

II.4 LE TRANSISTOR IGBT(INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR).

II.4.1 La place de l'IGBT.

Le transistor bipolaire à grille isolée (I.G.B.T.) est un nouveau composant semiconducteur de puissance, qui est né dans les années 1985, suite à la recherche des électroniciens de puissance pour développer sur la même structure un composant qui rassemble les avantages du transistor bipolaire (chute de tension faible en conduction, tension blocable élevée, rapport coût / puissance commutée convenable) et ceux du transistor MOSFET (commande en tension et vitesse élevée de commutation). Il en a résulté un transistor commandable en tension, avec une chute de tension en conduction inférieure à celle du MOSFET mais supérieure à celle du bipolaire et une vitesse de commutation moins élevée que pour le MOSFET, mais plus élevée que pour le bipolaire.

L'amélioration des performances (calibres, chute de tension, vitesse de commutation) de l'IGBT a été spectaculaire. Nous sommes déjà à la troisième génération des IGBT. Par exemple si la première génération d'IGBT lancée sur le marché par TOSHIBA Electronics en 1985 a eu les caractéristiques $V_{CES}=1000V$, $V_{CE\ sat}=3V$ et $t_f=0,45\mu s$, les générations suivantes représentent un progrès évident.

La deuxième génération est structurée sur deux types d'IGBT: les uns à vitesse élevée de commutation et tension de saturation plus grande et les autres à basse tension de saturation mais plus lents. Généralement les IGBT individuels ou les modules IGBT à vitesse élevée de commutation sont construits pour les calibres:

$$V_{CES}=600V \text{ ou } 1200V; I_C \text{ dans l'intervalle } (15\div 800) A$$

et ceux à basse tension de saturation pour:

$$V_{CES}=600V \text{ ou } 1200V; I_C \text{ dans l'intervalle } (25\div 500) A$$

On s'aperçoit que la troisième génération, grâce aux nouvelles technologies (NPT-non – punch trough technologie – dit “ homogène”) a réussi à donner des IGBT qui ont les deux qualités en même temps.

On doit souligner qu'actuellement les tendances du développement des IGBT sont dans les directions de:

- l'augmentation de la puissance commutée;
- la réduction de la tension de saturation $V_{CE\ sat}$;
- la croissance de la vitesse de commutation;
- la création des commandes intelligentes intégrées;

Avec l'augmentation de sa tenue en tension et de la puissance commutée, l'IGBT commence à remplacer le thyristor et le GTO. Les avantages de tels convertisseurs sont la fréquence plus élevée de fonctionnement, donc de dimensions plus réduites et la possibilité de commande en tension. Il en résulte le schéma électrique plus simple et plus fiable et coût total du convertisseur moindre.

