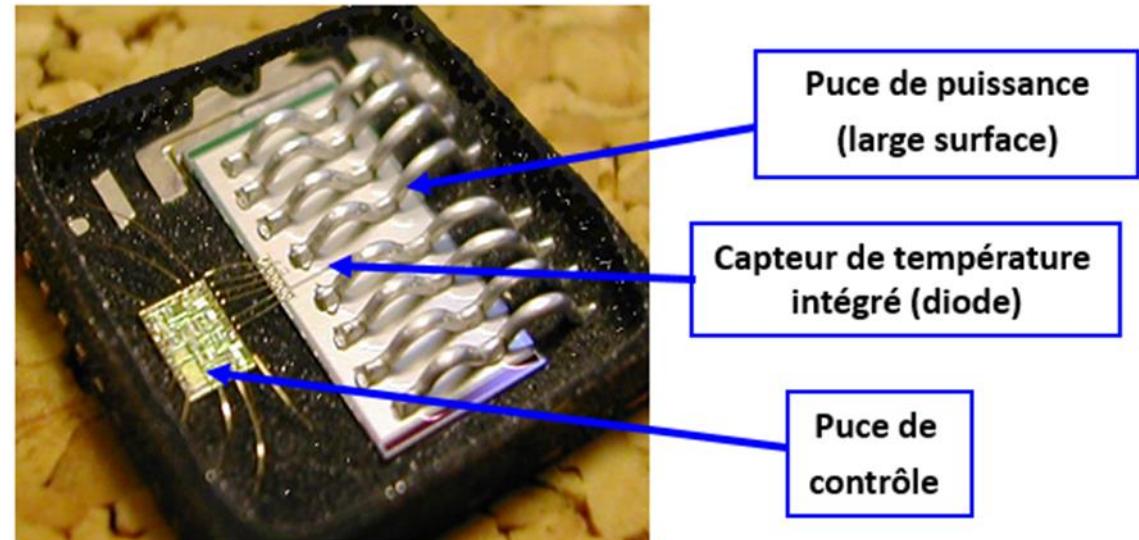
Bottom View



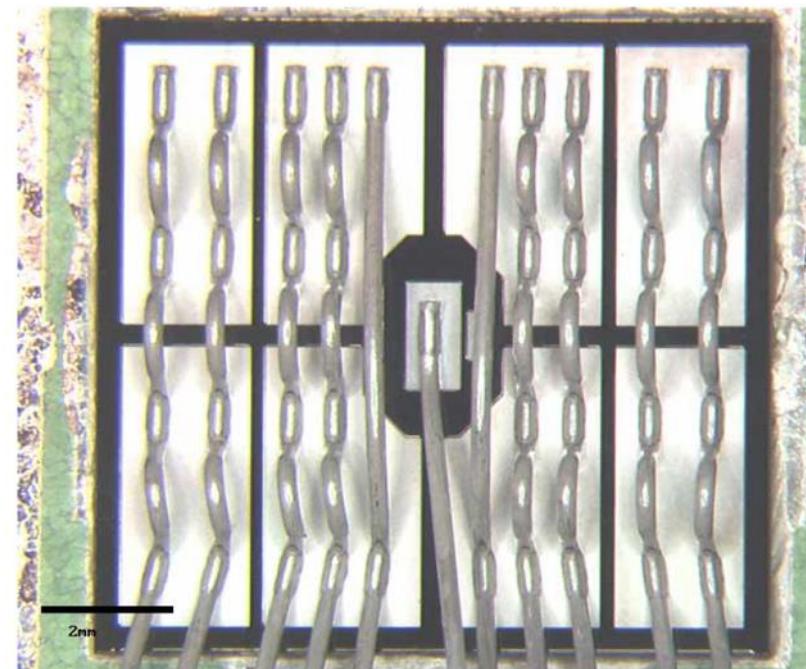
III. MOSFET

Le MOSFET de puissance

Dans un même boîtier, on peut avoir plusieurs MOSFETs de puissance, ainsi qu'une puce de contrôle



