

Electronique de puissance

Chapitre 8

LES SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE TROISIÈME PARTIE : L'IGBT



T A B L E D E S M A T I E R E S

	<u>PAGE</u>
8. LES SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE (3) : L'IGBT.	1
8.1 GENERALITES.	1
8.2 L'IGBT EN MODE INTERRUPTEUR.	1
8.3 STRUCTURE DE L'IGBT.	1
8.3.1 Généralités.	1
8.3.2 Structure PT.	1
8.3.3 Structure NPT.	2
8.3.4 Comparaison entre IGBT type PT et NPT.	3
8.3.4.1 Commutation au blocage.	3
8.4 MODE DE FONCTIONNEMENT DE L'IGBT.	4
8.4.1 Processus de formation du canal.	4
8.4.2 Comportement à l'état bloqué.	5
8.4.3 Comportement à l'état fermé : caractéristique statique $I_C=f(V_{CE}, V_{GE})$	5
8.4.4 Éléments parasites.	6
8.4.4.1 Diode et transistor.	7
8.4.4.2 Capacités parasites.	8
8.4.4.3 Collecteur – Émetteur résistance.	8
8.4.5 Latchup dans les IGBT.	9
8.4.6 Avertissement.	9
8.4.7 Grandeurs nominales et caractéristiques importantes de sélection.	10
8.4.7.1 Tension Collecteur-Emetteur : V_{CE}	10
8.4.7.2 Courant de Collecteur en DC : I_C	10
8.4.7.3 Tension Collecteur-Emetteur en conduction $V_{CE(sat)}$	10
8.4.8 Limites maximales d'utilisation (Absolute maximum ratings).	10
8.4.8.1 Tension Collecteur-Emetteur V_{CE}	11
8.4.8.2 Courant de Collecteur: I_C et I_{Cpulse}	11
8.4.8.3 Tension Grille – Émetteur V_{GE}	13
8.4.8.4 Énergie d'avalanche.	13
8.4.8.5 Tenue en court circuit t_{sc}	14
8.4.8.6 Puissance maximale dissipée.	15
8.4.8.7 Température maximale de jonction en fonctionnement T_{jmax}	15
8.4.8.8 Température maximale de stockage T_{stg}	15
8.4.9 Caractéristiques statiques.	16
8.4.9.1 Caractéristique $V_{(BR)CES}=f(T_J)$	16
8.4.9.2 Caractéristique $I_C=f(V_{CE}, V_{GE})$	16
8.4.9.3 Tension Collecteur – Emetteur $V_{CE(sat)}$	17
8.4.9.4 Tension Grille-Emetteur de seuil $V_{GE(th)}=f(T_J)$	17
8.4.9.5 Courant de fuite de Collecteur à l'état bloqué I_{CES}	18
8.4.9.6 Courant de fuite de Grille I_{GES}	18
8.4.9.7 Caractéristique de transfert $I_C=f(V_{GS})$	18
8.4.10 Caractéristiques dynamiques.	19
8.4.10.1 Capacités parasites.	19
8.4.10.2 Caractéristique de transfert de charge.	20
8.4.10.3 Temps de commutation.	20
8.4.10.4 Pertes par conduction.	22
8.4.10.5 Pertes par commutation.	23

Bibliographie

8. LES SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE (3) : L'IGBT.

8.1 GENERALITES.

Le transistor bipolaire et le MOSFET ont des caractéristiques complémentaires. Le premier présente de faibles pertes de conduction, spécialement pour des tenues en tension de claquage importantes, mais présente des temps de commutation élevés, spécialement à l'ouverture. Le MOSFET peut être commuté beaucoup plus rapidement, mais les pertes de conduction de ce dernier sont plus importantes, surtout pour des composants prévus pour supporter des tensions de claquage élevées. Ces observations ont conduit à la réalisation d'une combinaison entre ces deux types de composants pour aboutir à l'IGBT.

Ce composant a porté suivant les fabricants les noms d'IGT (Insulated Gate Transistor), de GEMFET (Gain Enhanced MOSFET) ou de COMFET (Conductivity Modulated FET), avant que l'appellation IGBT (Insulated Grille Bipolar Transistor) ne s'impose

8.2 L'IGBT EN MODE INTERRUPTEUR.

Le transistor IGBT est un interrupteur unidirectionnel en tension et en courant..

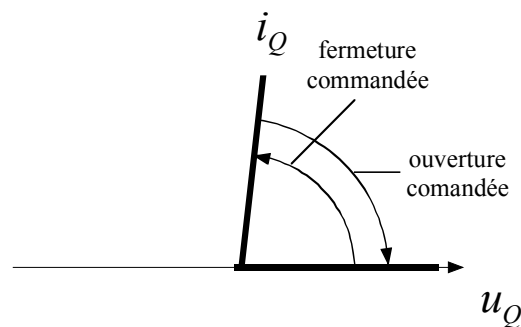


Figure 8-1 : Représentation de l'IGBT sur la forme d'un interrupteur

8.3 STRUCTURE DE L'IGBT.

8.3.1 Généralités.

Le principal inconvénient du MOSFET est la relation directe entre sa résistance $r_{DS(on)}$ à l'état passant et la tension $V_{(BR)DSS}$ qu'il peut supporter à l'état bloqué. On ne peut pas réaliser de MOSFET haute tension sans que

- soit la résistance $r_{DS(on)}$ n'atteigne une valeur prohibitive,
- soit la surface de la pastille de silicium sur laquelle il faudrait le construire n'atteigne une taille technologiquement inacceptable.

L'injection de porteurs au droit d'une jonction P^+N^- permet de réduire la résistance de la zone N^- faiblement dopée. On peut considérer l'IGBT comme une variante du MOSFET dans laquelle on utilise l'injection de porteurs pour réduire la résistance du substrat N^- .

8.3.2 Structure PT.

Les IGBT de type PT (punch through, *punch* : *perforation through* : à travers) ou asymétrique ainsi appelés car la zone N^- est percée par le champ électrique à l'état bloqué, possèdent une

couche N^+ (buffer) de faible épaisseur entre la zone N^- et le substrat P^+ . Cette couche permet de réduire l'épaisseur de la zone N^- pour une valeur donnée de la tension de claquage de la jonction J_2 et sert de centre de recombinaison pour les électrons de la zone N^- à la fin de la phase de blocage. Ce type de structure est utilisé dans la majorité des IGBT; les caractéristiques résultent d'un compromis entre le temps de disparition du courant de queue (tail current) et la chute de tension directe à l'état passant. En principe les IGBT de type PT présentent une tension directe à l'état passant plus faible que les IGBT de type NPT pour une même tension de claquage (voir §8.3.3) Les IGBT de type PT perdent leurs capacités de tenue de tension inverse qui ne peut pas dépasser quelques dizaines de volts à cause du fort dopage des deux zones situées de part et d'autre de la jonction J_1 .

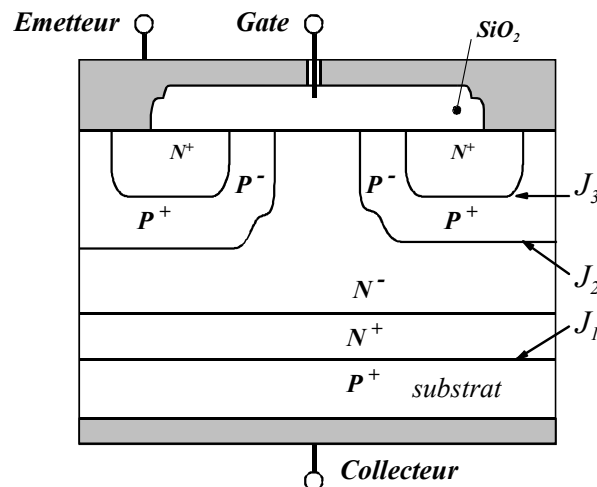


Figure 8-2 : Cellule élémentaire de type PT

8.3.3 Structure NPT.

Les IGBT de type NPT (non punch-through) or symétrique présente une zone N^- qui n'est jamais complètement envahie par la zone de déplétion à l'état bloqué.

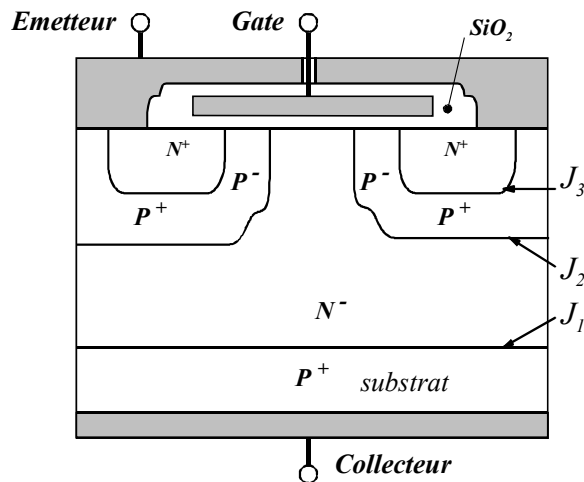


Figure 8-3 : Cellule élémentaire de type NPT

La jonction J_1 est réalisée de façon à réduire l'injection de trou du substrat P^+ vers la zone N^- . La fraction de courant I_C due au courant d'électrons et empruntant les canaux est donc très

importante (jusqu'à 90%) et la charge stockée à évacuer par recombinaison, directement liée au courant de trous, est plus faible, entraînant une commutation au blocage plus rapide que pour l'IGBT de type PT. Le traînage dépend alors peu de la température et la valeur initiale du courant de queue (tail current) est plus faible. Par contre la chute de tension à l'état passant, principalement due à la partie MOSFET de l'IGBT, est plus importante. Dans ce cas l'IGBT est capable de tenir une tension inverse égale à la tension directe à l'état bloqué. Cette caractéristique peut s'avérer utile pour certaines applications. Cette structure élimine le risque de latch-up mais la rapidité de la commutation augmente la surtension au blocage.

La Figure 8-4 (b) et (c) montre les symboles représentant l'IGBT, sur le second, le plus usité, on a indiqué les notations adoptées.

