الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Département : Génie électrique Et Informatique Industrielle

Mémoire de Master en

Filière :

AUTOMATIQUE

Spécialité :

AUTOMATIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE

Etat de l'art des composantes de puissance utilisé dans les convertisseurs de puissance

Réalisé par

ABDELKEBIR AISSA

Présent(e) et soutenue publiquement le (06/07/2022)

Composition du Jury :

Président	**M. Zaoui Abdelhalim**	**Professeur**	**ENST**
Promoteur	**M. Dermouche Redha,**	**MAA**	**ENST**
Examinateur	**M. Khelouat Samir**	**MCB**	**ENST**
Examinateur	**M. NaitSlimani Boukhalfa**	**MAA**	**ENST**

Année universitaire 2021 –2022

Dédicace

A mon chère père

A mon cher mer

Qui n'ont jamais cessé de formuler des prières à mon égard de me soutenir de m'épauler pour que je puisse atteindre mes objectifs

A mes frères Ibrahim et Mohamed

A mes sœurs Zakia et Nadia

Pour ses soutiens moral et leurs conseille précieux tout au long de mes études.

a` mon partenaire pour sa compréhension et sa sympathie.

A tout ma famille

A tous mes chers amis, chacun en son nom et à tous

Merci d'être là, de me soutenir et de m'encourager à aller de l'avant, je suis tellement heureuse de vous avoir dans ma vie

AISSA ABDELKEBIR

Remerciement

Commençons tous par remercier Dieu de m'avoir donné la force et le courage de faire cette humble œuvre.

J'exprime mon profonde gratitude à mon promoteur, M : ***DERMOUCHE REDA*** *pour ses conseils pour fournir mieux et le suivi lors de la préparation de Ce travail.*

Je remercie le président du membre de jury M ***Zaoui Samir*** *et les membres : M* ***Khelouat Samir*** *et* ***NaitSlimani Boukhalfa*** *pour l'honneur d'approuver le jugement pour notre travail.*

Nous tenons à remercier sincèrement tous les enseignants du département génie électrique et informatique industrielle, grâceà leurs conseils et à leurs efforts au fil des ans, et pour la qualité de leur éducation.

Table of Contents

Liste des figures et tableaux

1. Introduction 1

2. Etat de l'art des Composants semi-conducteurs de puissance 1

2.1. La diode 1

2.1.1. Le principe physique 1

2.2. Le Thyristor 2

2.2.1. Le Thyristor GTO 3

2.2.2. Principe physique 3

2.3. Le Triac 4

2.4. Le Transistor Bipolaire 4

2.4.1. Principe physique d'un transistor bipolaire (type PNP) 5

2.5. Le Transistor MOSFET 6

2.5.1. Le principe physique 6

2.6. comparaison entre un Mosfet et un Transistor Bipolaire 7

2.7. Le transistor à Grille Isolée IGBT 8

2.7.1. Principe physique 8

2.8. Comparaison entre les composantes électroniques 9

3. IGBT en fonctionnement normal 10

3.1. Caractéristiques statiques de L'IGBT 10

3.2. Caractéristiques statique d'un l'IGBT en court-circuit 11

3.3. Caractéristiques dynamique d'un l'IGBT 11

3.4. la cellule de commutation élémentaire. 12

3.4.1. Dynamique du courant : 12

3.4.2. Dynamique de la tension : 12

3.4.3. Commutation au blocage de l'IGBT 13

3.4.4. Pertes par commutation 14

4. l'IGBT en modes de défaillance 14

4.1. Effet du Température sur L'IGBT 15

4.2. Claquage par Avalanche, cas d'une jonction PN 15

4.3. Tension de Claquage de la Grille 16

4.4. Retournement statique dans un IGBT 16
4.5. Avalanche dynamique dans un IGBT 17
4.6. Le vieillissement 18
4.6.1. Fatigue Thermique 18
4.6.2. Vieillissement de l'oxyde de grille de l'IGBT. 18
5. Conclusion 19

Liste des figures

Figure I.1 : Représentation symbolique D'une diode réelle.
Figure I.2 : polarisation inverse
F**igure II.3** : polarisation directe
Figure I.4 : Représentation symbolique D'un thyristor.
Figure I.5 : Représentation symbolique D'un thyristor GTO.
Figure I.6 : Représentation symbolique D'une triac.
Figure. I.7 : Représentation symbolique D'un transistor bipolaire.
Figure I.8 : Fonctionnement d'un transistor bipolaire PNP
Figure I.9 : Transistor MOSFET
Figure I.10 : Schéma équivalent IGBT
Figure I.11 : Schéma simplifié de l'IGBT
Figure I.12 : comparaison entre les composants électroniques.
Figure I.13 : Caractéristiques statiques de l'IGBT
Figure I.14 : Capacités parasites de l'IGBT
Figure I.15 : Bras d'onduleur.
Figure I.16 : Analyse du dv/dt au sein de la cellule de commutation
Figure I.17 : Commutation à l'ouverture dans une cellule de commutation
Figure I.18 : Comportement thermique dans le semi-conducteur

Liste des Tableaux

Tableau I.1 : comparaison entre un Mosfet et un transistor bipolaire

1. Introduction

Dans ce chapitre, nous étudions les états extrêmes des semi-conducteurs de puissance utilisés dans les onduleurs (diodes, transistors bipolaires, mosfets, IGBT). L'analyse visait à comprendre les différentes raisons de son échec. Ces éléments nous feront connaître leurs limites opérationnelles pour assurer leur sécurité. Pour comprendre les phénomènes internes qui conduisent à la défaillance des composants de puissance, il est nécessaire de revoir la physique des semi-conducteurs dans leur fonctionnement normal.

2. Etat de l'art des Composants semi-conducteurs de puissance

L'élément clé de la conversion est l'interrupteur statique, qui permet de gérer la valeur moyenne du courant et de la tension, stoppant ou arrêtant le transfert d'énergie entre les différents éléments du circuit. Il est fortement utilisé et est responsable de la plupart des pertes à la fois lors de la commutation et lors de la mise sous tension. Il est facile de voir à quel point il mérite une attention particulière. Les commutateurs basés sur les propriétés combinées de blocage et de conduction des dispositifs à semi-conducteurs continuent d'évoluer. Depuis plusieurs années, les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) remplacent efficacement les transistors à effet de champ (MOSFET) et les thyristors à grille ouverte (GTO) dans les applications moyenne puissance et moyenne tension.. Les améliorations récentes des performances de tension et de courant des transistors IGBT les rendent également adaptés à une utilisation dans certaines applications haute tension.. [1].

Aujourd'hui, les rendements sont si élevés que des semi-conducteurs avec seulement quelques centimètres carrés de silicium peuvent conduire des courants de plusieurs centaines d'ampères. et résister à des tensions supérieures à trois kilovolts. Cependant, cette utilisation nécessite que l'utilisateur fasse fonctionner les composants d'alimentation dans les limites physiques du matériel. Ainsi, même si un semi-conducteur moderne est extrêmement puissant, seulement 1 % de l'énergie qu'il peut contrôler suffit à le détruire.

2.1. La diode

Une diode est un composant électronique spécialisé avec deux électrodes appelées anode et cathode. La plupart des diodes sont fabriquées avec des matériaux semi-conducteurs tels que le silicium, le germanium ou le sélénium [1]. Les diodes sont utilisées dans : les redresseurs, limiteurs de signaux, régulateurs de tension, commutateurs, modulateurs de signaux, mélangeurs de signaux, démodulateurs de signaux et oscillateurs. Sa propriété fondamentale est La tendance à conduire le courant électrique dans une seule direction. Lorsque la cathode est chargée négativement par rapport à l'anode à une tension supérieure à un certain minimum appelé tension de seuil.

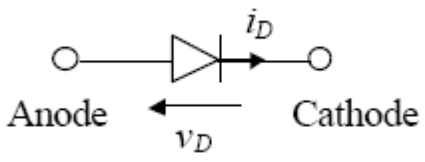


Figure I.1 : Représentation symbolique D'une diode réelle.

