

CHAPITRE 2

INTERRUPTEURS SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE

1. Introduction

L'augmentation des puissances commutées, la facilité de contrôle et le coût réduit des composants semi-conducteurs de puissance depuis moins d'une dizaine d'années ont conduit à l'utilisation de convertisseurs de puissance dans un nombre d'applications toujours croissant. Cette montée en puissance a également ouvert un champ de nouvelles topologies pour les applications en électronique de puissance. Pour bien comprendre la faisabilité de ces nouvelles applications, il est essentiel de décrire les caractéristiques des semi-conducteurs de puissance utilisés.

Dans ce chapitre, nous donnons donc un bref résumé des caractéristiques courant - tension ainsi que des vitesses de commutation des semi-conducteurs de puissance actuellement utilisés.

Dans le cas où les semi-conducteurs de puissance peuvent être considérés comme des interrupteurs parfaits, l'analyse du principe de fonctionnement des convertisseurs de puissance est évidemment grandement facilitée. Cette approche a l'avantage de ne pas concentrer sa réflexion sur les détails du fonctionnement des convertisseurs. Ainsi les caractéristiques principales des convertisseurs peuvent être plus clairement comprises. La présentation succincte des caractéristiques des semi-conducteurs de puissance usuels va nous permettre de déterminer dans quelles conditions et jusqu'à quel point ceux-ci peuvent être considérés comme parfaits.

Les semi-conducteurs de puissance actuels peuvent être classés en trois catégories :

1. *Diodes*. États fermé ou ouvert contrôlés par le circuit de puissance.
2. *Thyristors*. Fermé par un signal de commande, mais doit être ouvert par le circuit de puissance.
3. *Interrupteurs commandables* à l'ouverture et à la fermeture. Ouverts et fermés par un signal de commande.

La catégorie des interrupteurs commandables inclut de nombreux types de composants :

- Transistors Bipolaires à Jonctions (Bipolar Junction Transistors - BJTs) ;
- Transistors à effet de champ Metal-Oxyde-Semiconducteur (MOSFETs) ;
- Thyristors commandés à l'ouverture (Gate-Turn-Off Thyristors - GTO Thyristors) ;
- Transistors bipolaires à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistors - IGBTs) ;
- Thyristors MOS Commandés (MOS-Controlled Thyristors - MCTs).

2. Diodes

2.1 Caractéristiques i-v

Les figures 2-1a et 2-1b décrivent le symbole de la diode et sa caractéristique statique i-v. Lorsque la diode est polarisée en direct, elle commence à conduire à partir d'une faible (vis à vis des tensions généralement mises en jeu dans les convertisseurs) tension $V_{F(Forward)}$ directe de l'ordre de 1V. Lorsque la diode est polarisée en inverse, seul un faible courant de fuite négligeable (quelques mA) circule jusqu'à atteindre la tension d'avalanche V_A . En fonctionnement normal, la tension inverse ne doit pas atteindre la tension d'avalanche.

Compte tenu du courant de fuite très faible circulant en inverse et de la faible tension de polarisation V_F en direct comparés aux courants et tensions mis en jeu dans les circuits pour lesquels ces diodes sont utilisées, la caractéristique i - v de la diode peut être idéalisée (figure 2-1c). Cette caractéristique idéalisée peut être utilisée pour analyser le principe de fonctionnement de base des convertisseurs. Par contre, il est évident que cette idéalisation ne doit pas être utilisée dans le cas d'une conception prenant en compte les problèmes de dissipation thermique ou de chute de tension.

