

*CHAPITRE I*

*LES COMPOSANTS  
SEMI-CONDUCTEURS  
DE  
PUISSANCE*

## **Introduction :**

L'électronique de puissance utilise des composants semi-conducteurs pour réaliser les fonctions de commutation (interrupteurs) chargées d'adapter les tensions et les courants issus d'un réseau de distribution pour satisfaire les besoins de la charge à alimenter.

Les commutateurs non commandés sont réalisés par les diodes de puissance. Lorsque les applications nécessitent une intervention extérieure, les composants commandables entrent en jeu : parmi ceux-ci, ce chapitre est consacré à l'étude des thyristors et des transistors de puissance bipolaires ou MOS. Un bref aperçu du transistor IGBT, plus moderne.

## I.1. Diode de puissance :

### I.1.1 Présentation :

La diode de puissance (Figure I.1) est un composant non commandable (ni à la fermeture ni à l'ouverture). Elle n'est pas réversible en tension et ne supporte qu'une tension anode-cathode négative ( $V_{AK} < 0$ ) à l'état bloqué. Elle n'est pas réversible en courant et ne supporte qu'un courant dans le sens anode-cathode positif à l'état passant ( $i_{AK} > 0$ ).

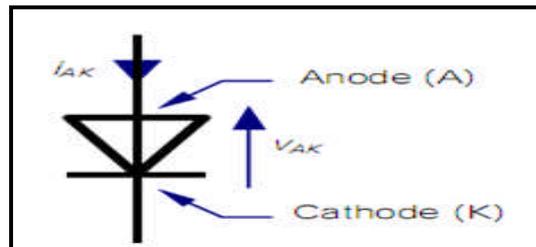


Figure I.1 : Diode de puissance

### I.1.2. Fonctionnement du composant parfait :

Le fonctionnement de la diode s'opère suivant deux modes :

- diode passante (ou ON), tension  $V_{AK} = 0$  pour  $i_{AK} > 0$
- diode bloquée (ou OFF), courant  $i_{AK} = 0$  pour  $V_{AK} < 0$

On dit aussi que la diode a une caractéristique à deux segments.

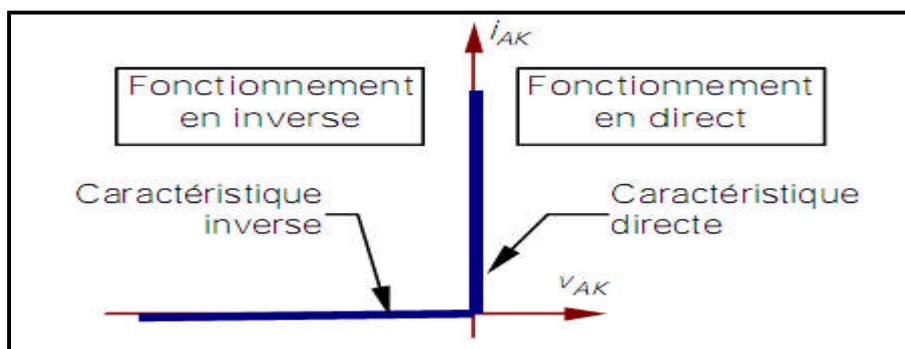


Figure I.2 : Caractéristique de la diode parfaite

En résumé, une diode se comporte comme un interrupteur parfait dont les commutations sont exclusivement spontanées :

- il est fermé ON tant que le courant qui le traverse est positif (conventions de la Figure I.1).
- il est ouvert OFF tant que la tension à ses bornes est négative.

### I.1.3. Composant réel et ses imperfections :

Le fonctionnement réel est toujours caractérisé par ses deux états :

- à l'état passant :  $V_{AK} \approx 0$ , le courant direct est limité au courant direct maximal.
- à l'état bloqué :  $i_{AK} \approx 0$ , la tension inverse est limitée (phénomène de claquage par avalanche) à la tension inverse maximale.

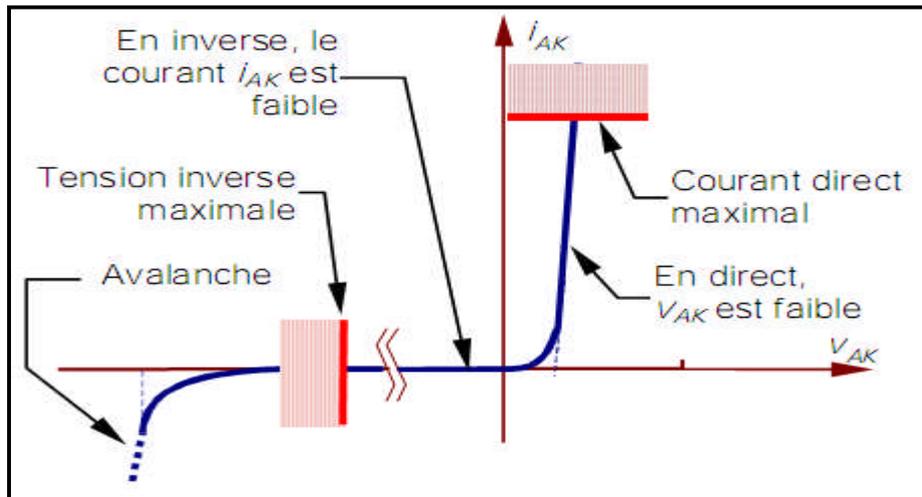


Figure I.3 : Caractéristique de la diode réelle

### I.1.4 Critères de choix d'une diode :

Avant tout dimensionnement en vue de choisir les composants, l'étude du fonctionnement de la structure de conversion d'énergie permet de tracer les chronogrammes de  $V_{AK}$  et  $i_{AK}$ .

Ce sont les valeurs extrêmes de ces grandeurs qui sont prises en considération :

- la tension inverse de  $V_{AK}$  à l'état bloqué.
- le courant moyen de  $i_{AK}$  à l'état passant.
- éventuellement, le courant maximal répétitif (sans durée prolongée).

Par sécurité de dimensionnement, on applique un coefficient de sécurité (de 1,2 à 2) à ces grandeurs. C'est avec ces valeurs que le choix du composant est réalisé. [1]

### I.1.5. Protection du composant :

#### I.1.5.1. Protection contre les surintensités :

Cette protection est assurée par un fusible ultra rapide (UR) dont la contrainte thermique ( $I^2.t$ ) est plus faible que celle de la diode. (Si bien qu'il « fond » avant la diode.)

### I.1.5.2. Protection contre les surtensions :

Les surtensions peuvent être atténuées en insérant un circuit RC-série en parallèle avec le commutateur (Figure I.4) ou un élément non linéaire supplémentaire, la diode transil (Figure I.5) : placée en parallèle avec l'élément ou en tête de l'installation, elle dissipe l'énergie de la surtension.