2.1.1. Le principe physique

Une diode est une jonction constituée de deux couches semi-conductrices parallèles. L'un est de type N (les électrons sont des porteurs majoritaires et les trous sont des porteurs minoritaires) et l'autre est de type P (à l'inverse, les trous sont des porteurs majoritaires et les électrons sont des porteurs

minoritaires). À l'équilibre thermodynamique, en raison du gradient de concentration à la jonction, les trous de la région P se déplacent vers la région N et les électrons de la région N se déplacent vers la région P. Pour ce transfert de porteurs, le courant ID de diffusion correspondant est de P vers N (sens normal du courant). Les porteurs qui ont atteint la région opposée se sont diffusés, se sont retrouvés minoritaires et se recombinent. Cette action entraîne la disparition presque complète des porteurs de charge dans la région de transition, connue sous le nom de région de charge d'espace ou région de vie. Seules les charges négatives (dans la région P) et positives (dans la région N) des atomes accepteurs ou donneurs sont retenues face à face [2].

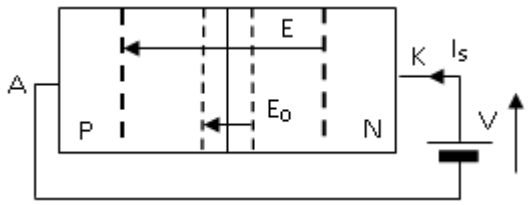
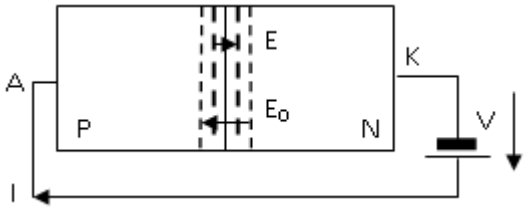


Figure I.2 : polarisation inverse



F**igure I.3** : polarisation directe

Un champ électrique interne (E0) s'établit alors. Ce champ s'oppose à la diffusion des trous de P vers N et à la diffusion des électrons libres de N vers P. Par conséquent, une barrière de potentiel VD est générée en fonction du champ électrique généré. Cela tend à pousser les trous vers P et les électrons vers N. Entre l'effet de diffusion et l'effet antagoniste du champ, un équilibre s'établit. Seuls les porteurs suffisamment énergétiques peuvent franchir cette barrière et maintenir le courant de diffusion ID. En revanche, un champ interne (E0) qui s'oppose à la diffusion des porteurs majoritaires favorise la diffusion des porteurs minoritaires. On a donc un mouvement de porteurs minoritaires, qui produit un courant de saturation (IS) de N vers P. L'intensité de ce courant ne dépend que de l'activité intrinsèque du semi-conducteur, c'est-à-dire de la température.

2.2. Le Thyristor

Un thyristor est un dispositif à quatre jonction des semi-conducteurs alternatifs de type P et de type N. Dans sa forme la plus basique, un thyristor a trois bornes : anode (borne positive), cathode (borne négative), et gâchette. La porte qui contrôle le flux de courant entre l'anode et la cathode.

La fonction principale d'un thyristor est de contrôler l'énergie électrique et le courant en agissant comme un interrupteur. Pour un composant aussi petit et léger, il offre une protection adéquate aux circuits avec de grandes tensions et courants (jusqu'à 6000 V, 4500 A). Il est intéressant comme redresseur parce qu'il peut passer rapidement d'un état de courant conducteur à un état de non-conduction.

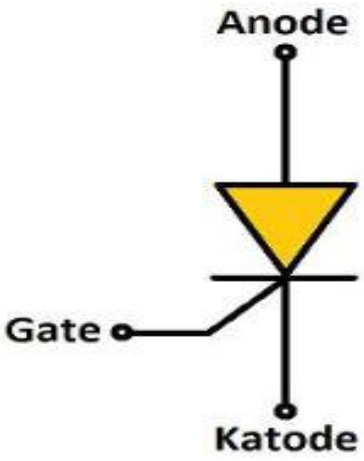


Figure I.4 : Représentation symbolique D'un thyristor.

2.2.1. Le Thyristor GTO

Le Thyristor GTO est une variante de la forme plus standard de thyristor. Plutôt que d'utiliser la gâchette pour allumer le thyristor, dans un thyristor GTO, l'impulsion de gâchette éteint l'appareil.

Ces thyristors sont utiles dans un certain nombre de domaines, en particulier dans les entraînements de moteurs à vitesse variable, haute puissance, onduleurs et des zones similaires. Bien qu'ils ne soient pas aussi bien connus que les formes plus standard de thyristor, la porte désactiver thyristor, est maintenant largement utilisé car il est en mesure de surmonter de nombreux inconvénients du thyristor traditionnel. En conséquence, le thyristor de fermeture de la porte est utilisé dans pratiquement toutes les unités de conversion haute tension CC-CA et CC-CC

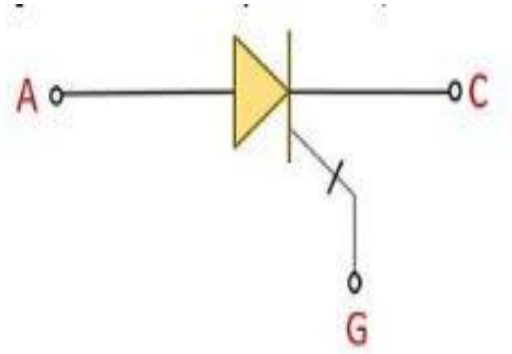


Figure I.5 : Représentation symbolique D'un thyristor GTO.

2.2.2. Principe physique

Le fonctionnement de mise sous tension du GTO est similaire à celui d'un thyristor classique. Lorsque la borne d'anode est rendue positive par rapport à la cathode en appliquant un courant de gâchette positif, l'injection de courant de trou à partir de la porte en avant polarise la cathode p-base de jonction. Cela provoque l'émission d'électrons de la cathode vers la borne d'anode et provoque l'injection de trous de la borne d'anode à la base. Cette injection de trous et d'électrons se poursuit jusqu'à ce que le GTO entre dans l'état conducteur.

Dans le cas d'un thyristor, la conduction commence d'abord par l'activation de la région de cathode adjacente à la borne de gâchette. Par conséquent, par la diffusion du plasma, la région restante entre dans l'état de conduction.

2.3. Le Triac

Les Triacs sont des composants électroniques qui sont largement utilisés dans les applications de contrôle de puissance. Ils sont capables de commuter des tensions élevées et des niveaux de courant élevés, et sur les deux parties d'une forme d'onde AC. Cela rend les circuits triac idéaux pour une utilisation dans une variété d'applications où la commutation de puissance est nécessaire. Sont utilisés dans de nombreuses situations de commande de puissance, y compris la commande du moteur et des commutateurs électroniques.

En raison de leurs performances, les triacs ont tendance à être utilisés pour les applications de commutation électronique de faible à moyenne puissance.

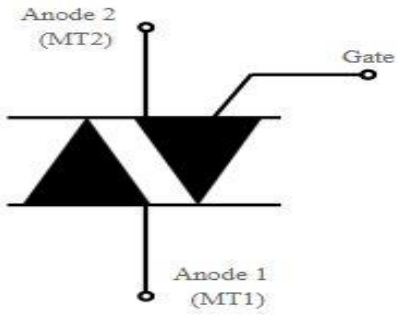


Figure I.6 : Représentation symbolique D'une triac.

2.4. Le Transistor Bipolaire

Les transistors de puissance bipolaires sont les premiers semi-conducteurs de puissance commandés à commande bloquante. Il s'agit d'un interrupteur à semi-conducteurs à verrouillage. A puissance modérée, c'est aujourd'hui l'appareil le plus utilisé pour la conversion d'énergie. Il fonctionne à une fréquence beaucoup plus élevée que les thyristors et est plus facile à mettre en œuvre. Sa caractéristique de tension de tenue à deux paramètres : la tension qu'elle peut supporter à l'état bloqué, c'est un paramètre qui définit la tension maximale appliquée à l'aide du réseau auxiliaire de commutation, et la tension qu'elle peut supporter en régime dynamique pendant le blocage lorsqu'il commute son courant nominal La Figure I.4 montre le symbole du transistor bipolaire