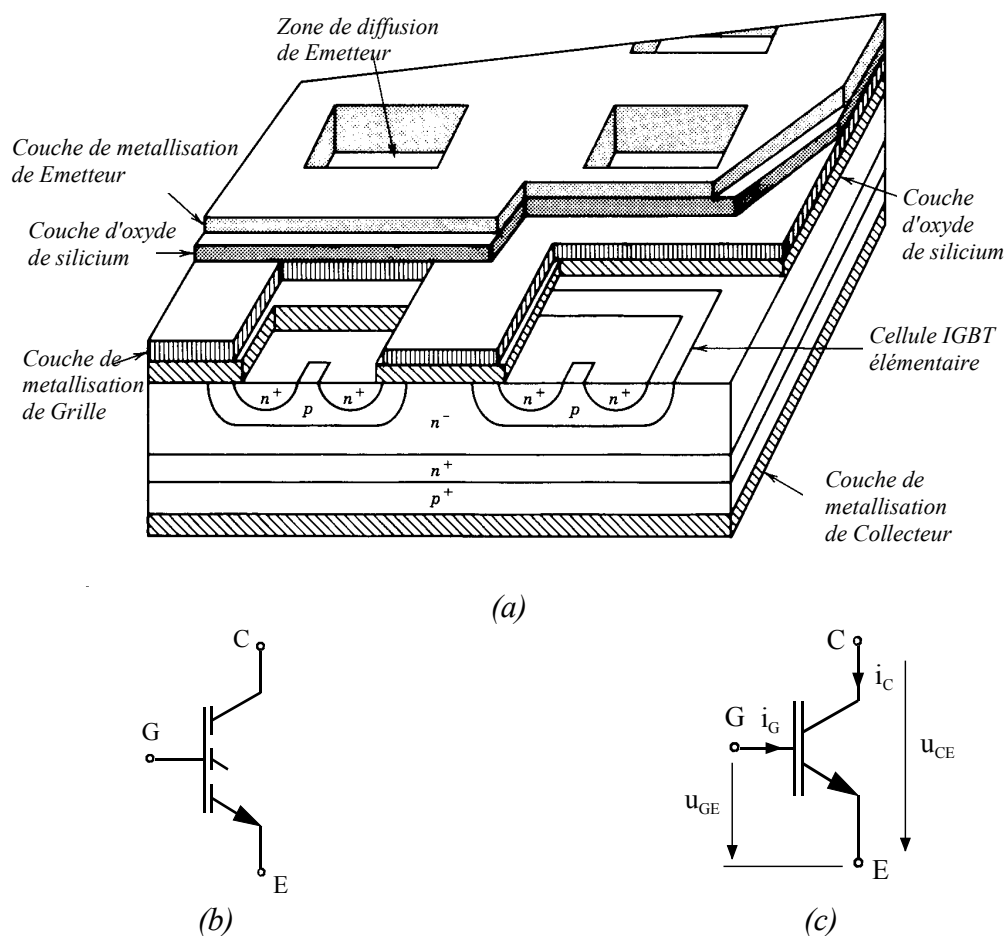


Figure 8-4 : (a) Structure de l'IGBT, (b) et (c) Symboles électriques

8.3.4 Comparaison entre IGBT type PT et NPT.

Dans l'état actuel de la technique, les IGBT de type PT sont utilisés pour des tensions BV_{CES} supérieures à 1000V. Les deux types se prêtent à leur mise en parallèle car ils possèdent les deux un coefficient en température positif en conduction.

8.3.4.1 Commutation au blocage.

Les IGBT de type PT ont un comportement au blocage, fortement dépendant de la température (Figure 8-5) et présente un courant de queue nettement supérieure au type NPT. Une

comparaison montre qu'un IGBT de type NPT dissipe 3 à 5 fois moins d'énergie qu'un IGBT de type PT lors de la commutation à l'ouverture.

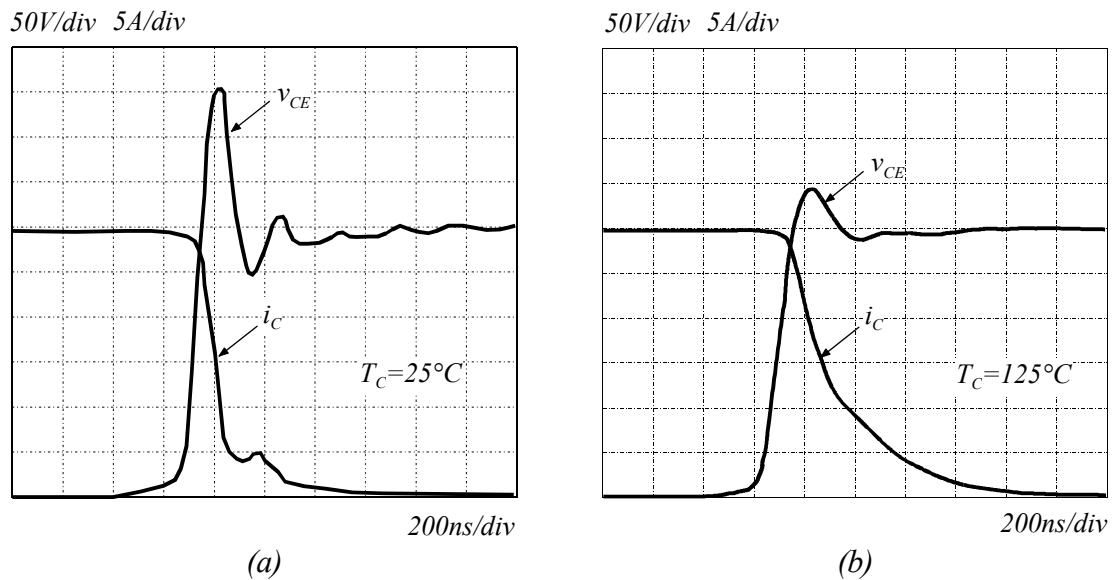


Figure 8-5 : Commutation à l'ouverture d'un IGBT type PT

On voit à la Figure 8-6 que la commutation est non seulement plus rapide que pour un IGBT de type PT mais aussi assez peu dépendante de la température.

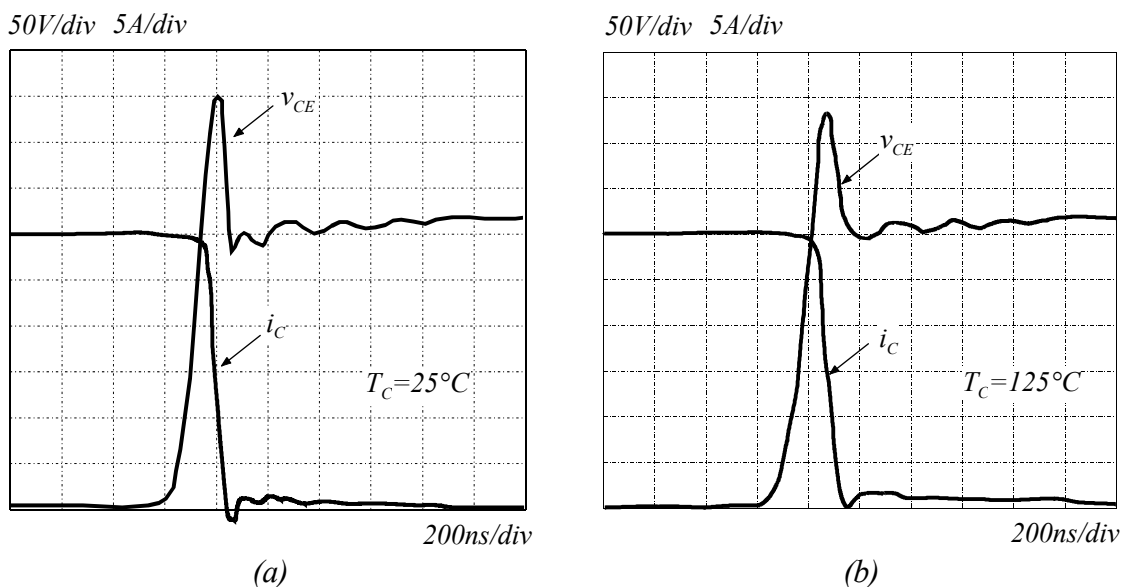


Figure 8-6 : Commutation à l'ouverture IGBT type NPT

8.4 MODE DE FONCTIONNEMENT DE L'IGBT.

8.4.1 Processus de formation du canal.

Le processus de formation du canal est identique à celui du MOSFET. Le lecteur est donc invité à lire le chapitre 8 : *Les semiconducteurs de puissance. Deuxième partie : LE MOSFET.*

8.4.2 Comportement à l'état bloqué.

En terme simple, on peut dire que l'IGBT a été développé pour travailler de manière similaire au transistor MOSFET avec l'avantage de pouvoir moduler la conductivité de la zone faiblement dopée N^- par injection de porteurs minoritaires grâce à la couche additionnelle P^+ insérée entre la zone N^- et le contact de collecteur. Cette injection de porteurs minoritaires permet de réduire de manière significative la chute de tension à l'état passant pour une tenue en tension inverse donnée.

Puisque l'IGBT est fondamentalement un MOSFET, la tension Grille – Emetteur contrôle l'état du composant. Lorsque la tension V_{GE} est inférieure à $V_{GE(Th)}$, il n'y a pas de couche d'inversion permettant de créer un canal N entre Emetteur et Collecteur et le composant se trouve donc à l'état bloqué. La tension appliquée entre Collecteur et Emetteur se trouve aux bornes de la jonction J_2 et seule un faible courant de fuite peut circuler. L'état bloqué est donc régi par un mécanisme identique à celui du MOSFET. La zone de déplétion de la jonction J_2 s'étend principalement dans la zone N^- car la zone de diffusion P a un niveau de dopage beaucoup plus élevé que la zone N^- . Si l'épaisseur de cette zone N^- est suffisamment large pour éviter un perçage de cette dernière (zone de déplétion en contact avec la zone P^+), la couche supplémentaire N^+ n'est pas nécessaire.

8.4.3 Comportement à l'état fermé : caractéristique statique $I_C=f(V_{CE}, V_{GE})$.

Lorsque la tension V_{GE} excède la tension de seuil $V_{GE(Th)}$, une zone d'inversion se crée au-dessous de la Grille de l'IGBT. Cette zone d'inversion court-circuite la zone faiblement dopée N^- à la zone N^+ en contact avec l'Emetteur. Ce mécanisme est identique à celui du MOSFET. Un courant d'électron circule dans cette zone d'inversion, lequel à son tour provoque une injection de trou de la couche P^+ de Collecteur dans la zone N^- . L'injection de trous (porteurs minoritaires) dans la zone N^- provoque une augmentation de la conductivité de cette dernière par un facteur allant de 10 à 100. Ces trous injectés dans la zone N^- prennent une grande variété de chemins et atteignent la zone de diffusion P qui entoure les zones N^+ en contact avec l'Emetteur. Aussitôt que ces trous sont arrivés dans la zone de diffusion P, leurs charges spatiales attirent des électrons de l'Emetteur par la zone de métallisation et se recombinent avec ces derniers.

Les caractéristiques donnant le courant i_C en fonction de la tension v_{CE} pour diverses valeurs de la tension de commande v_{GE} sont représentées à la Figure 8-8 (a) :

- Lorsque V_{GE} est inférieure à la tension de seuil $V_{GE(Th)}$, le transistor est bloqué et la caractéristique $I_C(V_{CE})$ est pratiquement confondue avec l'axe des tensions, pour autant que la tension V_{CE} reste inférieure à la tension d'avalanche V_{BR} de la jonction J_2 qui supporte la tension appliquée.
- Lorsque V_{GE} dépasse $V_{GE(Th)}$, la création des canaux permet au transistor de conduire.

Mais, comme le courant I_C doit traverser la jonction J_1 , il faut que la valeur de V_{CE} compense la barrière de potentiel qui existe au sein de cette jonction pour que le courant I_C puisse atteindre des valeurs importantes. Ce n'est donc que pour des valeurs de V_{CE} supérieures au volt qu'on observe une rapide croissance de I_C avec V_{CE} .