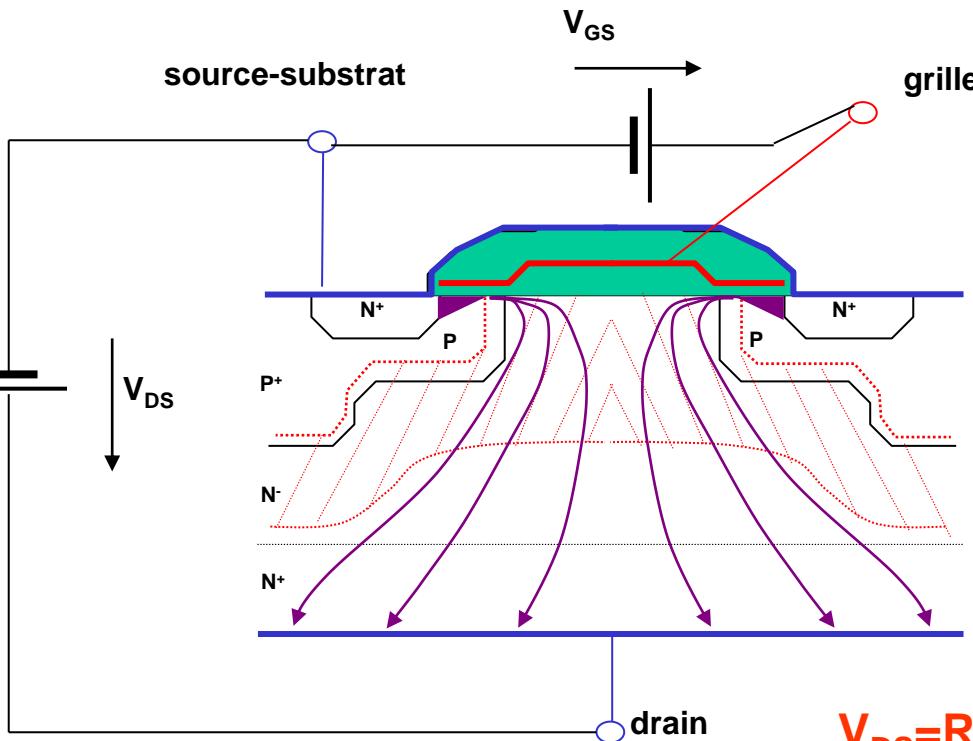
Identifier les contacts de grille, de source et de drain



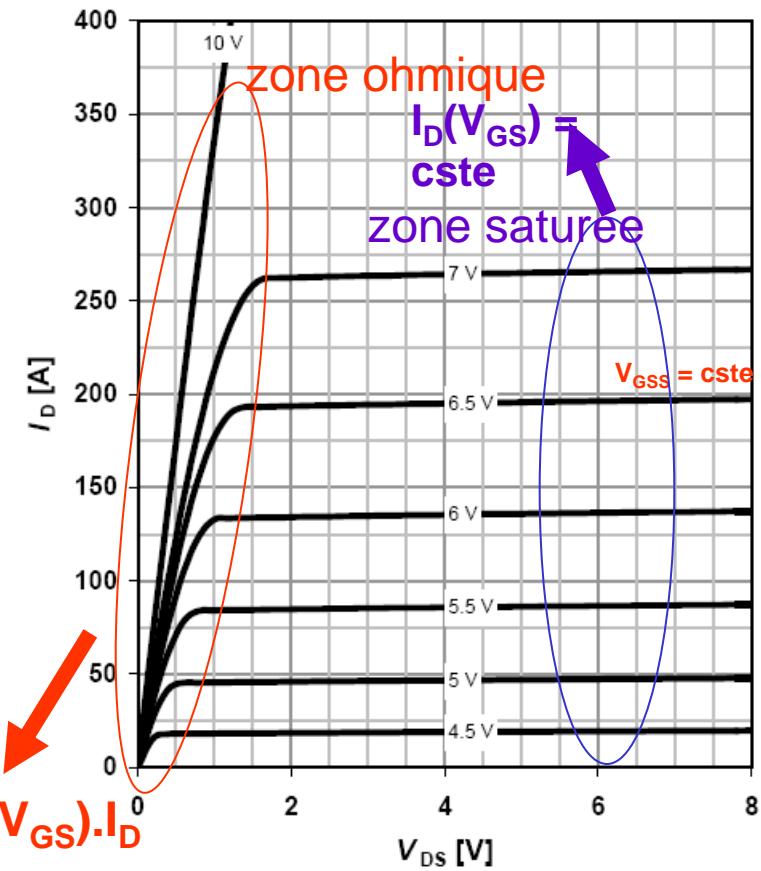
III. MOSFET

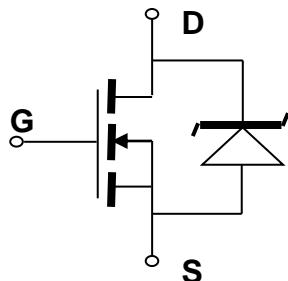
Le MOSFET de puissance

Quelles sont les zones de fonctionnement du MOSFET de puissance ?