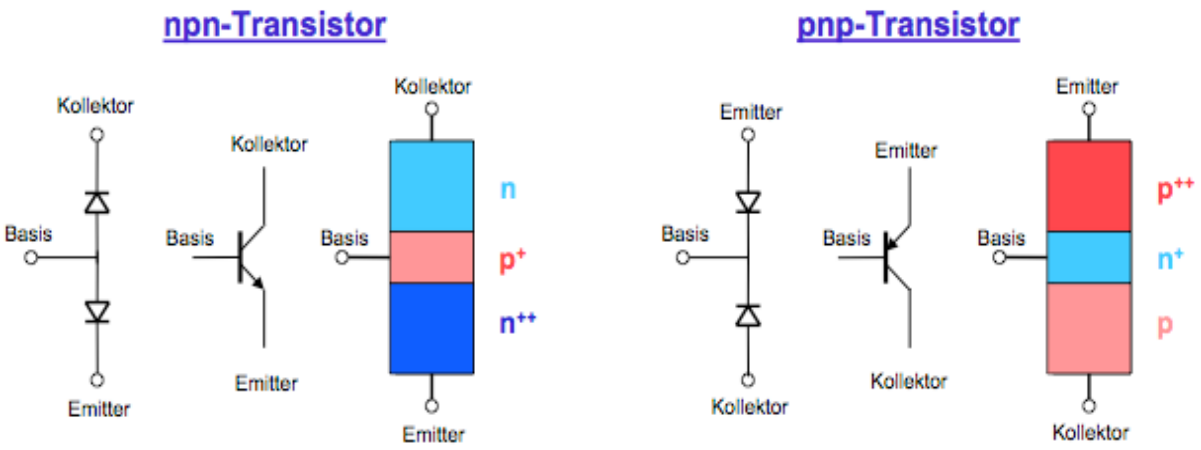


Figure. I.7 : Représentation symbolique D'un transistor bipolaire.

Le transistor bipolaire possède les caractéristiques principales suivantes :

- l'état passant

  - une chute de tension composée d'une tension de seuil et d'une résistance interne,
  - un courant maximum permanent admissible,
  - un gain en courant (pour maintenir le transistor saturé, le courant injecté dans la base doit être supérieur au courant qui circule dans le composant, divisé par le gain),

- *l'état bloqué*,

  - une tension directe maximale admissible,

Les transistors de puissance utilisés en variation de vitesse peuvent fonctionner à des fréquences de quelques kilohertz [3].

2.4.1. Principe physique d'un transistor bipolaire (type PNP)

Les transistors bipolaires sont constitués d'un monocristal de silicium dans lequel deux jonctions PN sont à proximité l'une de l'autre, soit pour un PNP, deux régions de même type de conductivité (P) (respectivement l'émetteur et le collecteur) séparées par une très fine région de type opposé (N).

Le transistor sans polarisation externe fait apparaître au niveau de chaque jonction un champ électrique interne dû aux charges stockées constituées à la frontière des jonctions. Ces deux champs sont opposés et forment deux barrières de potentiel. Si on polarise la base de l'émetteur de jonction PN en direct, on laisse les trous de la région P (émetteur) passer la barrière (elle-même modifiée par le flux de charges avec une perte de potentiel d'environ 0,6 V). Cela génère un courant de trous orienté de l'émetteur vers la base et par neutralité de la zone de transition (un excès de trous est compensé par d'électrons) un courant d'électrons de la base vers l'émetteur. La conduction dans la jonction PN fait donc intervenir les deux porteurs [2].

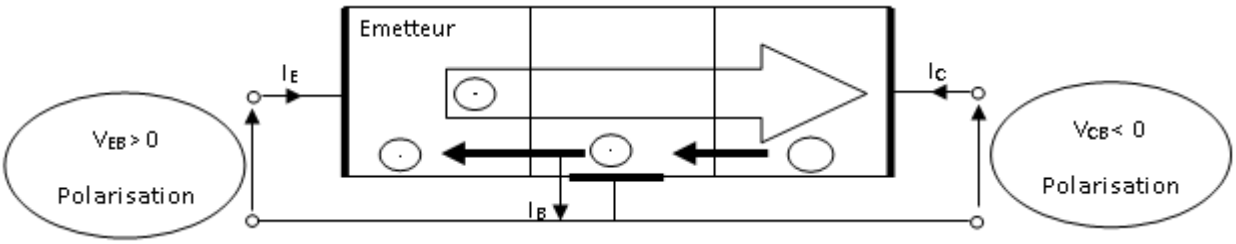


Figure I.8 : Fonctionnement d'un transistor bipolaire PNP

2.5. Le Transistor MOSFET

Ce composant fonctionne complètement différemment des précédents en modifiant le champ électrique dans un semi-conducteur obtenu en polarisant une grille isolée, d'où le nom : « Metal Oxide Semiconductor » [4], Le transistor de puissance MOS est un transistor à effet de champ utilisant la technique MOS. Ou schématiquement, une résistance variable régulée par une tension, d'où l'absence d'un effet redresseur pendant la conduction.. Par rapport au bipolaire, le mosfet présente de nombreux avantages : l'impédance d'entrée, qui permet un contrôle sans apport de courant ni de puissance ; dix fois la vitesse de commutation, fonctionne bien à 250 kHz. L'appareil est moins lourd et donc moins encombrant. Dans le chapitre Inconvénients, le mosfet a des chutes de tension plus élevées et consomme plus de silicium que le transistor bipolaire.

Le transistor MOS possède les caractéristiques principales suivantes :

- á l'état passant :
  - un courant permanent maximal acceptable.
  - une tension de contrôle permettant l'exécution et le verrouillage du composant.
- à l'état bloqué
  - une tension directe maximale admissible.

2.5.1. Le principe physique

Un mosfet à canal N formé d'un substrat semi-conducteur de type P diffusé avec deux régions de type N distantes de quelques µm, appelées respectivement source et drain. Une couche isolante d'oxyde de silicium est déposée sur le substrat semi-conducteur, la surface est métallisée avec de l'aluminium pour former le réseau. Les zones formant drain, source et substrat sont également pourvues de contacts ohmique et les deux derniers sont reliés entre eux. Le dispositif d'un transistor à effet de champ peut alors être assimilé à un condensateur plan dont une électrode est le substrat semi-conducteur et l'autre une armature très conductrice appelée grille, la couche de silice étant le diélectrique.

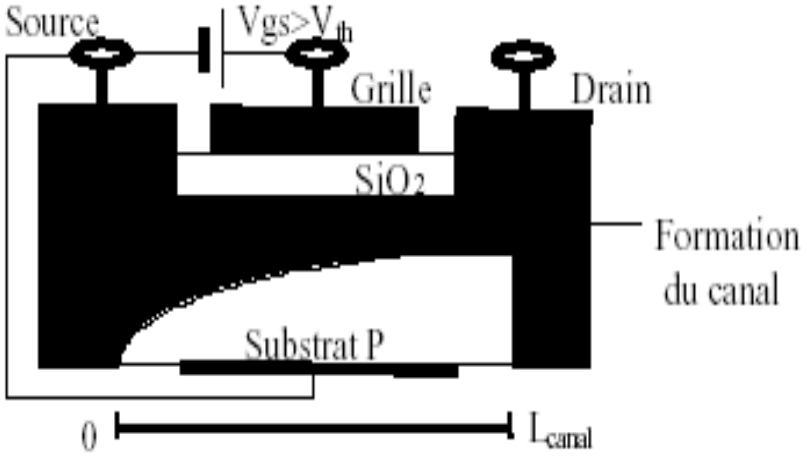


Figure I.9 : Transistor MOSFET

2.6. comparaison entre un Mosfet et un Transistor Bipolaire

	Mosfet	**Transistor Bipolaire**
Caractéristique	Un seul type de porteur	Deux types de porteur
Principe	Dérive de potentiel	Diffusion
Avantages	▪ Commande simple et économique ▪ Commande rapide	▪ Faible chute de tension à l'état passant
Inconvénients	▪ chute de tension élevée à l'état passant pour des tenues de tension élevée ▪ incompatibilité technologique à avoir un fort courant et une tenue de tension élevée	▪ Commande complexe et peu économique ▪ Commutation moins rapide que le mosfet

Tableau I.1 : comparaison entre un Mosfet et un transistor bipolaire

2.7. Le transistor à Grille Isolée IGBT

C'est un transistor de puissance contrôlé par un voltage appliqué à une électrode connue sous le nom de grille. ou "gate" qui est isolée du circuit, d'où l'appellation "Insulated Gate Bipolar Transistor". Ce transistor présente l'avantage sur le transistor bipolaire de pouvoir être commandé en tension, ce qui simplifie grandement son alimentation. Il combine les avantages de deux technologies : Bipolaire et Mosfet. L'IGBT fonctionne à de faibles tensions VCE et avec des densités de courant beaucoup plus élevées (20 fois et plus) qu'un mosfet équivalent. La résistance du conducteur est plus faible, ce qui rend l'IGBT particulièrement adapté aux applications haute tension (500 V à 1000 V) [4].