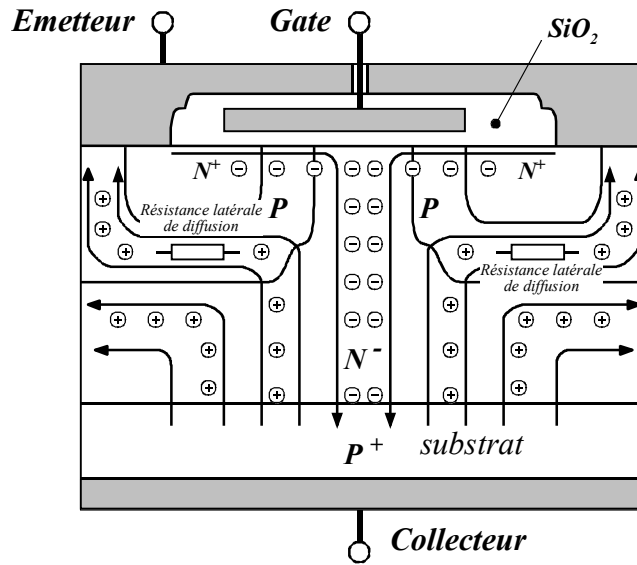


Figure 8-7 : Répartition des courants dans l'IGBT

Lorsque V_{CE} a dépassé cette valeur, les caractéristiques $i_C=f(V_{CE}, V_{GE})$ ont une pente beaucoup plus forte que celles du MOSFET en raison de la forte diminution de la résistance de la zone N^- grâce à l'injection de porteurs minoritaires depuis la zone P^+ côté Collecteur. Comme pour le MOSFET, il existe une "tension de pincement" au-delà de laquelle le transistor entre en "zone de saturation", c'est-à-dire où le courant I_C devient pratiquement indépendant de V_{CE} , sa valeur étant fixée par celle de la tension V_{GE} .

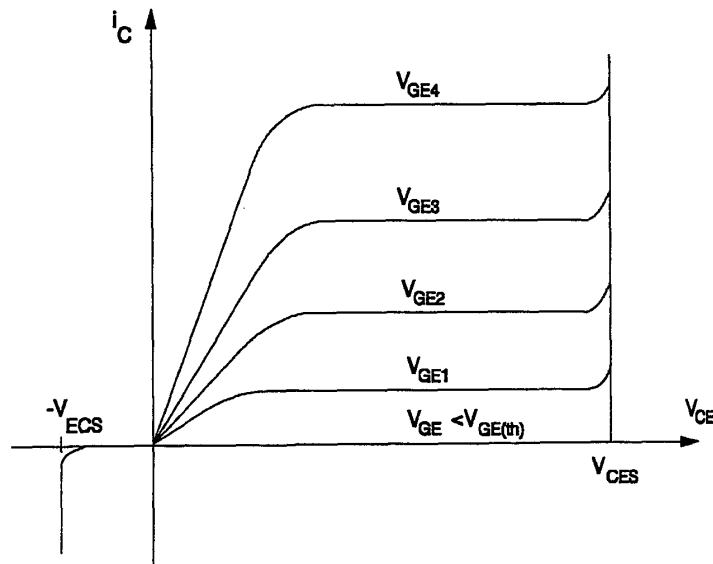


Figure 8-8 : Caractéristique de sortie $I_C=f(V_{CE}, V_{GE})$

8.4.4 Éléments parasites.

Comme dans tout composant semiconducteurs, il existe dans un IGBT un certain nombre d'éléments parasites incontournables. La Figure 8-9, donne un aperçu sommaire de ces derniers.

8.4.4.1 Diode et transistor.

La jonction formée par la zone de diffusion P et la zone faiblement dopée N^- collecte la diffusion de trou et donc fonctionne comme le collecteur d'un transistor PNP à faible épaisseur de base. Ce transistor a son émetteur sur la zone P^+ de contact avec le Collecteur, sa base sur la zone faiblement dopée N^- et son collecteur dans la zone de diffusion P. De cette description il est possible de développer un circuit équivalent représenté à la Figure 8-9.

Le transistor NPN dans la zone de diffusion P est un élément parasite équivalent à celui rencontré dans le MOSFET. Dans le cas de l'IGBT, il forme un thyristor parasite lorsqu'on l'associe avec le transistor PNP principal.

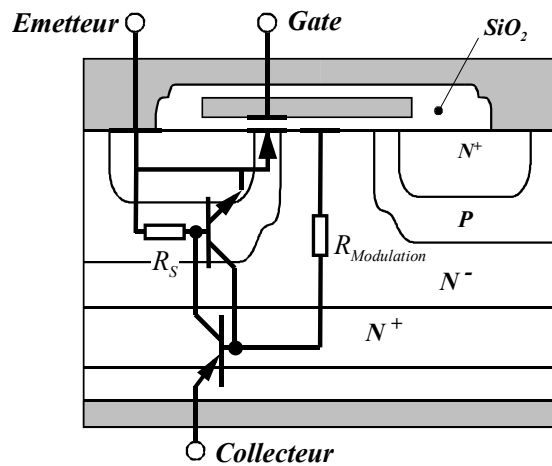


Figure 8-9 : Éléments parasites: Diode et transistor bipolaire

La Figure 8-10 (a) montre que la notation adoptée pour l'IGBT est ambiguë. En effet, le transistor bipolaire commandé par le MOSFET est un transistor PNP alors que le symbole de l'IGBT est représenté par un transistor NPN. Il y a donc une inversion de notation entre le collecteur et l'émetteur. La Figure 8-10 (b) montre le transistor parasite, formant avec le transistor PNP un thyristor.

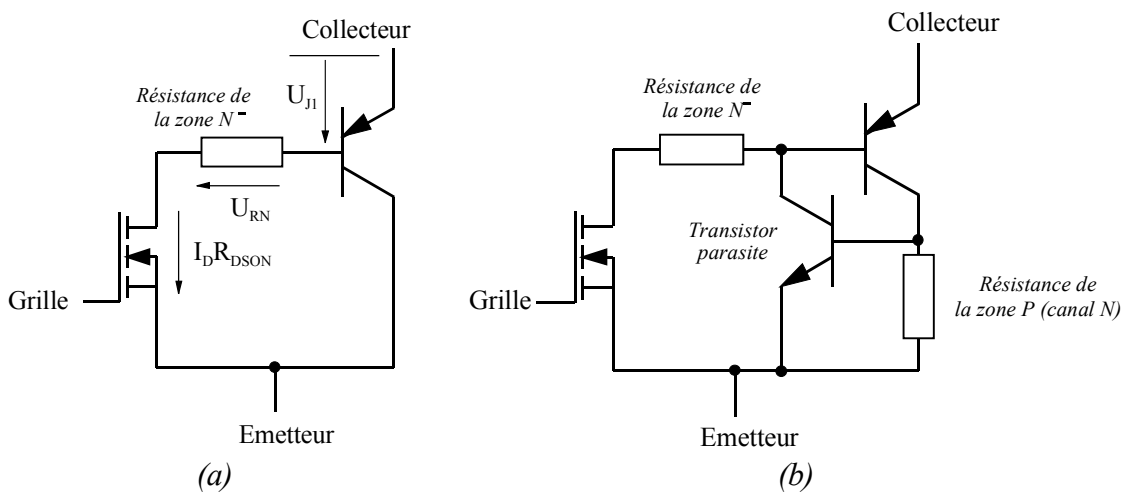


Figure 8-10 : Circuit équivalent de l'IGBT

8.4.4.2 Capacités parasites.

Il existe plusieurs capacités réparties dans un IGBT. La figure suivante illustre les plus importantes. Le modèle le plus utilisé contient trois condensateurs parasites. Un entre chaque point de sortie du IGBT. On étudiera plus loin l'influence de ces capacités lors de l'utilisation du IGBT en interrupteur.

$$C_{GE} = C_0 + C_{N^+} + C_P$$

8.1

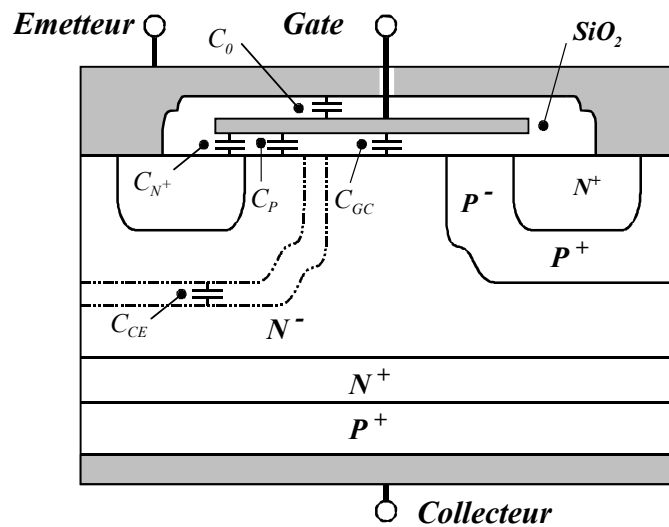


Figure 8-11 : Éléments parasites: Condensateurs

8.4.4.3 Collecteur – Émetteur résistance.

Les résistances des diverses régions sont identiques à celle d'un MOSFET. On voit toutefois ici l'apparition d'une diode entre les régions P⁺ (substrat) et N⁻ ainsi qu'une résistance R_p correspondant à la région P⁺ (substrat).

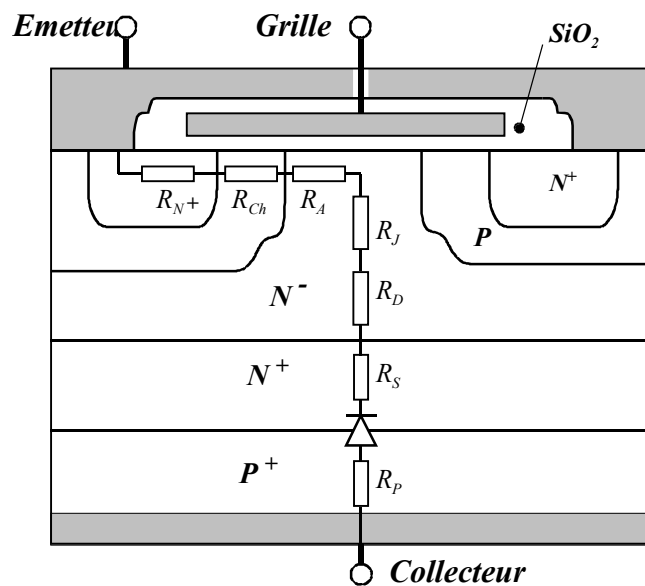


Figure 8-12 : Éléments parasites: Résistance

8.4.5 Latchup dans les IGBT.

Les chemins utilisés par les trous injectés dans la zone faiblement dopée N^- sont cruciaux pour la bonne marche de l'IGBT. Normalement les trous se déplacent verticalement (en ligne droite) directement vers la métallisation de l'Emetteur. Cependant la plus part de ces trous sont attirés par la proximité de la zone d'inversion dont la charge spatiale est négative. Il en résulte une composante de courant de trous se déplaçant latéralement dans la zone de diffusion P. Cette composante provoque une chute de tension latérale due à la résistance de la zone de diffusion P. Cette chute de tension peut provoquer la mise en conduction du transistor parasite. Si cela se produit, les deux transistors, NPN et PNP seront conducteurs simultanément et le thyristor composé de ces deux transistors sera mis en conduction provoquant le latchup de l'IGBT. Pour un IGBT donné avec une géométrie spécifiée, il existe un courant critique au-delà duquel la chute de tension latérale sera suffisante pour activer le thyristor. Les données du fabricant spécifient un courant maximal I_{CM} pouvant circuler dans l'IGBT. Il existe une tension U_{GE} correspondante pour laquelle on peut assurer que ce courant ne sera jamais atteint. Une fois le latchup activé, la commande par la Grille n'a plus aucun contrôle sur le courant I_C . La seule manière de couper le courant dans l'IGBT est celle utilisé pour un thyristor, c'est à dire l'annulation du courant par le circuit extérieur suivi d'une tension négative. Si le latchup n'est pas terminé dans des délais très brefs, l'IGBT sera détruit par dissipation excessive de puissance.