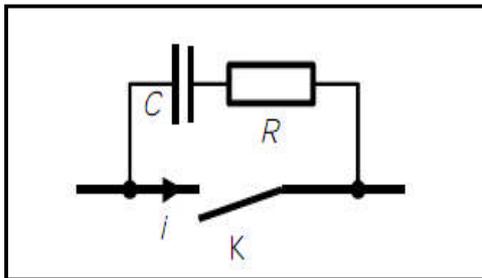


Figure I.4 : Protection avec circuit RC

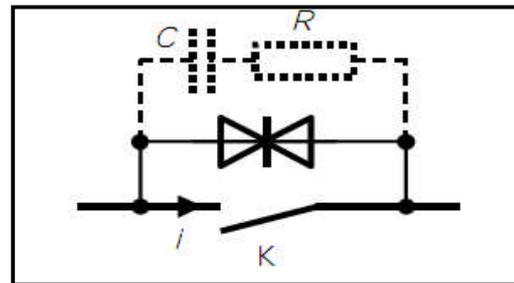


Figure I.5 : Protection avec diode transil

### I.1.5.3. Protection en $dv/dt$ et $di/dt$ :

Les semi-conducteurs sont très sensibles aux variations brutales de tension et de courant qui apparaissent lors des commutations. Contre les variations de courant, on utilise une inductance (qui retarde le courant) tandis que le condensateur retarde la tension (Figure I.6). Pour amortir les oscillations induites par le circuit LC, les circuits d'aide à la commutation (CALC) ou adoucisseurs sont insérés (Figure I.7). [2]

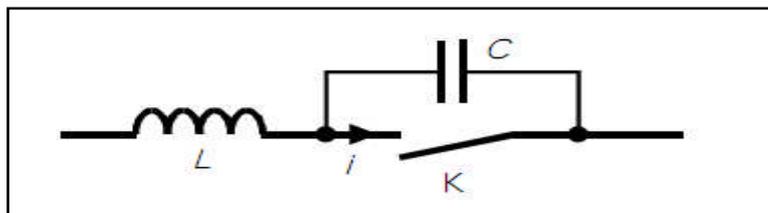


Figure I.6 : Protection avec inductance et condensateur

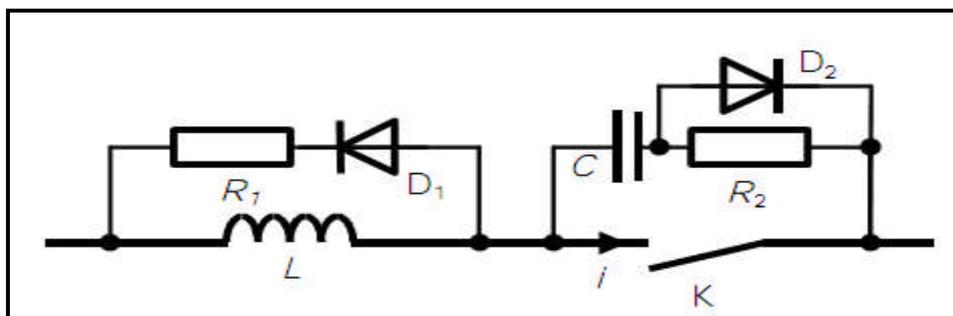


Figure I.7 : Protection avec circuit adoucisseur à CALC

## I.2. Thyristor :

### I.2.1. Présentation :

Le thyristor est un composant commandé à la fermeture, mais pas à l'ouverture (Figure I.8). Il est réversible en tension et supporte des tensions  $V_{AK}$  aussi bien positives que négatives. Il n'est pas réversible en courant et ne permet que des courants  $i_{AK}$  positifs, c'est à dire dans le sens anode-cathode, à l'état passant.

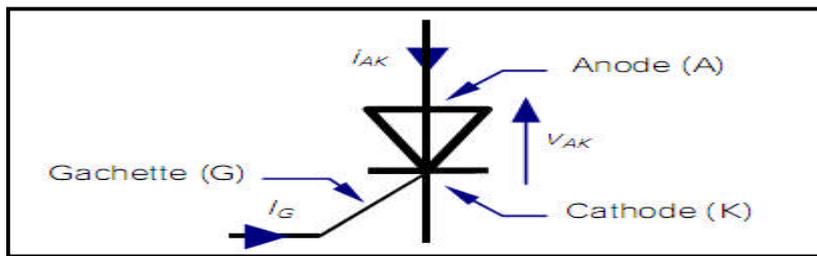


Figure I.8 : Symbole du Thyristor

### I.2.2. Composant réel :

#### I.2.2.1. Caractéristique et limites de fonctionnement :

Le fonctionnement réel est, comme pour une diode, caractérisé par ses deux états (Figure I.9) :

- À l'état passant,  $V_{AK} \approx 0$ , le courant direct est limité par le courant direct maximal.
- À l'état bloqué,  $i_{AK} \approx 0$ , la tension inverse est limitée (phénomène de claquage par avalanche) par la tension inverse maximale.

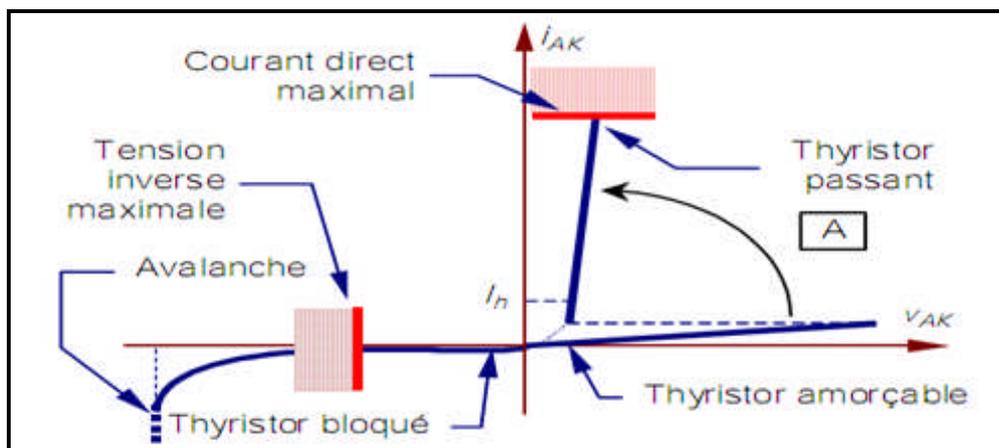


Figure I.9 : Caractéristique du Thyristor réel

### I.2.2.2. Amorçage :

Pour assurer l'amorçage du composant, l'impulsion de gâchette doit se maintenir tant que le courant d'anode n'a pas atteint le courant de maintien  $I_H$ . La largeur de l'impulsion de gâchette dépend donc du type de la charge alimentée par le thyristor. Sa durée sera d'autant plus importante que la charge sera inductive (Figure I.10).

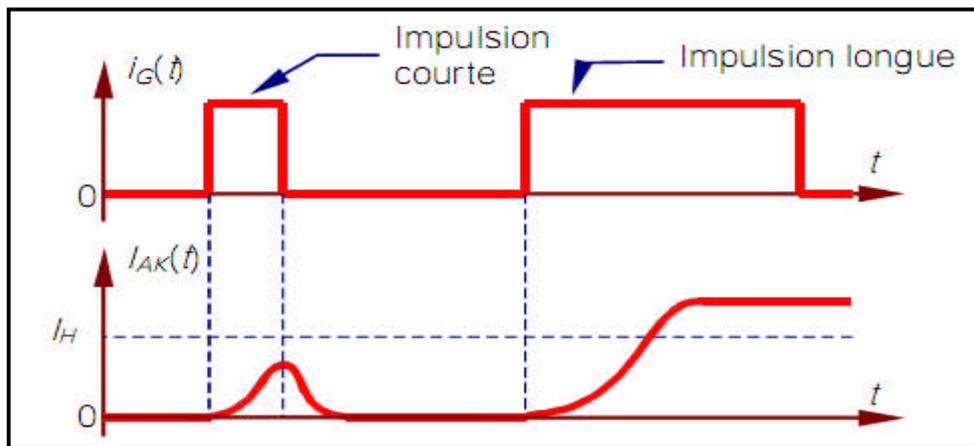


Figure I.10 : Evolution du courant  $i_{AK}$  à l'amorçage

### I.2.2.3. Blocage :

Après annulation du courant  $i_{AK}$ , la tension  $V_{AK}$  doit devenir négative pendant un temps au moins égal au temps d'application de tension inverse  $t_q$  ( $t_q \approx 100 \mu s$ ).

Si ce temps n'est pas respecté, le thyristor risque de se réamorcer spontanément dès que  $V_{AK}$  tend à redevenir positive, même durant un court instant (Figure I.11).