2.7.1. Principe physique

L'IGBT est un dispositif qui comprend 4 couches de semi-conducteurs $P^+N^-PN^+$. Différents dans le même cristal de silicium. La structure de l'IGBT a été étudiée afin d'utiliser les avantages du transistor bipolaire et du mosfet et de réduire leurs inconvénients. Nous pouvons mapper la structure de l'IGBT sur un schéma équivalent [5]. On y voit deux transistors bipolaires N^+PN^- et PN^-P^+, un mosfet en mode enrichissement canal N, une résistance Rp représentant la résistance entre les plans N+ et P, et une résistance R représentant la résistance de la couche N légèrement dopée (Figure I.8).

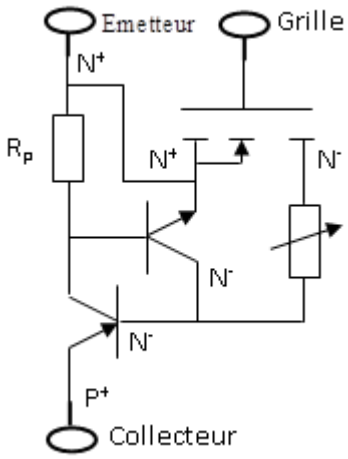


Figure I.10 : Schéma équivalent IGBT

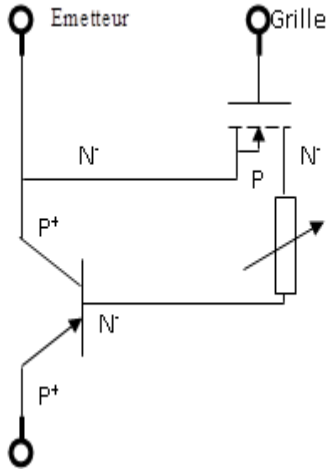


Figure I.11 : Schéma simplifié de l'IGBT

L'IGBT est contrôlé en appliquant une tension à la grille. Le comportement dynamique et statique de l'appareil est similaire à celui d'un mosfet à canal N amélioré (cependant, le lecteur n'a pas besoin d'être aussi efficace que la conduite d'un mosfet dont les temps de commutation sont très courts)

Pour bloquer l'IGBT, il suffit de l'annuler ou d'appliquer une tension négative à sa grille. Le canal MOS est alors rapidement fermé afin qu'il n'y ait plus d'électrons envoyés à la base du transistor bipolaire. Après ouverture du mosfet, la base de la PNP est en air avec une charge emmagasinée élevée, ce qui stimule toujours la jonction P+N et maintient ainsi la conduction de la PNP.. Pour le bloquer, il est nécessaire de rompre la charge sur la base. Cependant, cela ne peut se produire que lentement en raison de la recombinaison naturelle des porteurs de charge dans la couche N (en fonction de la durée de vie des porteurs de charge dans la base du PNP) et de l'évacuation des électrons à travers la jonction P+N.

L'ouverture d'un l'IGBT provoque alors une chute en deux temps du courant de collecteur. Le premier est rapide en raison du blocage MOS, tandis que le second est lent en raison du blocage PNP. La dernière étape constitue le principal inconvénient des IGBT, car elle provoque un frottis de courant

(ou courant de queue), ce qui augmente considérablement les pertes de commutation à la mise sous tension et entraîne une fréquence de commutation plus faible des composants de puissance.

Par conséquent, le coefficient de transfert est plus faible, ce qui réduit le gain b du PNP, mais augmente également la résistance à l'état passant en raison de la plus faible mobilité de la charge. Par conséquent, quelle que soit la solution utilisée pour optimiser les performances de l'IGBT, on augmentera les pertes de conduction du composant. Un dilemme se pose alors :

• Un bêta faible est bon pour la vitesse de commutation. Par conséquent, les pertes de commutation sont réduites, ce qui compromet les pertes de conduction. Les contraintes CEM sont également plus importantes.

• Un bêta élevé favorise une faible résistance à l'état passant. Par conséquent, les pertes de conduction sont réduites, ce qui est désavantageux pour les pertes de commutation pour une utilisation à haute fréquence. Considérons une fonction du courant d'électron et de trou ip en fonction de β :

$$i_N = \frac{i_{C,IGBT}}{1+\beta} = i_{MOS} \qquad \text{(I.1)} \qquad\qquad i_P = \frac{\beta \times i_{C,IGBT}}{1+\beta} = i_{C,PNP} \qquad \text{(I.2)}$$

2.8. Comparaison entre les composantes électroniques

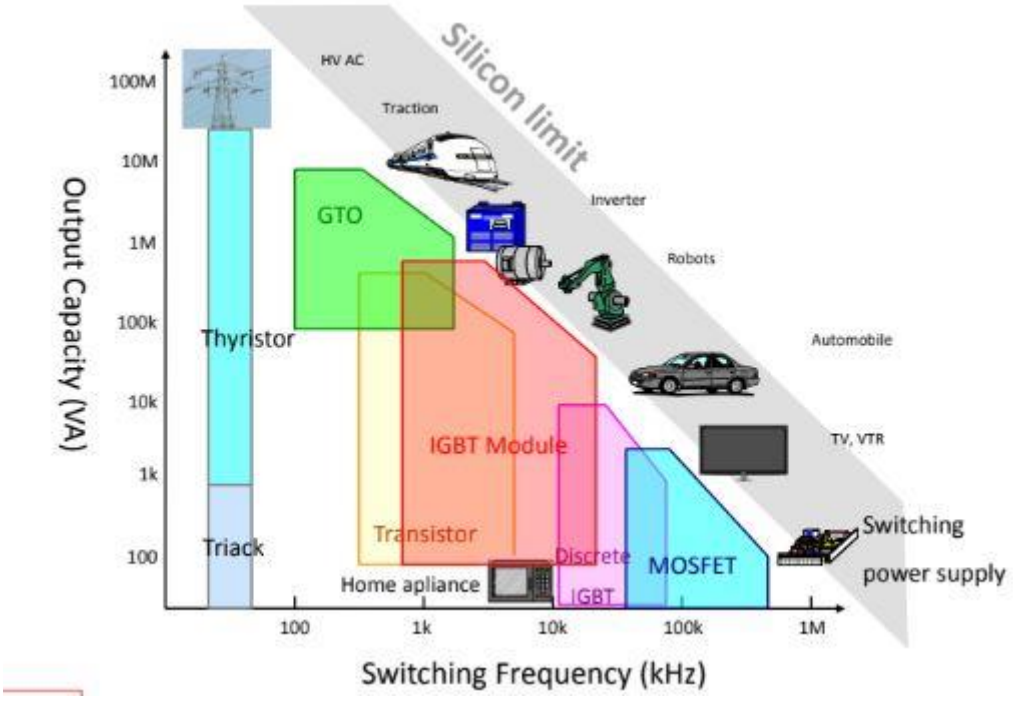


Figure I.12 : comparaison entre les composants électroniques [16]

A partir de La figure I. qui illustre une comparaison entre les composants électroniques cités précédent, le triac et le thyristor sont les composantes qui ont un fréquence de commutation faible moins de 100 Khz, avec un préférence du thyristor dans les application de haut et moyenne puissance, tandis que la famille des transistors ayant un fréquence de commutation élevés (peut atteindre 700Khz

pour les MOSFET), ainsi que le composant le plus préférable pour les application de moyenne puissance c'est L'IGBT qui combine les bienfait des transistors bipolaire et les transistors MOSFET.

3. IGBT en fonctionnement normal

3.1. Caractéristiques statiques de L'IGBT

Les courbes statiques IC (Vce) sont configurées pour une température donnée, la tension de grille Vge étant le paramètre Ils ressemblent à ceux des MOSFET à la tension seuil la plus proche (près de l'origine).

