

Chapitre 11

Les semi-conducteurs de puissance

11.1. Introduction

Trois types de semi-conducteurs de puissance sont utilisés dans la constitution des principaux convertisseurs de puissance :

- Les semi-conducteurs non-contrôlés :
 - diodes de puissance ;
- Les semi-conducteurs contrôlés sans commande de blocage :
 - thyristors ;
 - triacs ;
- Les semi-conducteurs contrôlés avec commande de blocage :
 - transistors bipolaires de puissance ;
 - transistors MOSFET de puissance ;
 - thyristors GTO (Gate Turn Off) ;
 - IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).

Il existe actuellement d'autres types de semi-conducteurs de puissance basés sur l'intégration de la partie commande et de la partie puissance sur un même cristal : « circuits intégrés haute tension » (HVIC : High Voltage Integrated Circuits) ou dans un même boîtier (technologies hybrides).

Ces deux technologies constituent la technologie « **Smart Power** » : puissance intelligente.

11.2. La diode de puissance

11.2.1. Rappel du principe de fonctionnement

La diode est constituée par l'association de semi-conducteurs de dopage opposé :

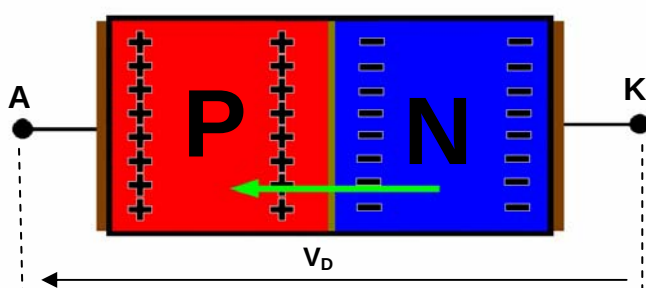


Fig. 11.2.1

- Une zone dopée N où les électrons sont majoritaires : c'est la cathode (K)
- Une zone dopée P où les trous sont majoritaires : c'est l'anode (A).

Pour que les électrons de la zone N se déplacent vers la zone P et rendent ainsi la diode conductrice, il faut leur donner une énergie minimum en appliquant une différence de potentiel positive suffisante entre les extrémités A et K du composant.

Remarque :

Une jonction PN ne peut être conductrice que dans un seul sens. Lorsqu'on applique une différence de potentiel négative entre les bornes A et K, il n'y a que très peu d'électrons qui peuvent se déplacer et le courant créé dans ce cas peut être considéré comme négligeable (quelques nano ampères).

11.2.2. Symbole

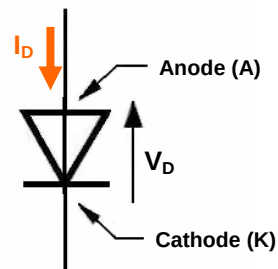


Fig. 11.2.2

Le sens conventionnel de passage du courant lorsque la diode est passante correspond à la pointe côté cathode de la figure 11.2.2 ci-dessus.

11.2.3. Structure de base d'une diode de puissance

De manière générale, la constitution des semi-conducteurs de puissance est différente de leurs équivalents en courant faible. Des modifications sont faites sur les structures de base afin de les adapter aux hautes tensions et aux forts courants (Fig 11.2.3).

