UNIVERSITÉ BORDEAUX 1
Sciences Technologies

DEPARTEMENT E.E.A

Electronique – Electrotechnique - Automatique

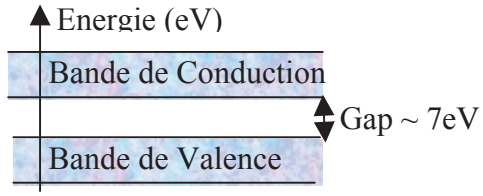
www.creea.u-bordeaux.fr

Physique et technologie des composants de puissance

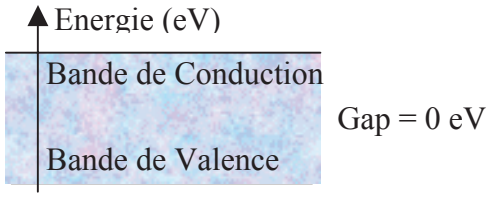
Luc LASNE, université de Bordeaux 1 lasne@creea.u-bordeaux.fr 08 / 10 / 2003

I) Semi-conducteurs naturels et dopés

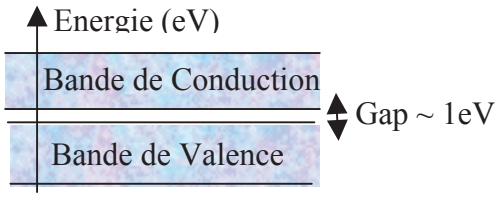
On appelle semi-conducteur un matériau électriquement intermédiaire entre isolant et conducteur. En effet, les valeurs usuelles de la conductivité (σ) des isolants sont comprises entre 1.e-11 et 1.e-19 S/cm et celles des conducteurs entre 6.e7 et 1.e4 S/cm. Il existe pourtant des corps qui ont une résistivité intermédiaire comprise entre 1.e3 et 1.e-6 S/cm, on les appelle des **semi-conducteurs**. On sait qu'au sein des structures cristallines de la matière, les électrons ont des énergies distinctes qui appartiennent à certains ensembles de valeurs appelées **bandes d'énergies**. Les bandes de faible énergie correspondent à des électrons participant au maintien de la structure cristalline, ce sont les électrons dits de **Valence**. Les bandes de hautes énergies correspondent à des électrons quasi "libres" de se détacher de la structure et qui par conséquent peuvent participer à une **conduction** électrique. On distingue isolants et conducteurs par la différence d'énergie qu'il existe entre ces bandes, appelée le "**gap**" (le fossé).



Bandes d'énergies pour un isolant
1.e-19 < ρ < 1.e-11 S/cm



Bandes d'énergies pour un conducteur
1.e4 < ρ < 6.e7 Ω.cm



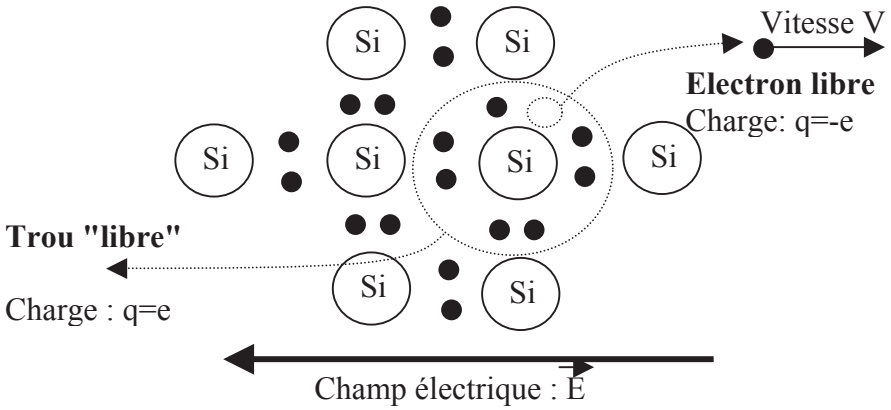
Bandes d'énergies pour un semi-conducteur
1.e-6 < ρ < 1.e3 Ω.cm

- Dans les isolants, la bande de conduction est habituellement vide, le fait d'apporter assez d'énergie pour y faire passer des porteurs en masse s'appelle le "**claquage**" et c'est un phénomène généralement destructif.
- Dans les conducteurs, la conductivité diminue avec la température puisque l'agitation thermique pénalise le mouvement organisé des porteurs libres.
- Dans les semi-conducteurs, le gap assez faible permet à des porteurs de passer dans la bande de conduction simplement grâce à leur énergie d'agitation thermique, ainsi le semi-conducteur "intrinsèque" en tant que mauvais conducteur ou mauvais isolant a lui une conductivité qui augmente avec la température…

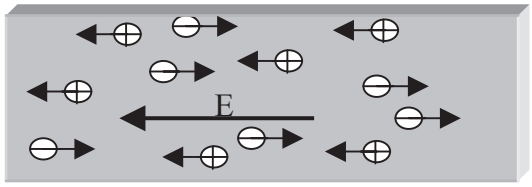
Les matériaux semi-conducteurs naturels, dits "intrinsèques", sont : le **Silicium (Si)** et le **Germanium (Ge).**

I – 1) Conduction dans les semi conducteurs intrinsèques

Dans un semi-conducteur intrinsèque, quand un électron est muni d'une énergie suffisante à l'extraire de la structure cristalline, il devient un "**porteur libre**" qui peut être mis en mouvement en présence d'un champ électrique. Il laisse ainsi derrière lui un ion représentant une charge positive que l'on appelle un "**trou**". Si un électron voisin se libère et vient se recombiner avec le trou, il laisse derrière lui une nouvelle charge positive. On peut ainsi considérer que le trou s'est déplacé par combinaisons d'électrons.
La structure cristalline du Silicium pur est la suivante :



Ainsi, dans la matière, le courant généré par le champ électrique sera la somme du courant d'électrons et du courant de trous.



p : trous
n : électrons

$$\mathbf{J = J_p + J_n}$$

L' aptitude à la conduction électrique est chiffrée par la conductivité σ du matériau qui est l'inverse de la résistivité ($\sigma = 1/\rho$) et qui relie la densité de courant J au champ électrique E.

$$\mathbf{J=\sigma.E}$$

Or, pour chaque type de porteurs : J=q.n.V
où V est la vitesse moyenne des porteurs, n la densité des porteurs libres.
V est lié au champ électrique par un coefficient appelé la mobilité.

$$\mathbf{V=\mu.E}$$

Donc : J=q.n.μ.E pour chaque type de porteurs.
Dans le cas d'une conduction dite "bipolaire", c'est à dire avec deux types de charges (électrons et trous) et avec n et p les concentrations respectives en porteurs libres :

$$\mathbf{J=(\mu_n.n + \mu_p.p).e.E}$$
et
$$\mathbf{\sigma = (\mu_n.n + \mu_p.p).e}$$

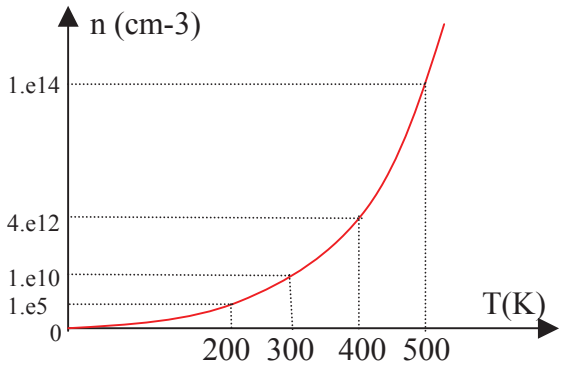
Si le semi-conducteur est extrêmement pur, n = p.

La conductivité du silicium intrinsèque est donc liée essentiellement au nombre de porteurs libres qui lui varie avec la température.

La loi de variation de n est : $n^2 = A.T^3.\exp(-\frac{Eg}{k.T})$

où :
Eg est la hauteur du gap = 1.1eV
K est la constante de Boltzmann (8.62.E-5 eV)
T est la température en Kelvin

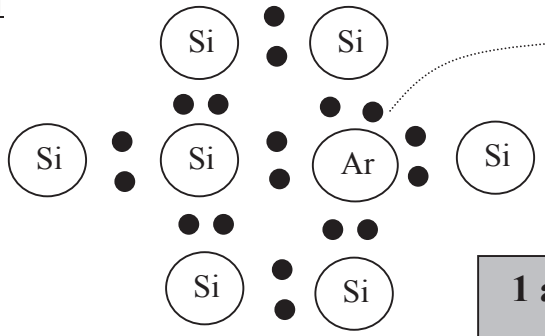
On représente l'évolution de la concentration des porteurs libres en fonction de la température sur la courbe ci-contre :



I – 2) Conduction dans les semi conducteurs extrinsèques ou "dopés"

Pour palier la forte dépendance à la température des semi conducteurs intrinsèques, on peut "**doper**" ceux-ci, c'est à dire insérer dans la structure cristalline des atomes ayant soit 3 soit 5 électrons de valence. Il y aura donc respectivement autant de trous et d'électrons libres que d'atomes apportés, et ce quelque soit la température. On peut ainsi fixer la concentration en porteurs libres c'est à dire la conductivité. Si on dope avec des atomes "donneurs" d'électrons on parle de **dopage de type N**, si on dope avec des atomes accepteurs d'électrons on parle de **dopage de type P.**

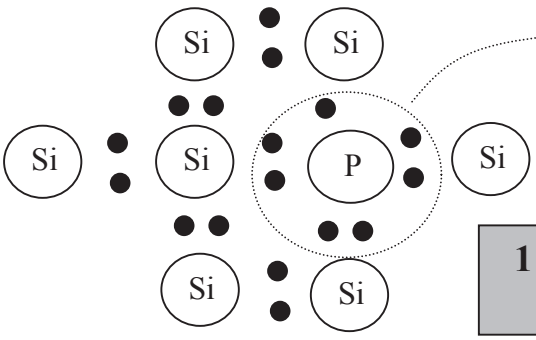
- Dopage de type N



Electron libre = 5ème électron de valence de l'atome d'arsenic.
Aucun trou n'est créé.

1 atome dopant = 1 charge N
quelque soit la température

- Dopage de type P

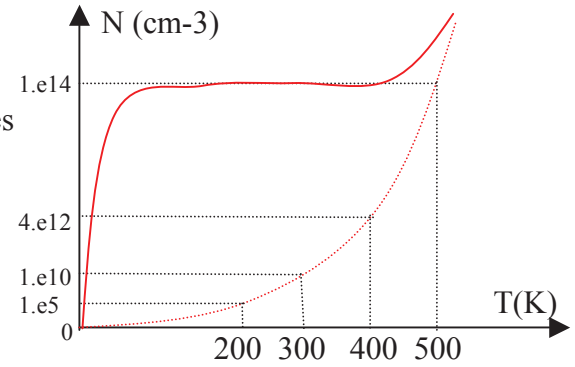


Trou libre = carence d'un électron de valence de l'atome de phosphore.

1 atome dopant = 1 charge P
quelque soit la température

Ainsi, en dopant à une concentration donnée, on impose une conductivité donnée jusqu'à une certaine température.

Exemple d'un dopage de type N à une concentration N=1.E14 cm-3, en pointillé l'évolution de la concentration des porteurs libres "intrinsèques" dus à l'agitation thermique.



Ainsi, pour chaque cas de dopage, on distinguera les porteurs dits "**majoritaires**" c'est à dire apportés par le dopage et les porteurs "**minoritaires**" c'est à dire du à la température uniquement.

DOPAGE de type P : Trous majoritaires électrons minoritaires

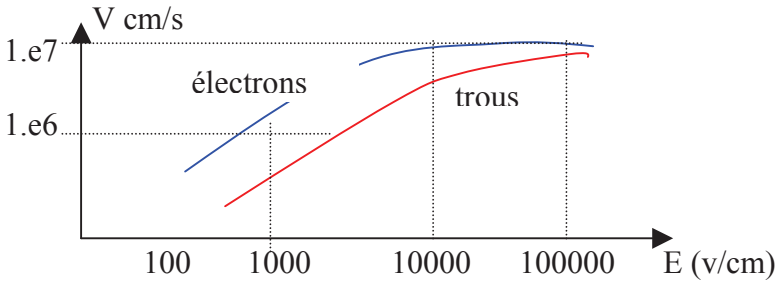
Conductivité fixée : $\sigma \approx \mu_p.P.e$ avec P=cte

DOPAGE de type N : Electrons majoritaires trous minoritaires

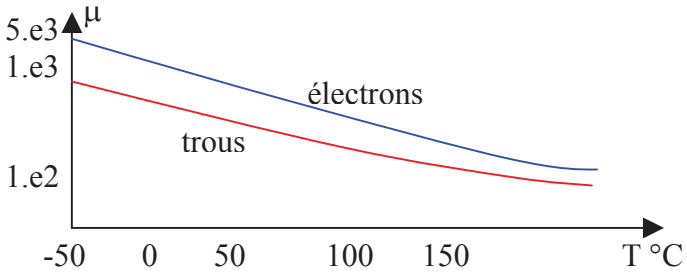
Conductivité fixée : $\sigma \approx \mu_n.N.e$ avec N=cte

Pour finir, les figures suivantes montrent l'influence du champ électrique et de la température sur la vitesse moyenne des porteurs, c'est à dire l'évolution de la mobilité.

La vitesse moyenne des porteurs sature à partir de 10000V/cm, c'est à dire que μ diminue fortement



La température affecte la mobilité puisque les collisions désordonnées à la dérive moyenne des porteurs dans la matière.



Pour résumer :

La conductivité croît avec la concentration N ou P et diminue avec la température et avec le champ électrique à partir de 10000V/cm

NB : On remarquera que la mobilité des électrons est toujours supérieure à celle des trous.