Malheureusement il existe aussi une possibilité de latchup sous conditions dynamiques. Lorsque l'IGBT est commuté de l'état fermé à l'état ouvert, il peut se produire un latchup pour des courants inférieurs au courant maximum continu. En effet la disparition de la zone d'inversion lors de l'ouverture de l'IGBT provoque une augmentation du courant de trou de la zone faiblement dopée N^- vers la métallisation de l'Emetteur, provoquant du même coup une augmentation de la chute de tension latérale dans la zone de diffusion P. Si cette augmentation de courant est suffisante, les conditions de latchup sont réunies.

8.4.6 Avertissement.

Dans les sections suivantes, nous allons traité les caractéristiques utiles du transistor IGBT. Les fabricants ont chacun leur manière de présenter les caractéristiques de leurs composants. Pour des raisons de clarté, nous ferons référence aux grandeurs caractéristiques présentées par INFINEON. Chaque paramètre est défini pour des conditions d'utilisations bien précises. Ces conditions sont spécifiées et correspondent à la méthode de mesure effectuée. Il faut donc être prudent lors de l'analyse d'un problème particulier.

8.4.7 Grandeurs nominales et caractéristiques importantes de sélection.

Dans le but de faciliter la sélection d'un composant, trois paramètres et une brève description du composant sont mises en évidence.

Fast S-IGBT in NPT-technology

- 75% lower E_{off} compared to previous generation combined with low conduction losses
- Short circuit withstand time – 10 μ s
- Designed for:
 - Motor controls
 - Inverter
- NPT-Technology for 600V applications offers:
 - very tight parameter distribution
 - high ruggedness, temperature stable behaviour
 - parallel switching capability

Type	V_{CE}	I_C	$V_{CE(sat)}$	T_j	Package
SGP20N60	600V	20A	2.4V	150°C	TO-220AB
SGB20N60					TO-263AB
SGW20N60					TO-247AC

Figure 8-13 : Description générale de l'IGBT

8.4.7.1 Tension Collecteur-Emetteur : V_{CE} .

La valeur $V_{CE@T_{Jmax}}$ est donnée pour une tension V_{GE} nulle (court-circuit). Contrairement au MOSFET, la tension de claquage est peut dépendante de la température de jonction T_j .

8.4.7.2 Courant de Collecteur en DC : I_C .

Le courant de Collecteur I_C est également une indication. Cette valeur est donnée pour une température de jonction $T_j=150^\circ\text{C}$, soit la température maximum de travail.

8.4.7.3 Tension Collecteur-Emetteur en conduction $V_{CE(sat)}$.

Par la nature même de l'IGBT, cette tension $V_{CE(sat)}$ est fortement dépendante du courant de Collecteur. Sa dépendance en fonction de la température est faible.

8.4.8 Limites maximales d'utilisation (Absolute maximum ratings)

En règle générale, les fiches techniques (data sheets) des composants contiennent toujours une partie importante concernant la limite absolue d'utilisation donnée sous la rubrique **Maximum rating**. Si une des valeurs excède cette limite, il peut en résulter la destruction du composant, ceci même si toutes les valeurs des autres paramètres sont inférieures à leur limite maximale.

Maximum Ratings			
Parameter	Symbol	Value	Unit
Collector-emitter voltage	V_{CE}	600	V
DC collector current	I_C	40	A
$T_C = 25^\circ\text{C}$		20	
$T_C = 100^\circ\text{C}$	$I_{C\text{puls}}$	80	
Pulsed collector current, t_p limited by $T_{j\text{max}}$		80	
Turn off safe operating area $V_{CE} \leq 600\text{V}$, $T_j \leq 150^\circ\text{C}$		80	
Gate-emitter voltage	V_{GE}	± 20	V
Avalanche energy, single pulse $I_C = 20\text{ A}$, $V_{CC} = 50\text{ V}$, $R_{GE} = 25\ \Omega$, start at $T_j = 25^\circ\text{C}$	E_{AS}	115	mJ
Short circuit withstand time ¹⁾ $V_{GE} = 15\text{V}$, $V_{CC} \leq 600\text{V}$, $T_j \leq 150^\circ\text{C}$	t_{SC}	10	μs
Power dissipation $T_C = 25^\circ\text{C}$	P_{tot}	179	W
Operating junction and storage temperature	T_j, T_{stg}	-55...+150	$^\circ\text{C}$

Figure 8-14 : Absolutes maximum ratings

8.4.8.1 Tension Collecteur-Emetteur V_{CE}

Cette valeur correspond à la tenue en tension minimale de l'IGBT avec $V_{GE}=0\text{V}$

8.4.8.2 Courant de Collecteur: I_C et $I_{C\text{pulse}}$.

- I_C correspond à la valeur maximale du courant pouvant traverser le Collecteur en conduction continue pour une température de Boîtier (case) T_C donnée. Cette valeur est limitée par la température maximum de jonction $T_{J\text{MAX}}$ et donc par la résistance thermique Jonction – Boîtier (R_{THJC}).
- $I_{C\text{pulse}}$ correspond à la valeur maximale du courant traversant le Collecteur pour une température de jonction $T_{J\text{MAX}}$ et une tension Grille – Émetteur correspondant à sa valeur maximum DC ($V_{\text{GEstatic}}=20\text{V}$).

8.4.8.2.1 Limitation du courant de Collecteur et de la puissance en DC

Le courant DC maximum de Collecteur est fixé pour une température $T_C=25^\circ\text{C}$ pour le boîtier. Pour des températures supérieures c'est la résistance thermique Jonction – Boîtier R_{THJC} qui limite la valeur maximale de ce courant, sachant $T_j=T_{J\text{MAX}}$.

La puissance maximale dissipée est donnée par

$$P_{\text{MAX}} = \frac{T_{J\text{MAX}} - T_C}{R_{\text{THJC}}} \quad 8.2$$

En linéarisant la caractéristique $I_C=f(U_{CE}, T_j=T_{J\text{MAX}})$, (voir Figure 8-8), on obtient

$$V_{CE}(T_{J\text{MAX}}) = V_{CE0}(T_{J\text{MAX}}) + R_{CE}(T_{J\text{MAX}})I_C(T_{J\text{MAX}}) \quad 8.3$$

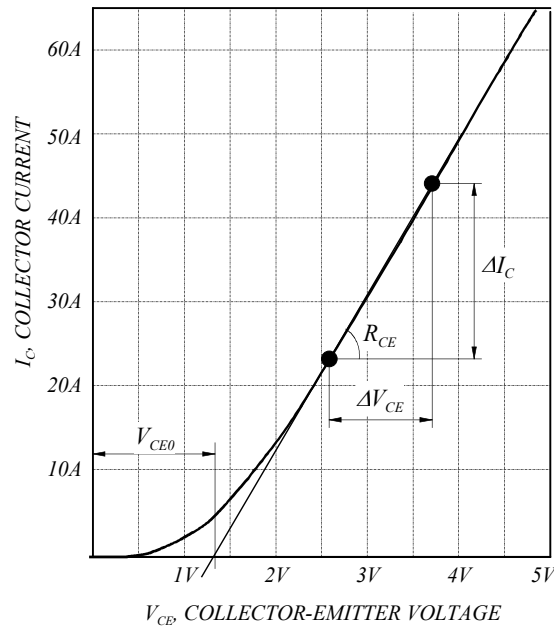


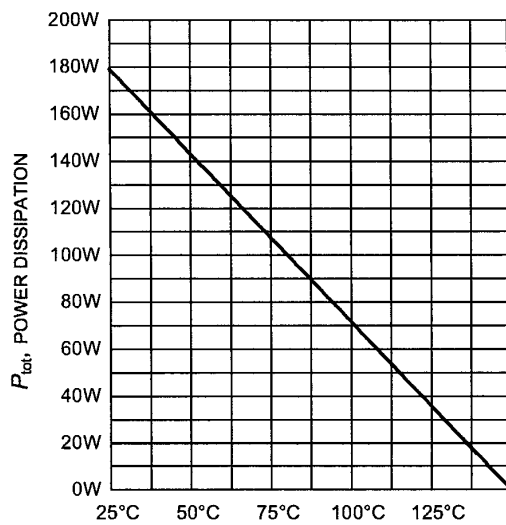
Figure 8-15 : Linéarisation de $I_C=f(V_{CE})$ @ $V_{GE}=15V, T_J=T_{JMAX}$

La puissance maximum admissible pour une température de boîtier T_C donnée s'écrit

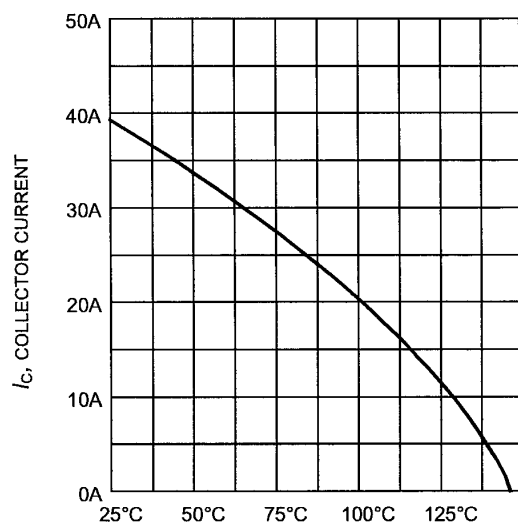
$$\begin{aligned}
 P_{MAX} &= V_{CE}(T_{JMAX}) I_C(T_{JMAX}) \\
 &= V_{CE0}(T_{JMAX}) I_C(T_{JMAX}) + R_{CE}(T_{JMAX}) I_C^2(T_{JMAX})
 \end{aligned}
 \tag{8.4}$$

Et finalement à l'aide des trois relations précédentes

$$I_C(T_{JMAX}) = \frac{\sqrt{R_{THJC} V_{CE0}^2(T_{JMAX}) + 4R_{CE}(T_{JMAX} - T_C)}}{2\sqrt{R_{THJC} R_{CE}(T_{JMAX})}} - \frac{V_{CE0}(T_{JMAX})}{2R_{CE}(T_{JMAX})}
 \tag{8.5}$$



T_C , CASE TEMPERATURE
 $P_{MAX}=f(T_C)$ pour $T_J=T_{JMAX}$



T_C , CASE TEMPERATURE
 $I_{CMAX}=f(T_C)$ pour $T_J=T_{JMAX}$

Figure 8-16 : Limitation du courant de Collecteur et de la puissance en DC

8.4.8.2.2 Aire de sécurité $I_C=f(V_{CE})$.

La Figure 8-17 (a) montre le diagramme de sécurité de l'IGBT (SOA : Safe Operating Area).