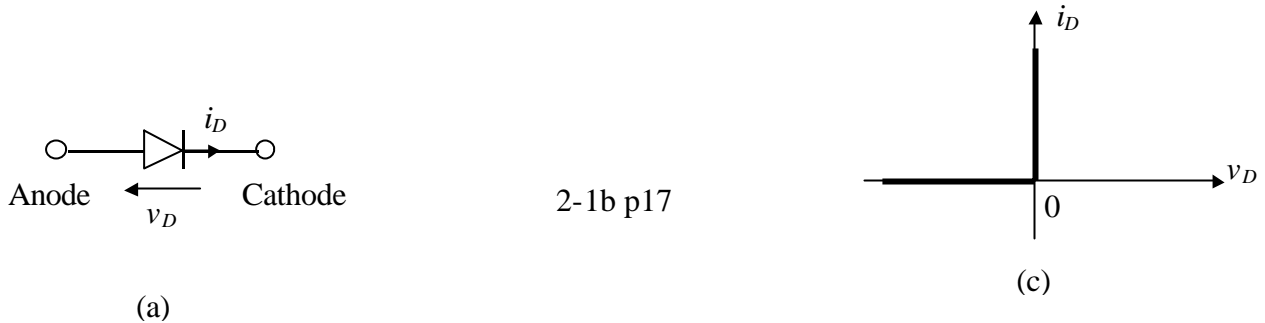


Figure 2-1. Diode: (a) Symbole électrique, (b) caractéristique i - v , (c) caractéristique i - v idéalisée.

La figure 2-2 décrit les différents modèles électriques statiques susceptibles d'être utilisés pour décrire le fonctionnement de la diode selon le degré de précision requis lors de la conception.

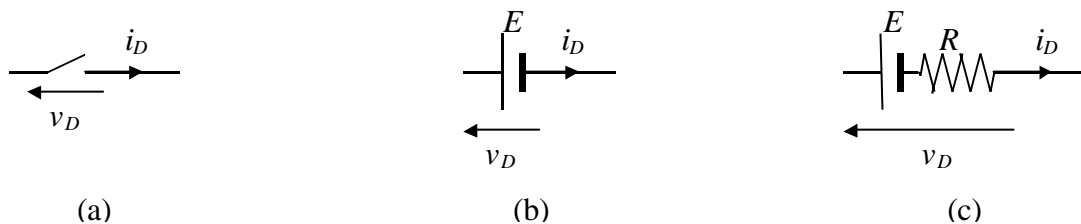


Figure 2-2. Schémas électriques équivalent de la diode. (a) Interrupteur (Diode idéale), (b) Force contre électromotrice, (c) Force contre électromotrice avec résistance.

La figure 2-3 donne un modèle électrique rendant compte du comportement dynamique de la diode. Ce modèle constitue le stade ultime de précision pour une conception rigoureuse.

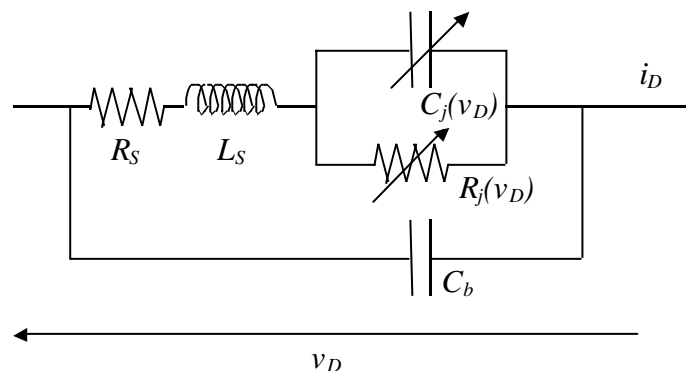


Figure 2-3. Modèle dynamique de la diode: R_s , L_s : résistance et inductance série ; R_j , C_j : résistance et capacité de la jonction, dépendent de v_D ; C_b : capacité du boîtier de conditionnement.

2.2 Commutation

A la commutation de l'état ouvert à l'état fermé, la diode peut être considérée comme un interrupteur idéal car cette transition s'effectue rapidement vis à vis des phénomènes transitoires relatifs aux circuits de puissance.

Par contre, lors de la commutation de l'état fermé à l'état ouvert, l'annulation du courant dans la diode dure un temps t_{rr} (reverse-recovery time) comme indiqué sur la figure 2-4. Pendant un temps t_N , le courant est négatif afin d'évacuer les charges en excès dans la diode et lui permettre de bloquer une tension v_D négative. Le courant de recouvrement maximum I_{RM} peut parfois induire des surtensions dans les circuits inductifs. Cependant, dans de nombreux circuits, ce courant inverse n'affecte pas la caractéristique entrée/sortie du convertisseur et la diode peut également être considérée comme idéale lors de la commutation de l'état ouvert à l'état fermé.