I – 3) Conductivité et utilisation en fonction du dopage

Ordres de grandeurs des dopages :

- **1.e13 atomes dopants par cm3 : Faible injection, faible conductivité**
  vocabulaire : Semi-conducteur de type **P+ ou N+**

- **1.e19 atomes dopants par cm3 : Forte injection, forte conductivité**
  vocabulaire : Semi-conducteur de type **P- ou N-**

- **entre deux : dopage moyen**
  vocabulaire : Semi-conducteur de type P ou N

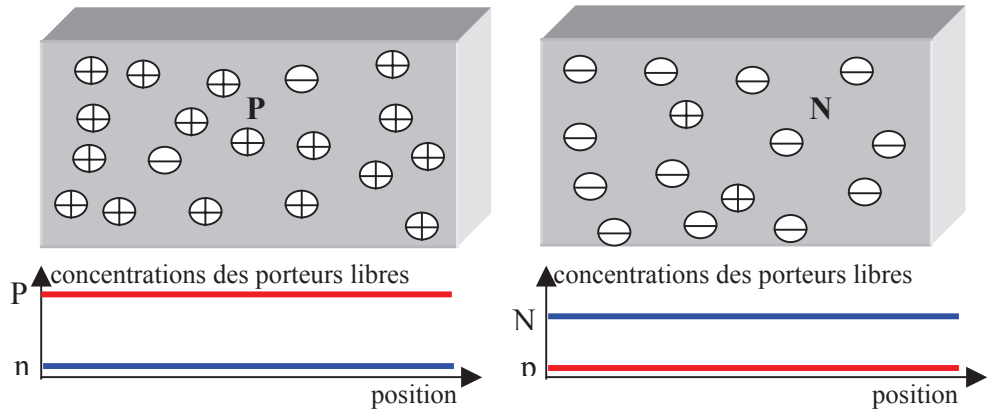
Utilisation des semi-conducteurs dopés:
On utilise les divers semi-conducteurs dopés au sein de structures de type jonction PN ou de canal P entouré de N et inversement.

Une couche faiblement dopée sert à "tenir" une certaine tension maximale, c'est à dire à répartir le champ électrique au sein du semi-conducteur de façon à ne pas atteindre des fortes valeurs locales en dépit d'une tension extérieure importante. On se sert aussi de semi conducteur de type P- ou N- pour privilégier la conduction par diffusion (voir plus tard)

Une couche fortement dopée sert à réaliser une bonne "injection", c'est à dire un apport de porteurs majoritaires.

II La jonction PN et les composants bipôlaires

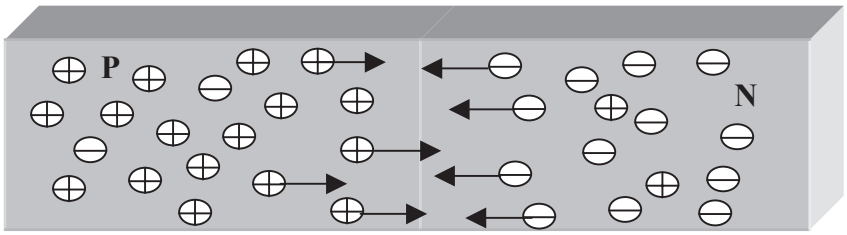
La jonction PN est la base de la structure des diodes et des transistors, on sait qu'elle ne permet le passage du courant que dans un sens, cependant son fonctionnement n'est pas limité à cela et mérite une attention toute particulière. D'autre part, une compréhension qualitative des mécanismes mis en jeu dans une jonction PN suffit à dégager les principales caractéristiques et les principales contraintes directement applicables pour les composants de puissance.
Regardons ce qui se passe progressivement quand on forme une jonction PN



TYPE P
porteurs majoritaires : trous
porteurs minoritaires : électrons

TYPE N
porteurs majoritaires : électrons
porteurs minoritaires : trous

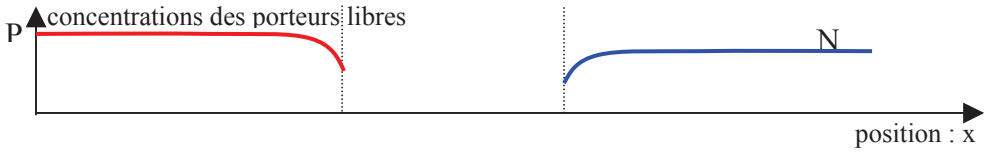
- **1ère Phase : collage des deux substrats**



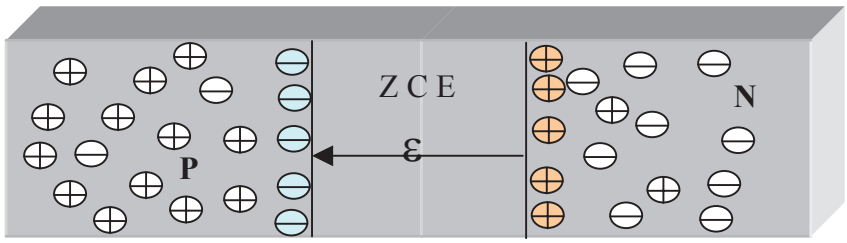
Les porteurs libres de part et d'autre de la jonction vont se recombiner, puisque des électrons libres majoritaires sont mis en présence de trous libres majoritaires. Les charges se déplacent par diffusion naturelle.

- **2ère Phase : formation de la zone de charge d'espace (ZCE)**

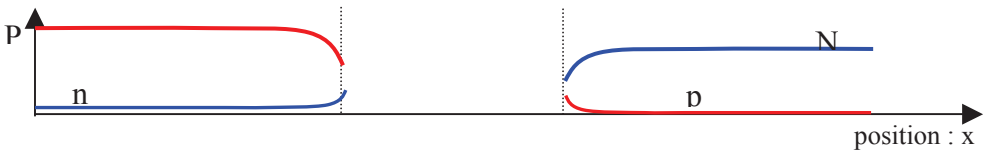
La recombinaison massive autour de la jonction fait apparaître une zone électriquement neutre appelée Zone de Charge d'Espace (ZCE)



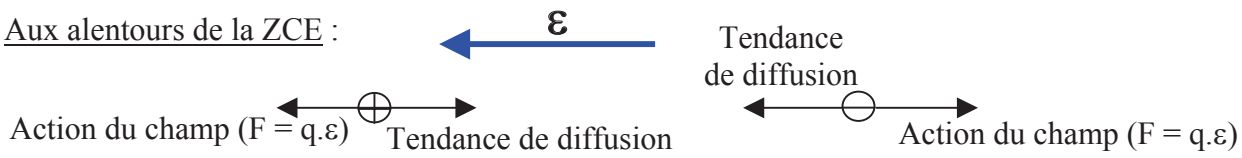
- **3ère Phase : Le champ électrique de la ZCE, jonction stabilisée**



Les charges fixe laissées par le départ des porteurs libres voisins de la ZCE provoquent une polarisation électrique de la ZCE, c'est à dire un champ électrique interne ε.



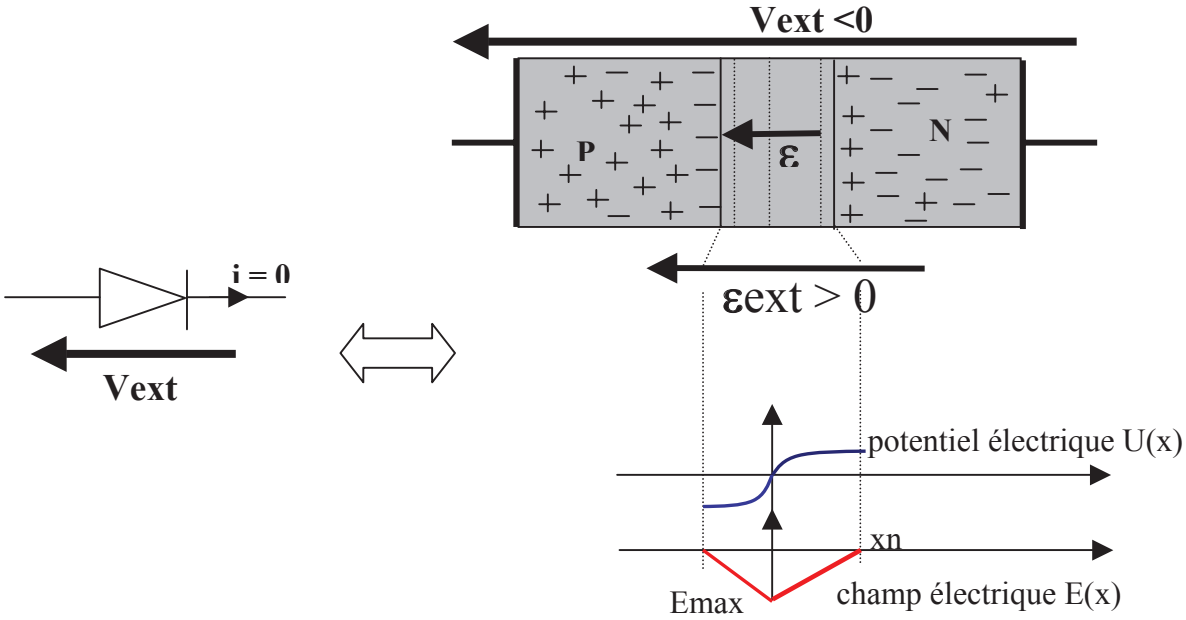
A ce stade de l'évolution de la jonction, Le déplacement par diffusion des charges s'oppose à l'action du champ électrique ε.



L'équilibre de la jonction est atteint quand l'action du champ est rigoureusemement égale à celle de la diffusion naturelle, c'est à dire que le courant de diffusion = le courant dit de saturation (celui créé par le champ).
Le champ interne de la jonction va donc à l'encontre de la circulation des porteurs et donc du courant électrique. Pour imposer un courant, il faudra vaincre le champ interne.

II – 1) Polarisation inverse et tenue en tension inverse

Considérons une jonction PN à l'équilibre, avec substrat P de concentration P, substrat N de concentration N.
P > N (c'est le cas classique) exemple : P=1.e18 cm-3 N=1.e13 cm-3
Polarisons la avec tension extérieure Vext<0

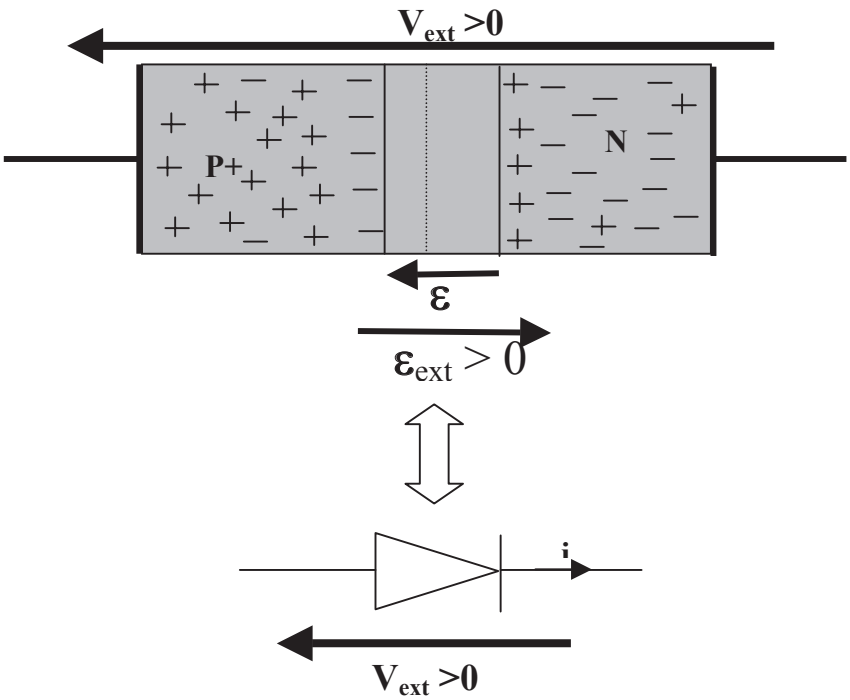


Sous une tension négative, le champ externe s'ajoute au champ interne, la ZCE va donc **s'étendre** jusqu'à un nouvel équilibre diffusion – champ électrique. Ce phénomène va à l'encontre d'un passage de courant : On dit que la **diode est bloquée**.

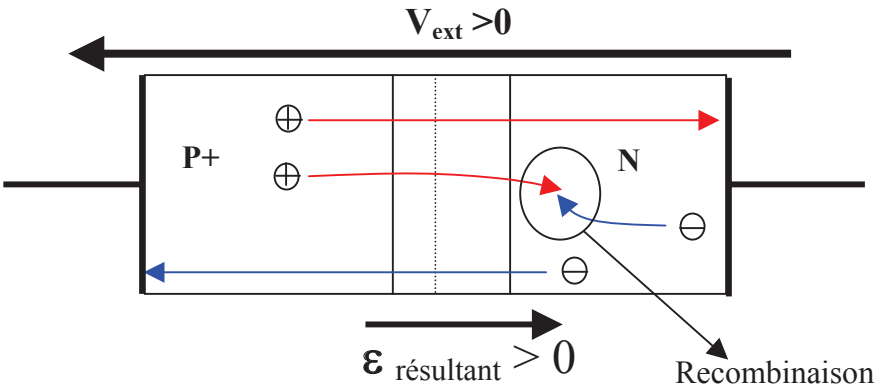
- Plus la ZCE s'étend, plus le champ électrique maximal au sein de la jonction sera important. On montre que E_{max} = -xn.e.N/ε, ce champ sera donc d'autant plus grand que la concentration N sera grande. Si ce champ dépasse environ 20KV/mm, l'énergie des porteurs accélérés devient suffisante pour briser les liaisons covalentes et générer de nouvelles paires électron-trou, on appelle ce phénomène l'**avalanche**. Augmenter **la tenue en tension inverse** d'une jonction revient à abaisser le champ maximum et donc à **doper faiblement**. C'est le rôle de la partie N- dopée à 1.e13cm-3.