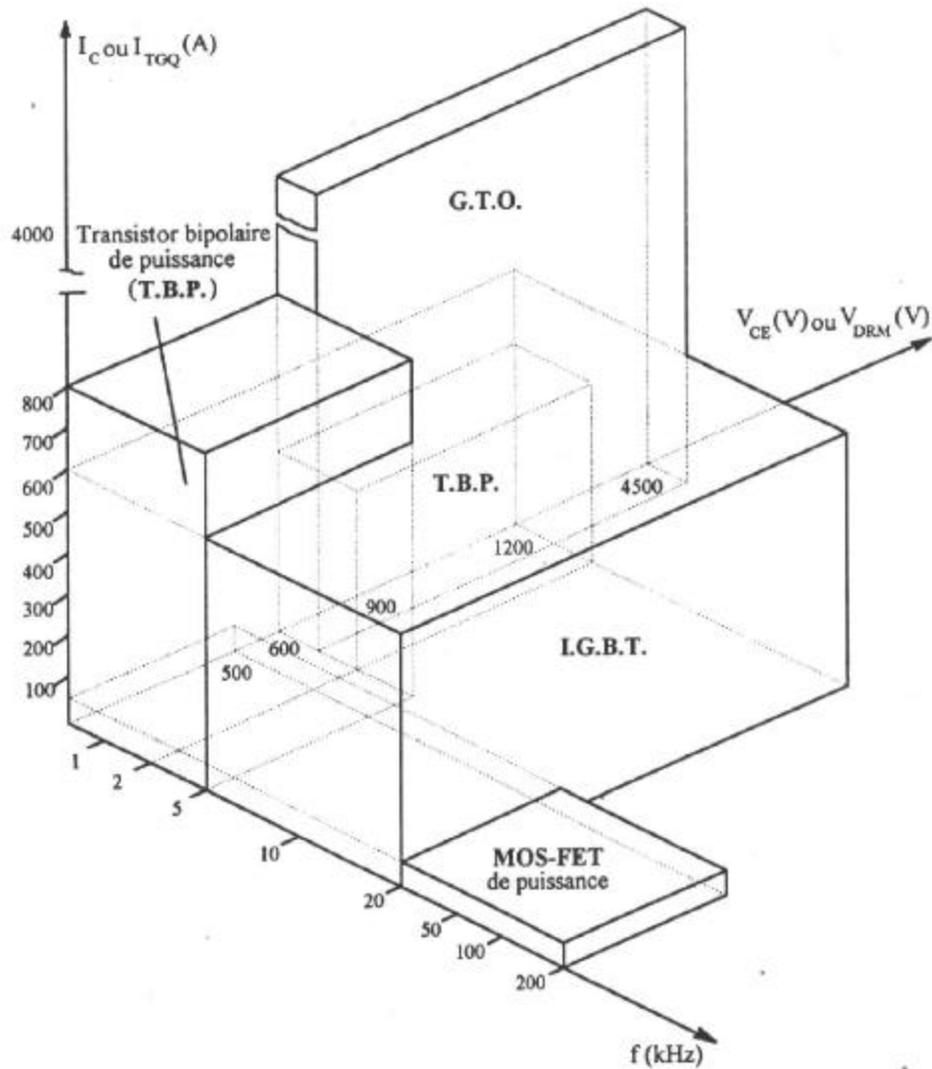


Figure II.44. Place actuelle de l'IGBT

Toshiba a sorti sur le marché à la fin de l'année 1993 un composant nouveau sous les formes d'IGBT individuel et module IGBT (bras de pont) avec des caractéristiques: $V_{CES} = 1700$; $I_C = 360$ A; $V_{CEsat} = 3.2$ V; $t_f = 0.5\mu s$, qui montrent clairement le développement de l'IGBT dans les directions mentionnées.

Pour conclure on peut affirmer que la place de l'IGBT s'affirme d'une année sur l'autre parmi les autres composants semi-conducteurs de puissance. La figure II.45 illustre l'histoire de l'évolution des composants semi-conducteurs de puissance et montre que vers les années 2000 le domaine d'utilisation de l'IGBT sera très large.