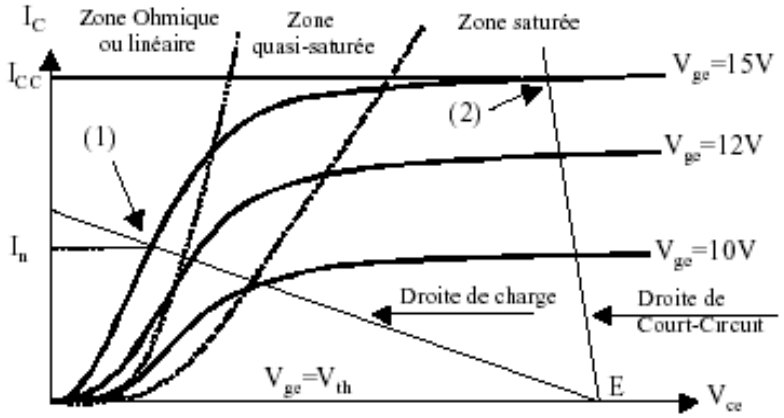


Figure I.13 : Caractéristiques statiques de l'IGBT

Lorsque la tension de grille Vge est inférieure à La tension de seuil Vth (Compris en 5 et 10V) L'IGBT devient bloqué. Le composant supporte la tension de blocage E.

L'IGBT devient passant lorsque la tension de grille Vge dépasse la tension de seuil. Le courant de charge circule dans le bloc d'alimentation. En fonctionnement normal (Vge=15V) le point de fonctionnement est identifié par le point (1) sur la Figure I.9. Cela dépend de la ligne de charge du système, de la tension présente à la grille de l'IGBT et des caractéristiques statiques de l'appareil. Ce point est défini par l'équation :

$$i_c = (1+\beta).C_o\left[(V_{ge} - V_{th}.V_{ce} - \frac{V_{ce}^{\ 2}}{2})\right] \qquad \text{(I.3)}$$

Avec $$C_o = \frac{\mu_{ns}.C_{OX}.Z_{canal}}{L_{canal}}$$

Cette relation montre qu'à l'état passant la tension aux bornes de l'IGBT n'est pas nulle. Celle-ci est d'autant plus importante que la tension de grille est faible. Afin de réduire les pertes de conduction dans le semi-conducteur et donc son chauffage, il est nécessaire de contrôler le composant avec une tension de réseau relativement élevée (en général 15 V).

3.2. Caractéristiques statique d'un l'IGBT en court-circuit

Les propriétés statiques de l'IGBT permettent de maintenir le point de fonctionnement lorsque le bras du convertisseur est en court-circuit. Dans ce cas, l'impédance du mail est faible, ce qui augmente la pente de la droite de charge (cf. ligne de court-circuit sur la Figure I.9). Le point de fonctionnement est alors en (2).Dans le court-circuit, l'IGBT se comporte comme un limiteur de courant et son amplitude dépend des propriétés statiques de l'appareil en zone saturée :

$$i_c = (1+\beta)\frac{C_o}{2}(V_{ge} - V_{th})^2 \tag{I.4}$$

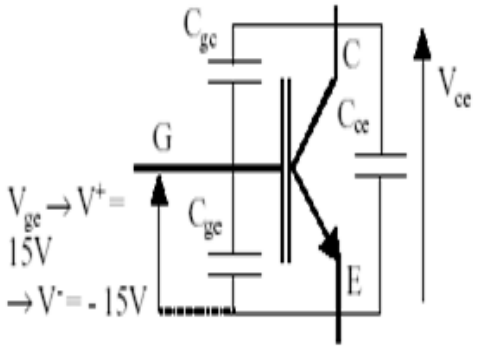
Cette équation est la fonction de transfère (liée à la structure de l'interrupteur) :

$$g_m = \left(\frac{di_c}{dv_{ge}}\right)_{V_{ce}=Cste} = (1+\beta).C_o(V_{ge} - V_{th}) \tag{I.5}$$

Les relations (I.4) et (I.5) indiquent que l'amplitude du courant varie en fonction de la tension de commande (Vge).Par ailleurs, le gain b et la tension seuil Vth sont sensibles à la température.

3.3. Caractéristiques dynamique d'un l'IGBT

Afin d'analyser le comportement dynamique de l'IGBT pendant la phase de commutation, un modèle statique doit être complété en introduisant des capacités parasites entre les jonctions semi-conductrices. Ceux-ci sont déduits des données du fabricant.



$$\begin{cases} (C_{iss})_{Vce} = cste = C_{ge} + C_{gc} \\ C_{res} = C_{ge} \\ (C_{oes})_{Vge} = cste = C_{ce} + C_{gc} \end{cases} \tag{I.6}$$

Figure I.14 : Capacités parasites de l'IGBT

Comme avec un mosfet, les capacités Cge et Cce sont constantes à tous les points de fonctionnement, alors que la capacité du Cgc est fortement non linéaire selon la tension aux bornes. Comme pour le mosfet, ce phénomène explique en partie l'effet Miller qui se produit à chaque commutation (plateau de la tension de grille). Le comportement entre ces deux interrupteurs est donc très similaire, sauf à l'ouverture de l'IGBT, où les charges emmagasinées dans la partie transistor bipolaire du semi-conducteur ajoutent une queue de courant plus ou moins grande, en fonction de la technologie de l'appareil.

3.4. la cellule de commutation élémentaire.

Le comportement dynamique de l'élément est étroitement lié à la topologie du circuit.Par conséquent, l'analyse de la commutation de l'interrupteur est réalisée sur une cellule élémentaire d'interrupteur de type onduleur. Il s'agit de deux interrupteurs anti-parallèles consistant en un IGBT et une diode [7].

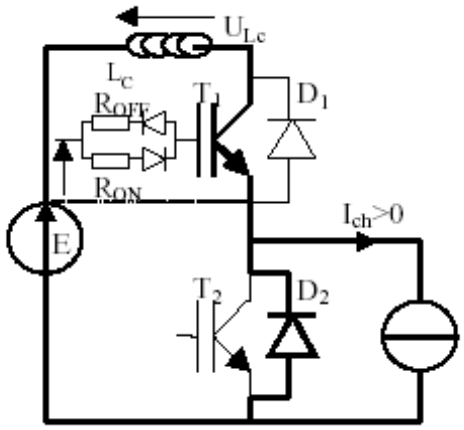


Figure I.15 : Bras d'onduleur.

3.4.1. Dynamique du courant :

La dynamique du courant dans la cellule de commutation est imposée soit par le commutateur contrôlé, soit par l'inductance de câblage du mail .L'élément qui fixe le di/dt dans le circuit est alors celui qui impose la commutation la moins rapide. Soit quand **:**

$L_C \cdot \frac{di}{dt} \langle E$ Alors le $\frac{di}{dt}$ est imposée par l'interrupteur (T1) et indirectement par le système de fermeture.

$L_C \cdot \frac{di}{dt} \rangle E$ Alors le $\frac{di}{dt}$ est imposé par l'inductance de la maille (L_c)

3.4.2. Dynamique de la tension :

La dynamique de la tension est dictée par les capacités parasitaires des interrupteurs .Une approche simplifiée permet de déterminer le comportement dynamique à l'intérieur de la cellule. Celle-ci est expliquée par [8].

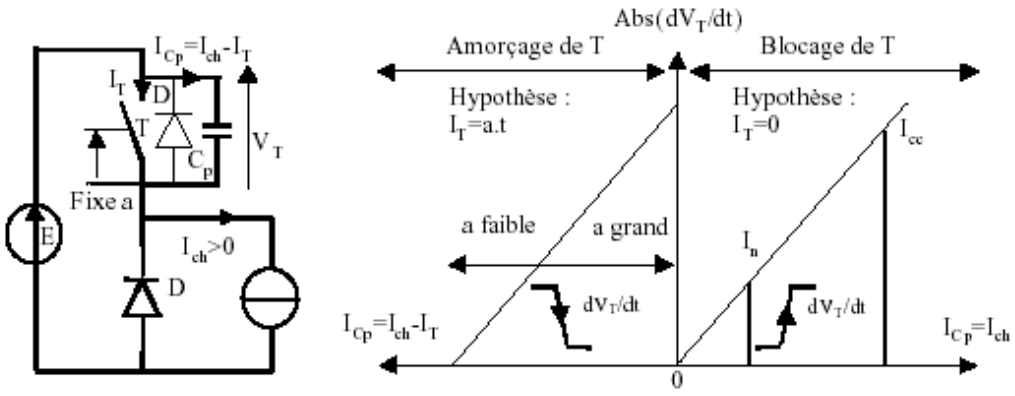


Figure I.16 : Analyse du dv/dt au sein de la cellule de commutation

3.4.3. Commutation au blocage de l'IGBT

Les étapes effectuées lors de la commutation de fermeture sont répétées pour étudier l'ouverture de l'IGBT dans une cellule de commutation en fonctionnement normal. La principale raison de la différence entre les deux commutations est que les charges stockées dans la diode n'apparaissent plus. Par conséquent, l'effet du courant inverse n'existe plus. D'autre part, l'inductance du câblage maillé et la capacité parasite de la diode doivent être prises en compte.