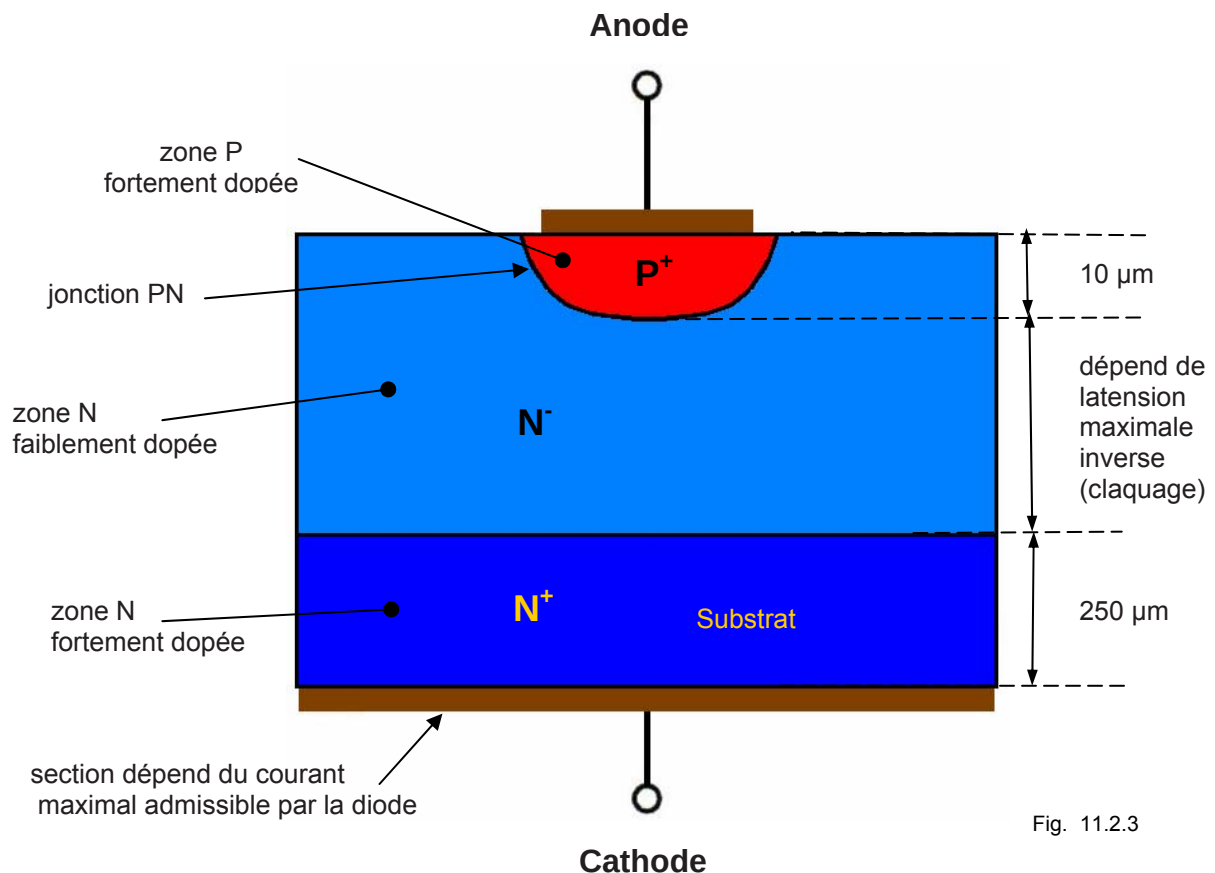


Fig. 11.2.3

11.2.4. Principe de fabrication

Dans le cas des diodes de puissance, la diffusion d'une zone N^- (faiblement dopée) sur un substrat N^+ (fortement dopé) permet de contrôler la tension maximale inverse (tension de claquage).

L'anode de la diode est formée par la diffusion d'une zone P^+ (fortement dopée).

La section de la diode dépend du courant maximal admissible par la diode. Elle peut atteindre plusieurs cm^2 pour des diodes supportant des courants directs de plusieurs milliers d'ampères. Une diode peut utiliser toute une plaquette de silicium (wafer) de 10 cm de diamètre.

Le rôle de la zone N^- est d'absorber la zone de transition lorsque la diode est polarisée en inverse : zone N faiblement dopée entraîne une diminution du nombre d'électrons soit une diminution du risque d'avalanche et ainsi l'augmentation de la tension de claquage.

La présence de la zone N^- a pour inconvénient d'entraîner une augmentation de la résistance de la diode en polarisation directe.