$$V_{DS} = R_{DS}(V_{GS}) \cdot I_D$$

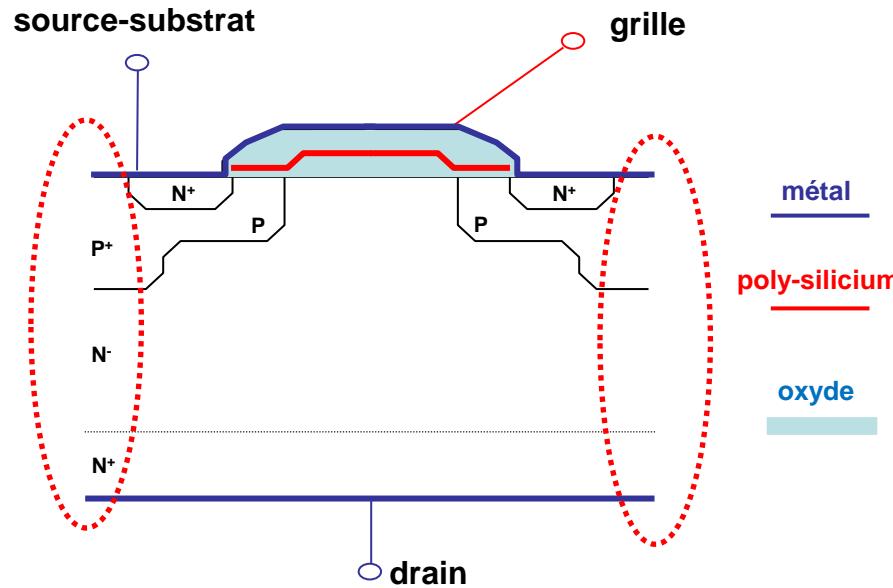




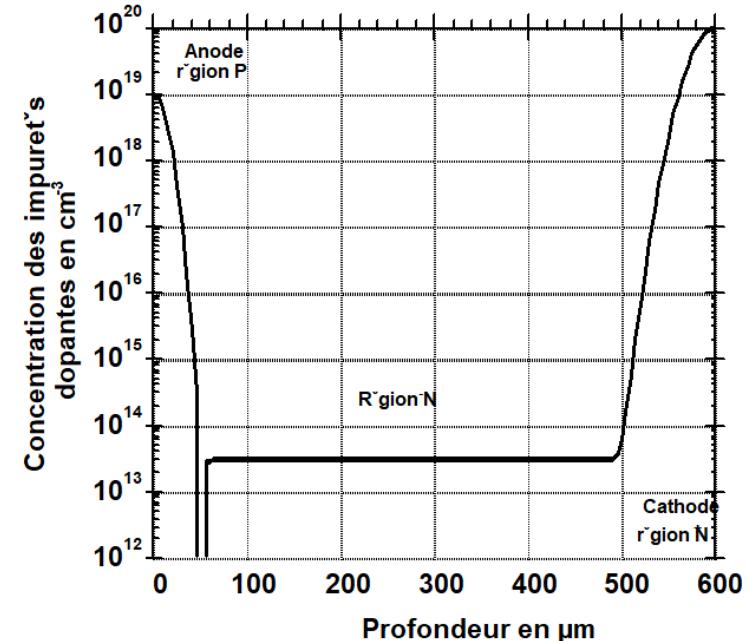
III. MOSFET

Le MOSFET de puissance

Identification de la diode interne (structurelle, ou Body diode). Elle est de type diode PiN.



Profil de dopage type pour une diode haute tensio



La couche N- permet dans tous les composants de puissance de « tenir » la tension lorsque l'interrupteur est ouvert sans que le champ électrique n'atteigne sa valeur critique

III. MOSFET

Le MOSFET de puissance



IDB04E120

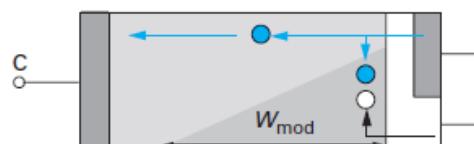
Tous les composants de puissance utilisent l'épaisseur d'une zone N- pour « tenir » la tension. Le champ électrique s'étend sur une zone (ZCE) large.