II -2) Polarisation directe, conduction par champ et par diffusion

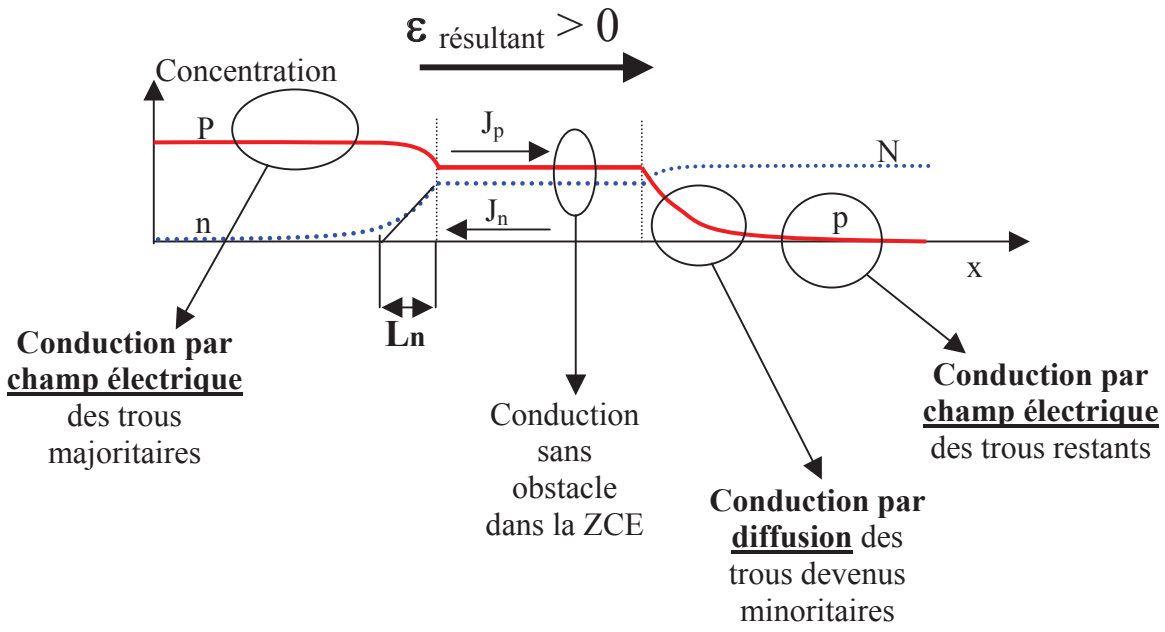
Avec une tension extérieure $V_{ext}>0$, on crée un champ électrique dans la jonction qui est **opposé** au champ propre ε. La résultante des champs sera positive si $\varepsilon_{ext} > \varepsilon$ (c'est le seuil de la diode). Ainsi, un courant de trous et d'électrons va pouvoir circuler.



Cependant, le phénomène de conduction qui conduit au courant i est loin d'être aussi simple que dans le cas d'un conducteur classique, en effet, après avoir franchi la zone de charge d'espace, les porteurs arrivent en masse **en tant que porteurs minoritaires** dans une zone où **ils pourront se recombiner**.
Il faut donc comptabiliser pour chaque type de porteur, ceux qui vont se recombiner et ceux qui arriveront jusqu'à l'électrode opposée.



On peut comptabiliser ces phénomènes en regardant l'évolution des concentrations le long de la jonction pendant la conduction.
On détaille sur la figure suivante les types de conduction pour les trous uniquement, il en serait de même pour les électrons.

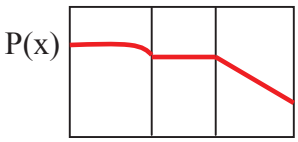


Comme $J_p(x) = N_p(x).e.Vp$ et $J_n(x) = -N_n(x).e.V_n$, le courant i sera égal à :
$i = J.S = (J_p + J_n).S = cte$ pour **V_{ext}=cte** et **T=cte**

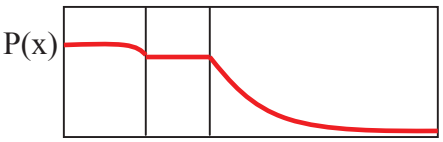
- La conduction par champ électrique est la conduction classique qui implique une **chute de tension** à l'état passant et donc une perte par effet joule.

- La conduction par diffusion est une conduction naturelle **qui ne nécessite pas de champ électrique** et donc non dissipative et **sans chute de tension** à l'état passant. Elle fait apparaître une donnée importante : **la longueur de diffusion** des porteurs : L.
  (L = √(D.τ) où D est le coefficient de diffusion et τ la durée de vie des porteurs.)

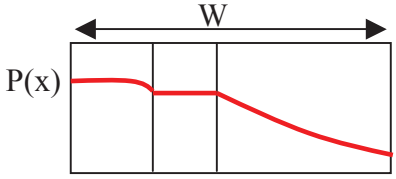
Ainsi, pour profiter de la diffusion, on est tenté de construire des diodes "courtes" où la moitié de la conduction se fera par diffusion, mais cela impliquera malheureusement une mauvaise tenue en tension.



diode "**courte**", W << L_n, très peu de chute de tension à l'état passant, mauvaise tenue en tension inverse



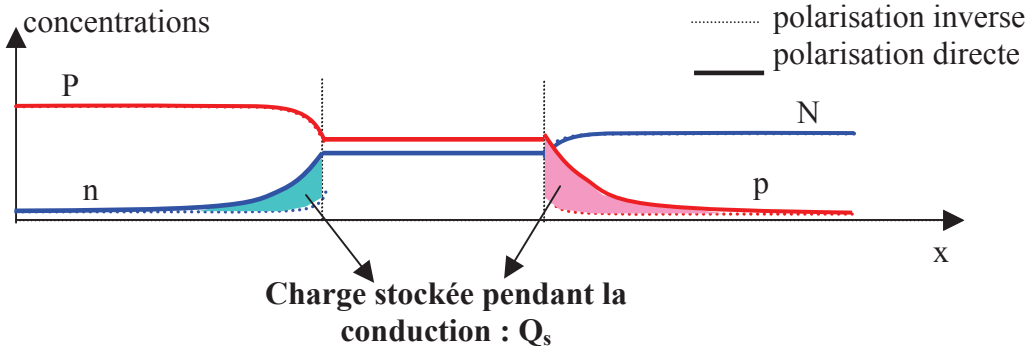
diode "**longue**", W >> L_n, grande chute de tension à l'état passant, bonne tenue en tension inverse



diode intermédiaire, W ≈ L_n

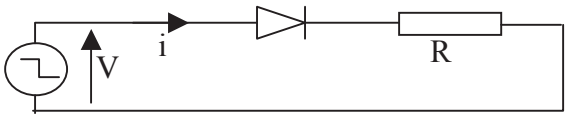
II -3) Recouvrement inverse

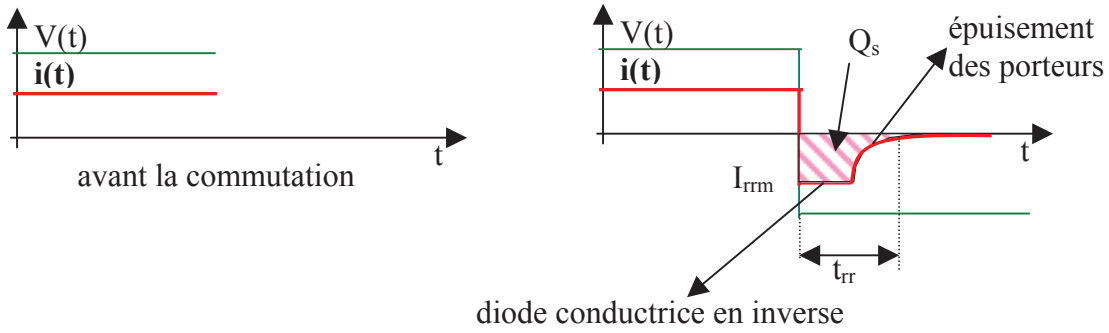
Si on superpose les concentrations à l'état passant et à l'état bloqué sur un même graphe, la différence majeure se situe sur la concentration en minoritaires de part et d'autres de la ZCE.



On constate en effet la présence d'une concentration supplémentaire des minoritaires entre la zone de charge d'espace et la fin de la diffusion. Cette répartition représente une charge, qui n'existe pas en état de bloquage de la jonction, ainsi, lors de l'inversion du champ électrique (si on repasse en tension de polarisation négative), ces charges vont disparaître sous la forme d'un **courant négatif** jusqu'à épuisement des **porteurs en excès**. On appelle ce phénomène le **recouvrement inverse de la diode**. C'est un phénomène très important en commutation et donc en électronique de puissance.

Il suffit, pour en comprendre les conséquences, d'observer de près une commutation de la diode ci-dessous dans un environnement très simple:





- Le recouvrement inverse sera d'autant plus **court** (t_{rr} petit) que le courant inverse sera fort (I_{rrm} grand), ce qui peut être un énorme inconvénient pour le circuit. D'autre part, le temps de recombinaison des porteurs est lié à leur durée de vie (τ), il sera d'autant plus court que **τ sera petit**.

On peut donc maintenant recenser les caractéristiques d'une diode permettant de répondre aux exigences de l'électronique de puissance.

II -4) Le dilemme du composant bipolaire de puissance

Contraintes principales de l'électronique de puissance :

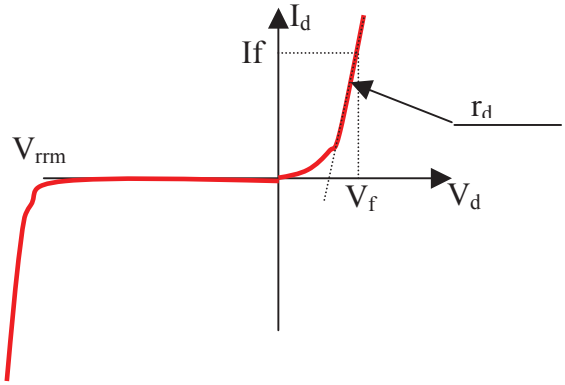
- Forte tenue en tension inverse
- Faible chute de tension à l'état passant
- Grande rapidité d'établissement et d'interruption des tensions et courants
- Faible recouvrement inverse.

Pour avoir une forte tenue en tension inverse, on va **faiblement doper** un des deux substrats (le **N**), ainsi, la ZCE va s'étendre plus du côté N.
Pour garantir une faible chute de tension à l'état passant, c'est à dire profiter de la diffusion, on va imposer une **longueur de diffusion grande** devant l'épaisseur de la portion N, L_n>W implique $\tau > W^2/D_n$.
Ainsi, la **charge stockée** pendant la conduction sera d'autant plus **grande**, d'où un **recouvrement inverse important**. Ce recouvrement représente un temps de recouvrement inverse trr important qui impose une **limite en fréquence** d'utilisation incompatible avec la contrainte de rapidité de la diode.

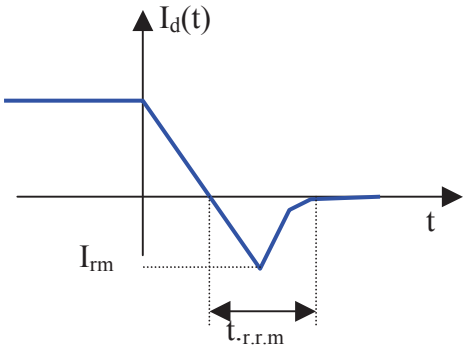
Les différents paramètres de la diode vont en sens inverse les uns des autres par rapport aux contraintes de l'électronique de puissance. C'est ce qu'on peut appeler **le dilemme du composant bipolaire.**

II -5) Conclusion

Finalement, on peut résumer les **paramètres importants** d'une diode en électronique de puissance avec la caractéristique statique et la forme d'onde de commutation.



La caractéristique statique donne :
I_f : courant direct efficace
V_f : chute en tension à l'état passant
V_{rrm} : tension max inverse
rd : résistance à l'état passant



La caractéristique en bloquage donne :
t_{rrm} : le temps de recouvrement inverse sous un certain courant de recouvrement **I_{rm}**
Ceci constitue un exemple et un ordre de grandeur à prendre avec précautions

III L'effet transistor

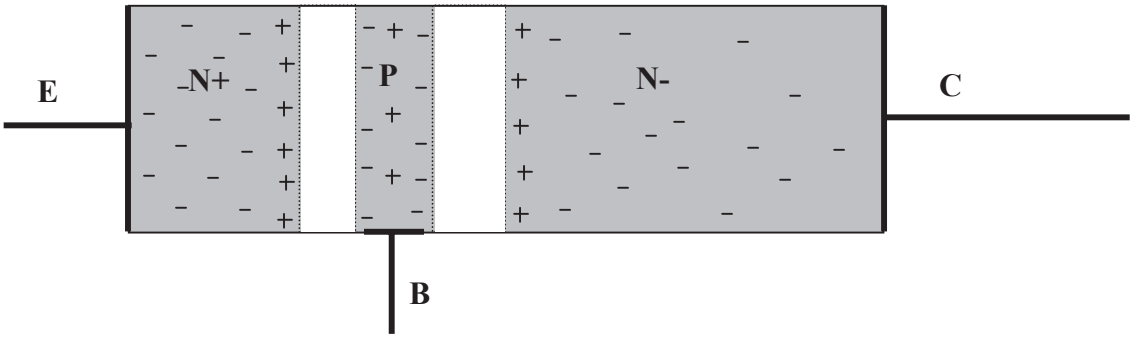
Le transistor bipolaire fonctionne sur un principe découvert en 1947, cette ancienneté rime en électronique de puissance avec un côté un peu dépassé, cependant, il est nécessaire d'en connaître les caractéristiques pour certains montages de faible puissance et pour pouvoir évaluer les avantages des MOS et des IGBT que l'on verra plus tard, de plus, le transistor bipolaire sert beaucoup à élaborer des modèles de composants plus évolués. Intéressons nous tout d'abord au principe de base.