2.2 p17

Figure 2-4. Diode: passage de l'état fermé à l'état ouvert.

Selon les besoins nécessités par les applications, divers types de diodes de puissance particulières sont utilisées :

1. *Diodes Schottky*. Ces diodes sont utilisées lorsqu'une faible chute de tension en direct (typiquement 0,3V) est nécessaire dans les circuits à très faible tension de sortie. Ces diodes sont limitées au niveau de leur tension de blocage en inverse à 50-100 V.
2. *Diodes à commutation rapide*. Ces diodes sont utilisées dans les circuits haute fréquence en combinaison avec des interrupteurs commandables lorsqu'un faible temps de commutation est nécessaire. A des niveaux de puissance correspondant à plusieurs centaines de volts et plusieurs centaines d'ampères, de telles diodes possèdent un temps t_{rr} inférieur à quelques microsecondes.

3. Thyristors

Les figures 2-5a et 2-5b décrivent le symbole du thyristor et sa caractéristique statique $i-v$. Le courant principal circule de l'anode (A) vers la cathode (K). En polarisation directe, le thyristor possède deux caractéristiques selon qu'il est commandé ou non. Il peut supporter une tension directe positive sans conduire comme décrit sur la figure 2-5b (état *off*).

Lorsque le thyristor est polarisé en direct, il peut être placé dans l'état *on* en appliquant une impulsion de courant positive sur la gâchette (G). La caractéristique $i-v$ résultante est décrite sur la figure 2-5b (état *on*). La chute de tension dans l'état *on* est de l'ordre de quelques volts (typiquement 1 à 3 V).

Lorsque le thyristor commence à conduire, le courant de gâchette peut être annulé. Le thyristor ne peut alors plus être placé à l'état *off* par la gâchette et se comporte comme une diode. C'est seulement au moment où le courant i_A tend à devenir négatif, sous l'action du circuit dans lequel le thyristor est inséré, que celui-ci se bloque et que le courant s'annule.

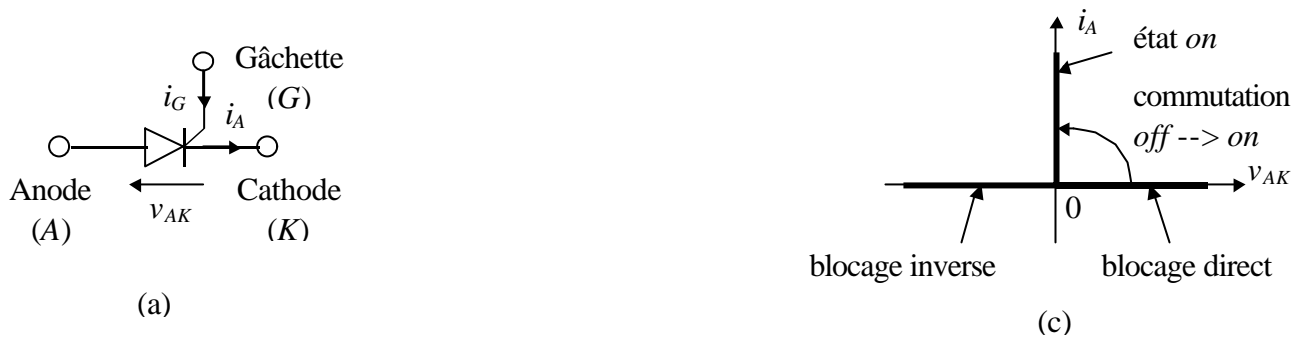


Figure 2-5. Thyristor. (a) Symbole électrique, (b) caractéristique i - v , (c) caractéristique i - v idéalisée.

En polarisation inverse, à des niveaux de tension inférieurs à la tension d'avalanche inverse, seul un courant de fuite négligeable circule dans le thyristor. En général, les tensions d'avalanche en direct et en inverse sont les mêmes.

Dans les documentations des fabricants de composants, les niveaux de courant supportés par les thyristor sont indiqués en termes de valeurs efficace et moyenne maximales qu'il est capable de conduire.

En utilisant les mêmes arguments que pour les diodes, le thyristor peut être représenté par la caractéristique i - v idéalisée de la figure 2-5c pour l'analyse du principe de fonctionnement des convertisseurs.