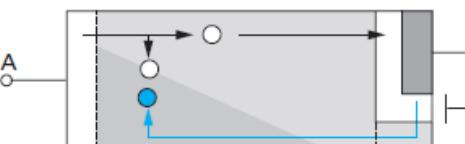
Diode Schottky

Diode P⁺NN⁺

Transistor MOS



Transistor bipolaire



IGBT



Thyristor et GTO

Régions

- P
- N (peu dopée) : «base»
- N⁺ (fortement dopée)

W épaisseur de la base

Cheminement des porteurs de charge dans l'état passant

électrons → ●
trous → ○
Zone de conductivité modulée

Fast Switching EmCon Diode

Feature

- 1200 V EmCon technology
- Fast recovery
- Soft switching
- Low reverse recovery charge
- Low forward voltage
- Easy paralleling
- Qualified according to JEDEC⁰ for target applications

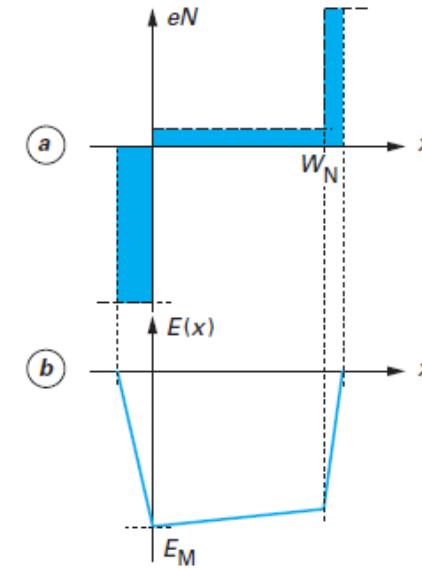
Product Summary

V_{RRM}	1200	V
I_F	4	A
V_F	1.65	V
T_{jmax}	150	°C

P-TO220-3.SM



Remarquer les valeurs en polarisation directe d'une diode PiN



- a) Charges électrostatiques
b) Champ électrique

La structure PiN à la base de tous les composants de puissance

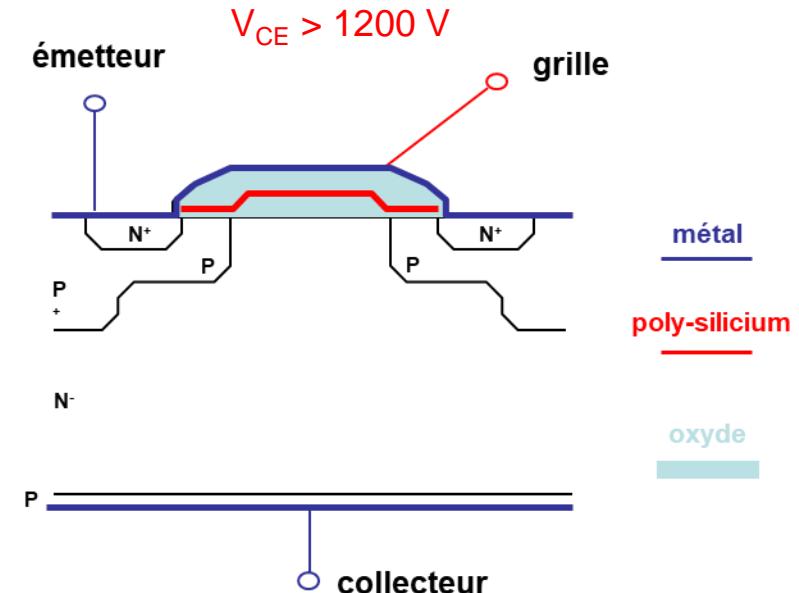
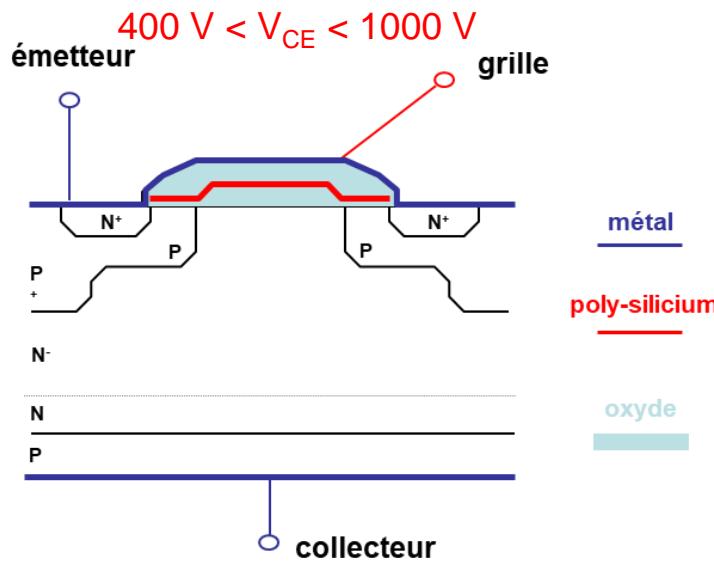
III. MOSFET

Du MOSFET de puissance à l'IGBT

Lorsque l'on veut tenir des tensions supérieures à 600V, le MOSFET de puissance perd ses qualités. Comme il faut augmenter l'épaisseur de la zone N⁻, la résistance à l'état passant augmente considérablement et ainsi les pertes ON.