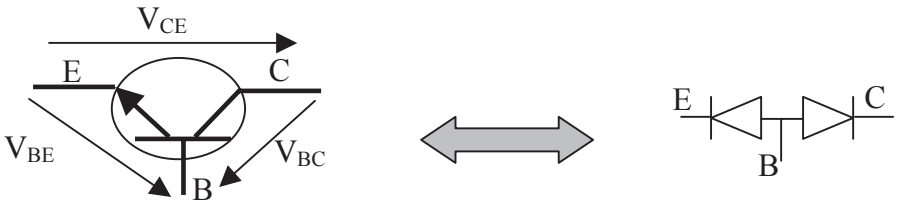
Le transistor bipolaire est formé de trois couches de semi-conducteurs dopés.

- l'**émetteur** : fortement dopé (environ 1.e19 atomes cm-3), son rôle est de réaliser "l'injection" massive de porteurs majoritaires.
- la **base** : fine couche faiblement dopée, son rôle est de transmettre ou de stopper les porteurs majoritaires venant de l'émetteur et allant vers le collecteur.
- le **collecteur** : couche épaisse faiblement dopée, son rôle est de recevoir les porteurs majoritaires et d'assurer une bonne tenue en tension inverse.

En fonction de la nature des porteurs majoritaires choisie, on distinguera les transistor appelés NPN et PNP.
En électronique de puissance, nous allons nous intéresser uniquement à l'état bloqué et à l'état saturé du transistor.

Etudions le cas d'un transistor NPN.
Sa structure ressemble au schéma ci dessous sur lequel on fait apparaître les zones de charge d'espace correspondant aux jonctions BE et BC.

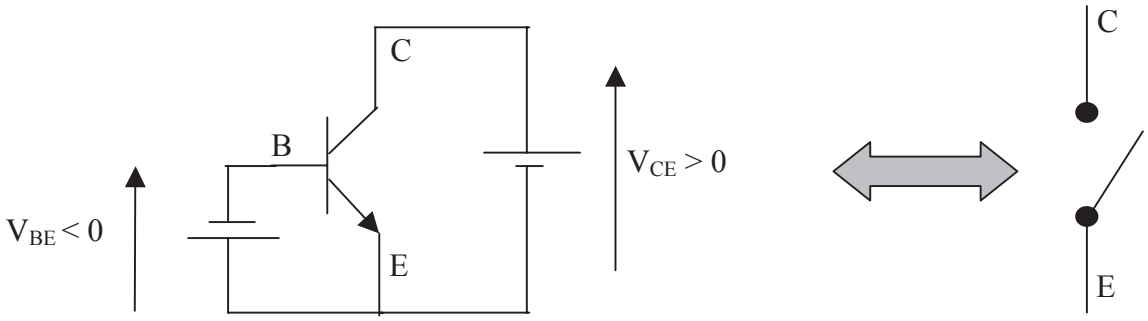




Les deux jonctions réunies pour former une succession N – P – N sont équivalentes à deux diodes comme l'illustre le schéma équivalent ci-dessus, à la différence que la base extrêmement fine, ne permet cette approximation que dans le régime bloqué.

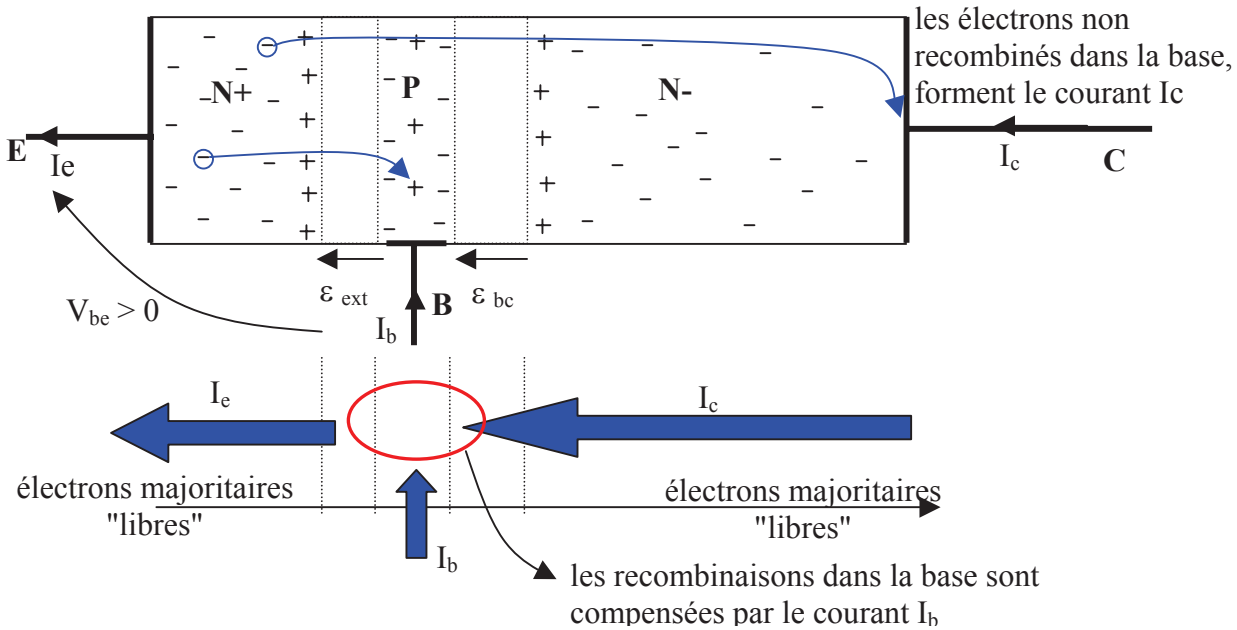
III -1) Etat bloqué

Si $V_{BE} < 0$ et $V_{CE} > 0$, alors les deux jonctions sont polarisées en inverse, ainsi, les ZCE s'étendent d'autant plus que les tensions augmentent et le transistor ne permettra le passage d'aucun courant.
Le transistor sera équivalent à un **interrupteur ouvert**. La tenue en tension sera assurée principalement par la zone faiblement dopée, tout comme dans une diode.



III -2) Etat passant

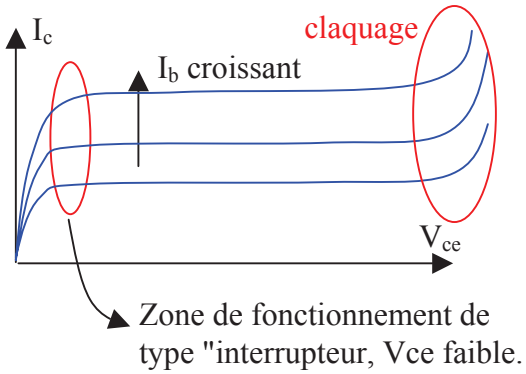
Si $V_{BE}>0$ et $V_{CE}>0$, alors la jonction BE sera passante, c'est à dire que le champ résultant εbe va projeter les porteurs de l'émetteur vers la base.
Sachant que **la base est volontairement très courte devant la longueur de diffusion** des porteurs minoritaires (électrons), très peu de recombinaisons vont se produire, ainsi, les porteurs vont arriver en majorité au niveau de la ZCE de la jonction BC.
A ce niveau, le champ résultant εbc, qui est la somme du champs interne et du champ extérieur, va les projeter dans la zone N- où ils retrouvent leur statut de majoritaire, c'est à dire de porteurs libres. Tout ceci s'appelle **l'effet transistor**.



Les quelques recombinaisons qui vont se produire dans la base vont appeler un courant I_b nécessaire à la neutralité électrique. Ainsi, $\mathbf{I_e = I_c + I_b}$.

On appelle α le rendement de la conduction, c'est à dire $\boldsymbol{\alpha = I_c/I_e}$
Et on fait apparaître le gain du transistor : $\boldsymbol{\beta = I_c/I_b}$ on montre que $\beta = \alpha/(1-\alpha)$
On retrouve ici la capacité d'amplification en courant du transistor bipôlaire.
On relève ci-dessous les caractéristiques de sortie du transistor paramétrées par I_b:

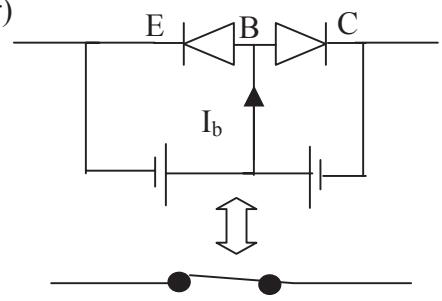
Les caractéristiques $I_c=f(V_{ce})$ montrent qu'à I_b fixé, I_c est pratiquement constant quelle que soit la valeur de V_{ce}, et ce jusqu'à un phénomène de claquage. En réalité, I_c croit légèrement à cause de l'effet "Early", c'est à dire à la diminution de la largeur de base due à l'expansion des ZCE pour un fort V_{CE}. Ceci a pour conséquence d'augmenter le rendement et donc I_c.



Par ailleurs, il est souhaitable
pour assurer un fonctionnement
en mode "**interrupteur**" de placer le transistor dans une zone où $\boldsymbol{V_{ce}}$ **est le plus faible possible**.
En réalité, pour que V_{ce} soit le plus faible possible, il faut que $V_{be} \approx V_{seuil} \approx V_{bc}$, c'est à dire que les deux jonctions soient passantes, ainsi $V_{ce} = V_{cb} + V_{be} \approx 0V$. Cet état s'appelle la **saturation du transistor**

III -3) Etat saturé

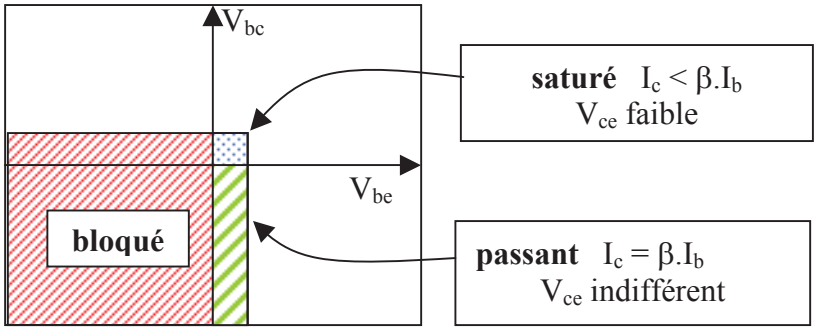
Pour que les deux jonctions soient passantes, il faut que $V_{be} > 0$ et $V_{bc} > 0$, en conduction , on aura $V_{be} \approx V_{bc} \approx V_{seuil}$ et donc $V_{ce} \approx 0$.
(En réalité, $V_{ce}=R_{eq}.I_c$ où R_{eq} est la résistance du collecteur)
Ceci revient à polariser les deux jonctions comme suit :



Dans cette configuration, le courant I_b sera supérieur à I_c/β, en effet, pour un V_{ce} faible, on voit sur les caractéristiques que $I_c<\beta.I_b$.

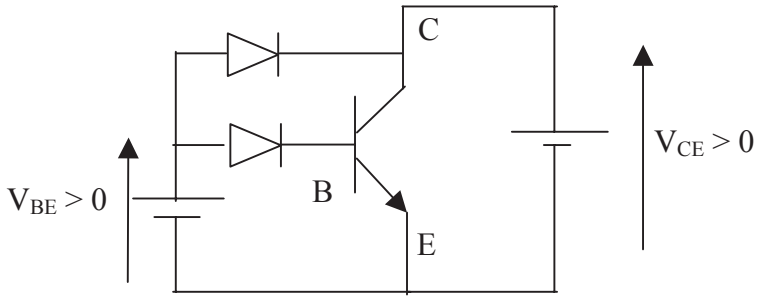
On déduit alors qu'un fonctionnement en interrupteur fermé du transistor bipolaire implique une **forte consommation en courant de base**, c'est à dire un **faible gain** $\boldsymbol{\beta}$ effectif.

<u>On résume sur le tableau suivant les divers modes de fonctionnement du transistor bipolaire</u> :



III -4) évacuation des porteurs et limite en fréquence, la quasi-saturation

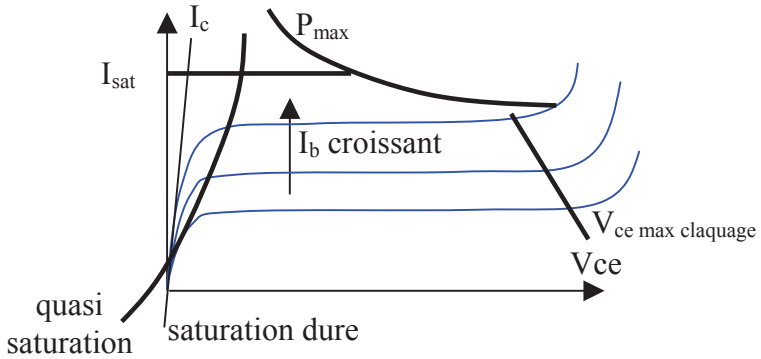
Lors du passage à l'état bloqué du transistor, les porteurs minoritaires stockés dans la base doivent disparaître. ainsi, le courant **ne va pas cesser immédiatement** et pendant ce temps, c'est la jonction CB seule qui supportera la tension inverse. Comme tous les composants bipolaires, le transistor va souffrir des exigences de la restructuration de la ZCE et de l'évacuation des porteurs en excès.
De plus, en fonctionnement **saturé – bloqué**, le courant de base très fort va accentuer la charge stockée dans la base et donc le temps d'évacuation des porteurs en excès. On dit que cet état augmente le temps de commutation, cela revient à parler d'une limite en fréquence pénalisante.
Ainsi, on utilise très souvent le transistor bipolaire en quasi-saturation, c'est à dire $\mathbf{V_{cb} \approx 0}$.
On réalise cette condition avec un **circuit d'anti-saturation**.