Exemple:

On considère le circuit de la figure 2-6a. Pour cette application, le thyristor peut être commandé pendant l'alternance positive de la tension du générateur $v_s(t)$. Lorsque le courant dans le thyristor tend naturellement à s'inverser quand la tension $v_s(t)$ devient négative, le thyristor idéal voit son courant s'annuler de façon instantanée à l'instant $t=T/2$ (figure 2-6b).

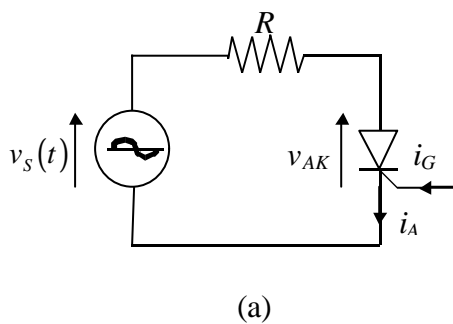


Figure 2-6. Application du thyristor.

(a) circuit ; (b) formes d'onde ; (c) intervalle de temps on-off t_{off} .

Cependant dans la réalité, comme illustré sur la figure 2-6c, le courant dans le thyristor s'inverse avant de s'annuler. Le paramètre important n'est pas le temps mis au courant pour s'annuler, mais plutôt l'intervalle de temps t_q défini sur la figure 2-6c, débutant au passage par zéro du courant circulant dans le thyristor et finissant au passage par zéro de la tension aux bornes du thyristor. Durant cet intervalle de temps t_q , une tension inverse doit être maintenue aux bornes du thyristor, et c'est seulement après ce temps que le thyristor est à nouveau capable de bloquer une tension directe positive sans retourner à l'état *on*. Si une tension directe positive est appliquée au thyristor pendant l'intervalle de temps t_q , le thyristor peut prématurément redevenir passant (état *on*). L'intervalle de temps t_q est parfois appelé "temps de recouvrement de commutation" du thyristor.

4. Caractéristiques générales des interrupteurs commandés

Plusieurs types de composants semi-conducteurs de puissance peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture : BJTs, MOSFETs, GTOs et IGBTs. Nous appelons ces composants *interrupteurs commandables* et nous les représentons par le symbole de la figure 2-7.

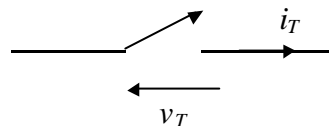


Figure 2-7. Symbole des interrupteurs commandables.

Aucun courant ne circule lorsque l'interrupteur est ouvert (état *off*), et lorsqu'il est fermé, le courant peut circuler dans une seule direction. L'interrupteur commandable idéal possède les caractéristiques suivantes:

1. Supporte (bloque) des tensions directe ou inverse de valeur arbitraire avec un courant nul à l'état *off*.
2. Conduit des courants de valeur arbitraire avec des chutes de tension nulles à l'état *on*.
3. Commute de l'état *on* à l'état *off* (et vice versa) de façon instantanée.
4. Nécessite une puissance nulle pour la commande.

Les composants réels ne possèdent évidemment pas ces caractéristiques idéales. Le point fondamental à prendre en compte lors de la conception est alors la dissipation de puissance lors de leur utilisation. Si ces composants dissipent trop de puissance, ils vont chauffer anormalement et se détruire, entraînant souvent des dommages sur le reste du circuit dans lequel ils sont insérés.

La dissipation de puissance dans les semi-conducteurs de puissance relève généralement de facteurs de base que l'on retrouve, par nature, sur l'ensemble de cette famille de composants. La conception de convertisseurs doit intégrer ces facteurs afin de tenter de minimiser cette dissipation de puissance.

Par un exemple simple, nous allons montrer comment aborder ce problème de dissipation de puissance.

Exemple: On considère le circuit de la figure 2-8.

Ce circuit représente une situation fréquemment rencontrée en électronique de puissance ; le courant circulant à travers un interrupteur doit également traverser des inductances série. La source de courant continu I_0 représente le courant qui circulerait avec une charge fortement inductive. La diode est considérée idéale car l'attention est ici portée sur les caractéristiques de l'interrupteur.