L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) est en fait une amélioration du compromis ON / OFF du MOSFET.

On rajoute une couche P sous le drain du MOSFET, une jonction PN est alors prête à injecter des trous lorsqu'elle est polarisée en direct. Ces trous viennent diminuer la résistance de la zone N⁻ à l'état passant



Remarque : Le MOSFET est un composant UNIPOLAIRE, comme le diode Schottky ou le JFET. L'IGBT est un composant BIPOLAIRE

III. MOSFET

L'IGBT: MOS amélioré

En électronique de puissance, les convertisseurs sont sous forme de modules. Ici les trois phases d'un bras d'onduleur, IGBT et Diodes de RL.

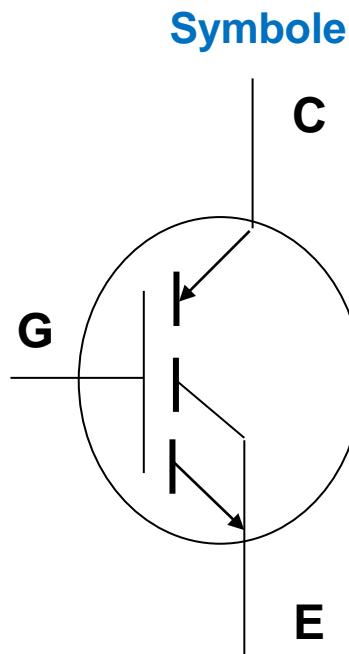
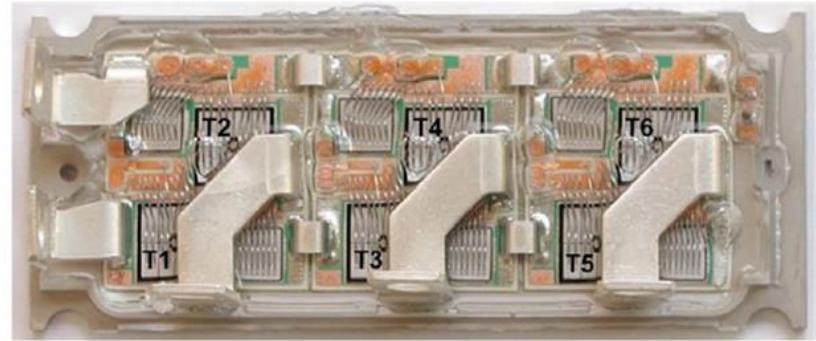
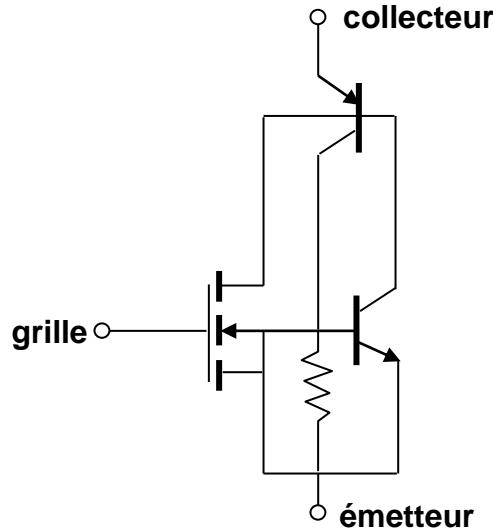