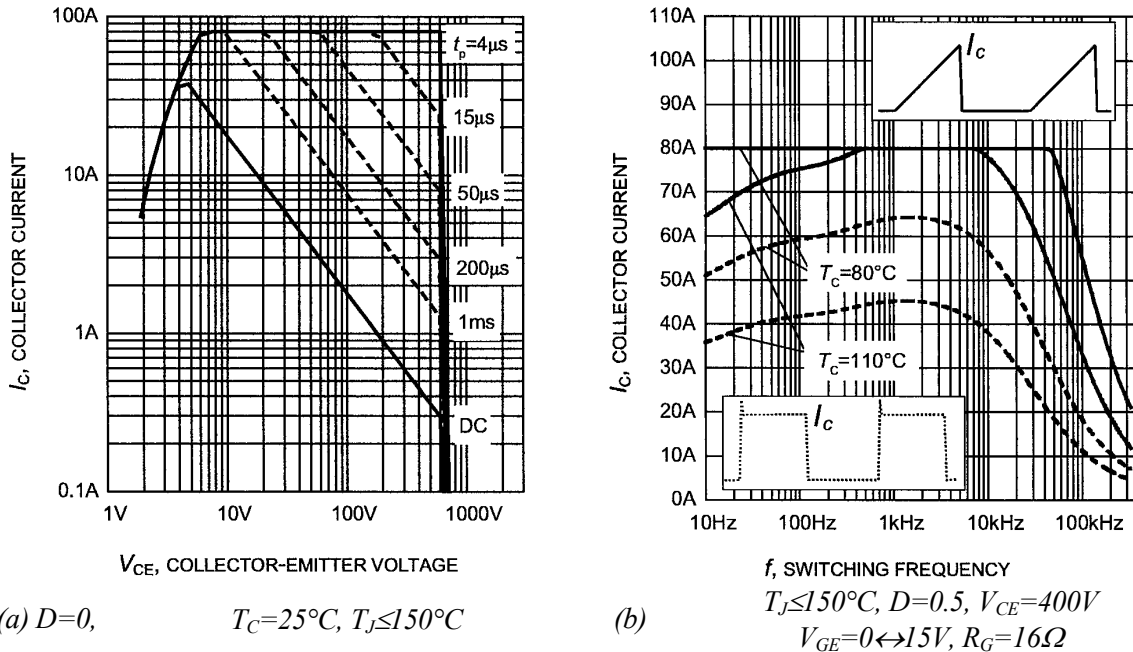


Figure 8-17 : Diagramme de sécurité

Pour des faibles valeurs de V_{CE} , le courant est limité par la tension $V_{GE(sat)}$, puis par la dissipation maximale possible sachant que les températures de Jonction $T_J=T_{JMAX}$ et de boîtier $T_C=25^\circ\text{C}$ sont imposées. Le limite définie par le trait plein est valable pour le régime continu. Grâce à la capacité thermique des divers constituants de l'IGBT, il est possible, d'augmenter le courant sous forme d'impulsions, non répétitives dans le cadre de ce test. La limite supérieure en courant est donnée de manière à assurer aucun stress pour le composant. La limite en tension est donnée par la tenue en tension de l'IGBT.

Un second diagramme (Figure 8-17 (b)) montre l'ensemble des points de fonctionnement valide lorsque l'IGBT est utilisé en commutation, ceci pour les deux formes d'onde de courants les plus usuelles en pratique.

8.4.8.3 Tension Grille – Émetteur V_{GE} .

La tension V_{GE} maximale admissible est donnée pour les régimes continus. Cette valeur est limitée par la tenue en tension de l'oxyde de Grille (SiO_2 : diélectrique)

8.4.8.4 Énergie d'avalanche.

Il est fortement déconseillé d'utiliser la capacité des IGBT à tenir des énergies d'avalanches. En effet il est difficile de définir dans quelles mesures un tel régime de fonctionnement affecte la fiabilité du composant (MTBF).

Lors de l'ouverture d'un IGBT sur une charge inductive, le temps d'extinction du courant devient incompatible avec celui donné par l'IGBT.

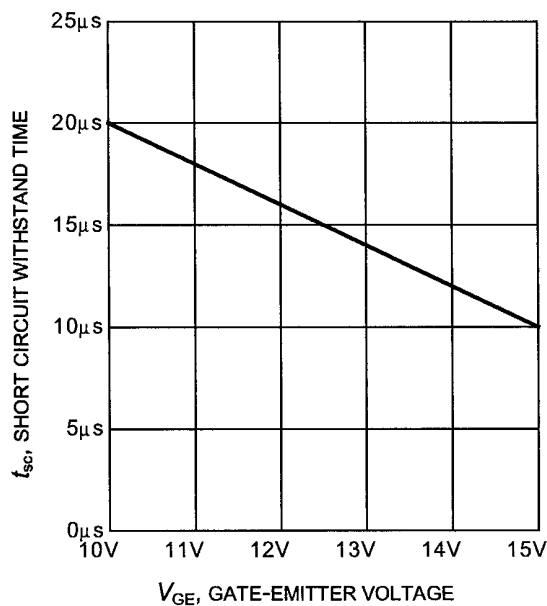
Le mécanisme se déroule de la même manière que pour un MOSFET (voir chapitre 8 : **Les semiconducteurs de puissance. Deuxième partie : LE MOSFET.**)

La valeur de cette énergie correspond à la limite admissible de la température de la jonction T_{JMAX} (température initiale $T_J=T_C$, température finale $T_J=T_{JMAX}$) en tenant compte du modèle dynamique de l'impédance thermique du composant.

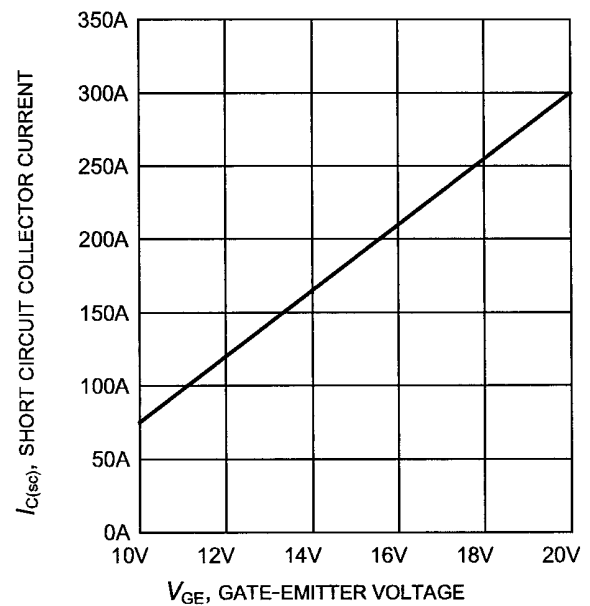
8.4.8.5 Tenue en court circuit t_{sc} .

L'IGBT a la capacité de résister aux court-circuits. Le stress imposé au composant limite toutefois le nombre de court-circuits (< 1000) et le temps entre deux court-circuits ($> 1s$). En effet, le niveau du courant de court-circuit place l'IGBT sur un point de fonctionnement hors de l'aire de sécurité. Le courant de court-circuit est limité par la transconductance, et donc par la tension Grille-Emetteur V_{GE} . Le temps de court-circuits t_{sc} montre qu'il est possible, grâce à une commande adéquate, de protéger le composant.

La Figure 8-18 (a) montre que la durée admissible du court-circuit (avant que la température n'atteigne $T_J=150^\circ C$) est fonction de la tension V_{GE} . Ceci s'explique par le lien existant entre le courant de saturation I_C et la tension V_{GE} sous la forme de la transconductance. On voit qu'il est possible de limiter le courant de court-circuit en limitant la tension V_{GE} .



(a) $t_{sc}=f(V_{GE})$, $V_{CE}=600V@T_J=25^\circ C$



(a) $I_{C(sc)}=f(V_{GE})$, $V_{CE}=600V@T_J=150^\circ C$

Figure 8-18 : Tenue en court-circuit

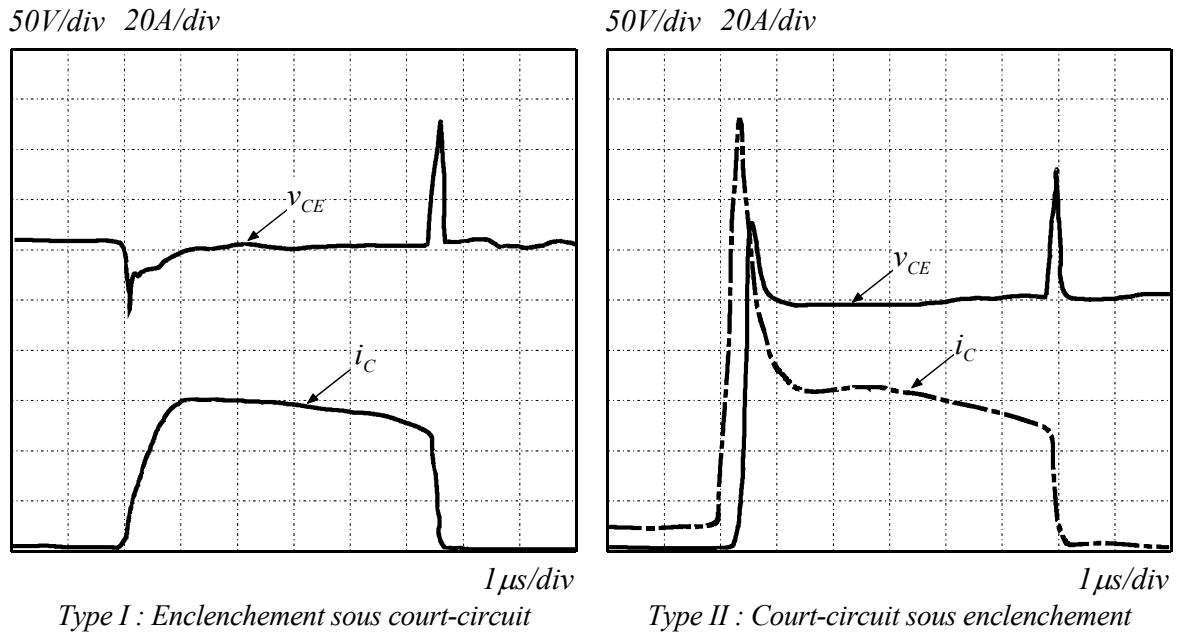


Figure 8-19 : Court-circuit

8.4.8.5.1 Court circuit type I

Le type I se produit lorsque le court circuit est présent avant la fermeture de l'IGBT. Le niveau maximum de courant dépend de la valeur de la tension V_{GE} (voir caractéristique de transfert Figure 8-24). Cette limitation du courant de court-circuit est également fonction de la température. On peut donc observer que le courant diminue à mesure que la température de jonction augmente. Dans ce cas l'IGBT est extrêmement résistant. Ce dernier doit être ouvert dans un délai de $10\mu s$ afin d'éviter une destruction thermique.

8.4.8.5.2 Court circuit type II.

Le type II se produit alors que l'IGBT est déjà fermé. Dans ce cas, la tension Collecteur – Émetteur croît rapidement. La capacité Grille-Collecteur doit se charger, provoquant un fort courant impulsionnel de Collecteur. Si l'impédance de la source de tension de commande de Grille est trop élevée, la tension Grille – Émetteur peut dépasser 30V, provoquant le perçage de la couche d'oxyde de Grille. Après cette phase, le courant de court circuit est limité par la tension Grille – Émetteur V_{GE} , comme pour le court-circuit de type I.

8.4.8.6 Puissance maximale dissipée.

Cette puissance correspond aux pertes (conduction et commutation) maximale que peut dissiper le composant pour une température de boîtier (case) spécifiée.

8.4.8.7 Température maximale de jonction en fonctionnement T_{jmax} .

Correspond à la température maximale de jonction assurant un fonctionnement correct du composant.

8.4.8.8 Température maximale de stockage T_{stg} .

Température maximale de stockage (storage) du composant sans risque de stress mécanique et électrique.

8.4.9 Caractéristiques statiques.

Lorsque les valeurs sont fortement dépendantes du point de fonctionnement, le résultat est fourni sous la forme d'un diagramme.