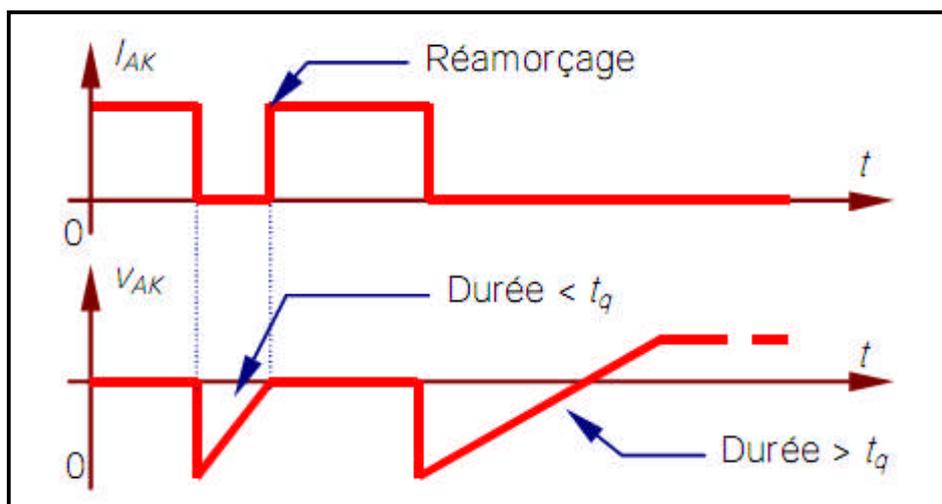


Figure I.11 : Evolution du courant  $i_{AK}$  au blocage

### I.2.3. Choix d'un thyristor :

Après avoir établi les chronogrammes de fonctionnement du thyristor ( $V_{AK}$  et  $i_{AK}$ ) dans le système envisagé, on calcule les valeurs extrêmes prises par :

- la tension inverse  $V_{RRM}$  ou directe  $V_{DRM}$  maximale de  $V_{AK}$  (à l'état bloqué) ;
- le courant moyen  $I_0$  ( $= \langle i_{AK} \rangle$  à l'état passant) ;
- le courant efficace  $I_{AK\text{ eff}}$  (à l'état passant).

De la même manière que la diode, on applique un coefficient de sécurité (de 1,2 à 2) à ces grandeurs. C'est avec ces valeurs que le choix du composant est réalisé. [3]

### I.2.4. Protection du composant :

Protection contre les surintensités, les surtensions, les variations brusques et thermique Pas de différence avec celles d'une diode. Le dimensionnement sera traité comme si le thyristor était dans les pires conditions de conduction, lorsqu'il est passant en permanence, donc équivalent à une diode.

### I.2.5. Circuits de commande de gâchette :

La gâchette peut être assimilée à une diode de grande résistance dynamique : tension de seuil  $V_{GK0}$  et résistance  $R_{GK}$  (Figure I.12). Pour provoquer l'amorçage, on doit établir dans la gâchette un courant  $i_G$  de quelques centaines de mA tant que le courant d'anode n'a pas atteint  $I_h$ .

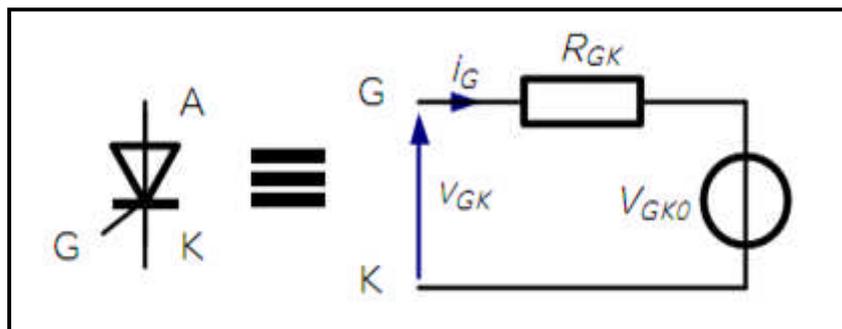


Figure I.12 : Modèle de la gâchette

Pour amorcer, on peut utiliser une impulsion simple. Mais une rafale d'impulsions chacune susceptible d'amorcer le composant (largeur suffisante) est préférable pour « palier les ratés ». [4]

### I.3. Transistor bipolaire de puissance :

#### I.3.1. Présentation :

Parmi les deux types, NPN et PNP, le transistor de puissance existe essentiellement dans la première catégorie (Figure I.13). Le transistor est un composant totalement commandé : à la fermeture et à l'ouverture. Il n'est pas réversible en courant, ne laissant passer que des courants de collecteur  $i_C$  positifs. Il n'est pas réversible en tension, n'acceptant que des tensions  $V_{CE}$  positives lorsqu'il est bloqué.

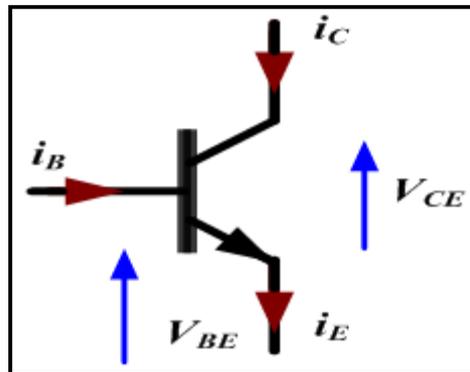


Figure I.13 : Transistor NPN de puissance

#### I.3.2. Composant réel et limites de fonctionnement :

Le composant réel subit quelques différences par rapport à l'élément parfait. [5]

➤ **A l'état saturé :**

- le transistor est limité en puissance : courbe limite dans le plan  $(V_{CE}, i_C)$ , l'hyperbole de dissipation maximale.
- le courant maximal moyen de collecteur est donc lui aussi limité ( $I_{Cmax}$ ).
- la tension  $V_{CE}$  n'est pas tout à fait nulle ( $V_{CEsat} \neq 0$ ).

➤ **A l'état bloqué :**

- la tension  $V_{CE}$  ne peut dépasser une tension ( $V_{CE0}$ ) qui provoquerait de claquage de la jonction.
- un courant résiduel dû aux porteurs minoritaires circule dans le collecteur ( $I_{CB0}$ ).

### I.3.3. Choix d'un transistor :

Après avoir établi les chronogrammes de fonctionnement ( $V_{CE}$  et  $i_C$ ), on calcule les valeurs extrêmes prises par :

- la tension  $V_{CE}$  (à l'état bloqué) .
- le courant maxi  $i_C$  (à l'état saturé).

Par sécurité de dimensionnement, on applique un coefficient de sécurité (1,2 à 2) à ces valeurs. Elles doivent être supportées par le composant choisi. [5]

On doit ensuite déterminer le courant ( $i_B > i_C/\beta$ ) que doit délivrer la commande.

### I.3.4. Commutation du transistor :

Le passage de l'état saturé à l'état bloqué (ou inversement) ne s'effectue pas instantanément. Ce phénomène doit être systématiquement étudié si les commutations sont fréquentes (fonctionnement en haute fréquence), car il engendre des pertes qui sont souvent prépondérantes.

#### I.3.4.1. À la fermeture :

Un retard de croissance de  $i_C$  apparaît à la saturation. Le constructeur indique le temps de retard (delay time) noté  $t_d$  et le temps de croissance (rise time) noté  $t_r$  (Figure I.14).

La tension  $V_{CE}$  est alors imposée par le circuit extérieur (charge, alimentation) et par l'allure de  $i_C$ .

#### I.3.4.2. À l'ouverture :

Le courant de collecteur  $i_C$  ne s'annule pas instantanément. Le constructeur indique le temps de stockage (storage time) noté  $t_s$ , correspondant à l'évacuation des charges stockées (ce temps dépend du coefficient de saturation  $\beta i_B / i_{C_{sat}}$ ) et le temps de descente (fall time) noté  $t_f$  (Figure I.14).