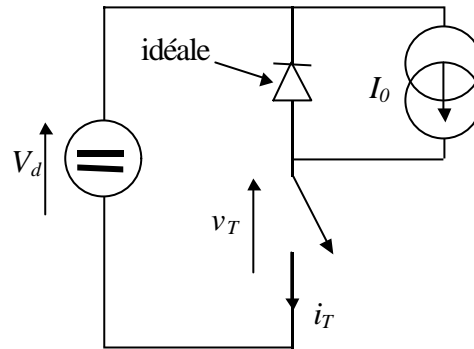


Figure 2-8. Circuit avec interrupteur commandable réel.

2-6b et 2-6c, p21

Figure 2-9. Caractéristiques de commutation standards (linéarisées) d'un interrupteur.

(a) Graphes des courants et tensions lors de la commutation.

(b) Pertes de puissance lors de la commutation.

Lorsque l'interrupteur est fermé (état *on*), tout le courant I_0 circule à travers l'interrupteur car la diode est polarisée en inverse. Lorsque l'interrupteur s'ouvre (état *off*), le courant I_0 circule à travers la diode et une tension égale à la tension d'entrée V_d apparaît aux bornes de l'interrupteur. La figure 2-9 donne les oscillogrammes du courant dans l'interrupteur ainsi que la tension à ses bornes lorsque celui-ci est commandé à une fréquence $f_s = 1 / T_s$. Les allures des courants et tensions lors de la commutation sont représentées par des approximations linéaires de leurs allures réelle afin de simplifier l'analyse.

Lorsque l'interrupteur est resté à l'état *off* pendant un certain temps, il est de nouveau commandé à l'état *on*, comme le montre la figure 2-9a. Durant la commutation *off-on*, l'établissement du courant s'effectue avec un temps de retard (delay) $t_{d(on)}$ suivi du temps de montée (risetime) du courant t_{ri} . Lorsque le courant I_0 circule entièrement à travers l'interrupteur, la diode devient polarisée en inverse et se bloque ; la tension aux bornes de l'interrupteur chute à sa valeur V_{on} dans un intervalle de temps $t_{fv(\text{forward voltage})}$. Il apparaît clairement sur la figure 2-9a que des niveaux de tension et courant importants sont présents au niveau de l'interrupteur durant l'intervalle de temps $t_{c(on)}$ de la commutation *off-on* de l'interrupteur, avec :

$$t_{c(on)} = t_{ri} + t_{fv} \quad (2-1)$$

L'énergie dissipée dans l'interrupteur durant cette commutation peut être approximée d'après la figure 2-9b comme :

$$W_{c(on)} = \frac{1}{2} V_d I_0 t_{c(on)} \quad (2-2)$$

Aucune énergie n'est dissipée durant l'intervalle de temps $t_{d(on)}$.

Lorsque l'interrupteur est complètement fermé, la tension V_{on} est de l'ordre du volt et l'interrupteur conduit un courant I_0 . L'interrupteur demeure fermé durant l'intervalle de temps t_{on} , qui en règle générale est largement supérieur aux temps de commutation. L'énergie dissipée durant l'état *on* peut être approximée par :

$$W_{on} = V_{on} I_0 t_{on} \quad (2-3)$$

avec $t_{on} \gg t_{c(on)}, t_{c(off)}$.

Pour replacer l'interrupteur en position *off*, un signal de contrôle négatif est appliqué à l'entrée de contrôle de l'interrupteur. Durant la commutation *on-off* de l'interrupteur, l'établissement de la tension s'effectue durant un intervalle de temps $t_{rv(\text{reverse voltage})}$ après un temps de retard (delay) $t_{d(off)}$. Lorsque la tension v_T atteint sa valeur finale V_d , la diode se trouve polarisée en direct et commence à conduire le courant. Le courant dans l'interrupteur s'annule avec un *temps d'annulation* (falltime) t_{fi} pendant que le courant passe de l'interrupteur à la diode.