Schéma interne de la structure



Caractéristiques $I_C(V_{CE})$

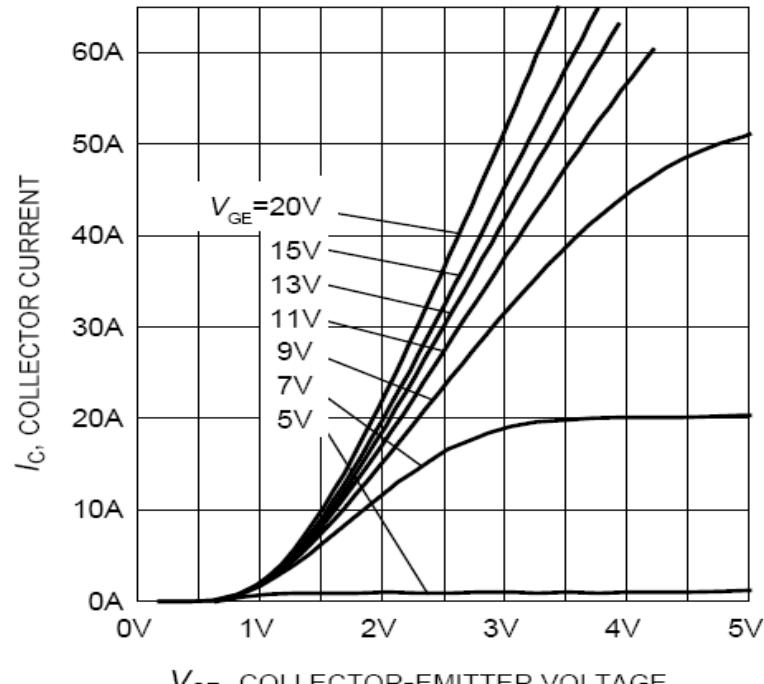
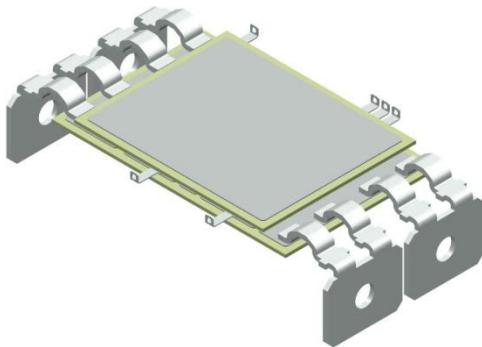


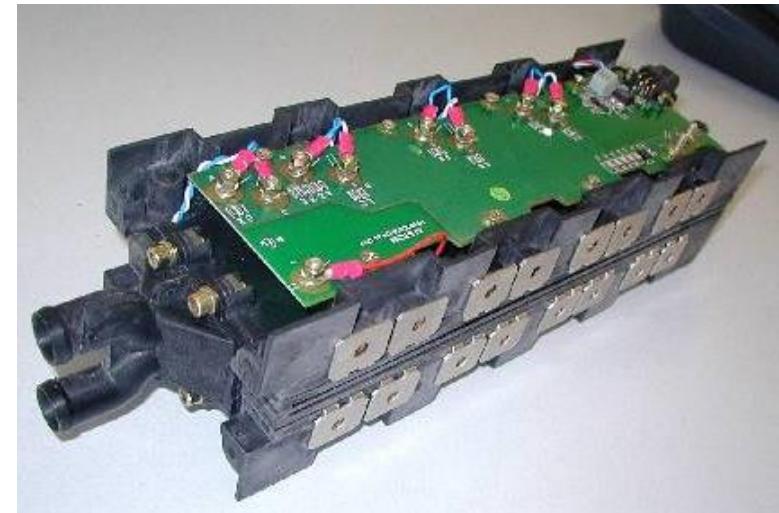
Figure 5. Typical output characteristics
($T_j = 25^\circ\text{C}$)

III. MOSFET

L'IGBT: MOS amélioré

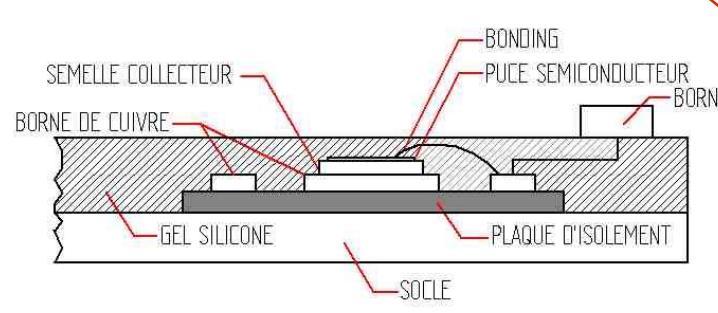
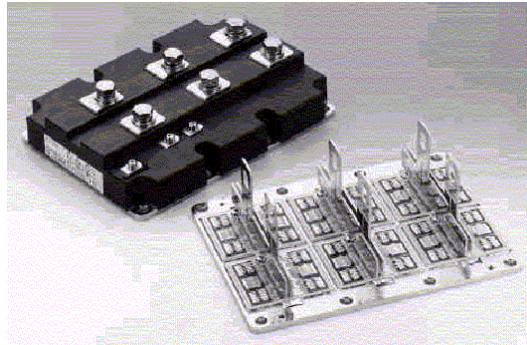