Electrical Characteristic, at $T_j = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Conditions	Value			Unit
			min.	Typ.	max.	
Static Characteristic						
Collector-emitter breakdown voltage	$V_{(BR)CES}$	$V_{GE}=0V, I_C=500\mu A$	600	-	-	V
Collector-emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_{GE} = 15V, I_C=20A$ $T_j=25^\circ\text{C}$ $T_j=150^\circ\text{C}$	1.7 -	2 2.4	2.4 2.9	
Gate-emitter threshold voltage	$V_{GE(th)}$	$I_C=700\mu A, V_{CE}=V_{GE}$	3	4	5	
Zero gate voltage collector current	I_{CES}	$V_{CE}=600V, V_{GE}=0V$ $T_j=25^\circ\text{C}$ $T_j=150^\circ\text{C}$	- -	- -	40 2500	μA
Gate-emitter leakage current	I_{GES}	$V_{CE}=0V, V_{GE}=20V$	-	-	100	nA
Transconductance	g_{fs}	$V_{CE}=20V, I_C=20A$	-	14	-	S

Figure 8-20 : Caractéristiques statiques

8.4.9.1 Caractéristique $V_{(BR)CES}=f(T_j)$

Il s'agit de la mesure de la tenue en tension (breakdown voltage). Lors du dimensionnement il faut tenir compte, avec une marge de sécurité, de la tension correspondant à la valeur minimale de fonctionnement. Cette tension se mesure en appliquant une tension nulle entre Grille et Émetteur $V_{GE}=0$, et en observant l'accroissement du courant de collecteur I_C . La tension $V_{(BR)CES}$ correspond à un courant de Collecteur de $500\mu A$.

8.4.9.2 Caractéristique $I_C=f(V_{CE}, V_{GE})$.

Pour mesurer cette caractéristique on définit, à une valeur de température de jonction initiale, les tensions V_{GE} et V_{CE} ainsi que de la durée de l'impulsion appliquée.

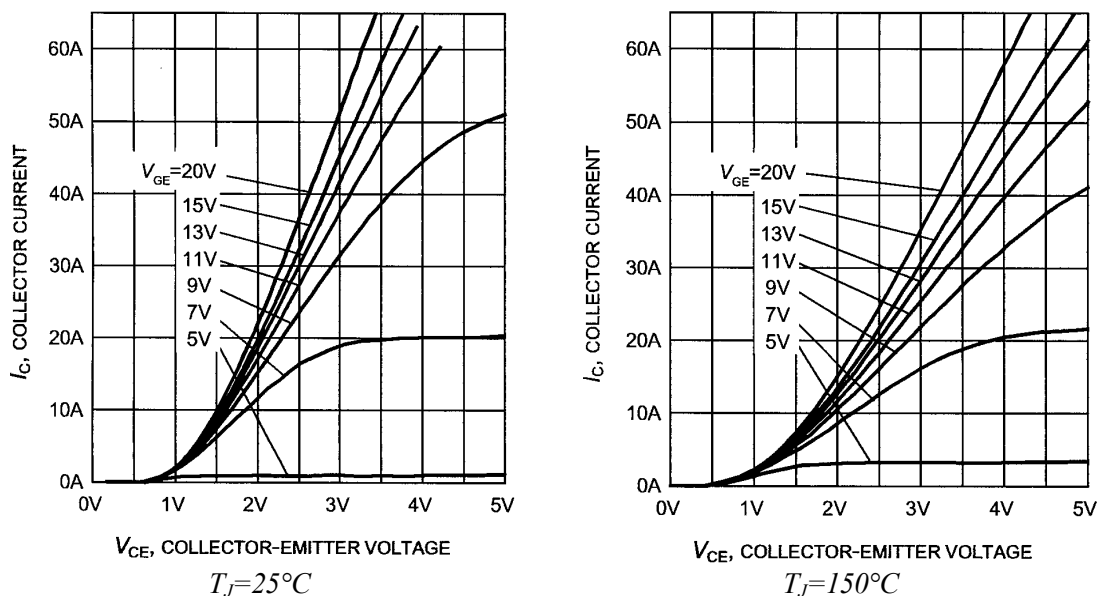


Figure 8-21 : Caractéristique $I_C = f(V_{CE}, V_{GE}, T_j)$

En comparant les deux diagrammes de la Figure 8-21 on voit qu'il y a une dépendance de la température. C'est-à-dire que pour des tensions U_{GE} et V_{CE} données, une augmentation de la température entraîne une augmentation du courant de Collecteur pour des tensions $U_{GE} < 7.5V$. Ce qui entraîne un coefficient de température positif. Pour $U_{GE} > 7.5V$ la dépendance s'inverse et le coefficient de température devient négatif. Ce comportement est identique à celui du MOSFET.

En comparant la caractéristique $I_D = f(V_{DS}, V_{GS})$ d'un MOSFET à celle $I_C = f(V_{CE}, V_{GE})$ d'un IGBT, on peut remarquer que dans le cas de l'IGBT les courbes présentent un offset à l'origine lié à la tension de jonction, par contre l'accroissement du courant est beaucoup plus important pour un IGBT (amélioration de la conductivité de la zone N⁻).

8.4.9.3 Tension Collecteur – Emetteur $V_{CE(sat)}$.

La tension de saturation $V_{CE(sat)}$ augmente avec le courant de Collecteur I_C et avec la température de jonction T_j . Ce phénomène s'explique par la caractéristique de la jonction J_1 et par la conductivité de la zone N⁻.

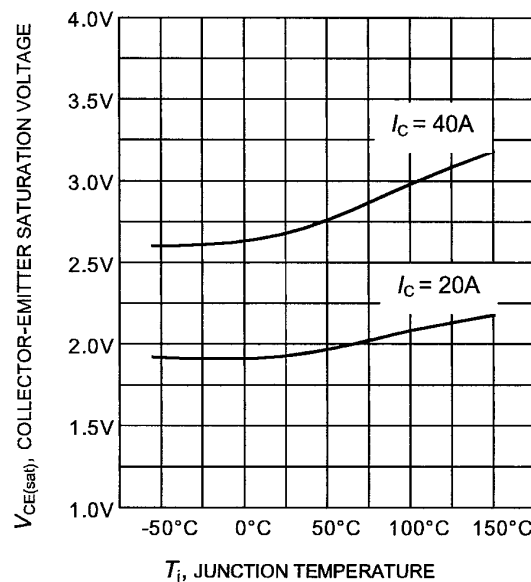


Figure 8-22 : Caractéristique $V_{CE(sat)} = f(I_C, T_j)$ pour $V_{GE} = 15V$

8.4.9.4 Tension Grille-Emetteur de seuil $V_{GE(th)} = f(T_j)$.

La tension Grille – Emetteur doit atteindre un certain seuil avant la création d'une zone d'inversion du canal et par conséquent le passage du courant de Collecteur. Pour des composants de puissance, la tension de Grille – Emetteur de seuil se situe entre les valeurs suivantes

$$2V < V_{GE(th)} < 4V$$

8.6

Comme on peut le voir sur la Figure 8-23, le niveau de ce seuil présente une forte dépendance avec la température. Ce comportement est désavantageux pour la mise en parallèle. De plus, l'immunité aux bruits diminue fortement ce qui peut poser des problèmes si la commande présente une impédance trop importante.

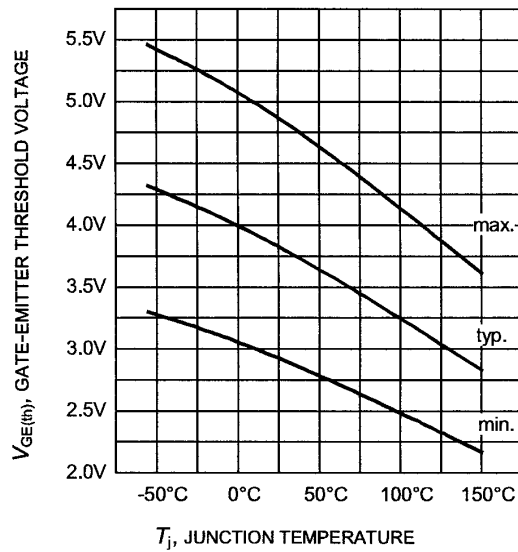


Figure 8-23 : Caractéristique de la tension Grille-Emetteur de seuil $V_{GE(th)}=f(T_j)$ pour $I_C=0.7mA$

8.4.9.5 Courant de fuite de Collecteur à l'état bloqué I_{CES} .

Lorsque le transistor est bloqué avec la condition particulière $V_{GE}=0$, un courant de Collecteur de très faible valeur circule dans l'IGBT. Ce courant est mesuré à une tension Collecteur – Émetteur V_{CE} et une température de jonction T_J définies.

8.4.9.6 Courant de fuite de Grille I_{GES} .

Ce courant est mesuré pour des conditions particulières, soit $V_{GE}=20V$ et $V_{CE}=0V$. Il s'agit du courant de fuite des capacité C_{GE} et C_{GC} , la capacité C_{CE} étant court-circuitée.

8.4.9.7 Caractéristique de transfert $I_C=f(V_{GS})$.

Cette caractéristique n'a de signification que pour la région de saturation, c'est-à-dire lorsque l'IGBT fonctionne en source de courant contrôlé en tension. Pour s'assurer que nous nous trouvons en zone de saturation, la tension V_{CE} est fixée à 10V.

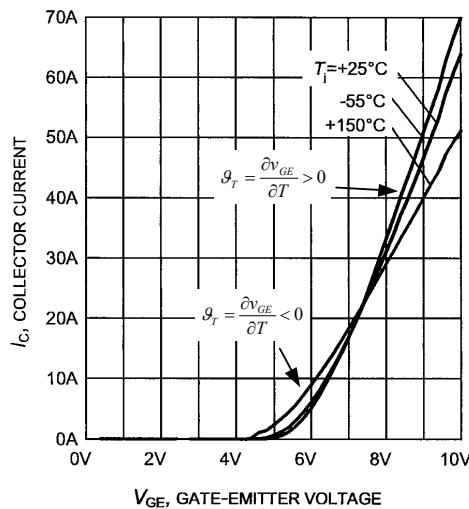


Figure 8-24 : Caractéristique de transfert $I_C=f(V_{GE})$

La pente de cette courbe représente la transconductance. Cette dernière est donnée par la relation.

$$g_{fs} = \left[\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right]_{V_{DS}, I_D} \quad 8.7$$

La transconductance est un paramètre important dans le calcul des temps de commutation. Elle présente un coefficient thermique négatif pour des valeurs de V_{GE} inférieures à 8V puis le coefficient thermique devient positif. Lors de la mise en parallèle des IGBT, la répartition des courants de I_C lors de la commutation n'est pas idéale.

8.4.10 Caractéristiques dynamiques.

Les caractéristiques dynamiques permettent l'estimation des temps de commutation de l'IGBT. Les méthodes de test sont identiques à celles des MOSFET (*voir Chapitre 8. Deuxième partie : Le MOSFET*). Elles donnent également des indications essentielles pour le dimensionnement de la commande.