**Remarque :** dans la pratique, les courants évoluent de manière plutôt « arrondie ». Pour en tenir compte, les temps sont référencés par rapport à 10% et 90% du maximum.

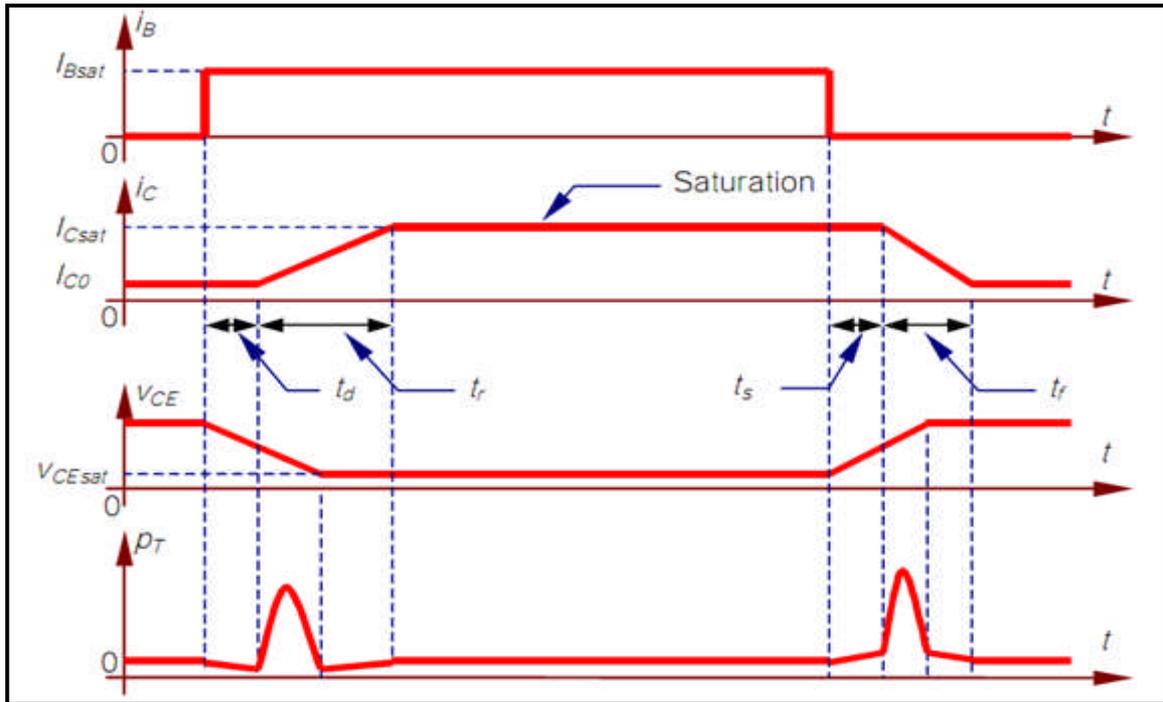


Figure I.14 : Définitions des durées relatives à la commutation de transistor bipolaire

### I.3.4.3. Les pertes dans le transistor :

L'allure des tensions et courants permet de déduire la forme de la puissance dissipée par le transistor. Durant les périodes de conduction, la puissance dissipée est constante. Elle participe aux pertes en conduction qui sont sensiblement constantes. Les légères pentes de la puissance durant  $t_d$  et  $t_s$  ne sont que rarement prises en compte, on considère alors que cette puissance participe aux pertes en conduction. Pendant les commutations la puissance est une succession de paraboles. Cela constitue les pertes en commutation qui sont d'autant plus importantes que la fréquence est élevée.

### I.3.5. Interfaces de commande :

La réalisation d'interfaces de commande doit satisfaire plusieurs exigences, liées aux caractéristiques des transistors bipolaires :

- Le gain en courant des transistors bipolaires étant faible, un courant de base important est souvent nécessaire, d'où la nécessité d'un étage amplificateur de courant à transistors, pouvant comporter plusieurs transistors en cascade ;
- pour assurer une désaturation rapide du transistor de puissance (diminution de  $t_s$ ), le circuit d'interface doit être capable d'extraire les charges stockées dans sa base en faisant circuler un courant  $i_b$  négatif à l'instant du blocage (polarisation négative) ;

**Remarque :** il existe d'autres circuits ayant les mêmes buts et rassemblés sous l'appellation « circuit d'aide à la commutation » ou CALC.

- base de plusieurs transistors soient « flottants » (les références de tension sont différentes). Le remède à cette situation est l'isolement galvanique entre la commande et l'interface. Les solutions les plus souvent rencontrées sont les opto-coupleurs car les temps de commande plutôt faibles sont incompatibles avec le produit  $E \cdot \tau$  des transformateurs d'impulsions.
- En outre, la plupart du temps, les circuits d'interface comportent certains composants permettant au transistor principal une saturation limitée (en empêchant son  $V_{CE}$  de devenir trop faible). Ceci assure un blocage rapide du composant. On y retrouve également des systèmes de protection en courant.
- On trouve maintenant des circuits intégrés qui assurent toutes les fonctions décrites.

### **I.3.6. Quelques ordres de grandeur :**

On peut trouver à ce jour des transistors pouvant commuter des courants jusqu'à 1 000 A ( $I_{FM}$ ) sous des tensions jusqu'à 1 000 V ( $V_{CE0}$ ). Ceux-là sont surtout utilisés dans les hacheurs. Pour les convertisseurs à découpage, les grandeurs s'établissent autour de 500 V pour 20 A.

## **I.4. Transistor MOSFET :**

### **I. 4.1. Constitution symbole :**

Le transistor MOSFET (métal- oxyde semi-conducteur –Field effet transistor) est obtenu en créant un canal semi-conducteur sur un substrat du type opposé. On obtient ainsi deux possibilités : transistor à canal N ou à canal P.

On construit le transistor à partir d'un substrat (b) de type P ou N. on y diffuse de régions très fortement dopées complémentaires au substrat : le drain (D) et la source (S). Sur la surface entre ces deux régions, une oxydation du silicium permet de constituer un isolant sur lequel on dépose une grille métallique. En appliquant une tension appropriée entre la grille et le substrat, on aménage un canal du type opposé au substrat et que relie le drain et la source. La figure I.15.a illustre le résultat pour un transistor MOS à canal N (associée à son symbole) et la figure I.15.b pour un MOS à canal P. Pour repérer le type du transistor, il faut noter que la flèche précise le sens de la jonction canal-substrat (comme une diode).



Figure I.15 : Mos à canal N et Mos à canal P

#### I.4.2. Éléments sur le fonctionnement (canal N) :

Notons d'abord qu'il n'y a jamais de conduction entre le substrat et le canal car le transistor est polarisé de manière à toujours bloquer la diode canal-substrat. Pour cela, le substrat est placé potentiel le plus faible pour le canal N et le plus élevé pour le canal P.

Pour créer le canal N, le potentiel de la grille du NMOS est positif ( $V_{GS} > 0$ , figure I.16.a). pour le canal P c'est le contraire ( $V_{GS} < 0$ , figure I.16.b). les deux fonctionnements étant symétriques, seul le canal N est décrit.

La grille forme un condensateur avec le substrat. Elle est placée à un potentiel positif qui attire des charges négatives pour constituer un canal entre le drain et la source. aucun courant ne circule donc dans la grille.