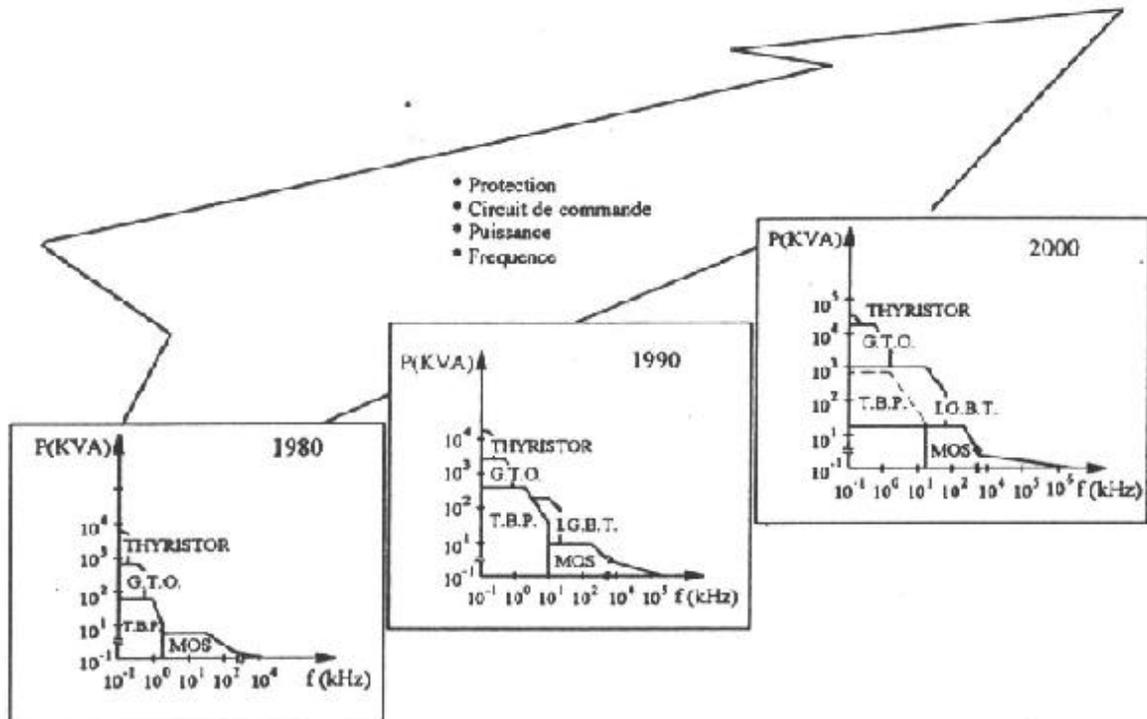


Figure II.45 Evolution des composants semi-conducteurs de puissance

II.4.2. Symbole. Structure. Technologie.

La désignation des transistors à grille isolée a été longtemps fluctuante (I.G.T., COMFET, GEMFET), comme les symboles utilisés (figure II.46).

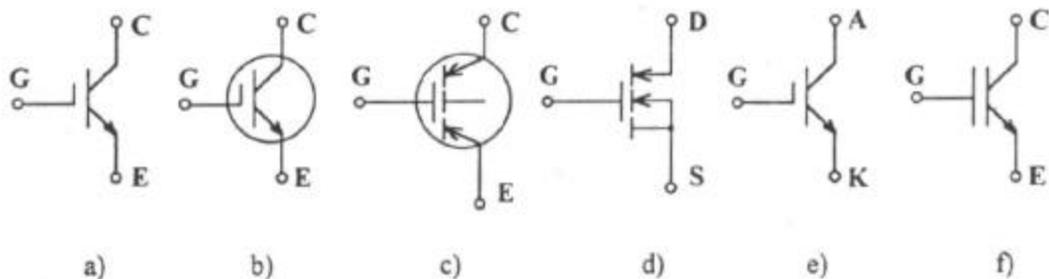


Figure II.46 Symbole pour IGBT (à canal N)

Actuellement il paraît que le symbole le plus souvent utilisé est celui montré sur la figure II.46.a. Les électrodes sont: le collecteur, l'émetteur et la grille.

En fait, l'IGBT est un composant multicellulaire dans lequel chaque cellule est composée d'un transistor MOS commandant un bipolaire de puissance, donc d'un montage de type Darlington. La figure II.47 illustre une section transversale pour une cellule d'IGBT à canal N.

DISPOSITIVES SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE

Une telle structure est semblable à celle d'un DMOS, dans laquelle la couche N^+ a été remplacée par une couche P^+ . Souvent l'émetteur et la grille ont une construction interdigitée. Le schéma électrique équivalent de la structure de la figure II.47 est indiqué sur la figure II.48 a et le schéma simplifié sur la figure II.48 b.