Electrical Characteristic, at $T_j = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified						
Parameter	Symbol	Conditions	Value			Unit
			min.	Typ.	max.	
Dynamic Characteristic						
Input capacitance	C_{iss}	$V_{CE}=25\text{V}$,	-	1100	1320	pF
Output capacitance	C_{oss}	$V_{GE}=0\text{V}$,	-	107	128	
Reverse transfer capacitance	C_{rss}	$f=1\text{MHz}$	-	63	76	
Gate charge	Q_{Gate}	$V_{CC}=480\text{V}$, $I_C=20\text{A}$ $V_{GE}=15\text{V}$	-	100	130	nC
Internal emitter inductance measured 5mm (0.197 in.) from case	L_E	TO-220AB	-	7	-	nH
		TO-247AC	-	13	-	
Short circuit collector current ¹⁾	$I_{C(SC)}$	$V_{GE}=15\text{V}$, $t_{SC} \leq 10\mu\text{s}$ $V_{CC} \leq 600\text{V}$, $T_j \leq 150^\circ\text{C}$	-	200	-	A

Figure 8-25 : Caractéristique dynamique

8.4.10.1 Capacités parasites.

Dans le chapitre 8 : *Les semiconducteurs de puissance. Deuxième partie : LE MOSFET*, nous avons donné dans le détail la signification des capacités parasites ainsi que la manière de les mesurer. On rappellera ici uniquement les relations qui lient ces capacités entre elles.

Les trois mesures des capacités C_{iss} , C_{oss} et C_{rss} sont données dans un diagramme pour une fréquence de mesure et une tension V_{GE} spécifiées. Les valeurs ainsi définies ont une grande importance puisqu'elles conditionnent la rapidité en commutation de l'IGBT.

- Capacité d'entrée C_{iss}

$$C_{iss}(V_{CE}) = C_{GE}(V_{CE}) + C_{GC}(V_{CE}) \quad 8.8$$

- Capacité de sortie C_{oss}

$$C_{oss}(V_{CE}) = C_{CE}(V_{DS}) + C_{GC}(V_{DS}) \quad 8.9$$

- Capacité de transfert inverse C_{rss}

$$C_{rss}(V_{CE}) = C_{GC}(V_{CE}) \quad 8.10$$

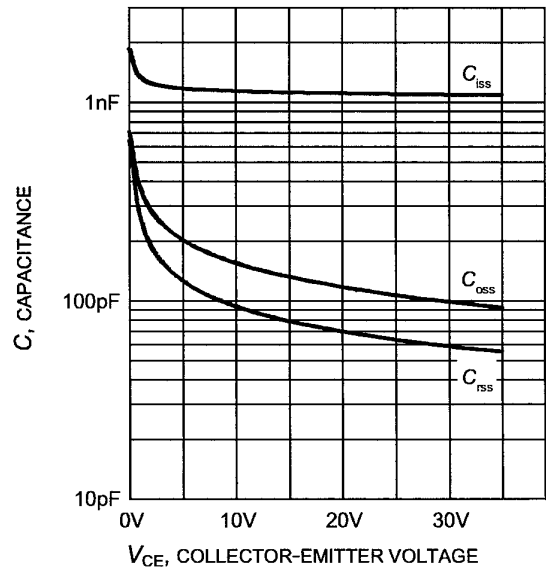


Figure 8-26 : Capacités parasites : $V_{GE}=0$, $f=1\text{MHz}$

8.4.10.2 Caractéristique de transfert de charge.

Dans le chapitre 8 : **Les semiconducteurs de puissance. Deuxième partie : LE MOSFET**, nous avons donné dans le détail la signification du transfert de charge lors de la commutation des MOSFET. La définition et la mesure de cette caractéristique sont identiques pour un IGBT.

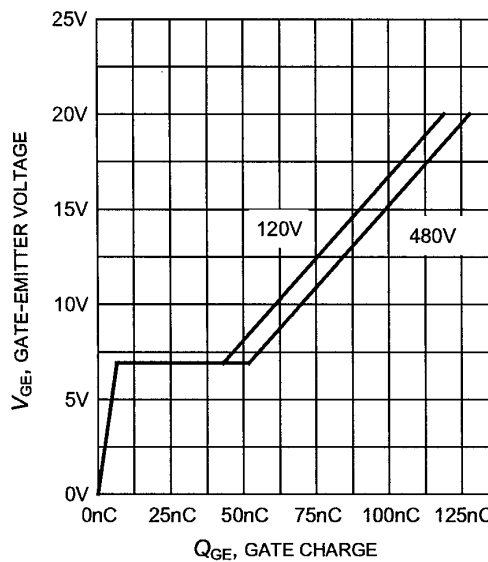


Figure 8-27 : Caractéristique de transfert de charge

8.4.10.3 Temps de commutation.

Les temps de commutation sont définis selon la Figure 8-28

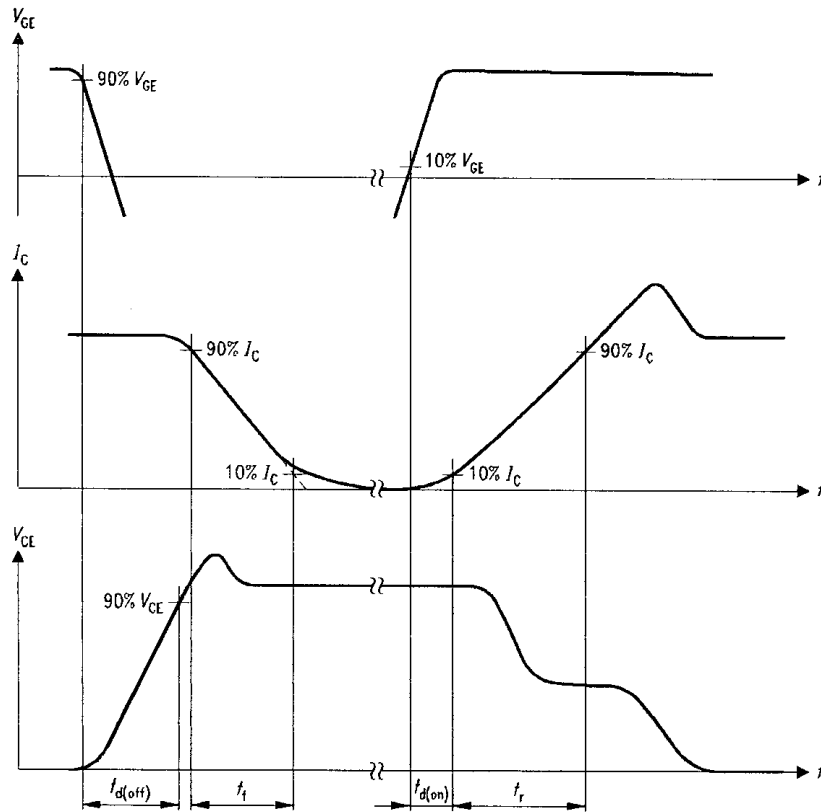
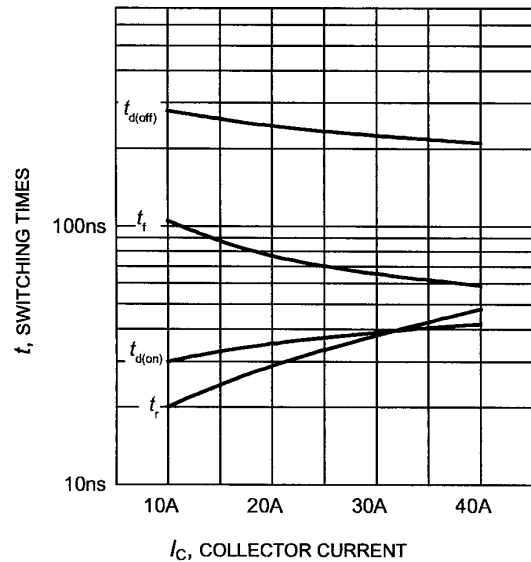


Figure 8-28 : Définition des temps de commutation

Une analyse détaillée montre que les temps de commutation sont fortement dépendant du courant de Collecteur I_C et de la résistance placée en série avec la Grille. Les fabricants les plus consciencieux donnent des courbes tenant compte de ces deux paramètres.

Il est donc possible d'estimer, pour une application particulière les divers temps liés à la commutation. Il faut noter toutefois que, pour une branche (pont en H, onduleur, ...) les caractéristiques des diodes de roue libre ont une influence non négligeable sur le comportement de la commutation.



$T_J=150^{\circ}C, V_{CE}=400V, V_{GE}=0 \leftrightarrow 13V, R_G=16\Omega$

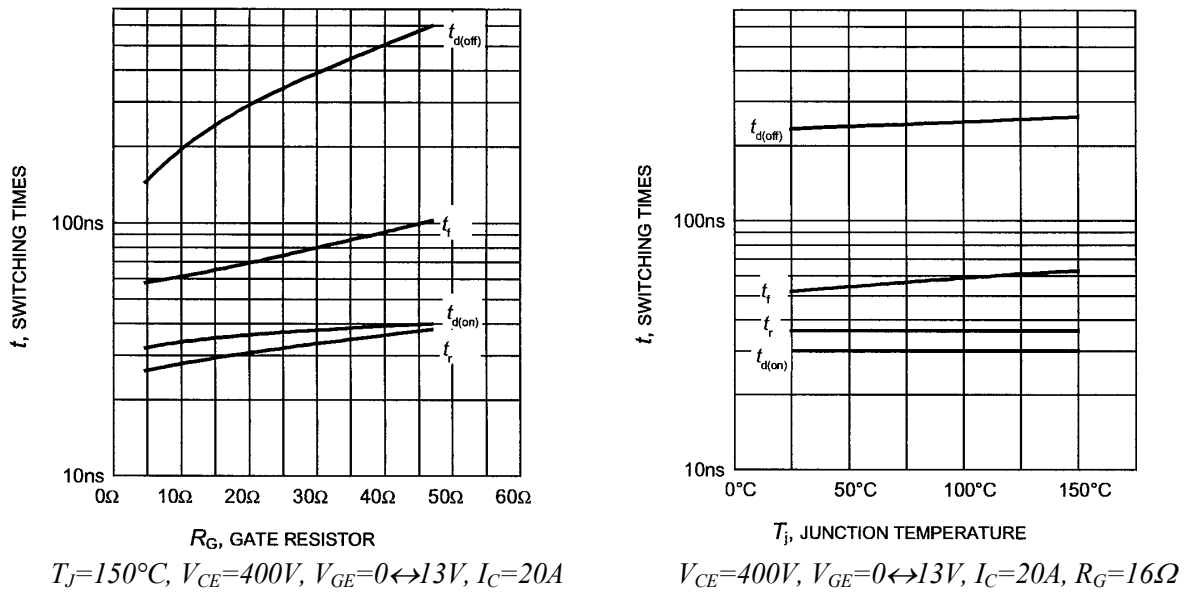


Figure 8-29 : Temps de commutation sur charge inductive

8.4.10.4 Pertes par conduction.

Pour un point de fonctionnement donné, les pertes par conduction apparaissent à la fin d'une commutation en fermeture jusqu'au début d'une commutation d'ouverture. En utilisant la relation 8.3, issue d'une linéarisation de la courbe $I_C=f(V_{CE})@T_{JMAX}$ (voir Figure 8-15), les pertes par conduction peuvent être calculées for différentes formes d'onde de courant. Grâce à la caractéristique $V_{CEsat}=f(I_C, T_J)$ (voir Figure 8-22), les caractéristiques utiles de l'IGBT peuvent être corrigées en fonction de la température de jonction réelle T_J . On peut donc écrire :

$$V_{CE}(T_J) = (V_{CE0}(T_{JMAX}) + R_{CE}(T_{JMAX})I_C) \frac{V_{CEsat}(T_J)}{V_{CEsat}(T_{JMAX})} \tag{8.11}$$

L'énergie dissipée lors de la conduction prend la forme suivante :

$$E_{Cond} = \int_0^{t_{on}} V_{CEsat}(T_J)I_C \cdot dt$$

$$= \frac{V_{CEsat}(T_J)}{V_{CEsat}(T_{JMAX})} \int_0^{t_{on}} (V_{CE0}(T_{JMAX}) + R_{CE}(T_{JMAX}) \cdot I_C) \cdot I_C \cdot dt \tag{8.12}$$

La puissance moyenne correspondante s'écrit

$$P_{Cond} = E_{Cond} \cdot F_p$$

$$= \frac{V_{CEsat}(T_J)}{V_{CEsat}(T_{JMAX})} (V_{CE0}(T_{JMAX})I_C + R_{CE}(T_{JMAX})I_{CRMS}^2 D) \tag{8.13}$$

où

- I_C : courant moyen dans le Collecteur.
- I_{CRMS} : courant efficace dans le collecteur.