Des niveaux de tension et courant importants sont présents au niveau de l'interrupteur durant l'intervalle de temps $t_{c(off)}$ de la commutation *on-off* de l'interrupteur, avec :

$$t_{c(off)} = t_{rv} + t_{fi} \quad (2-4)$$

L'énergie dissipée dans l'interrupteur durant cette commutation peut être approximée d'après la figure 2-9b par :

$$W_{c(off)} = \frac{1}{2} V_d I_0 t_{c(off)} \quad (2-5)$$

La puissance dissipée instantanée $p_T(t) = v_T(t)i_T(t)$ représentée à la figure 2-9b montre clairement que la dissipation de puissance est importante durant les intervalles de commutation. La puissance moyenne dissipée durant la commutation P_s dans l'interrupteur est égale à :

$$P_s = \frac{1}{2} V_d I_0 f_s (t_{c(on)} + t_{c(off)}) \quad (2-6)$$

Ce résultat est important car il montre que les pertes de puissance lors de la commutation des semi-conducteurs de puissance varie linéairement avec la fréquence de commutation et les temps de commutation. Ainsi, si l'on dispose de composants possédant des temps de commutation brefs, il s'avère possible de faire fonctionner les circuits à des fréquences de commutation élevées, diminuant les contraintes liées au filtrage (condensateurs de taille plus réduite, voir chapitre 6) tout en conservant des pertes de commutation raisonnables.

L'autre contribution majeure à la dissipation de puissance dans l'interrupteur est la puissance moyenne dissipée durant l'état *on* P_{on} :

$$P_{on} = V_{on} I_0 \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2-7)$$

La formule 2-7 montre évidemment que la tension aux bornes de l'interrupteur durant l'état *on* V_{on} doit être la plus faible possible.

Le courant de fuite durant l'état *off* est toujours négligeable pour les interrupteurs commandables, la puissance dissipée durant cet intervalle de temps peut donc être négligée en pratique. Ainsi la puissance moyenne totale dissipée P_T dans l'interrupteur est égale à la somme de P_s et P_{on} .

A partir de cet exemple simple, les caractéristiques suivantes s'avèrent nécessaire pour les interrupteurs commandables :

1. Faible courant de fuite à l'état *off*.
2. Faible tension à l'état *on* afin de limiter la dissipation.
3. Temps de commutation faibles. Cela permet d'utiliser les composants à des fréquences plus élevées.
4. Bonnes possibilités de blocage en direct ou en inverse. Cela permet de minimiser la nécessité de mise en série de plusieurs éléments, ce qui complique le contrôle et la protection des interrupteurs.
5. Forts courants à l'état *on*. Dans les applications à courants forts, cela diminue le besoin de connecter plusieurs éléments en parallèle.
6. Faible puissance nécessaire pour le contrôle de la commutation.
7. Possibilité de supporter simultanément de forts courants et de fortes tensions lors des commutations. Cela peut permettre d'éviter d'avoir recours à des circuits d'aide à la commutation.
8. Possibilité de supporter d'importants surcourants ou surtensions $\frac{di}{dt}$ et $\frac{dv}{dt}$. Cela permet de s'affranchir de l'utilisation de circuits limiteurs.

5. Transistors bipolaires (BJTs) et Darlingtons monolithiques (MDs)

Le symbole pour un BJT NPN est donné à la figure 2-10a, et sa caractéristique statique i-v est décrite sur la figure 2-10b. Comme le montre la caractéristique statique i-v, le transistor est à l'état *on* (état saturé) lorsque le courant de base est suffisamment fort :

$$I_B > \frac{I_{C(sat)}}{h_{FE}} \quad (2-8)$$

où h_{FE} représente le gain statique du transistor.

La tension à l'état *on* $V_{CE(sat)}$ (tension de saturation) des BJTs est généralement de l'ordre de 1-2 V. La caractéristique statique i-v idéalisée pour un BJT fonctionnant en interrupteur est décrite sur la figure 2-10c.

Figure 2-10. BJTs.(a) Symbole électrique ; (b) caractéristique statique i-v ; (c) caractéristique statique idéalisée.

Les BJTs sont des composants commandés en courant, et le courant dans la base doit être maintenu tant que le transistor doit rester à l'état *on*. Le gain en courant h_{FE} est généralement seulement de l'ordre de 5 à 10 pour les transistors de puissance, ces composants sont ainsi souvent connectés en configuration Darlington ou même triple Darlington comme le montre la figure 2-11, afin d'obtenir un gain en courant plus important. Les inconvénients liés à cette configuration sont l'augmentation de la tension $V_{CE(sat)}$ et des temps de commutation supérieurs.