Nouvelle
génération de
Module IGBT

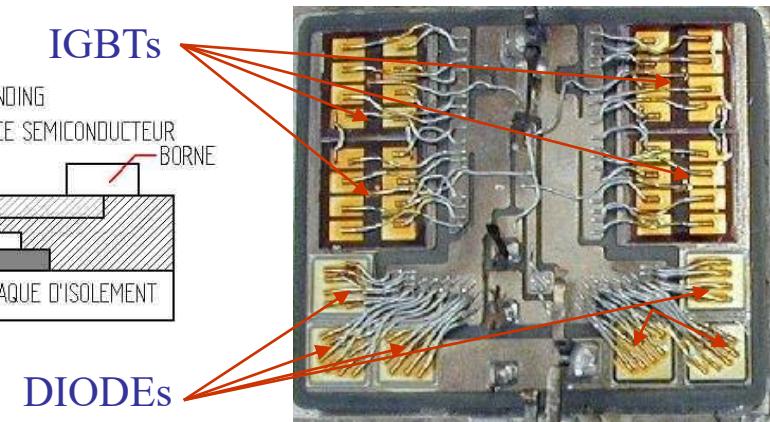


1500-2000 V nominal 3300V max
1200 A nominal - 2400 A maximum

Génération actuelle :Module IGBT

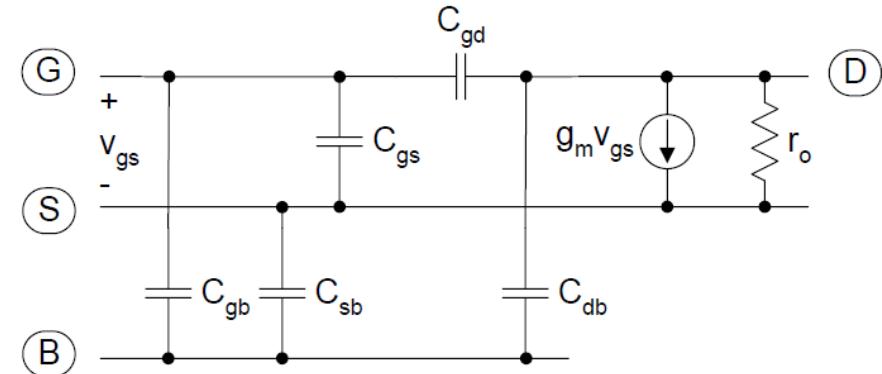
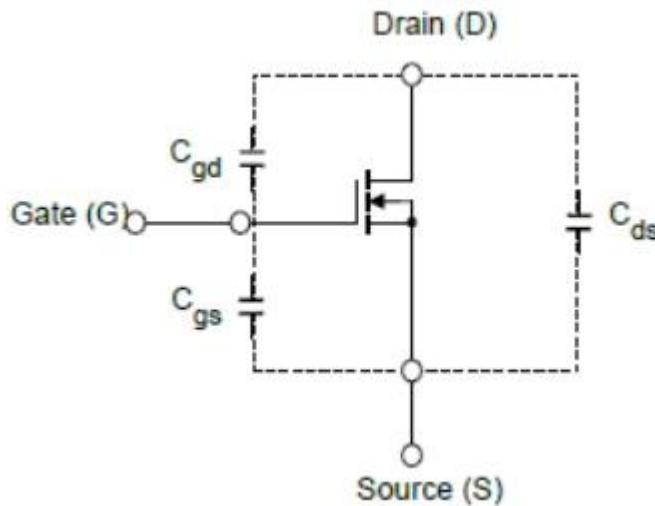


Substrat DBC avec puces



III. MOSFET

Récapitulatif des capacités parasites



Lorsque l'on fait apparaître le bulk on doit considérer les capacités liées au substrat

Les capacités C_{iss} (d'entrée), C_{rss} (de réaction drain-grille), C_{oss} (de sortie)

C_{iss} : Capacité d'entrée avec sortie en court-circuit dynamique, $C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$