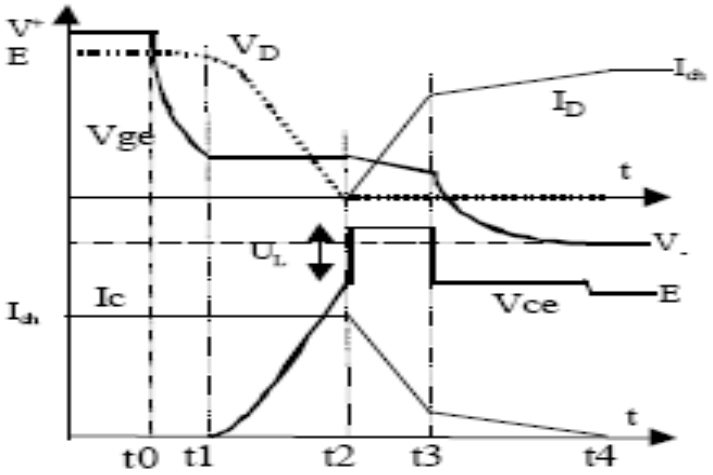


Figure I.17 : Commutation à l'ouverture dans une cellule de commutation

t0 : Ordre de blocage de l'IGBT est donné en appliquant la tension V^- sur la grille
t1-t2 : dans cette période l'IGBT retrouve son pouvoir de coupure. si l'on considère que la dynamique de tension aux bornes du composant (Vce) génère un fort courant capacitif dans le Cgc, la commande de l'IGBT peut contribuer à la dynamique de la tension (c'est le plus petit dv/dt qui l'emporte). Le courant de grille est ensuite utilisé pour décharger la capacité Miller, ce qui provoque l'apparition d'un tension sur la tension de grille.Le dv/dt est alors égale à :

$$\left(\frac{dv_{ce}}{dt}\right)_{off} = \frac{V_{th} + \frac{I_{ch}}{g_m} - \left|V^-\right|}{R_{off} \times C_{gc\,\min}} \qquad \text{(I.7)}$$

t2-t3 La tension aux bornes de l'IGBT (T1) atteint la tension du bus d'entrée, la diode D2 se met à conduire. Le courant dans l'IGBT peut alors s'annuler. En adoptant un raisonnement analogue à celui mené lors de l'étude de la fermeture, nous obtenons :

$$\left(\frac{di_c}{dt}\right)_{off} = -g_m \frac{V_{th} + \frac{I_{ch}}{2 \times g_m} + \left|V^-\right|}{R_{off} \times C_{gs\min}} \tag{I.8}$$

t3-t4 Le courant IC décroît lentement jusqu'à l'annulation des charges stockées. Les dynamiques en tension et en courant à l'amorçage et au blocage au sein de la cellule de commutation. Dépendent des résistances de grille de la commande rapprochée et du courant de charge.

3.4.4. Pertes par commutation

Lors de la commutation, courant et tension sont présents aux bornes du semi-conducteur commandé. Cela se traduit par des pertes dans le silicium qui s'ajoutent aux pertes par conduction. Les pertes de commutation sont proportionnelles à la fréquence de commutation et la dissipation de puissance dans chaque commutateur matériel peut être approximée à partir des formes d'onde simplifiées.

$$\varepsilon_{on} \approx \frac{1}{2}\left(E - L_c\left(\frac{di}{dt}\right)_{on}\right)\frac{\left(I_{ch} + I_{RRM}\right)^2}{\left(\frac{di}{dt}\right)_{on}} - \frac{1}{4}(2 \times I_{ch} + I_{RRM})\frac{\left(E - L_c \times \left(\frac{di}{dt}\right)_{on}\right)^2}{\left(\frac{dv}{dt}\right)_{on}} \tag{I.9}$$

$$\varepsilon_{off} \approx \frac{1}{2} L_c \frac{E^2}{\left(\frac{dv}{dt}\right)_{off}} - \frac{1}{2}\left(E - L_c \times \left(\frac{di}{dt}\right)_{off}\right)_{off} \frac{{I_{ch}}^2}{\left(\frac{di}{dt}\right)_{off}} \tag{I.10}$$

Ces énergies font monter la température en silicium. Pour assurer la sûreté du semi-conducteur, .il doit impérativement réduire cette température en limitant la fréquence de l'interruption et le courant qui la charge., tout en conservant des performances optimales du composant. Plusieurs études comparatives entre les deux technologies IGBT ont été réalisées pour caractériser leurs pertes [10] et déterminer le type le plus adapté pour fonctionner à haute fréquence de découpage.

4. l'IGBT en modes de défaillance

Les propriétés dynamiques de l'IGBT associées aux mécanismes de commutation d'une cellule réelle peuvent stresser le semi-conducteur. Afin de déterminer leur impact sur le dispositif, il est nécessaire d'examiner ces limitations à l'échelle de la physique des semi-conducteurs. Cette analyse revient à définir les causes et les modes de défaillance du composant de puissance. Les contraintes exercées sur le semi-conducteur sont de deux types :

- Contraintes statiques : se produisent lorsqu'un composant est soumis à une tension excessive ou que le courant continu est trop élevé. Leurs amplitudes doivent être limitées.
- Contraintes dynamiques : elles se produisent lorsque le commutateur subit un courant, une tension ou une puissance transitoire excessive. Dans la plupart des cas, ceux-ci correspondent à des

états aléatoires (court-circuit) ou à des fonctionnements mal maîtrisés, souvent liés à une mauvaise conception (limiteur actif, ouverture avec charge inductive, etc.).

4.1. Effet du Température sur L'IGBT

Pour garantir le bon fonctionnement du commutateur, la température du composant électrique ne doit pas dépasser la température intrinsèque du silicium (entre 250 et 300 °C, selon la concentration de dopage [11]). Pour ce faire, il faut limiter la commutation et la perte de conduction pendant le fonctionnement normal, et promouvoir la conduction thermique dans toutes les couches du composant.

Le comportement thermique d'un composante de puissance dépend de l'impédance thermique des différentes couches entre la puce en silicone et le dissipateur thermique relié à l'interrupteur. Lors de la conception du convertisseur, les électroniciens de puissance doivent calculer la température du composant en fonctionnement nominal et vérifier qu'elle ne dépasse jamais 150°C pour garantir sa sécurité. En plus du choix des interrupteurs, pour respecter ce critère, il peut ajuster la vitesse des interrupteurs, la fréquence de commutation et le choix des dissipateurs thermiques. Selon le type de ces derniers, la puissance admise dans la tranche de silicium est d'environ 60W/cm2 pour les radiateurs à air et 100W/cm2 pour les radiateurs à eau. Une méthode permet de calculer rapidement la température de jonction en fonction de l'énergie à dissiper et des caractéristiques du composant. Il est basé sur un calcul simple. Les expressions sont issues d'un schéma électrique (cf. Figure I.14) avec un réseaux RC. Ils font l'analogie entre les grandeurs électriques et thermiques (température,tension,), les impédances thermiques statiques (Rth) et dynamiques (Zth=RthCth) étant données par le constructeur.

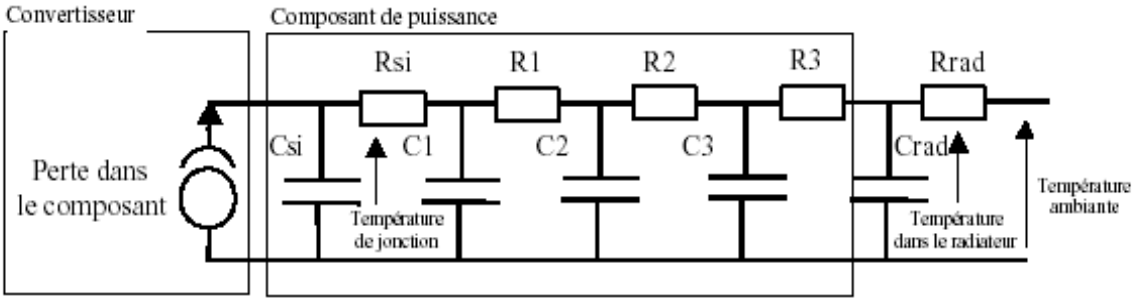


Figure I.18 : Comportement thermique dans le semi-conducteur

En fonctionnement PWM, il peut être essentiel de prendre en compte l'impédance dynamique. En effet, plus la fréquence de modulation est faible, plus les variations de température de la jonction sont importantes. Ainsi, à 50 Hertz, la température évolue peu (environ 10 Hz). Par contre, à basse fréquence (commande machine basse vitesse) la température de jonction peut varier d'une centaine de degrés autour de la température moyenne. Afin d'assurer la sécurité du semi-conducteur, il est impératif de prendre en compte ces variations de température afin de ne pas dépasser la température critique (la fréquence de découpage peut être réduite) [12].