Le transistor est polarisé en tension. La tension  $V_{GS}$  contrôle la quantité de charges dans le canal, ce qui modifie sa résistivité : la résistance du canal est contrôlée par la tension  $V_{GS}$ . [6],

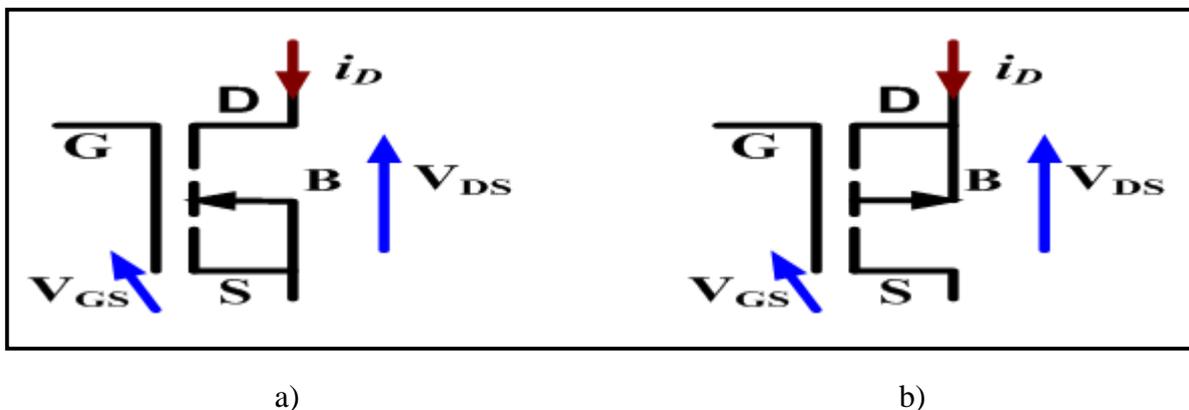


Figure I.16 : Notation pour N Mos et Notation pour P Mos

### I.4.3. Caractéristiques statiques :

Le courant  $i_D$  reste nul tant que la tension  $V_{GS}$  reste inférieure à une tension de seuil  $V_T$  au de la, le courant  $i_D$  croit proportionnellement à  $V_{DS}$ .

Le transistor se comporte comme Une résistance  $R_{DS(on)}$  commandée par  $V_{GS}$  à partir d'une tension dite « Pincement », le courant n'augmente plus.

Ce fonctionnement est traduit par la Caractéristique de la figure I.17. Tension et courant sont toujours positifs.

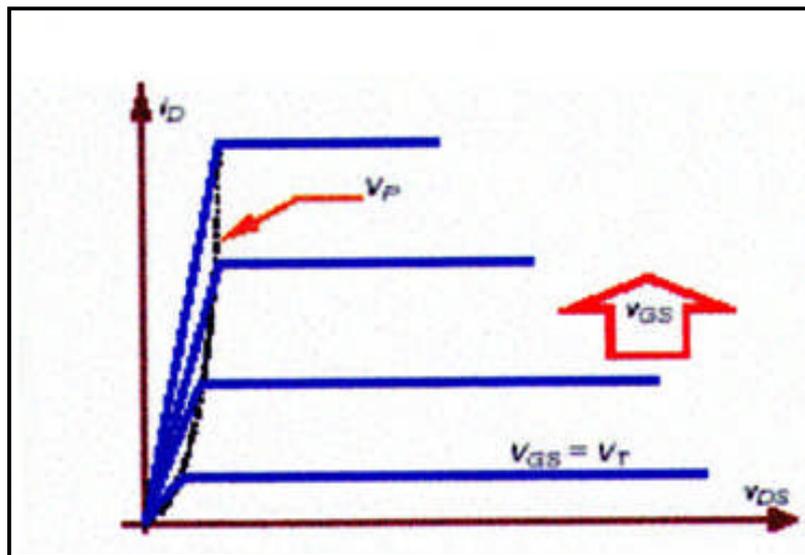


Figure I.17 : Caractéristique du fonctionnement du T Mos

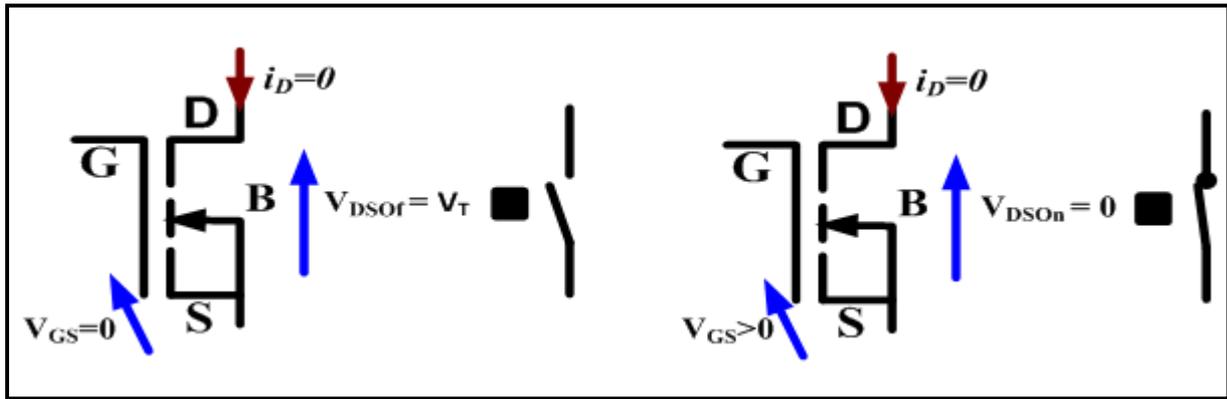
La simplicité de fonctionnement de ce transistor ne nécessite qu'un seul quadrant de description.

### I.4.4. Fonctionnement en commutation :

L'exploration des domaines extrêmes de la caractéristique fait apparaître un fonctionnement bloqué-saturé :

- La tension  $V_{GS}$  est nulle, le canal est fermé (résistance de plusieurs  $G\Omega$ ) et ce comporte comme un interrupteur ouvert. C'est l'état bloqué.
- Dans l'autre cas, une tension supérieure à  $V_P$  ouvre complètement le courant une résistance équivalente faible (quelque  $K\Omega$ ).le transistor est équivalent à un interrupteur fermé.

Ce mode de fonctionnement rend ce transistor apte aux applications en commutation dans les composant logiques (technologies MOS et CMOS).



a)

b)

Figure I.18 : Transistor Mos bloqué et Transistor Mos passant

Sur le plant temporel, le transistor MOS souffre aussi de retards durant les phases de commutation.

Cependant, sa technologie ne fait pas appel au stockage de charge. Ceci conduit à des temps de retard ( $t_d$ ) et de stockage ( $t_s$ ), ainsi que des temps de montée ( $t_r$ ) et de descente ( $t_f$ ) beaucoup plus faibles que pour les technologies bipolaires. [7]

#### I.4.5. Comportement dynamique :

Le circuit de commutation d'un MOSFET est représenté par la figure I.19 :

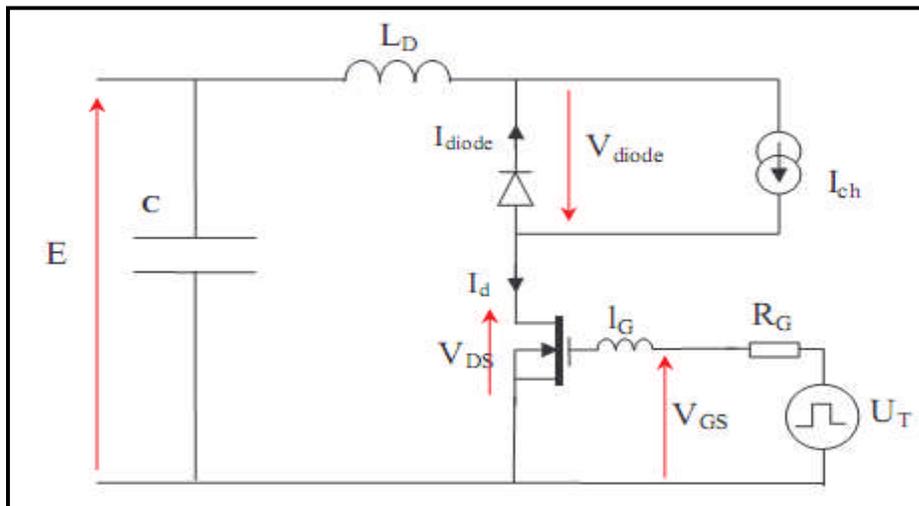


Figure I.19 : Schéma simplifié de la cellule de commutation.