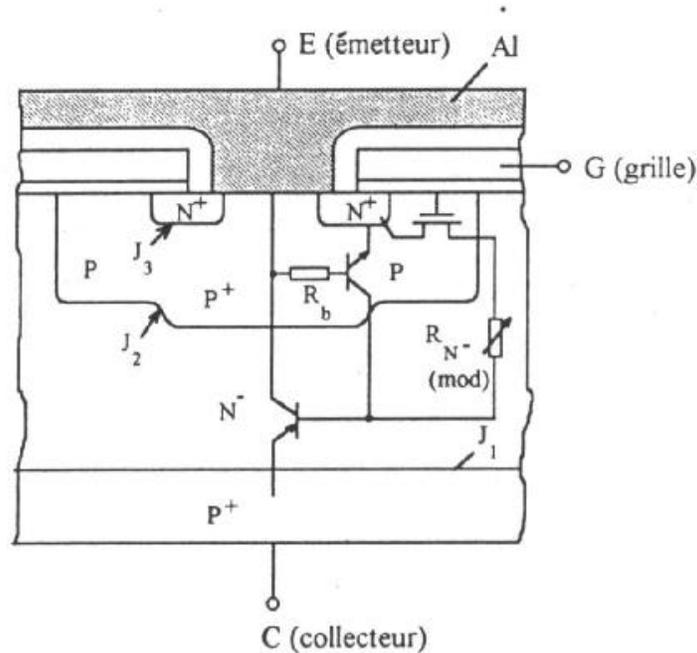


Figure II.47 Section transversale pour une cellule IGBT à canal N (IGBT symétrique)

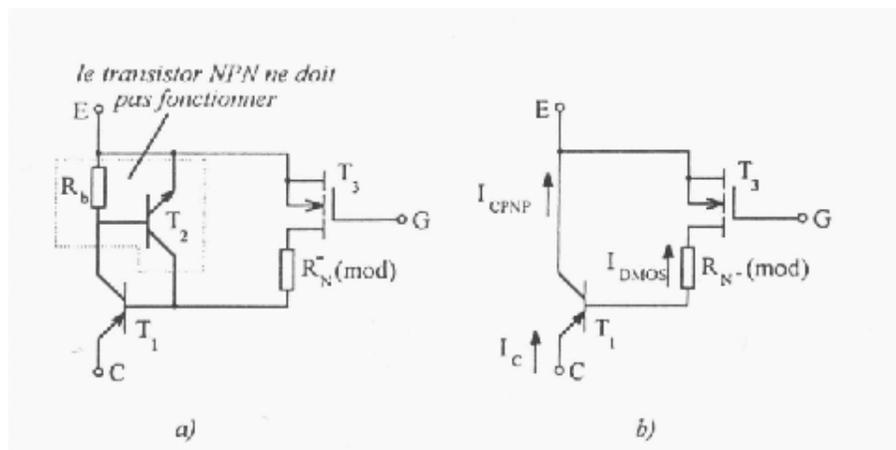


Figure II.48 Schémas électriques pour une cellule d'IGBT:
 a) complète; b) simplifiée

Le transistor NPN est inhérent à la disposition des couches et le transistor PNP apparaît dans la succession des trois zones trouvées en allant du collecteur C à l'émetteur E. la résistance R_b

DISPOSITIVES SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE

correspond à la zone P encadrée par des îlots, de type N, en contact avec une même métallisation d'émetteur.

Vu l'organisation de la structure, les transistors T_1 et T_2 forment un thyristor parasite, qui ne doit pas fonctionner, même pour des courants multiples du courant nominal de l'IGBT pour que l'ensemble ne soit perturbé. En ce sens la base et l'émetteur du transistor T_2 (NPN) sont shuntés, par exemple par un fil d'aluminium. De plus, pour réduire la résistance R_b et le gain en courant a_n du transistor T_2 , on joue sur la forme géométrique, les dimensions et la densité d'intégration des cellules de l'émetteur et on introduit dans ces cellules, par diffusion des plots P^+ (figure II.47) très fortement dopés pour réduire la résistivité de la région de base P. Pratiquement, on obtient alors le schéma simplifié donné sur la figure II.48 b. Un montage Darlington BIPMOS apparaît, dans lequel le MOS à canal N à régime d'enrichissement, comme transistor d'entrée, commande un bipolaire de puissance PNP avec une épaisse et faiblement dopée, comme transistor de sortie.