4.2. Claquage par Avalanche, cas d'une jonction PN

En polarisant en direct la jonction PN, les porteurs majoritaires peuvent traverser la barrière. Dans la région de charge d'espace, ils gagnent de l'énergie sur la distance moyenne entre deux interactions avec les atomes du cristal semi-conducteur. Si l'amplitude du champ électrique (qui est directement liée au potentiel appliqué aux bornes de la jonction) est telle que l'énergie obtenue peut ioniser les atomes lors de la collision (E > 105 V/cm pour le silicium), alors il est possible de générer

de nouveaux porteurs (paires électron-trou) et la multiplication de ces porteurs. Ce phénomène, appelé avalanche, provoque une augmentation brutale du courant inverse. Au-delà d'un certain seuil de tension, ce processus de multiplication des porteuses devient autonome et marque le claquage de la jonction [3]. La panne est alors irréversible. Le défaut est alors irréversible, Si l'amplitude du courant avalancheux n'est pas limitée, l'énergie dissipée à l'intérieur de la matière est énorme en raison de la présence d'une haute tension et après un temps relativement court.cela mène à la destruction du composant.

La tension de claquage par avalanche de la jonction de blocage représente la limite de tension inhérente applicable au composant. Sa valeur théorique est définie par le dopage (PN) de la couche. Cependant, il existe plusieurs raisons d'abaisser cette tension limite. Parmi eux, il y a l'effet des défauts dans les semi-conducteurs, qui provoquent des changements dans la densité de courant inverse et provoquent des points chauds dans les régions de transition en raison de la non-uniformité de la résistance à l'échelle de la puce. De plus, la géométrie de la surface du composant est essentielle pour éviter que les courants de fuite ne contournent le bord de la jonction [13]. Ces effets peuvent entraîner une panne presque immédiate des composants d'alimentation. Cependant, certains commutateurs sont capables de conserver l'énergie d'avalanche pendant de courtes périodes (certains MOS ou IGBT). Des progrès considérables ont été réalisés en matière de contrôle de l'homogénéité des lignes de courant en silicium et d'évitement des effets de bord par l'intégration de bagues de protection.Par conséquent, certains fabricants de MOS garantissent la vitesse d'avalanche au courant nominal avec une quantité spécifiée d'énergie absorbable qui permet au composant de se protéger contre les surtensions transitoires [14].

4.3. Tension de Claquage de la Grille

Une tension de grille excessive induit un champ électrique important en oxyde de silicium.Au-delà d'un certain seuil, la grille sera en avalanche. Si le courant n'est pas limité, cela conduira à la destruction de la couche isolante, qui à son tour conduira à la destruction des composants de puissance, car elle n'est plus contrôlée. Des études sur les caractéristiques de tension de tenue du réseau ont montré qu'en conditions statiques, le seuil de tension à ne pas dépasser peut atteindre 100 V, et les surtensions répétées peuvent atteindre 50 V à une fréquence de 20 kHz [14].

4.4. Retournement statique dans un IGBT

L'inversion statique se produit lorsque le transistor bipolaire parasite de l'IGBT entre dans l'état conducteur [12]. Son aspect peut être compris à partir du circuit équivalent de la Figure I.7. Lorsque l'IGBT est activé, le courant est partagé entre les transistors bipolaires Mos et P+N-P qui composent la structure N+PN-P+ de l'élément de puissance. Si le courant traversant le transistor principal P+N-P est élevé, la chute de tension aux bornes de Rp (résistance parasite de la couche P prise en sandwich entre N+ et N-) devient non négligeable. Au-dessus de 0,6 V (la tension de seuil de la jonction), la jonction N+P polarisée en direct commence à injecter des électrons de N+ vers P, La jonction P+N- est polarisée en inverse, et la plupart des électrons passent par cette jonction et se retrouvent à la base du transistor principal. La tension de grille commande l'injection d'électrons dans le MOS de la couche N puis perd tout contrôle, tandis que les deux transistors bipolaires s'alimentent, faisant conduire les quatre couches du composant comme des thyristors. Comme la densité de courant n'est plus contrôlée, elle augmente rapidement, provoquant l'inversion du champ électrique dans l'importante région N. Il suit l'inclinaison de la région de charge d'espace sur la jonction PN (initialement supportée sur la jonction N + P), donc l'expression latch-up représente ce phénomène. Comme nous le verrons plus loin, le phénomène d'inversion statique de certains IGBT est remplacé par un emballement thermique qui marque une avalanche.

Le verrouillage est sensible à la température car la résistance parasite Rp augmente lorsque la mobilité des trous dans la couche P diminue et que la tension de seuil de la jonction N+P diminue. Par

conséquent, bien que ce phénomène soit bien traité par les fabricants d'IGBT, il se produit toujours lors d'un fonctionnement dans des conditions extrêmes telles que des défauts de court-circuit. Pour éviter le verrouillage, il est nécessaire de limiter la densité de courant dans les semi-conducteurs.

4.5. Avalanche dynamique dans un IGBT

Ces phénomènes se produisent lorsque les IGBT sont soumis à des transitoires de forte puissance, qui correspondent à des courants élevés et à des tensions élevées qui existent simultanément dans des couches importantes du composant. Nous analysons leur apparence lors de défauts de court-circuit. Une approche simple consiste à supposer qu'au début du défaut, les N couches significatives sont constituées de deux régions :

- La région fortement régulée du côté de la jonction P+N- (voir Figure II.18). Il est obtenu par l'action combinée d'une forte injection d'électrons et de trous. Cette région est électriquement neutre et affectée par un champ électrique très faible (faible résistance). Cela traduit la présence d'un fort courant (court-circuit). Pourtant, il peut être contrôlé en contrôlant la tension de grille.
- Région de charge d'espace flanquant la jonction PN. En raison de la tension nominale présente aux bornes de l'IGBT, il peut résister aux champs électriques. La distribution du champ électrique sur la jonction PN dépend du dopage de la couche N ainsi que du nombre de trous et d'électrons traversant la région de charge d'espace. Considérez l'équation gaussienne montrant la distribution du champ :

$$\frac{dE(x,t)}{dx} = \frac{q}{\varepsilon_{SI}} \times (N_D + p - n) \qquad \text{(I.11)}$$

La densité de porteurs de charge dans cette région est liée à la densité de courant totale dans l'IGBT. En fonctionnement normal, celle-ci est relativement faible (environ 60A/cm2) et très inférieure à la densité de charge fixe D N (dépendant du dopage de la région vitale). Dans ces conditions, le champ électrique maximal appliqué à la jonction PN est inférieur au champ électrique critique Emax (» 200 kV/cm). Il ne peut y avoir ni renversement ni avalanche.

$$E_{\max} = \left(\frac{2.q.V_{ce}}{\varepsilon_{SI}} \left(N_D + \frac{J_{c,igbt}}{q.V_{PS}} \right) \right) \qquad \text{(I.12)}$$

D'autre part, en fonctionnement extrême, l'effet combiné du champ électrique élevé et du courant très élevé qui sature la vitesse des porteurs de charge dans la région de charge d'espace modifie la répartition de ce champ électrique à travers la jonction. En fait, le nombre d'électrons et de trous augmente très rapidement en fonction de la vitesse de saturation et de la densité des porteurs.

$$n = J_n / (q \times V_{ns}) \quad \text{et} \quad p = J_P / (q \times v_{PS}) \qquad \text{(I.13)}$$

La pente du champ électrique appliquée sur la zone de charge d'espace est modifiée et elle a pour expression :

$$\frac{dE(x,t)}{dx} = \frac{q}{\varepsilon_{SI}} \times \left[N_D - \frac{1}{q \times V_{ns}} \times \frac{1 - \beta \times \sigma}{1 + \beta} \times J_{c,igbt} \right] \qquad \text{(I.14)}$$

Au-dessus d'une certaine densité de courant (>300A/cm2), la pente du champ électrique augmente ou diminue selon le rapport du gain b et de la vitesse de saturation

s = nsv/psv. En supposant que les vitesses des électrons et des trous sont égales lorsque le champ s'approche du champ critique, cela équivaut à supposer que s est constant et égal à 1. Cette simplification montre que le gain β est fortement dépendant de la densité de courant et de la technologie des composants. Ainsi, selon le type d'IGBT [11].