#### I.4.5.1. Temps de commutation à l'ouverture et la fermeture d'un MOSFET (IRF720) :

La figure I.20 montre l'évolution de  $V_{GS}$ ,  $V_{DS}$  pendant la commutation à l'ouverture et à la fermeture du MOSFET type (IRF720). [8]

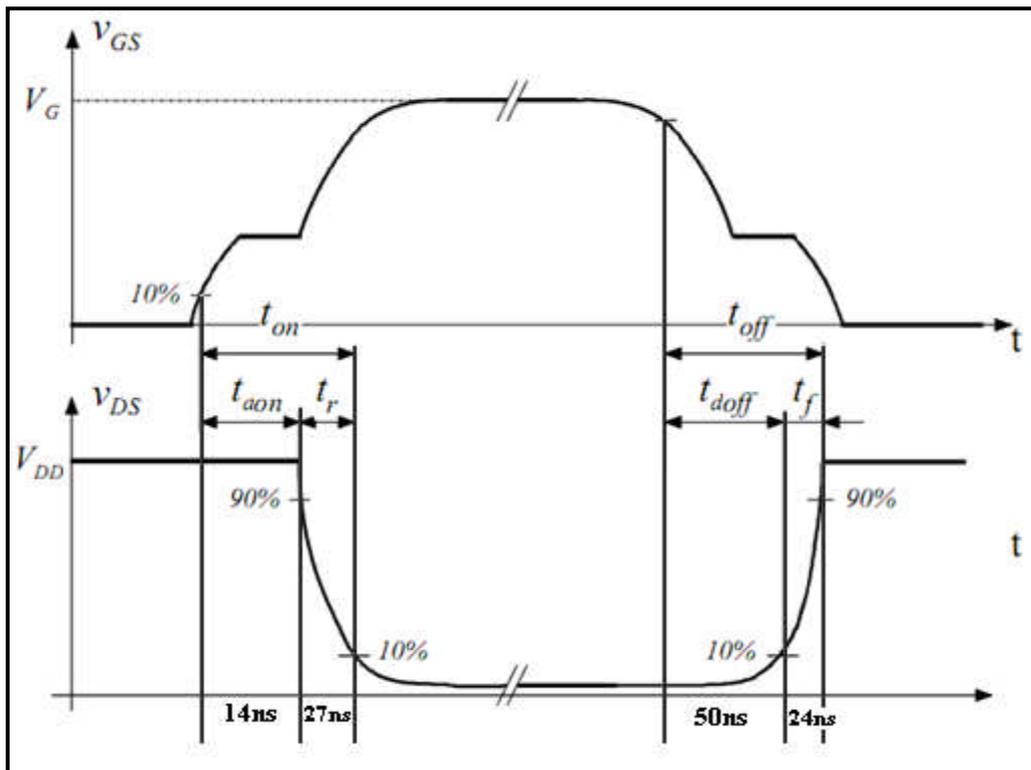


Figure I.20 : Temps commutation du MOSFET (IRF720)

D'après la figure I.20 le temps de commutation du MOSFET à l'ouverture ( $t_{on}$ ) et la fermeture ( $t_{off}$ ) égal :

$$t_{on} + t_{off} = 115 \text{ ns}$$

#### I.4.5.2. les pertes :

Les pertes Prise en compte dans ce travaille sont :

- les pertes dans le MOSFET sont formées par les pertes en conduction et les pertes en commutation. pour prendre en compte les pertes en commutation il est nécessaire d'utilisée un model dynamique pour le MOSFET.

$$P_{mos} = P \text{ conduction} + P \text{ commutation} \quad (I.1)$$

$$P_{mos} = \alpha R_{DS(on)} I^2 + 1/2 V_{in} I_{out} t_r f \quad (I.2)$$

$R_{DS(on)}$  : Résistance du MOSFET en conductance

$t_r$  : Temps de descente du courant, supposé constant

$\alpha$  : Rapport cyclique de commutation

## I.5. L'IGBT :

L'IGBT est formé d'un grand nombre de cellules élémentaires mises en parallèle. La figure I.23 présente la coupe de deux cellules voisines. Sur cette figure, on retrouve la même structure que celle d'un MOSFET. La source devient l'émetteur. Du côté du collecteur C, on trouve une zone  $P^+$  fortement dopée qui forme avec la zone  $N^-$  du substrat une jonction PN, tandis que dans un MOSFET le drain est directement connecté à travers une couche  $N^+$ .

### I.5.1. Principe :

L'IGBT combine les avantages du transistor bipolaire et du MOSFET :

- bipolaire → faibles pertes en conduction mais temps de commutation élevée
- MOSFET → temps de commutation faible mais pertes en conduction plus élevées, augmentant avec  $V_{DS}$ .

### I.5.2. Structure :

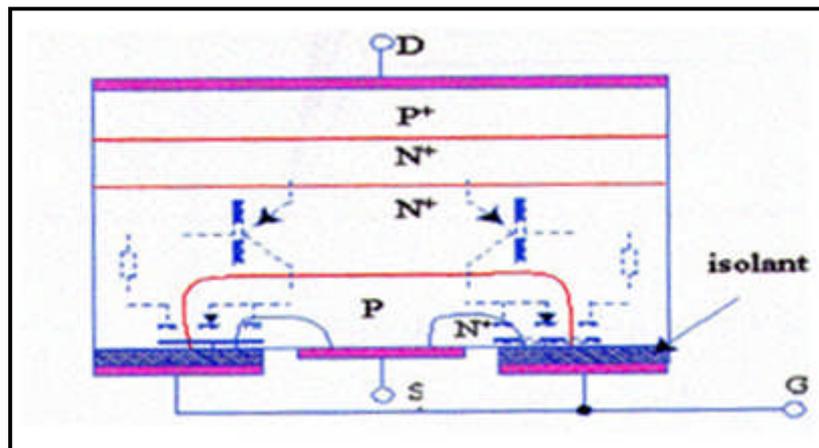


Figure I.21 : Structure de l'IGBT

On note qu'en polarisation directe, la couche  $P^+$  injecte des porteurs (trous) dans la zone résistive du drain du MOSFET ( $N^-$ ). Mieux encore cette injection crée une zone de plasma, comme dans la jonction PN d'une diode PiN. La chute de tension dans une zone de plasma étant très faible à cause du mécanisme de diffusion. La résistance de la couche  $N^-$  est modulée et réduite par rapport à celle du MOSFET correspondant. Par conséquent, la chute de tension à l'état passant est diminuée.