En première approximation on peut dire que le fonctionnement est celui d'un Darlington BIPMOS. Si on applique une tension V_{GE} entre la grille et l'émetteur, le canal N se forme dans le MOS et le transistor PNP est alimenté par un courant de base.

Le PNP devient conducteur, ainsi que l'ensemble IGBT. Pour le blocage il suffit d'annuler la tension V_{GE} ($=0$). Le canal sera interrompu et le PNP va se bloquer, restant sans alimentation sur la base. Pour conclure, l'IGBT est commandé de la même façon que le MOSFET et il a tous les avantages liés à son impédance d'entrée élevée. En réalité, le fonctionnement de l'IGBT est plus complexe que celui montré par le schéma électrique simplifié donné sur la figure II.48 b, à cause de l'interaction entre les deux transistors. Lorsque $v_{GE} < V_{GE(th)}$ (tension de seuil de l'IGBT), il n'y a pas de couche d'inversion pour faire la liaison entre drain et source. L'IGBT est bloqué. Si la tension collecteur-émetteur v_{ce} est >0 , elle est tenue par la jonction J_2 et si v_{ce} est <0 la jonction J_1 sera celle qui le bloque. Les caractéristiques de la couche N^- , concentration d'impuretés et épaisseur, sont celles qui déterminent les performances au blocage dans les deux directions. La tension blocable en direct ou en inverse correspond à la tension maximale qui peut être supportée par le transistor PNP. Pour $v_{ce} > 0$ il faut éviter le claquage de la zone P entre les jonctions J_2 et J_3 , ce qui impose une longueur minimale du canal en fonction du profil de la distribution des impuretés P, au début de la surface du cristal. Si $n_{GE} > V_{GE(th)}$, la couche d'inversion se forme. Le canal apparaît. De plus les trous (porteurs minoritaires) injectés par le substrat P^+ dans la couche N^- déterminent un effet de modulation de la conductivité de la région N^- , qui réduit la résistance de drain du MOSFET. L'IGBT devient conducteur. La modulation fait que la résistance apparente en conduction de l'IGBT est inférieure à celle d'un VDMOS avec la même surface du cristal et la même tension blocable. Donc l'IGBT peut fonctionner avec une densité de courant beaucoup plus élevée. Par exemple pour le même calibre et la même tension de déchet la densité de courant dans l'IGBT peut atteindre $200 A/cm^2$, alors que pour le MOS elle ne dépasserait pas $10 A/cm^2$. L'IGBT de 1000V; 50A fabriqué par la Société TOSHIBA a une puce de 12 mm sur 12mm, qui est seulement 60% de la surface d'un Darlington bipolaire de même calibre. Autrement dit, cet IGBT a une densité de courant 1,6 fois plus grande que le composant classique.

La tension collecteur - émetteur de saturation $V_{CE sat}$, tenant compte du schéma II.48 b se calcule par:

$$V_{CEsat} = V_{BE} + I_{DMOS} \cdot (R_{N-(mod)} + R_C) \quad (II.63)$$

avec: V_{BE} : tension base-émetteur de T_1 ;

DISPOSITIVES SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE

I_{DMOS} :courant de drain de T_3 ;

$R_{N^-(mod)}$:résistance de la couche N^- modulé en conductivité;

R_C :résistance du canal de MOSFET;

$V_{CE sat}$ est plus élevée que celle d'un bipolaire, mais inférieure à celle d'un MOSFET.

et le courant de l'IGBT est donné par:

$$I_C = I_{DMOS} + I_{CPNP} \quad (II.64)$$

avec: I_{CPNP} : courant de collecteur de T_1

$$I_{DMOS} = \frac{I_{CPNP}}{h_{FE PNP}} \quad (II.65)$$

$h_{FE PNP}$: le gain statique en courant de T_1 .