4.6. Le vieillissement

Le vieillissement entraînera à terme une dégradation des IGBT et une dérive des paramètres (Vce_sat, Rth, Iceo). Deux phénomènes très évidents sont responsables de l'évolution des caractéristiques du composant : la fatigue thermique, caractérisée par l'effet des variations de l'énergie dissipée dans le composant, et la polarisation de la grille à haute température, caractérisée par l'oxyde de grille résistant à la tension.

4.6.1. Fatigue Thermique

Une augmentation de la température de commutation augmentera le nombre de couches dans le composant. Cependant, les matériaux utilisés pour la fabrication diffèrent et leurs coefficients de dilatation ne sont pas égaux. De ce fait, la structure multi-matériaux de l'interrupteur est soumise à des contraintes mécaniques importantes après chaque cycle thermique. Ce phénomène reflète la fatigue thermique des composants et est la principale cause de vieillissement.

La défaillance de l'interrupteur se produit principalement autour de l'émetteur, qui est la zone de la puce la plus sollicitée, et elle se produit par une fissure dans le silicium sous le plot ou un cisaillement du fil de liaison (connexion de l'émetteur). La fatigue thermique est directement liée au cyclage thermique qu'un composant peut subir. Malheureusement, ΔTj est très courant dans les applications d'électronique de puissance (cycles de démarrage des métros, changements de vitesse à basses fréquences de modulation, etc.). Ils déterminent la durée de vie d'un semi-conducteur et donc sa fiabilité. Ceci est lié à la température stable Tj de la jonction, qui est inversement exponentielle à l'excursion de température ΔTj selon la loi d'Arrhenius. Des études ont montré que le vieillissement des semi-conducteurs provoque un augmentation a:

- la tension Vce à l'état passant.
- le courant de fuite dans la grille.
- la température de jonction et de la résistance thermique.

4.6.2. Vieillissement de l'oxyde de grille de l'IGBT.

Le vieillissement de la grille est dû à la dégradation de l'oxyde de silicium qui constitue le matériau isolant de la partie commande de l'IGBT [15]. Ceci est dû à la circulation des électrons dans l'isolant. C'est le cas des énergies de ces bornes lorsque le champ électrique qui leur est appliqué est supérieur au champ critique qui permet à leurs atomes de s'ioniser, ou lorsque la température du composant est suffisamment élevée pour charger les électrodes de l'isolant et permettre la charge à traverser. Supérieure à la barrière (effet tunnel). Lors du processus de croisement dans l'isolant, certains porteurs sont piégés dans les défauts du matériau, ce qui conduit à une augmentation temporelle de la tension de seuil de l'IGBT. Il se caractérise par une augmentation significative du niveau d'énergie de Miller lors de la commutation de l'interrupteur, entraînant un retard à l'allumage et une avance à l'extinction. Ce phénomène n'est pas dangereux pour le système, mais il permet de modifier les temps morts dans le temps.

5. Conclusion

Ce mémoire analyse les mécanismes de défaillance des interrupteurs de puissance du point de vue de la physique des semi-conducteurs. Cela nous permet d'étudier leurs conséquences et d'identifier leurs modes de défaillance. Ces recherches permettront ensuite de trouver des remèdes pour se protéger des régimes extrêmes ou mieux les éviter.

L'endommagement des IGBT est toujours associé à des problèmes thermiques (problèmes de dissipation thermique, problèmes thermomécaniques des contacts, problèmes dans des conditions extrêmes de fonctionnement) qui conduisent inévitablement à des défaillances par court-circuit. Il peut y avoir deux raisons à ce dernier : défaillance du semi-conducteur interne ou défaillance de la commande. Dépend de l'état initial de l'IGBT défaillant (passé ou bloqué) et de la source du défaut

Référence

[1] Serge pittet «Modélisation physique d'un transistor de puissance igbt - traînée en tension à l'enclenchement », , thèse de EPLF ,2005.

[2] Philippe Baudesson *"Sûreté de fonctionnement, reconfiguration et marches dégradées des onduleurs multiniveaux à IGBT"*, , thèse de l'INPT, Toulouse, 2000.

[3] Ph. Leturcq « Physique des semi-conducteurs de puissance », Techniques de l'Ingénieur, traité de Génie électrique, D3102

[4] Daniel CLENET **"**Démarreurs et variateurs de vitesse électroniques*"*, Schneider electric, CT 208 éditions novembre 2003.

[5] B.J. Baligna « Modern power devices », New York, John Wiley & Sons, 1987

[6] J. Arnould, P. Merle « Dipositifs de l'électronique de puissance », collection Hermès, 1992.

[7] Foch, F. Forest, T. Meynard « Onduleur de tension », H, Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, D 3 177.

[8] F. Forest, J-P Ferrieux « Alimentations à découpage – Convertisseurs à résonance», avril 1999, 3eme édition, Dunod.

[9] F. Sarrus « Etude de l'influence des éléments de la cellule de commutation sur le comportement dynamique de l'IGBT », Thèse à l'INSA de Lyon.

[10] S. Azzopardi, C. Jamet, J.M. Vinassa, C. Zardini, « Switching performances comparison of 1200V Punch-Through and Non Punch-Through IGBTs under hard switching at high temperature », PESC, 1998.

[11] V.S. Duong « Etude de l'intégration d'une protection par fusible dans les convertisseurs à IGBT », Thèse à l'INPG, 1997.

[12] Sven Konrad « Thermal behavior of power modules in PWM-inverter », EPE, 1995, Sevilla.

[13] Ph. Leturcq « Composants semi-conducteurs de puissance : caractères propres », Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie électrique, D3100.

[14] J.M. LI, D. Lafore « Caractérisation des IGBTs en régimes extrêmes GIRCEP-GESIM – Rapport final », Groupe ESIM, 1999.

[15] K.K. Ng, G.W. Taylor « Effects of hot-carrier trapping in n- and p- channel Mosfet's », IEEE Trans. Electron. Devices, vol. ED-30, p971, Jan 1983.

[16] June, 2016 Device Application Technology Dept. Semiconductors Div, Sales Group Fuji Electric. Co., Ltd.

ملخص

أصبحت إلكترونيات الطاقة وأنظمة تحويل الطاقة موضوعًا مهمًا للمجتمع الحديث في العديد من التطبيقات الصناعية، وقد أحدثت ثورة في أنظمة التصنيع الآلية، وتشكل أشباه موصلات الطاقة المكونات الرئيسية لهذه الأنظمة، ويؤدي تقدم هذه المكونات إلى تحسين كفاءة وموثوقية هذه الأنظمة. في الوقت الحاضر، تمثل IGBT و MOSFET و diode و triac و thyristor شرائح التبديل الحديث، تقدم هذه الذاكرة حالة من هذه الأجهزة وتطور إمكاناتها من حيث الجهد، وكثافة الطاقة الأعلى وأداء التبديل الأفضل.

Résumé

Les systèmes d'électronique de puissance et de conversion d'énergie sont devenu un sujet importante de la société moderne dans des nombreuses applications industrielle, ils ont fait une révolution dans les systèmes de fabrication automatisé, les semi-conducteur de puissance représentent les composante clé de ce genre des systèmes, et le progrès de ces composantes amélioré l'efficacité et augment la fiabilité de ces systèmes. À l'heure actuelle, les IGBT, MOSFET, diode, triac, et le thyristor représentent les des diapositives de commutation moderne, ce mémoire présent un état de ces appareils et développe leurs potentiels en termes de tensions, de densité de puissance plus élevée et de meilleures performances de commutation.

Abstract

Power electronics and energy conversion systems have become an important subject of modern society in many industrial applications, they have made a revolution in automated manufacturing systems, power semiconductors are the key components of such systems, and the progress of these components improves the efficiency and reliability of these systems. At present, the IGBT, MOSFET, diode, triac, and thyristor represent the slides of modern switching, this memory presents a state of these devices and develops their potentials in terms of voltages, higher power density and better switching performance.