2-8 p25

Figure 2-11. Configurations en Darlington. (a) Darlington ; (b) Triple Darlington.

Que ce soit en version simple ou en configuration de Darlington sur une unique puce (Darlington Monolithiques (MDs)), les BJTs possèdent un temps de stockage relativement important durant la commutation *on-off*. Les temps de commutation typiques vont de quelques centaines de nanosecondes à quelques microsecondes.

Les BJTs sont disponibles pour des tensions bloquées supérieures à 1400 V et des courants commutés de quelques centaines d'ampères.

6. MOSFETs

Le symbole électrique pour un MOSFET canal n est donné sur la figure 2-12a et sa caractéristique statique i-v est décrite sur la figure 2-12b.

Les MOSFETs sont des composants commandés en tension. Le composant est à l'état *on* lorsque la tension Grille-Source est inférieure à la tension de seuil (threshold) $V_{GS(th)}$. La caractéristique statique i-v idéalisée pour un MOSFET fonctionnant en interrupteur est décrite sur la figure 2-12c.

2-9 p25

Figure 2-12. MOSFETs.(a) Symbole électrique ; (b) caractéristique statique i-v ; (c) caractéristique statique idéalisée.

Les MOSFETs nécessitent le maintien continu d'une tension Grille-Source appropriée pour demeurer dans l'état *on*. Aucun courant de grille ne circule, excepté durant les commutations lorsque la capacité de grille est chargée puis déchargée (voir cours M2). Les temps de commutation sont très brefs, allant de quelques dizaines à quelques centaines de nanosecondes.

La résistance à l'état *on* $r_{DS(on)}$ d'un MOSFET entre le Drain et la Source augmente rapidement avec la tension bloquée, comme le montre la formule (2-9).

$$r_{DS(on)} = kBV_{DSS}^{2,5-2,7} \quad (2-9)$$

où k est une constante dépendant de la géométrie du transistor ;

BV_{DSS} est la tension bloquée.

Cette résistance entraîne une dissipation de puissance à l'état *off*. Pour cette raison, seuls des MOSFETs possédant de faibles tensions bloquées sont utilisés.

Néanmoins, grâce à leur temps de commutation rapide, les pertes lors des commutations peuvent être faibles. De ce point de vue, des MOSFETs 300-400V sont concurrentiels vis à vis des BJTs uniquement si la fréquence de commutation est typiquement supérieure à 30-100kHz (sauf dans le cas de tensions faibles pour lesquelles les MOSFETs deviennent intéressants à des fréquences plus faibles).

En conclusion, les MOSFETs sont utilisés pour des tensions supérieures à 1000V pour les faibles courants, ou à des courants supérieurs à 100A pour des faibles tensions.

7. Thyristors commandés à l'ouverture (Gate-Turn-OFF Thyristors - GTOs)

Le symbole électrique pour un GTO est donné sur la figure 2-13a et sa caractéristique statique i-v est décrite sur la figure 2-13b.

Comme le thyristor, le GTO peut être commandé de l'état *off* à l'état *on* par une impulsion de courant brève appliquée sur la gâchette. Le GTO peut en plus être commandé de l'état *on* à l'état *off* par application d'une tension Gâchette-Cathode négative, créant un fort courant négatif de gâchette. Ce fort courant négatif de gâchette doit seulement être maintenu pendant quelques microsecondes (durant le temps de commutation *on-off*), mais il doit avoir une amplitude importante, typiquement un tiers du courant d'anode devant être annulé. La caractéristique statique i-v idéalisée pour un GTO fonctionnant en interrupteur est décrite sur la figure 2-13c.

Figure 2-13. GTOs.

(a) Symbole électrique ; (b) caractéristique statique i-v ; (c) caractéristique statique idéalisée.

La chute de tension à l'état *on* (2 à 3V) aux bornes d'un GTO est supérieure à un thyristor classique. Les temps de commutation pour un GTO sont de l'ordre de quelques microsecondes. De par leur capacité à supporter des tensions importantes (supérieures à 4,5kV) et de forts courants (supérieurs à plusieurs kA), les GTOs sont utilisés dans les applications de très forte puissance à des fréquences allant de quelques centaines de Hz à 10kHz.