Les relations (II.64) et (II.65) donnent :

$$I_C = I_{DMOS} + h_{FE PNP} \cdot I_{DMOS} = I_{DMOS} \cdot (1 + h_{FE PNP}) \quad (II.66)$$

Dans les IGBT modernes, la plus grande partie du courant passe dans le MOSFET. Si on suppose $h_{FE PNP}=0.3$ (cas usuel) il résulte $I_C=1.3I_{DMOS}$, 70% du courant passera dans le MOSFET.

La valeur $h_{FE PNP}$ a une grande influence sur la chute de tension en conduction et est liée aux performances en commutation. Pour avoir le plus faible V_{CEsat} , on aurait intérêt à diminuer autant que possible I_{DMOS} et donc augmenter $h_{FE PNP}$, mais la possibilité de verrouillage (latch) du thyristor parasite croît aussi.

Une structure comme celle présentée sur la figure II.47 a presque la même tenue en tension pour les tensions collecteur–émetteur directes et inverses, donc représente un IGBT symétrique.

On peut gagner en performances (augmenter la vitesse de comutation et diminuer la chute de tension) si on ajoute une couche tampon N^+ entre la couche injectrice P^+ et la zone de drain N^- (figure II.49). La tenue en tension directe à l'ouverture est accrue, mais en revanche la tenue en tension inverse diminue fortement, fait qui rend l'IGBT asymétrique (unidirectionnel en tension).

La couche N^+ est mince (par exemple environ $10\mu m$). Elle diminue également le gain du transistor bipolaire PNP donc augmente le $V_{CE ON}$; cependant à fort courant le rendement d'injection reste bon et le V_{CE} varie très peu. En revanche cette couche permet aussi d'éviter le verrouillage et améliore la vitesse de commutation à l'ouverture, ceci d'autant plus qu'elle est fortement dopée.

Il est clair que pour accélérer l'IGBT il faut diminuer au maximum le temps de recombinaison des porteurs minoritaires (trous) et pour cela il y a plusieurs techniques, outre la couche tampon N^+ , comme par exemple:

- * l'injection de métaux lourds (or ou platine) dans la zone N^- ;
- * l'irradiation du silicium afin de créer des dislocations.

DISPOSITIVES SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE

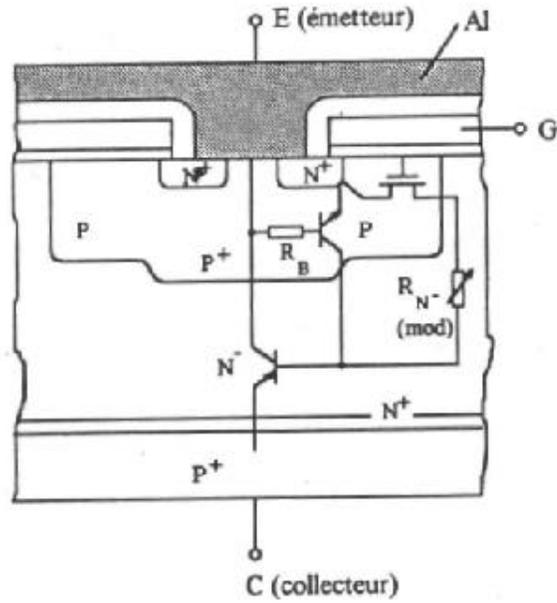


Figure II.49. I.G.B.T. asymétrique

Le but est de créer des centres de recombinaison pour ces porteurs excédentaires. La résistance apparente à l'état conducteur va augmenter, mais un compromis est toujours possible pour gagner en vitesse sans trop augmenter la tension de déchet, comme le démontre la croissance de la dose d'irradiation à électrons qui a une significative influence sur le temps de descente t_f et la tension de saturation $V_{CE\text{ sat}}$.