8.4.10.5 Pertes par commutation

Pour les pertes de commutation, comme pour les MOSFET, le calcul s'avère impossible. En effet il faudrait connaître les formes de la tension et du courant pendant l'intervalle de commutation. Vu le nombre de paramètres en jeu, la tâche n'est pas réalisable.

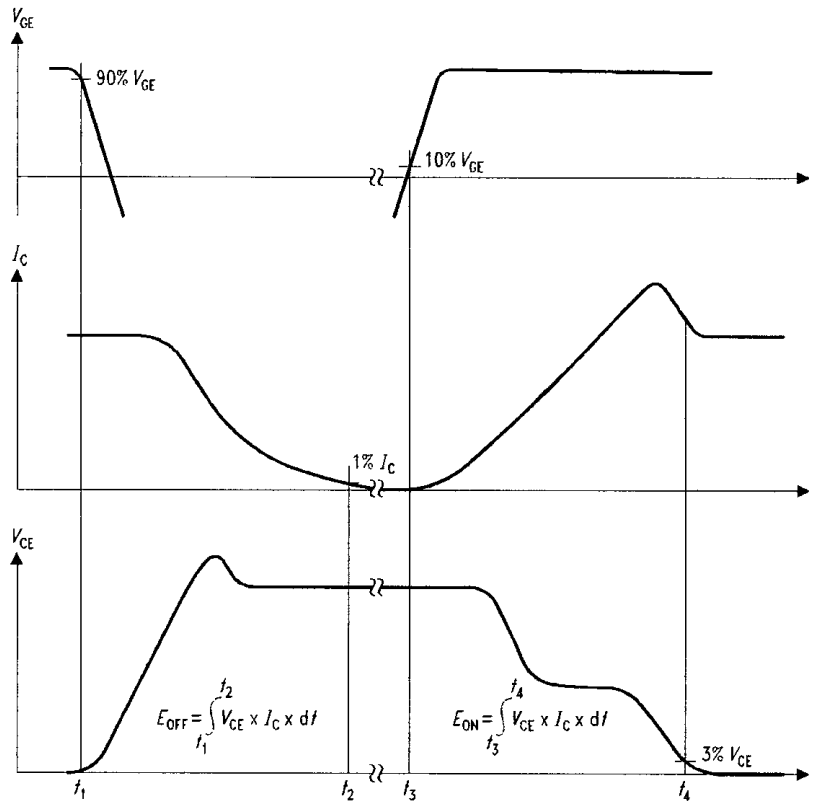
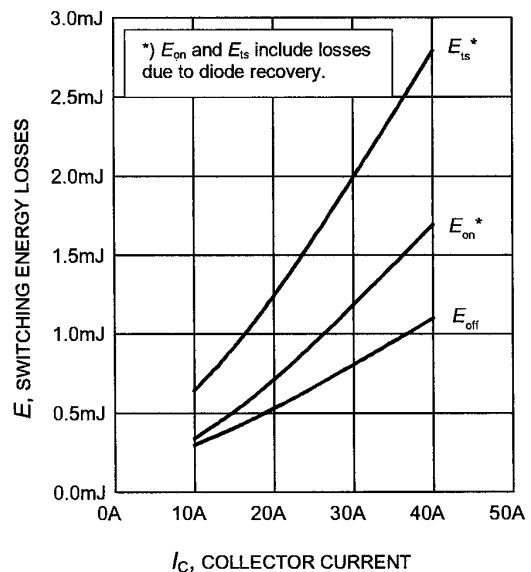
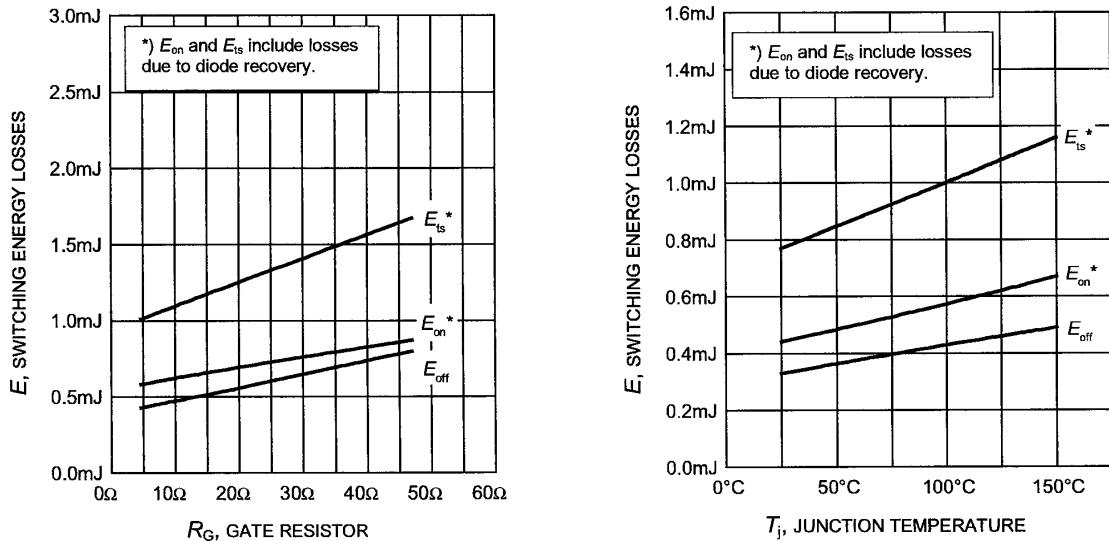


Figure 8-30 : Définition des énergies de commutation sous charge inductive

Le fabricant propose des courbes donnant l'énergie de commutation en fonction de divers paramètres. A partir de ces courbes et par une simple règle d'homothétie il est possible de connaître, pour une application donnée, l'énergie de commutation à la fermeture et à l'ouverture du composant. Il faut toutefois noter que la caractéristique de recouvrement de la diode de roue libre associée au MOSFET peut avoir une importance capitale.



(a) $V_{DS}=380V$, $V_{GS}=0 \leftrightarrow 13V$, $R_G=3.6\Omega$, $T_J=150^\circ C$



(b) $V_{DS}=380V, V_{GS}=0 \leftrightarrow 13V, I_C=8.1A, T_J=150^\circ C$ (c) $V_{DS}=380V, V_{GS}=0 \leftrightarrow 13V, I_C=8.1A, R_G=3.6\Omega$

Figure 8-31 : Temps de commutation

La dépendance de l'énergie de commutation au courant de Collecteur est donnée par les courbes de la Figure 8-31 (a)

$$E_{on}(I_C) = E_{on}(I_C, R_{G_{test}}, T_{J_{MAX}}, V_{DC_{test}}) \tag{8.14}$$

$$E_{off}(I_C) = E_{off}(I_C, R_{G_{test}}, T_{J_{MAX}}, V_{DC_{test}})$$

La dépendance des énergies de commutation à la résistance de Grille peut être trouvée à l'aide des courbes de la Figure 8-31 (b). On obtient alors

$$E_{on}(I_C, R_G) = E_{on}(I_C, R_{G_{test}}, T_{J_{MAX}}, V_{DC_{test}}) \frac{E_{on}(R_G)}{E_{on}(R_{G_{test}})} \tag{8.15}$$

$$E_{off}(I_C, R_G) = E_{off}(I_C, R_{G_{test}}, T_{J_{MAX}}, V_{DC_{test}}) \frac{E_{off}(R_G)}{E_{off}(R_{G_{test}})}$$

Il y a également une dépendance des énergies de commutation à la température de jonction T_J (Figure 8-31 (c)).

$$E_{on}(I_C, R_G, T_J) = E_{on}(I_C, R_{G_{test}}, T_{J_{MAX}}, V_{DC_{test}}) \frac{E_{on}(R_G)}{E_{on}(R_{G_{test}})} \cdot \frac{E_{on}(T_J)}{E_{on}(T_{J_{MAX}})} \tag{8.16}$$

$$E_{off}(I_C, R_G, T_J) = E_{off}(I_C, R_{G_{test}}, T_{J_{MAX}}, V_{DC_{test}}) \frac{E_{off}(R_G)}{E_{off}(R_{G_{test}})} \cdot \frac{E_{off}(T_J)}{E_{off}(T_{J_{MAX}})}$$

Pour finir, il y a une dépendance linéaire de l'énergie de commutation à la tension d'alimentation V_{DC} . On obtient donc, pour les énergies de commutation à la fermeture E_{on} et à l'ouverture E_{off} :

$$\begin{aligned}
 E_{on}(I_C, R_G, T_J, V_{DC}) &= E_{on}(I_C, R_{G_{test}}, T_{J_{MAX}}, V_{DC_{test}}) \frac{E_{on}(R_G)}{E_{on}(R_{G_{test}})} \cdot \frac{E_{on}(T_J)}{E_{on}(T_{J_{MAX}})} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{DC_{test}}} \\
 E_{off}(I_C, R_G, T_J, V_{DC}) &= E_{off}(I_C, R_{G_{test}}, T_{J_{MAX}}, V_{DC_{test}}) \frac{E_{off}(R_G)}{E_{off}(R_{G_{test}})} \cdot \frac{E_{on}(T_J)}{E_{on}(T_{J_{MAX}})} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{DC_{test}}}
 \end{aligned}
 \tag{8.17}$$

Puis pour la puissance moyenne de commutation :

$$P_{Com} = [E_{on}(I_C, R_G, T_J, V_{DC}) + E_{off}(I_C, R_G, T_J, V_{DC})] \cdot F_p
 \tag{8.18}$$

On a ainsi une estimation de la puissance totale ($P_{Cond} + P_{Com}$) dissipée pour un point de fonctionnement DC. Un calcul similaire peut être conduit pour un régime de fonctionnement sinusoïdal.

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

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Fairchild Semiconductor**
IGBT BASIC
Application Note AN9016, February 2000
- [2] **Fairchild Semiconductor**
CALCULATION OF MAJOR IGBT OPERATING PARAMETERS
Application Note ANIP9931E, August 1999
- [3] LES CONVERTISSEURS DE L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE
VOLUME 3 : LA CONVERSION CONTINUE – CONTINUE (2^{ème} édition)
Auteurs : Robert Bausière, Francis Labrique, Guy Segquier
Chapitre 3
ISBN : 2-7430-0139-9
- [4] **POWER ELECTRONICS**
CONVERTERS, APPLICATIONS AND DESIGN
Auteurs : Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins
Chapitre 5
ISBN : 0-471-50537-4
- [5] **FUNDAMENTALS of POWER ELECTRONICS**
Auteur : Robert W. Erickson
Chapitre 2 & 5
ISBN : 0-412-08541-0