8. Transistor bipolaire à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistor - IGBT)

Le symbole électrique pour un IGBT est donné sur la figure 2-14a et sa caractéristique statique i-v est décrite sur la figure 2-14b.

2-12 p28

Figure 2-14. IGBTs.

(a) Symbole électrique ; (b) caractéristique statique i-v ; (c) caractéristique statique idéalisée.

Les IGBTs représentent un compromis entre les différents avantages des MOSFETs, des BJTs et des GTOs. Similaire au MOSFET, l'IGBT possède une impédance de grille importante, autorisant une commutation avec un faible apport d'énergie. Comme le BJT, l'IGBT possède une tension à l'état *on* faible, même pour des tensions bloquées importantes (par exemple, V_{ON} de l'ordre de 2 à 3V pour des tensions bloquées supérieures à 1000V). Comme le GTO, l'IGBT peut bloquer des tensions négatives, comme l'indique sa caractéristique idéalisée décrite sur la figure 2-14c.

Les IGBTs présentent des temps de commutation de l'ordre de la microseconde et sont disponibles pour des tensions et courants de l'ordre de 3000V et 1200A respectivement.

9. Thyristor MOS commandé (MOS-Controlled Thyristor - MCT)

Les MCTs sont de nouveaux composants qui viennent d'apparaître sur le marché commercial. Le symbole électrique pour un MCT est donné sur la figure 2-15a et sa caractéristique statique $i-v$ est décrite sur la figure 2-15b.

On constate d'après la caractéristique $i-v$ que les MCTs possèdent de nombreuses propriétés du GTO (faible tension sous un fort courant et commande par impulsion). Le MCT est un composant commandé en tension comme l'IGBT ou le MOSFET, et la même énergie est nécessaire pour commuter un MCT, un IGBT ou un MOSFET.

Le MCT possède deux principaux avantages vis à vis du GTO, une commande plus simple pour commuter de l'état *on* à l'état *off* (un fort courant négatif n'est pas nécessaire) et des temps de commutation plus brefs (de l'ordre de quelques microsecondes). Les MCTs présentent également de plus faibles tensions à l'état *on* comparés aux IGBTs ayant des caractéristiques similaires par ailleurs. Les MCTs sont actuellement disponibles pour des tensions de l'ordre de 1500V et des courants de 50A à quelques centaines d'ampères.

2-13 p28

Figure 2-15. MCTs.

(a) Symbole électrique ; (b) caractéristique statique $i-v$; (c) caractéristique statique idéalisée.

10. Comparaison des interrupteurs commandables

On doit rester très prudent lorsque l'on désire comparer les différents interrupteurs présentés dans les précédents paragraphes car de nombreuses propriétés rentrent en compte et les caractéristiques de ces composants évoluent encore de façon rapide et importante. Néanmoins, les observations qualitatives présentées dans le tableau 2-1 peuvent être faites.

Composant	Puissance d'utilisation	Rapidité de commutation
BJT/MD	Moyen	Moyen
MOSFET	Faible	Rapide
Chp-2		

GTO	Fort	Lent
IGBT	Moyen	Moyen
MCT	Moyen	Moyen

Tableau 2-1. Propriétés relatives des interrupteurs commandables.

L'utilisateur doit garder à l'esprit qu'en plus des améliorations apportées à ces divers composants, d'autres composants entièrement nouveaux sont en cours d'étude. Les progrès dans la technologie des semi-conducteurs conduira sans aucun doute dans un avenir proche vers des puissances d'utilisation supérieures, des temps de commutation plus brefs et des coûts plus faibles. Un résumé des domaines d'utilisation des interrupteurs de puissance actuels (i.e. 1994) est fourni à la figure 2-16.

2-14 p30

Figure 2-16. Résumé des domaines d'utilisation des interrupteurs de puissance actuels. La technologie des MCTs est dans un état d'évolution rapide, et des améliorations significatives des caractéristiques de ces composants sont possibles, comme indiqué en pointillés sur le diagramme.