Cette structure ne comporte pas une diode parallèle inverse, donc elle peut supporter une tension inverse à l'état bloqué. Cette tenue en tension inverse est toutefois assez faible à cause

des forts dopages. Dans la pratique, la majorité des applications de l'IGBT utilisent des modules avec une diode rapide dont le calibre en tension et celui en courant sont les mêmes que pour l'IGBT. Dans notre projet, le but est d'étudier directement le comportement de l'IGBT, nous choisissons un composant IGBT seul (sans diode). [9]

### I.5.3. Circuit équivalent et Symbole :

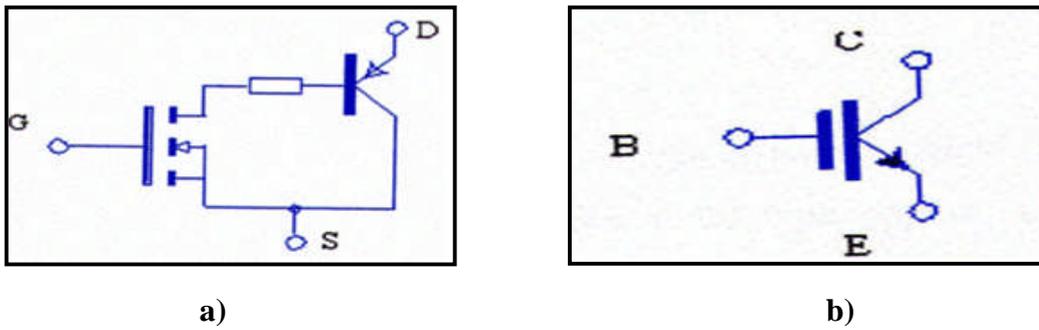


Figure I.22 : Schéma équivalent simplifié du composant IGBT et son symbole

Darlington hybride MOSFET-bipolaire

Commutation → rapidité du MOSFET

Résistance en conduction bipolaire → Faible pertes

### I.5.4. Caractéristique statique :

Les caractéristiques statiques d'un IGBT, mesurées le courant  $I_D$  en fonction de la tension  $V_{DS}$  pour diverses valeurs de la tension de commande  $V_{GE}$ , sont représentées à la figure I.23 :

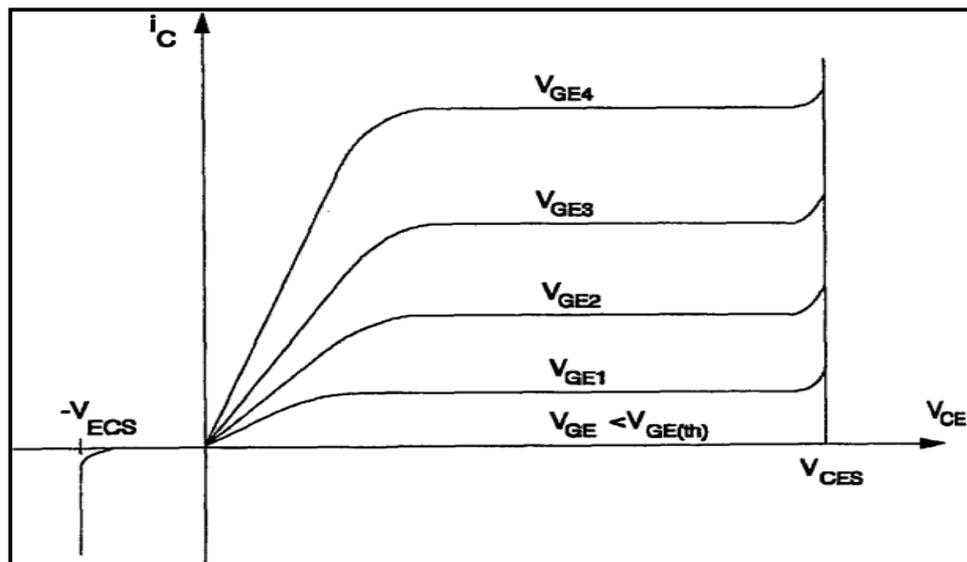


Figure I.23 : Caractéristiques statiques pour le composant IGBT

### I.5.5. Comportement dynamique :

### I.5.5.1. Temps de commutation de l'IGBT à l'ouverture et la fermeture :

La figure I.24 montre l'évolution de  $V_{CE}$ ,  $V_{GS}$  pendant le temps de commutation à l'ouverture et la fermeture de l'IGBT (APT25GF100BN).

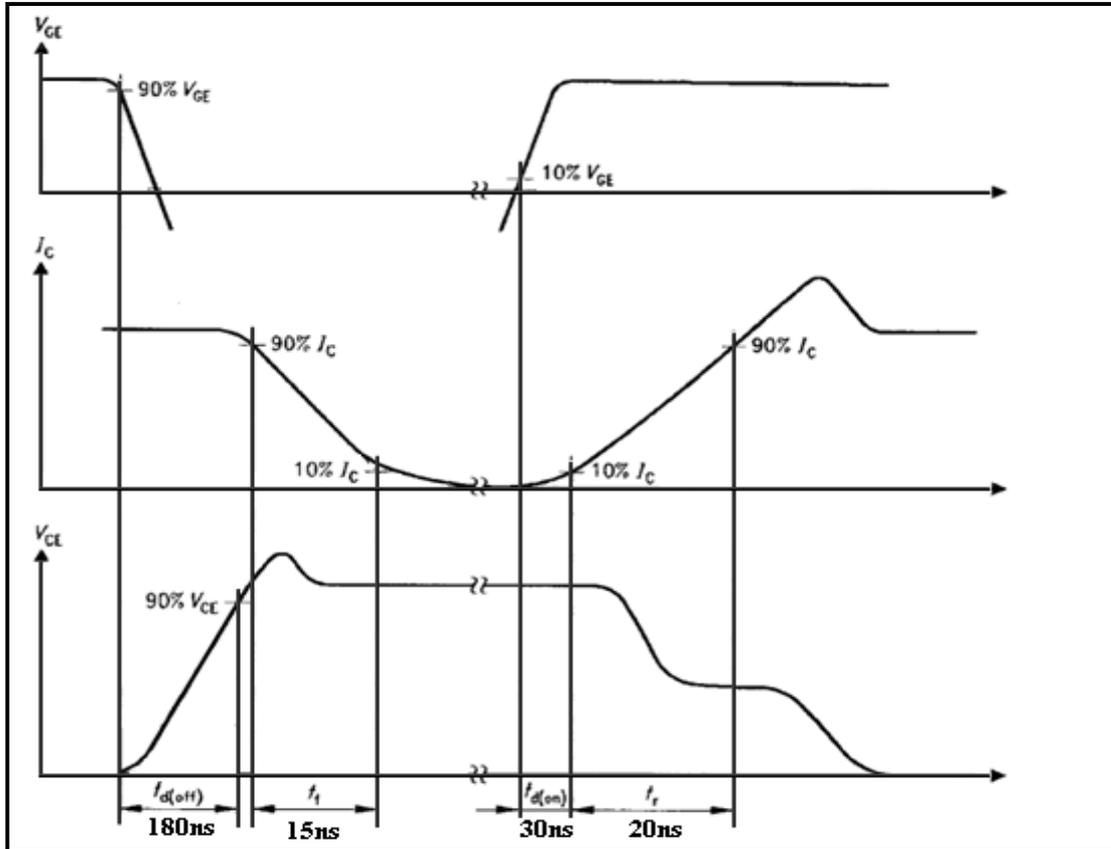


Figure I.24 : Temps de commutation de l'IGBT (APT25GF100BN)

D'après la figure I.24 le temps de commutation de l'IGBT à l'ouverture (ton) et la fermeture (toff) égal :

$$t_{on} + t_{off} = 245 \text{ ns}$$

### I.5.5.2. Les pertes :

Les pertes dans le MOSFET sont formé par les pertes en conduction et les pertes en commutation .pour prendre en compte les pertes en commutation il est nécessaire d'utilisée un model dynamique pour le MOSFET. [10]

$$P_{IGBT} = P_{\text{conduction}} + P_{\text{commutation}} \quad (\text{I.3})$$

$$P_{\text{cond}} = V_{CE} \cdot I_d \cdot \alpha \quad (\text{I.4})$$

$$P_{\text{comm}} = (W_{off} + W_{on}) \cdot f \quad (\text{I.5})$$

Avec:

$$W_{\text{off}} = \frac{V_T \cdot I_{\text{off}} \cdot t_{\text{fi}}}{2}$$

$$W_{\text{on}} = \frac{V_{\text{Tréf}}(I_{\text{on}} + I_{\text{rr}}) \cdot (I_{\text{r-i}} + t_{\text{rr}})}{2}$$

On a ainsi une estimation de la puissance totale ( $P_{\text{Cond}} + P_{\text{Comm}}$ ) dissipée pour un point de fonctionnement.