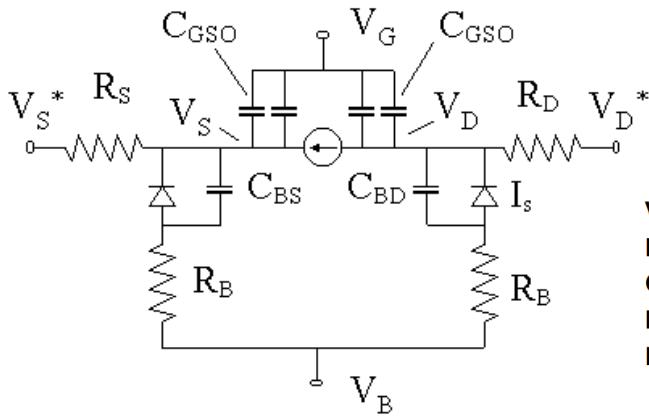
C_{oss} : Capacité de sortie avec entrée en court-circuit dynamique, $C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$

C_{rss} : Capacité de transfert grille-drain, $C_{rss} = C_{gd}$

Input capacitance	C_{iss}	$V_{DS} = 40 \text{ V}, V_{GS} = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$	-	4150	-	pF
Output capacitance	C_{oss}		-	470	-	
Reverse transfer capacitance	C_{rss}		-	19	-	

III. MOSFET

Modèle général du MOSFET



VTO- Threshold voltage (V)
KP- Transconductance parameter (A/V²)
GAMMA- Bulk threshold parameter (V^{1/2})
PHI- Surface potential (V)
LAMBDA- Channel length modulation parameter (V⁻¹)

SPICE variable	Equation
TOX	$TOX = t_{ox}$
KP	$KP = \mu C_{ox}$
VTO	$VTO = V_{FB} + 2\phi_F + \frac{\sqrt{2\epsilon q N_a (2\phi_F)}}{C_{OX}}$
GAMMA	$GAMMA = \gamma = \frac{\sqrt{2\epsilon q N_a}}{C_{OX}}$
NSUB	$NSUB = N_d \text{ or } N_a$
U0	$U0 = \mu$
LAMBDA	$LAMBDA = \lambda$
VMAX	$VMAX = v_{sat}$

Equations for Idrain: LEVEL=1

For: $V_{ds} \geq 0$ (normal mode)
 and: $V_{gs}-V_{to} < 0$ (cutoff region)

$$Idrain = 0$$

and: $V_{ds} < V_{gs}-V_{to}$ (linear region)

$$Idrain = (W/L) \cdot (KP/2) \cdot (1 + LAMBDA \cdot V_{ds}) \cdot V_{ds} \cdot (2 \cdot (V_{gs}-V_{to}) - V_{ds})$$

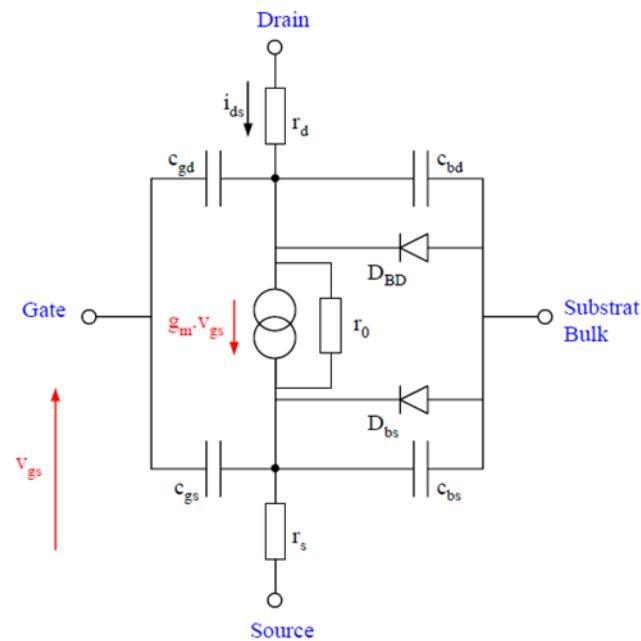
and: $0 \leq V_{gs}-V_{to} \leq V_{ds}$ (saturation region)

$$Idrain = (W/L) \cdot (KP/2) \cdot (1 + LAMBDA \cdot V_{ds}) \cdot (V_{gs}-V_{to})^2$$

where $V_{to} = VTO + GAMMA \cdot ((PHI-V_{bs})^{1/2} \cdot PHI^{1/2})$

For: $V_{ds} < 0$ (inverted mode)

Switch the source and drain in equations (above).



Légère variation de la tension de seuil en fonction de la tension appliquée

$$V_{TH} = V_{TO} + GAMMA \left(\sqrt{2 \cdot PHI - V_{BS}} - \sqrt{2 \cdot PHI} \right)$$

Prise en compte de l'effet du canal court

$$(1 + LAMBDA \cdot V_{DS})$$