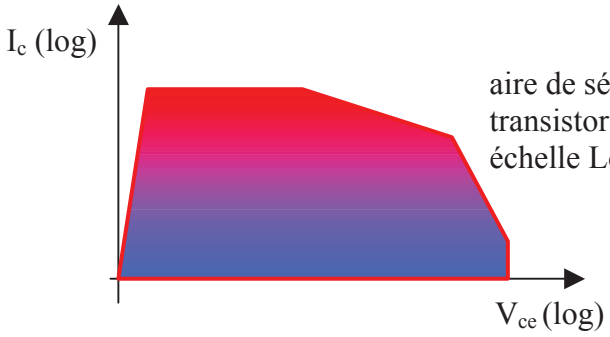
Si les diodes conduisent, leurs tensions à l'état passants s'annulent et $V_{cb} \approx 0$.

III -5) Conclusion

Tout comme pour la diode, on peut visualiser les différents paramètres importants du transistor bipolaire grâce aux limites de ses caractéristiques statiques :



On construit ainsi une **aire de sécurité statique** dont le transistor ne peut sortir qu'exceptionnellement de manière impulsionnelle.



aire de sécurité statique du transistor bipolaire en échelle Log - Log

IV L'effet de champ

L'effet de champ désigne la possibilité de contrôler une conduction par porteurs majoritaires dans un semi-conducteur dopé par l'influence d'un champ extérieur. Deux principes fondamentaux matérialisent cette possibilité :

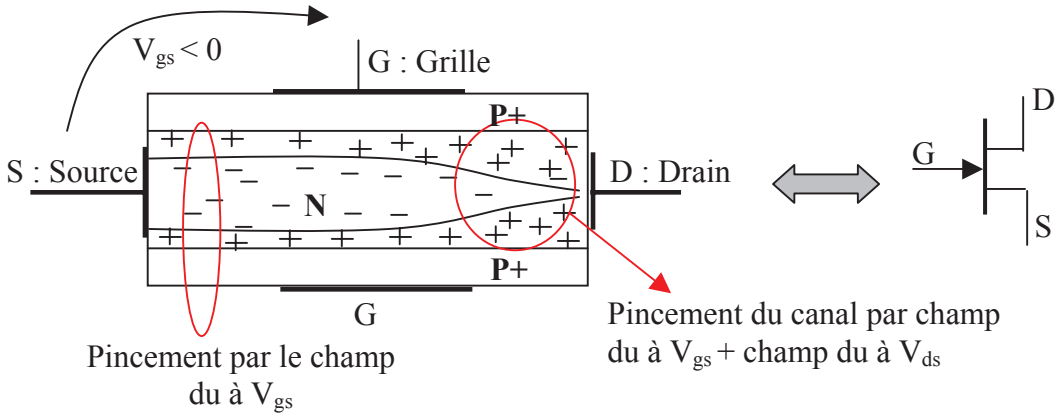
1. Le pincement d'un canal conducteur par un effet de champ, c'est le principe de fonctionnement des **JFET** (Jonction Field Effect Trnasistor).
2. La création d'un canal ionisé par effet de champ dans un semi-conducteur, c'est le principe du **MOSFET** (Métal Oxyde Semi-conductor …)

Le principe du JFET ne sera que survolé pour se focaliser sur celui du MOSFET qui représente actuellement un standard d'utilisation en petites et moyennes puissances et dont découle le principe de l'IGBT.

L'avantage majeur de ces structures est que le contrôle de la conduction se fait avec **un très faible courant de commande**.

IV -1) Le JFET (Jonction Field Effect Transistor)

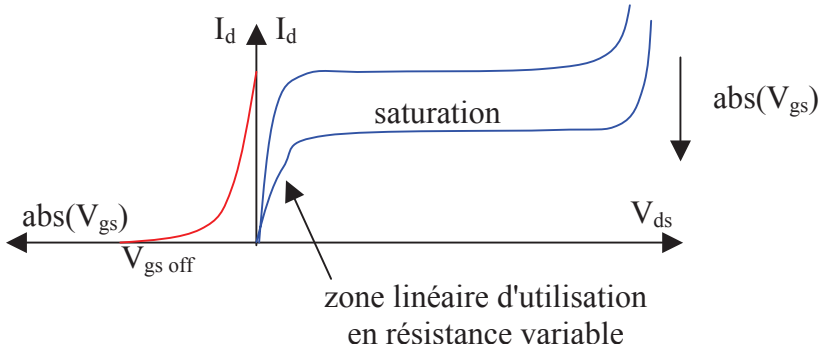
Dans les JFET, le champ est produit par deux jonctions PN polarisées en inverse.



Quand $V_{gs}<0$ augmente (en valeur absolue), les jonctions étendent leurs zones de charge d'espace d'autant plus profondément dans le substrat N, limitant ainsi l'épaisseur du canal conducteur et donc le courant maximum. Ce phénomène est à discerner du pincement naturel du canal (visible sur le dessin) du à l'évolution interne du champ électrique lorsque la jonction est sous forte polarisation, cependant, ce pincement là, à son maximum, correspondra au courant de saturation.

Il est à noter que le JFET peut **conduire** le courant indifféremment **dans les deux sens**.

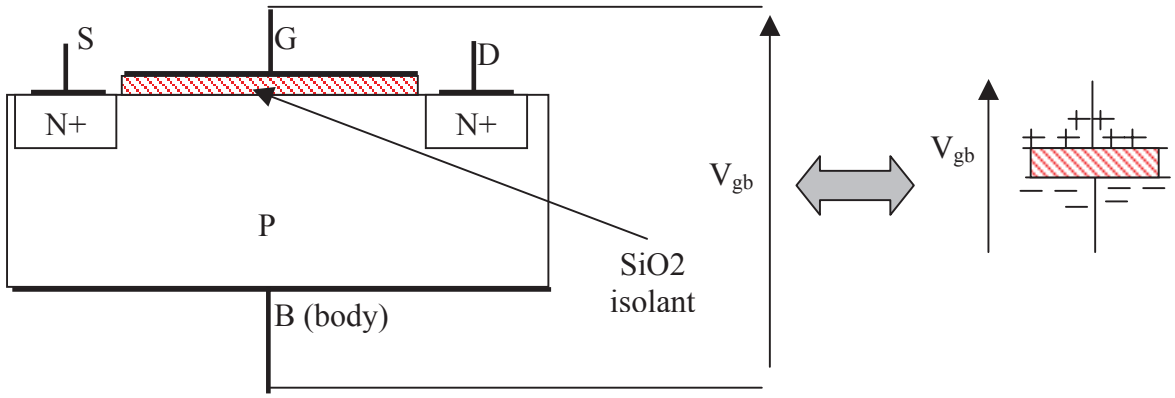
On peut résumer son fonctionnement par ses caractéristiques statiques :



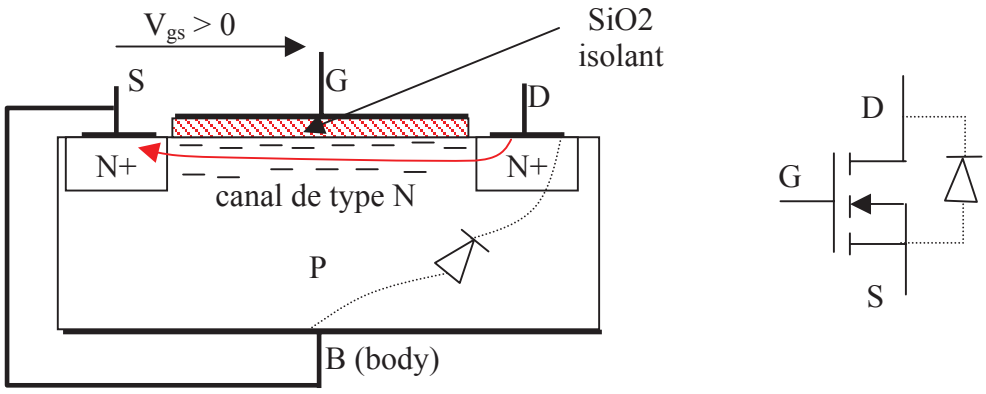
Cependant, le JFET est très peu utilisé en électronique de puissance, contrairement au MOSFET développé ci-après.

IV – 2) Le MOSFET (Métal Oxyde Semi-conductor FET)

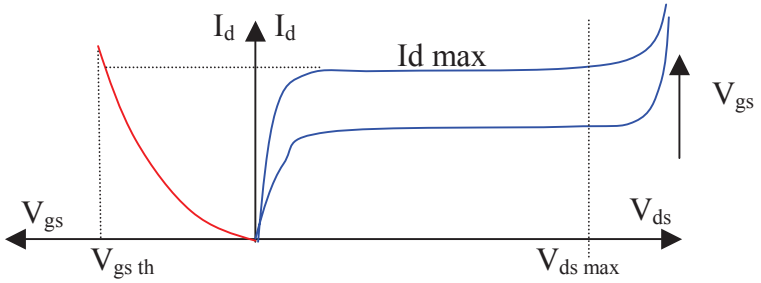
Le principe du MOS est de forcer un canal de semi-conducteur dopé de type P (par exemple), à devenir localement de type N et ce grâce à un champ qui va attirer les porteurs minoritaires et repousser les majoritaires.
On illustre tout d'abord ce principe sur la coupe du **MOS latéral** qui est utilisé en tant que transistor signal.



Si on impose $V_{gb}>0$, le transistor va se comporter vu de la grille comme **un condensateur**, chargé, on verra donc apparaître des électrons sous l'isolant de la grille.
D'autre part, habituellement, on **relie le substrat** (body) à la **source**, ainsi la tension de commande devient V_{gs} et non plus V_{gb} qui faisait un composant à quatre pattes.
Le MOS polarisé par $V_{gs}>0$ est représenté sur la figure suivante :

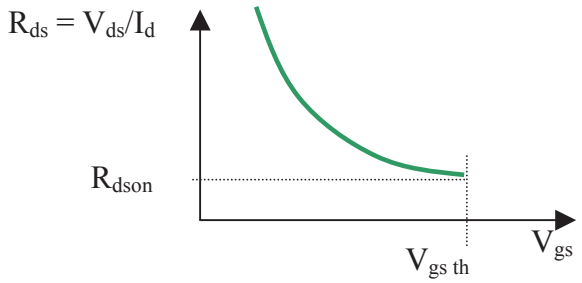


Le fait de relier la source et le substrat impose la présence d'une **diode équivalente** en anti-parallèlle sur le transistor, comme l'illustre le schéma en coupe, cependant, on ne la fait habituellement pas apparaître sur le symbole.
On pourra résumer le fonctionnement du MOS par ses caractéristiques statiques.

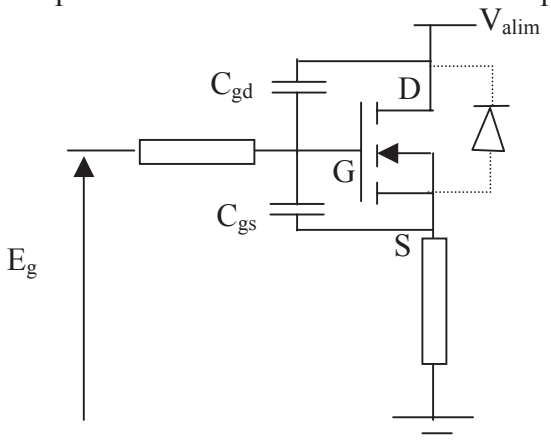


Il est important de noter que la conduction dans le MOS se fait uniquement par porteurs majoritaires dans un seul type de substrat, ainsi le MOS **ne bénéficie pas de conduction par diffusion**, son seul type de conduction est par **champ électrique** et donc responsable d'une **chute de tensio**n à l'état passant matérialisée par une résistance à l'état passant **Rdson.**
On représente sur le graphique suivant l'évolution de Rds=Vds/Id en fonction de Vgs

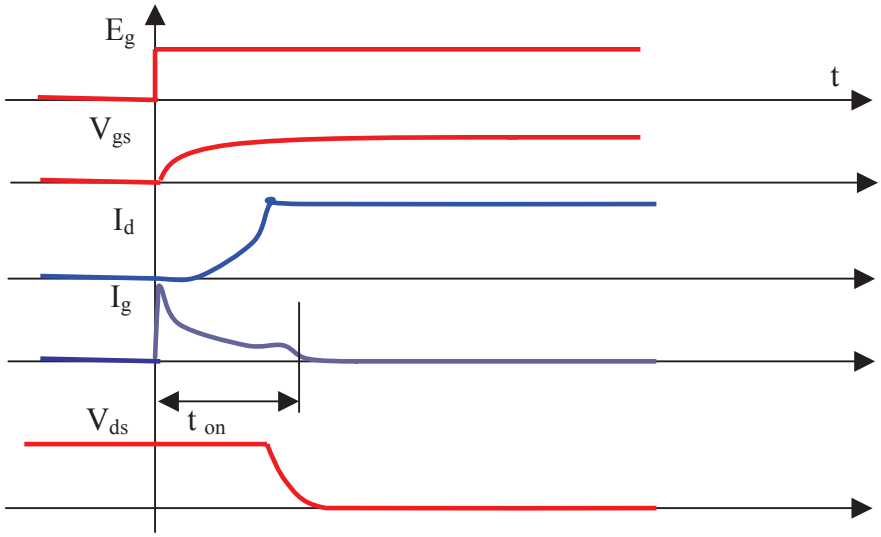
La résistance R_{dson} sera la valeur minimale de la résistance R_{ds} correspondant donc au passage du courant maximum.