La puissance totale ainsi obtenue permet le dimensionnement thermique du module de puissance et par conséquent le choix du type de refroidissement à envisager.

$W_{\text{on}}$  : Puissance de la perte pendant la commutation à la fermeture (J)

$W_{\text{off}}$  : Puissance de la perte pendant la commutation à l'ouverture (J)

$I_{\text{on}}$  : Courant d'amorçage (A)

$I_{\text{rr}}$  : Courant de recouvert de la charge dans la diode (A)

$t_{\text{r-i}}$  : Temps de la montée du courant

$t_{\text{rr}}$  : Temps nécessaire pour l'évariation de la charge

$V_{\text{Tréf}}$  : Tension au borne de transistor de référence

### **I.5.6. Utilisation de l'IGBT :**

-  $V_{\text{DS}}$  jusqu'à 1700V

-  $i_{\text{D}}$  jusqu'à 200 à 400A

## **I.6. Utilisations des dans composant le domaine de la puissance et de la fréquence :**

La Figure I.25 montre les différents types d'interrupteurs généralement utilisés en fonction de la gamme de puissance et de fréquence d'utilisation. L'IGBT est une structure semi conductrice qui associe les avantages d'une commande MOS et les performances en conduction des structures bipolaires. Pour ces raisons, l'IGBT est devenu le composant majeur de l'électronique de puissance pour des applications allant jusqu'à 10 kW sous des fréquences pouvant aller jusqu'à 20 kHz. Pour obtenir des calibres en courant importants, on utilise des modules de puissance qui

sont un ensemble de semi-conducteurs de puissance interconnectés entre eux dans un même boîtier. Ceux-ci sont utilisés dans la traction ferroviaire nécessitant de forts courants ; en outre, ils présentent de plus faibles pertes à la commutation que les thyristors.

Les transistors MOS sont utilisés généralement pour les faibles puissances et fortes fréquences. La conduction unipolaire du composant leur confère de faibles pertes en commutation au détriment d'une chute de tension élevée en conduction à forte tension de claquage. Néanmoins, les nouveaux concepts de structures MOS que nous verrons au permettent d'augmenter la puissance de ceux-ci et ainsi, de concurrencer les IGBT dans quelques applications. [11]

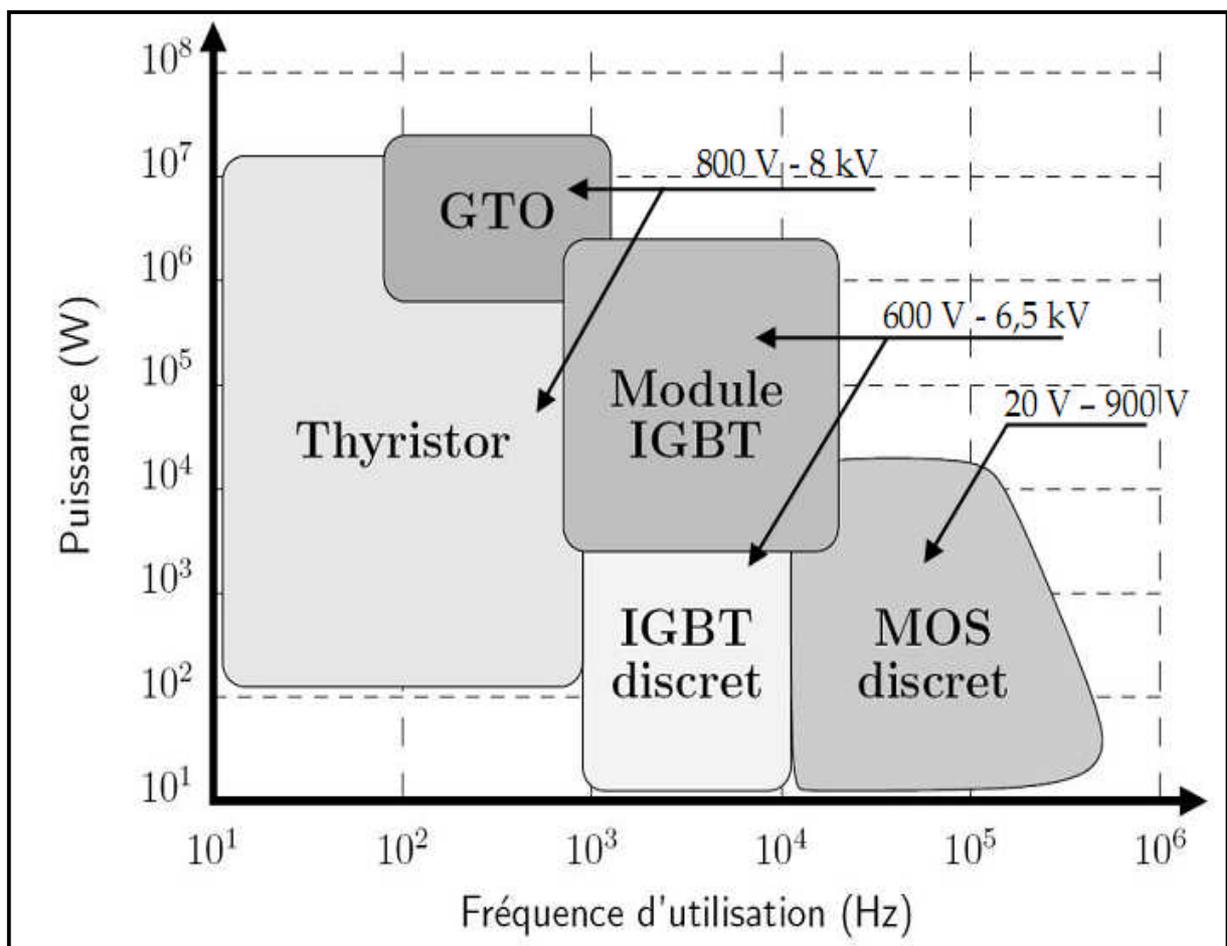


Figure I.25 : Répartition des différents types de composants en fonction de la puissance et de la fréquence d'utilisation.

## Conclusion :

Dans ce chapitre, nous nous sommes tenus au minimum nécessaire pour présenter de façon simple les éléments de physique des semi-conducteurs.

Cela nous a servi pour expliquer les principales caractéristiques statiques et dynamiques pour les transistors MOSFET et IGBT.

Plus rapide (quelque du 10 KHz) et plus facile à commandé le MOSFET et IGBT sont supplantés par les transistors bipolaires et les GTO dans presque tout les domaines.

L'analyse du comportement statique et dynamiques montrent que:

- Les transistors MOS sont utilisés généralement pour les faibles puissances et fortes fréquences. La conduction unipolaire du composant leur confère de faibles pertes en commutation au détriment d'une chute de tension élevée en conduction à forte tension de claquage.
- Le principal inconvénient du MOSFET est la relation directe de sa résistance à l'état passant  $R_{DS(on)}$  et la tension  $V_{BR}$  qu'il peut supporter à l'état bloqué (pertes en conducteurs très élevées quand  $V_{BR}$  augmente), ce qui le condamne à des utilisations de très faible puissance.
- Le MOSFET est plus rapide en commutation que l'IGBT.

Enfin, on conclut que le MOSFET trouve son application dans le domaine de faible puissance lorsqu'on a besoin d'une grande fréquence de commutation ( $>$  à 40 KHz) mais devient très dissipatif lorsqu'il doit bloquer des tensions importantes.

Dès que la puissance augmente et pour des fréquences inférieures à 50 KHz, l'IGBT est de loin le plus recommandé.