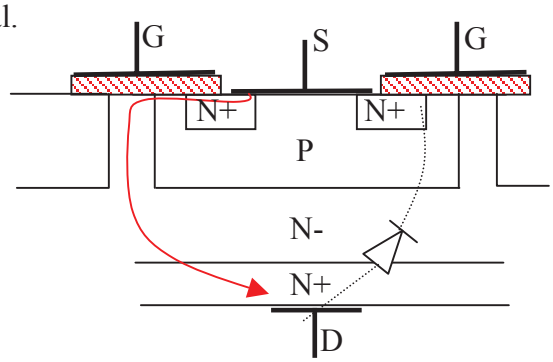
La stratégie de **commande** du MOS va être de **charger le condensateur** équivalent de grille avec un courant impulsionnel de manière à créer le canal conducteur le plus vite possible.
Ainsi, si on s'intéresse à une commutation, il va falloir tenir compte de la manière de charger ce condensateur, c'est à dire de la résistance de charge de la grille.
Observons ce qui se passe en commutation dans le cas simple suivant :



Pour un échelon de E_g, on observe en regardant $V_{gs}(t)$ la charge de la capacité équivalente $C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$.



La structure représentée plus haut dite "MOS horizontal" n'est pas celle utilisée en électronique de puissance où on préfère celle dite "**MOS vertical**" qu'on représente sur la figure ci-dessous un cellule de MOS vertical.



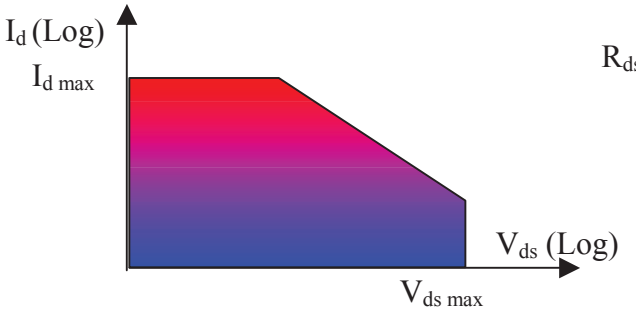
On a représenté le trajet du courant pour plus de compréhension, on remarquera que cela ne change en rien la présence de la diode de structure.

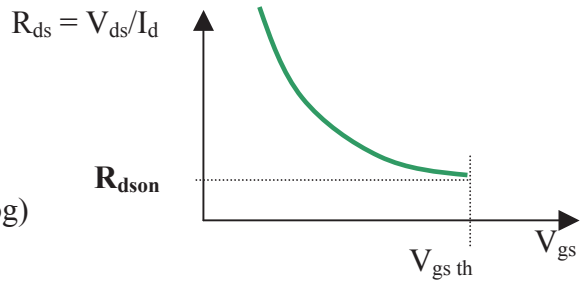
Cette technologie permet de réaliser par masquage une **structure multicellulaire** performante dont des variantes "géométriques" sont les célèbres VMOS et HEXMOS.

IV –3) Conclusion

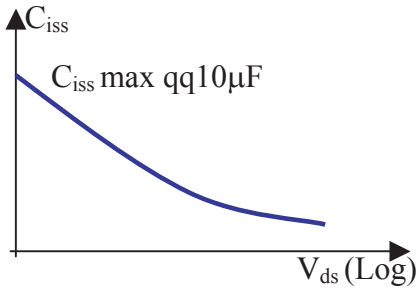
On visualisera les différents paramètres importants d'un transistor MOS à partir de ses caractéristiques statiques résumées par **l'aire de sécurité** et le $\mathbf{R_{dson}}$, ses caractéristiques dynamiques, elles, sont déterminables à partir de la connaissance de la **capacité de grille**.

L'aire de sécurité définit l'ensemble des valeurs statiques en échelle Log-Log.
L'évolution de R_{ds} donne notamment la valeur de $\mathbf{R_{dson}}$, qui déterminera **la chute de tension à l'état passant,** largement supérieure à celle d'un transistor bipolaire.





Le comportement dynamique va dépendre de la **résistance de grille** amenée par l'utilisateur et de la capacité de grille, voilà pourquoi le constructeur donne l'évolution de la capacité $\mathbf{C_{iss}} = C_{gd} + C_{gs}$ qu'il va falloir charger et décharger à chaque cycle de commutation. Le comportement dynamique dépendra donc totalement de la stratégie de commande.



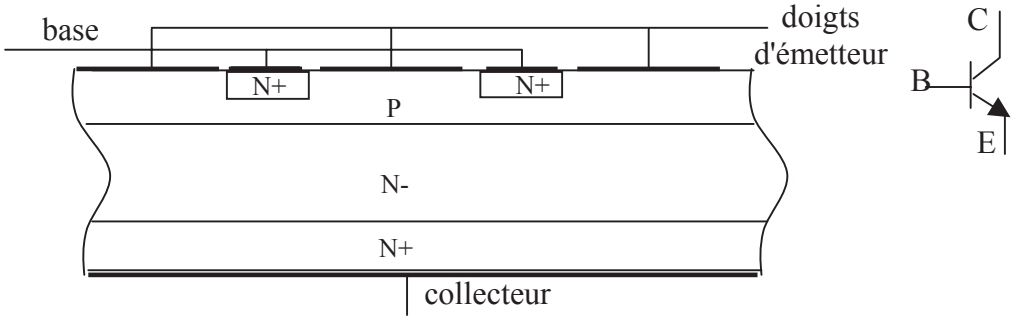
Le MOS n'a pas de temps de stockage comme le transistor bipolaire, les seuls temps de retard seront les temps de charge et de décharge de la capacité équivalente C_{iss}.
Les temps de commutation des MOS sont généralement bien meilleurs que ceux des transistors bipolaires sous réserve de charger rapidement G_{iss}, et donc d'amener des pics de courant importants.

V) Un peu de technologie des composants de puissance

V – 1) Le transistor bipolaire de puissance, le Darlington

Le transistor bipolaire a du s'adapter aux exigences de l'électronique de puissance (petits temps de montée, faible courant de commande) pour y faire sa place, cependant si des améliorations constantes sont intervenues, il lui reste **difficile de concurrencer le MOS** dans le domaine des faibles puissances essentiellement au niveau du prix. En effet, on recense aujourd'hui des bipolaires avec des temps de montée de quelques 10ns et une aire de sécurité carrée (maximale) mais dont le prix n'a rien à voir avec l'équivalent en MOS.

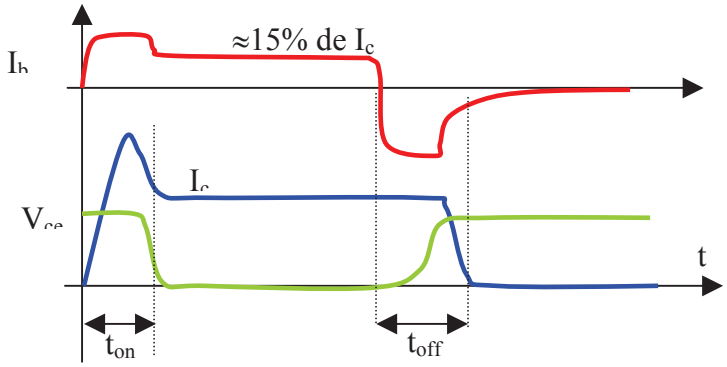
En ce qui concerne la **structure**, elle s'apparente aux coupes de semi-conducteurs actuels basés sur la mise en parallèle de cellules et la couche N- N+ permettant d'optimiser la tenue en tension.



Les catalogues de constructeurs permettent de situer la gamme proposée entre :

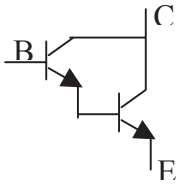
mini	V_{ce} : 50V	I_c : 2A
maxi	V_{ce} : 1000V	I_c : 10A

Le comportement en commutation du transistor bipolaire peut être résumé par l'observation du courant de base, du courant principal et de la tension Vce lors d'une période de découpage au sein d'une cellule de commutation (le pic de courant est du au recouvrement de la diode).



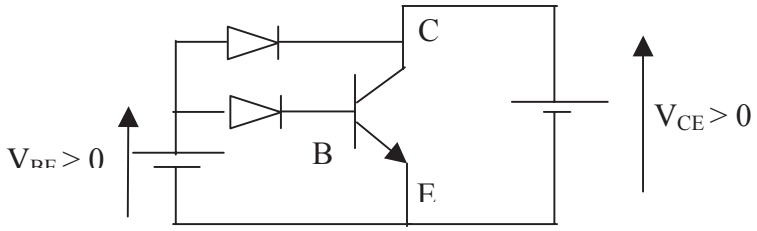
Pour les transistors bipolaires de puissance actuels, ton et toff varient entre 10 et 100ns, les transistors anciens étendent ces temps jusqu'à la microseconde.
Le problème majeur reste de diminuer le courant de Base nécessaire à la commutation d'un certain courant, pour cela, on utilise souvent le montage en **Darlington.**

Cette association, qui peut même être étendue à trois transistors, permet d'obtenir un gain (β) produit des gains de chaque transistor, et ainsi un



courant de base très faible, cependant le **blocage** du transistor est beaucoup **plus lent** puisque les charges des deux bases doivent être extraites. On relève des temps d'ouverture des Darlington de l'ordre de la microseconde. Ainsi, les Darlington sont souvent utilisés comme **interrupteurs de forte puissance relativement lents**.

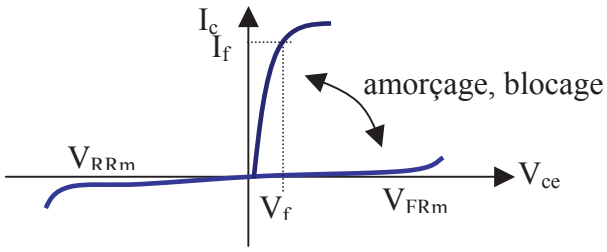
D'autre part on utilise très souvent le transistor bipolaire en quasi-saturation, c'est à dire avec $\mathbf{V_{cb} \approx 0}$.
On réalise cette condition avec un **circuit d'anti-saturation**.

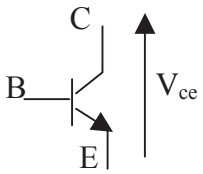


Si les diodes conduisent, leurs tensions à l'état passants s'annulent et $V_{cb} \approx 0$.

Par contre, avec un montage en Darlington, **on ne peut pas** quasi-saturer le transistor qui véhicule le courant principal avec cette méthode, ce qui implique une tension de saturation plus forte et donc une chute de tension à l'état passant plus grande.

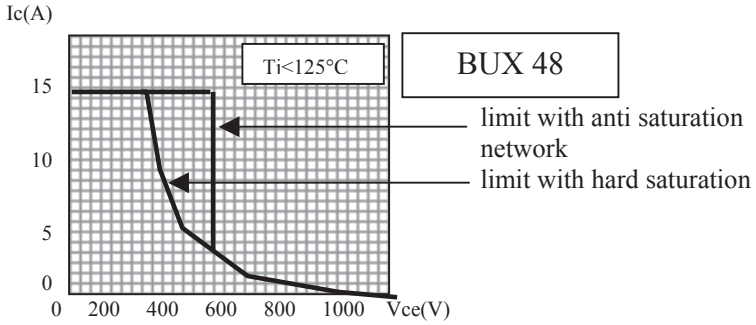
Finalement, on peut représenter la caractéristique de type "trois segments" du transistor bipolaire avec les contraintes statiques qui en résultent :





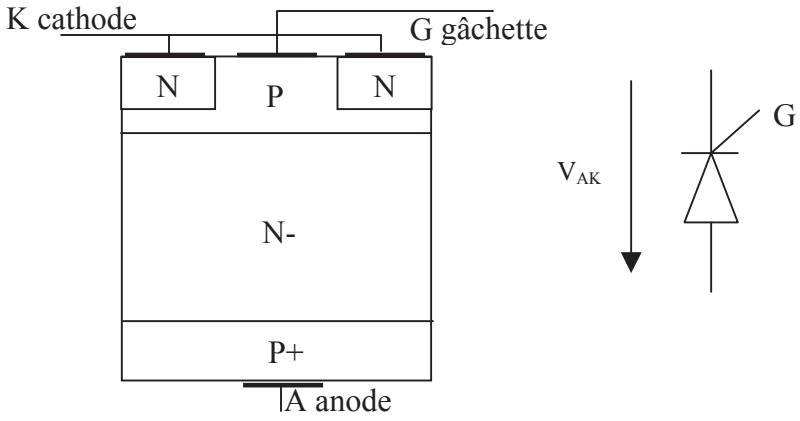
On trouvera des bipolaires de puissance capables de tenir 1000V en tension inverse, quand au courant principal admissible, il est possible de l'élever par la mise en parallèle (qui nécessite des transistors rigoureusement identiques).

Documentation :
Comme pour les autre composants, on trouvera les caractéristiques statiques, dynamiques et thermiques des transistors bipolaires dans les documents constructeurs. On notera tout particulièrement l'aire de sécurité en commutation dont on donne un exemple ci-dessous.

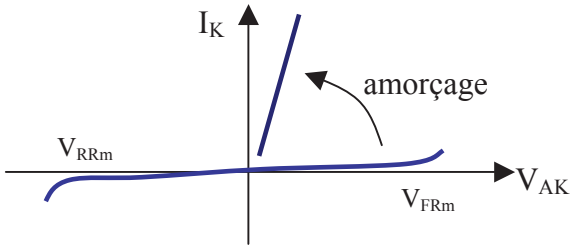


V – 2) Le thyristor aujourd'hui, le GTO

Le principe du thyristor est assez simple puisqu'il consiste à insérer dans une structure de diode une tranche de substrat P qui interdirait la conduction tant que la jonction PN locale qui en résulte ne serait pas passante.



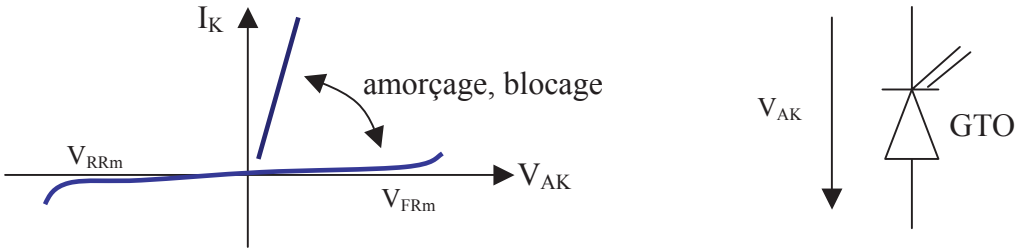
La caractéristique obtenue est le type même de l'interrupteur "3 segments" puisqu'il peut supporter des tension bidirectionnelles jusqu'à la mise en conduction sous tension positive :



C'est le plus ancien des semi-conducteurs de puissance, on relève des calibres allant jusqu'à 6KV de tenue en tension pour 5000A de courant passant, de plus, comme il est aisé d'en associer plusieurs en série ou en parallèle, la puissance commutable par thyristor est pratiquement infinie.

Le problème avec le thyristor est qu'une fois que le courant est établi, il **ne peut s'interrompre** par la gâchette, en somme, le thyristor n'est **commandable qu'à la fermeture**. On distingue alors trois possibilités :

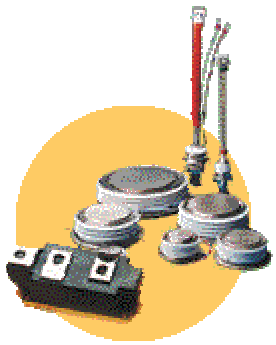
- Le thyristor fonctionne dans des montages où l'extinction du courant sera naturelle (redresseurs commandés PD3 par exemple).
- Le thyristor est associé à un circuit d'extinction (inductance, capacité et un autre thyristor).
- La structure doit être modifiée de telle sorte qu'on puisse **l'éteindre par la gâchette**, c'est le cas du **thyristor GTO** (gate turn off Thyristor).



On distinguera les thyristors pour applications de faible puissance dans des boîtiers plastique et les thyristors pour applications de forte puissance qui sont fournis en boîtiers pressés double-face.

TO220 Full Pak

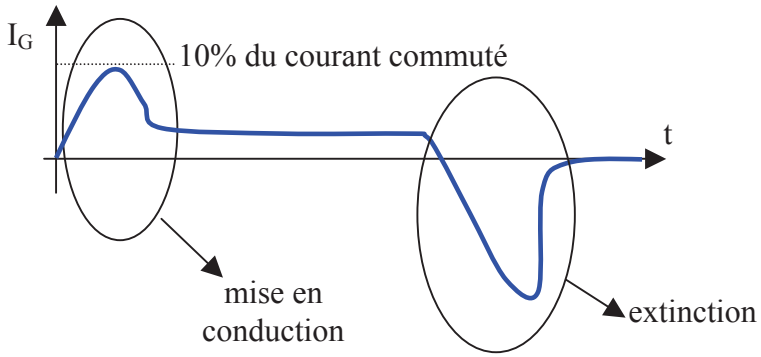
Thyristor de moyenne puissance
(800V, 10A)



Thyristors de forte puissance
(1KV, qq 100A)

En ce qui concerne les GTO, c'est en utilisant "l'interdigitation" de la gâchette qu'on arrive à bloquer le thyristor par une tension négative. Le principe consiste à répartir le contact de gâchette sur une large surface, cela permet une meilleure répartition de la densité de courant à l'amorçage et l'extraction de la charge nécessaire au blocage. La difficulté est de réaliser une interdigitation très fine qui requiert les compétences de l'industrie micro-électronique.

On peut résumer la **commande du GTO** par l'observation de son courant de gâchette :



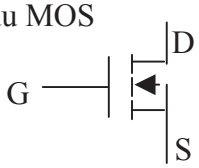
Documentation :
Comme pour les diodes, les documents du constructeur fournissent les calibres de tensions et de courants commutés par le thyristor, on relèvera bien sûr les paramètres liés au recouvrement de la charge stockée (I_{RRM}, t_{Rm}, fonction du di/dt, etc…). On notera cependant des spécifications sur les dv/dt et di/dt auxquels le GTO est très sensible.

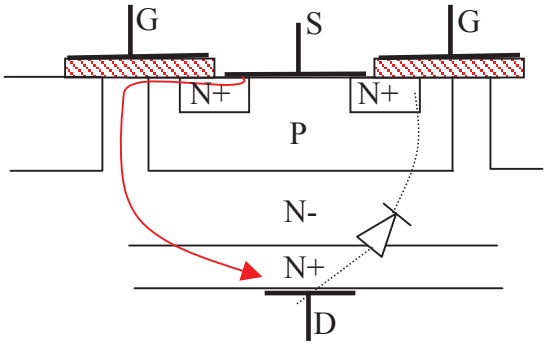
Conclusion : aujourd'hui, le GTO a supplanté le thyristor rapide dans les alimentations à commutation forcées mais pas dans les montages à commutation naturelle. Cependant les pertes occasionnées par les commutations forcées impliquent l'utilisation systématique de circuits d'aide à la commutation ou de commutation douce.

V – 3) Le transistor MOS de puissance

Comme c'est le cas dans les autres semi-conducteurs de puissance, la structure physique du MOS est verticale. La plupart des fabricants propose des technologies multicellulaires qui ne diffèrent que par la forme des cellules.

On rappelle sur la figure suivante la structure d'une cellule de **MOS vertical** , ainsi que le symbole du MOS à canal N:





Les principaux avantages du MOS de puissance sont :

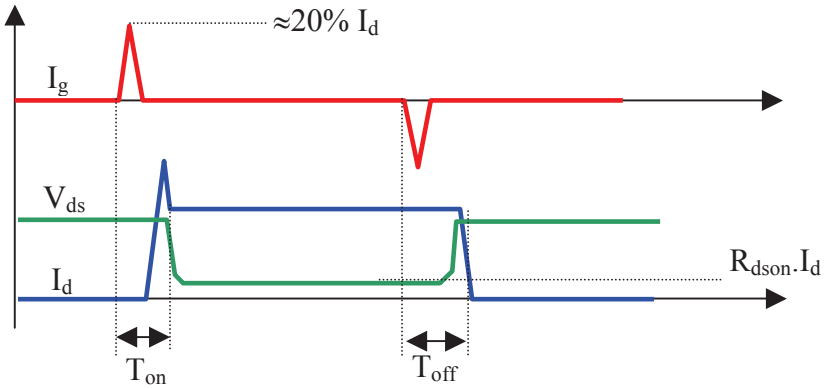
- Faible courant de grille (de commande)
- Temps de commutation faibles entre 10ns et 100ns (T_{on} et T_{off})
- Aire de sécurité carrée (maximale) (pas de second claquage)
- Pas de phénomène de stockage

En revanche, le MOS présente un **inconvénient majeur** qui est la résistance du canal à l'état passant (**R_{ds}**), ainsi pour tenir des hautes tensions inverses, l'épaisseur de Silicium faiblement dopé impose une chute de tension à l'état passant conséquente. De plus, la surface de Silicium nécessaire dans ces cas là amène un coût prohibitif devant celui de l'équivalent en transistor bipolaire. Ainsi, **au delà de 500V**, le MOS devient **plus coûteux que le bipolaire**.

Les catalogues de constructeurs proposent donc des MOS évoluant entre les deux extrêmes suivants :

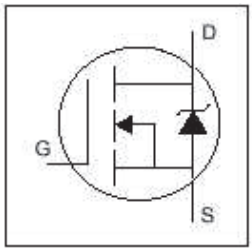
mini	V_{gs} :	20V	R_{dson} :	0.02Ω
maxi	V_{gs} :	1000V	R_{dson} :	2Ω

En ce qui concerne les formes d'ondes de commutation au sein d'une cellule de commutation avec diode de roue libre, les chronogrammes sont conformes aux courbes ci-dessous avec une commande rapide par pic de courant :



On donne ci-après la documentation constructeur (International Rectifier) d'un MOS de puissance 100V / 55A, R_{ds} = 0.026Ω.

- Logic-Level Gate Drive
- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



V_{DSS} = 100V

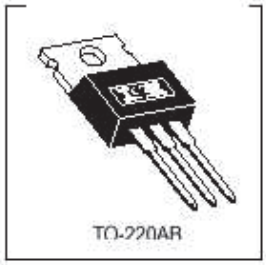
$R_{DS(on)}$ = 0.026Ω

I_D = 55A

Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



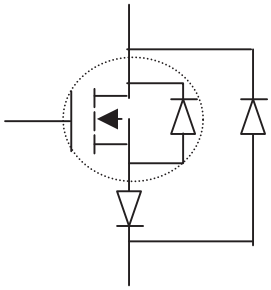
Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ T_C = 25°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	55	A
I_D @ T_C = 100°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	39	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	190	
P_D @T_C = 25°C	Power Dissipation	200	W
	Linear Derating Factor	1.3	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 16	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy②	520	mJ
I_{AR}	Avalanche Current①③	29	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy①	20	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.0	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to + 175	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 srew	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.75	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	°C/W
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	°C/W

Il ne faut pas oublier la **diode de structure** que l'on a intérêt à inhiber (à cause de ses déplorables performances en commutation) au profit d'une diode rapide en anti-parallèle conformément au montage suivant :



On notera également la donnée de l'énergie et du courant d'**avalanche**, correspondant à une tension directe trop élevée .

En ce qui concerne les autres données de la documentation constructeur, on relèvera la **caractéristique** $I_d = f(V_{ds})$.

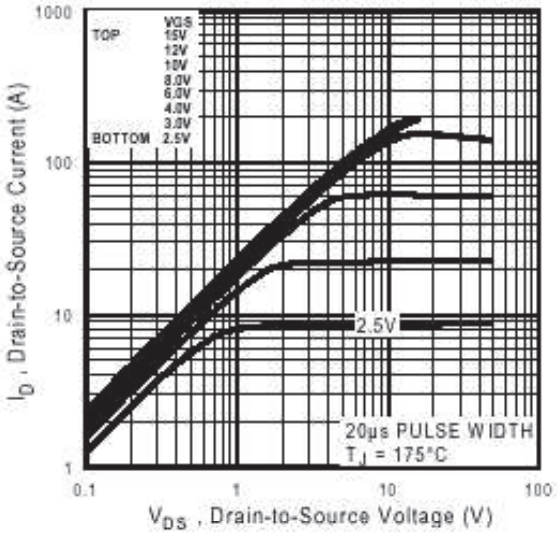
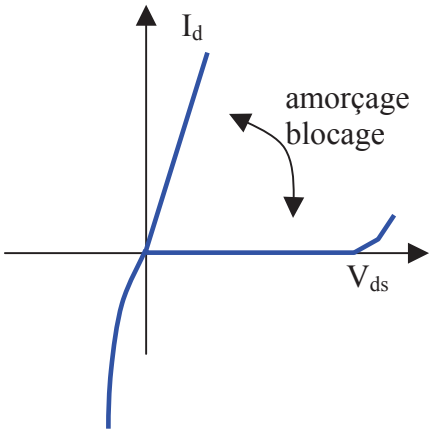


Fig 2. Typical Output Characteristics

La caractéristique totale est du type interrupteur "trois segments bidirectionnel en courant



Ensuite, il ne faut pas passer à côté de l'**aire de sécurité** :

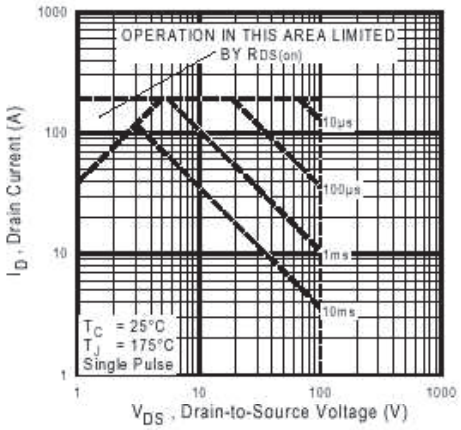


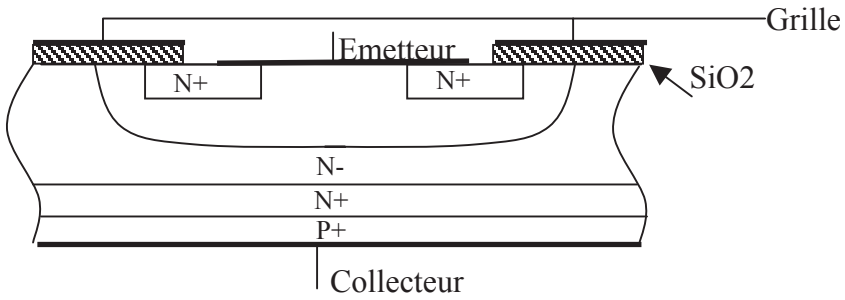
Fig 8. Maximum Safe Operating Area

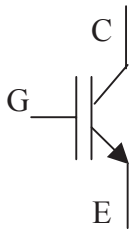
On relèvera les évolutions des **capacités inter électrodes**, servant à dimensionner la **commande** (résistance de charge + capacité = courant absorbé + temps de montée).

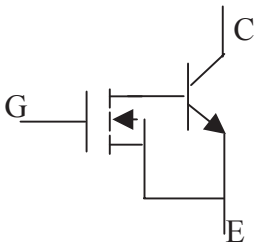
IV – 5) Le transistor IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

Le transistor MOS de puissance représente l'idéal en ce qui concerne la commande, le transistor bipolaire, lui, apporte le meilleur compromis chute de tension à l'état passant / tenue en tension puisqu'il bénéficie d'une conduction par diffusion grâce à ses jonctions. Depuis les années 80 on s'est intéressé au cumul dans une même structure des avantages de chacun, ce qui a donné le **transistor IGBT** dont le nom indique bien le **mixage MOS / bipolaire**.
Dès lors, l'IGBT n'a cessé de s'améliorer pour devenir actuellement l'outil incontournable de l'électronique de puissance pour faibles et moyennes puissances. La tendance est même qu'il détrône bientôt le thyristor GTO dans des applications forte puissance.

Il s'agit à peu de choses près dune structure de MOS à laquelle on a ajouté une couche P+ côté drain, ceci pour injecter des porteurs dans la zone N- et abaisser la chute de tension à l'état passant. Il bénéficie également d'une technologie multi-cellulaire classique.







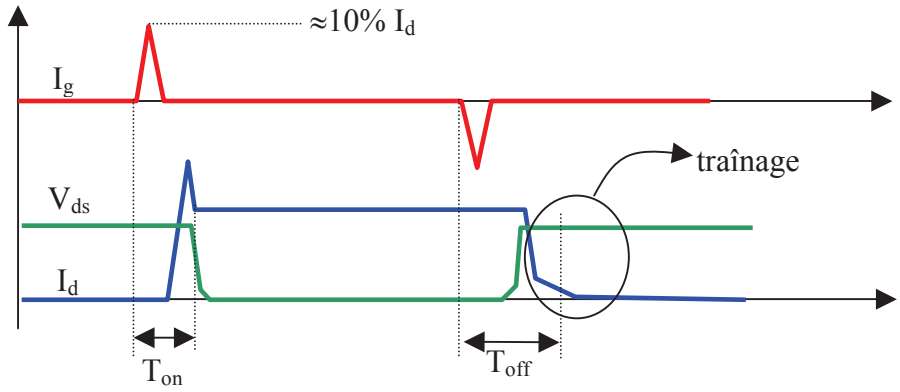
Un schéma équivalent simplifié de l'IGBT représente bien l'entrée de commande sur un MOS qui met le transistor bipolaire de sortie en conduction grâce à un faible courant de grille.

Les catalogues des constructeurs permettent de noter les valeurs extrêmes de la gamme proposée (en réalité **5KV**), et comparent la chute de tension avec celle d'un MOS:

Rated Voltage	IGBT	100	300	600	1200
	HEXFET®	100	250	500	1000
Typical Voltage Drop @ 1.7A/mm^2, 100^{0}C	IGBT	1.5	2.1	2.4	3.1
	HEXFET®	2.0	11.2	26.7	100

Table 1: Dependence of Voltage Drop From Voltage Rating

En ce qui concerne les formes d'ondes de commutation au sein d'une cellule de commutation avec diode de roue libre, les chronogrammes sont conformes aux courbes ci-dessous avec une commande rapide par pic de courant :



Le seul défaut de l'IGBT est qu'il présente un traînage en courant du à l'évacuation des charges stockées dans la jonction PN. Ce phénomène augmentait notablement le temps d'ouverture des anciens IGBT, mais actuellement il est devenu assez discret et on retiendra des temps $\mathbf{T_{on}}$ **et** $\mathbf{T_{off}}$ de l'ordre de **10 à 400ns**

On dispose ci-dessous de la documentation constructeur (Intersil) d'un IGBT 1200V 25A :

intersil

HGTP5N120CN, HGT1S5N120CNS

Data Sheet | January 2000 | File Number 4596.2

25A, 1200V, NPT Series N-Channel IGBT

The HGTP5N120CN and HGT1S5N120CNS are **N**on-**P**unch **T**hrough (NPT) IGBT designs. They are new members of the MOS gated high voltage switching IGBT family. IGBTs combine the best features of MOSFETs and bipolar transistors. This device has the high input impedance of a MOSFET and the low on-state conduction loss of a bipolar transistor.

The IGBT is ideal for many high voltage switching applications operating at moderate frequencies where low conduction losses are essential, such as: AC and DC motor controls, power supplies and drivers for solenoids, relays and contactors.

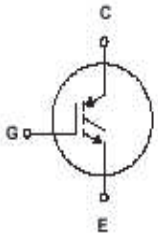
Formerly Developmental Type TA49309.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
HGTP5N120CN	TO-220AB	G5N120CN
HGT1S5N120CNS	TO-263AB	G5N120CN

NOTE: When ordering, use the entire part number. Add the suffix 9A to obtain the TO-263AB variant in Tape and Reel, i.e., HGT1S5N120CNS9A.

Symbol

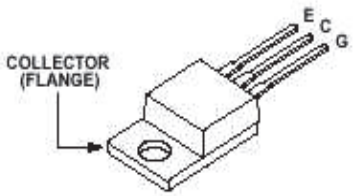


Features

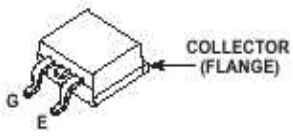
- 25A, 1200V, $T_C = 25^oC$
- 1200V Switching SOA Capability
- Typical Fall Time. . . . . 350ns at $T_J = 150^oC$
- Short Circuit Rating
- Low Conduction Loss
- Avalanche Rated
- *Temperature Compensating* SABER™ *Model*
  Thermal Impedance SPICE Model
  www.intersil.com
- Related Literature
  - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Packaging

JEDEC TO-220AB ALTERNATE VERSION



JEDEC TO-263AB



La documentation comporte tous les abaques et courbes classiquement fournies, nous retiendrons ici les caractéristiques statiques et les temps de montée / descente classiques.

Electrical Specifications $T_C = 25^oC$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Collector to Emitter Breakdown Voltage	BV_{CES}	$I_C = 250\mu A$, $V_{GE} = 0V$		1200	-	-	V
Emitter to Collector Breakdown Voltage	BV_{ECS}	$I_C = 10mA$, $V_{GE} = 0V$		15	-	-	V
Collector to Emitter Leakage Current	I_{CES}	$V_{CE} = BV_{CES}$	$T_C = 25^oC$	-	-	250	µA
			$T_C = 125^oC$	-	100	-	µA
			$T_C = 150^oC$	-	-	2	mA
Collector to Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(SAT)}$	$I_C = 5.5A$, $V_{GE} = 15V$	$T_C = 25^oC$	-	2.1	2.4	V
			$T_C = 150^oC$	-	2.9	3.5	V
Gate to Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(TH)}$	$I_C = 45\mu A$, $V_{CE} = V_{GE}$		6.0	7.0	-	V
Gate to Emitter Leakage Current	I_{GES}	$V_{GE} = \pm 20V$		-	-	±250	nA
Switching SOA	SSOA	$T_J = 150^oC$, $R_G = 25\Omega$, $V_{GE} = 15V$, $L = 200\mu H$, $V_{CE(PK)} = 1200V$		25	-	-	A
Gate to Emitter Plateau Voltage	V_{GEP}	$I_C = 5.5A$, $V_{CE} = 0.5\ BV_{CES}$		-	10.6	-	V
On-State Gate Charge	$Q_{G(ON)}$	$I_C = 5.5A$, $V_{CE} = 0.5\ BV_{CES}$	$V_{GE} = 15V$	-	45	55	nC
			$V_{GE} = 20V$	-	60	75	nC

Electrical Specifications $T_C = 25^oC$, Unless Otherwise Specified (Continued)

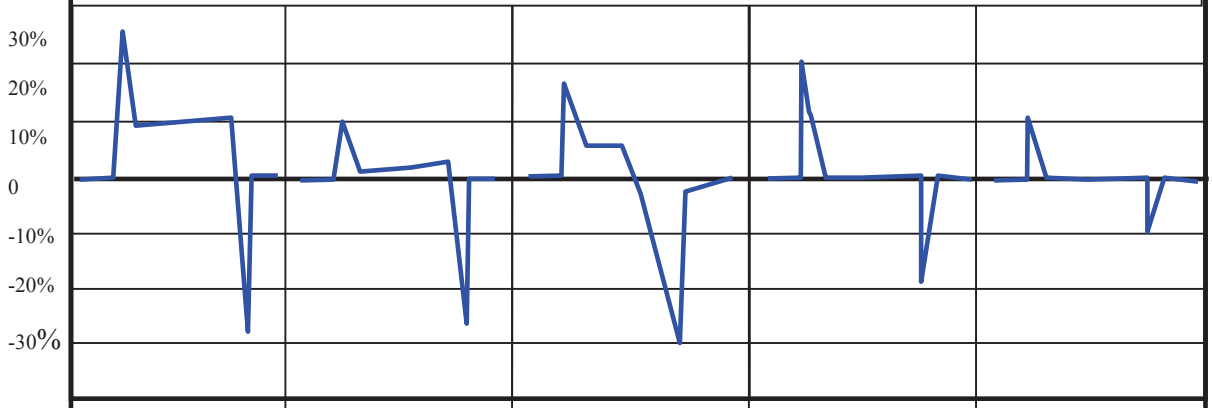
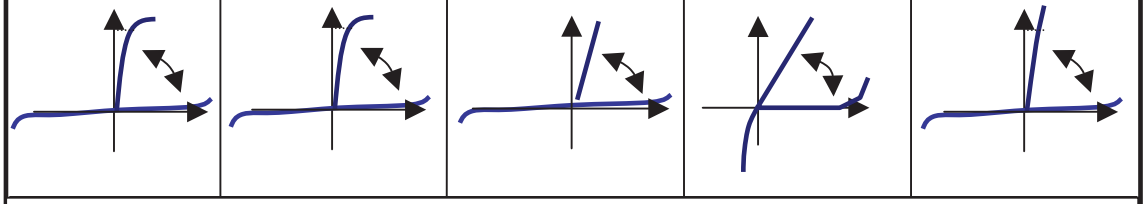
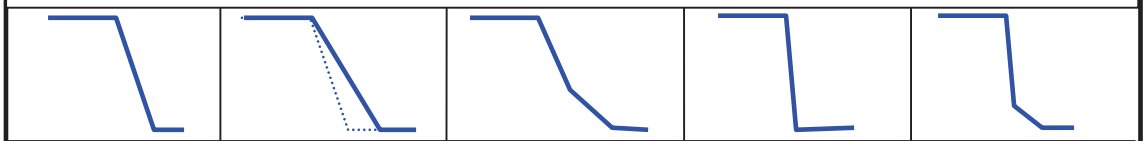
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Current Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)I}$	IGBT and Diode at $T_J = 25^oC$	-	22	30	ns
Current Rise Time	t_{rI}	$I_{CE} = 5.5A$	-	12	16	ns
Current Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)I}$	$V_{CE} = 0.8\ BV_{CES}$	-	180	250	ns
Current Fall Time	t_{fI}	$V_{GE} = 15V$	-	280	350	ns
Turn-On Energy (Note 3)	E_{ON1}	$R_G = 25\Omega$	-	220	-	µJ
Turn-On Energy (Note 3)	E_{ON2}	$L = 5mH$	-	400	500	µJ
Turn-Off Energy (Note 4)	E_{OFF}	Test Circuit (Figure 18)	-	640	700	µJ
Current Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)I}$	IGBT and Diode at $T_J = 150^oC$	-	20	25	ns
Current Rise Time	t_{rI}	$I_{CE} = 5.5A$	-	12	16	ns
Current Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)I}$	$V_{CE} = 0.8\ BV_{CES}$	-	225	300	ns
Current Fall Time	t_{fI}	$V_{GE} = 15V$	-	350	400	ns
Turn-On Energy (Note 3)	E_{ON1}	$R_G = 25\Omega$	-	220	-	µJ
Turn-On Energy (Note 3)	E_{ON2}	$L = 5mH$	-	1	1.2	mJ
Turn-Off Energy (Note 4)	E_{OFF}	Test Circuit (Figure 18)	-	1	1.1	mJ
Thermal Resistance Junction To Case	$R_{\theta JC}$		-	-	0.75	$^oC/W$

NOTES:

3. Values for two Turn-On loss conditions are shown for the convenience of the circuit designer. E_{ON1} is the turn-on loss of the IGBT only. E_{ON2} is the turn-on loss when a typical diode is used in the test circuit and the diode is at the same T_J as the IGBT. The diode type is specified in Figure 18.
4. Turn-Off Energy Loss (E_{OFF}) is defined as the integral of the instantaneous power loss starting at the trailing edge of the input pulse and ending at the point where the collector current equals zero ($I_{CE} = 0A$). All devices were tested per JEDEC Standard No. 24-1 Method for Measurement of Power Device Turn-Off Switching Loss. This test method produces the true total Turn-Off Energy Loss.

VI – Conclusion

Pour résumer les diverses subtilités afférentes aux interrupteurs de puissance, voici un tableau récapitulatif :

bipolaire	darlington	GTO	MOSFET	IGBT
courant de commande / courant				
				
				
Courant principal à l'ouverture				
				
Stockage µs à qques µs	Stockage qques µs	Stockage qques µs		
Descente 10ns à µs	Descente µs à qques µs	Descente µs à qques µs	Descente 10ns à 100ns	Descente 10ns à 100ns
		Traînage qques µs		Traînage 100ns à µs
Limitation 2° claquage	Limitation 2° claquage	Limitations di/dt , dv/dt	Aire de sécurité carrée	Aire de sécurité carrée
1000 V qques 10 A	1000 V qques 10 A	10KV qques 1000A	1000V qques 10A	5KV 1000A

VII - Bibliographie

1. **Bernard MULTON** que je remercie tout particulièrement.
   Composants de l'électronique de puissance semi-conducteurs et passifs
   Polycopié de cours – ENS de Cachan Antenne de Bretagne

2. François FOREST
   Cours d'électronique de puissance – Mise en œuvre d'un onduleur de tension
   Polycopié de cours - ENS de Cachan

3. François FOREST – Jean Paul FERRIEUX
   Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance
   2ème édition, Masson collection technologies

4. Guy SEGUIER
   La conversion continu – continu, électronique de puissance tome 3
   Dunod

5. Michel LAVABRE
   Electronique de puissance
   Dunod

6. **Electricité, voyage au cœur du système**
   Eyrolles

Un grand merci à Mr **Bernard Multon**, professeur et chercheur à l'antenne de Bretagne de l'ENS de Cachan pour avoir été la principale source d'information et d'inspiration sans qui ce poly n'aurait certainement pas vu le jour…