11.2.5. Caractéristiques électriques

11.2.5.1. Caractéristique statique courant/tension

La caractéristique courant/tension de la diode de puissance a la forme dissymétrique suivante (Fig 11.2.4) :

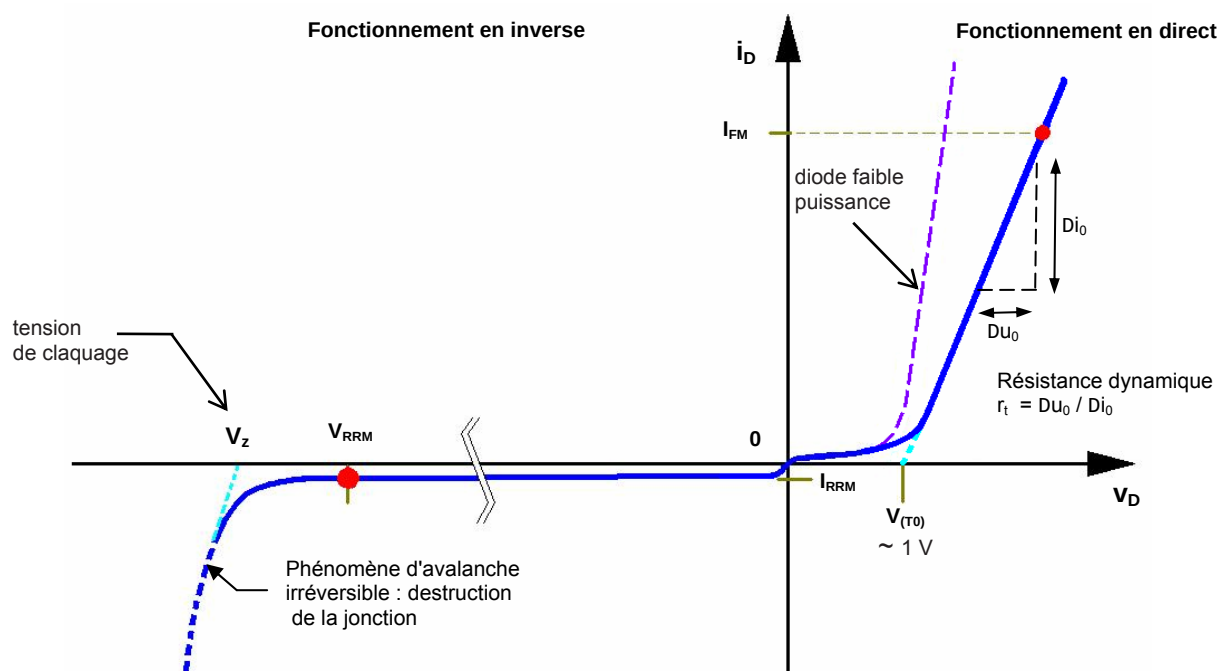


Fig. 11.2.4

11.2.5.2. Pertes à l'état passant

Dans le cas des diodes de puissance, aux caractéristiques propres des composants, les constructeurs indiquent les grandeurs à ne pas dépasser en fonctionnement :

- ❖ Le courant direct moyen I_{FO}
- ❖ Le courant direct efficace I_{Feff}

Les pertes dans la diode sont dues aux actions combinées de la tension de seuil V_{T0} et de la valeur de la résistance dynamique r_t (plus importantes pour les diodes de puissance à cause de la dissipation dans la zone N^-) lorsqu'elle est polarisée dans le sens direct :

L'évaluation des pertes moyennes en conduction s'effectue au moyen de la relation suivante :

$$P_d = V_{(T0)} \cdot I_{FO} + r_t \cdot I_{Feff}^2 \quad \text{avec} \quad V_{(T0)} \approx 0,7 \text{ à } 1 \text{ V.}$$

L'augmentation de la puissance dissipée dans la jonction provoque un échauffement qui peut lui être destructif au de-là d'une certaine température de fonctionnement (85°C pour le germanium, 175°C pour le silicium). C'est pourquoi, les diodes de puissance nécessitent généralement l'emploi de refroidisseurs afin de mieux évacuer la chaleur ainsi produite et d'abaisser la température de jonction pour une même puissance produite.

11.2.5.3. Schémas équivalents

Pour les études des montages utilisant des diodes de puissance, on utilise des modèles plus ou moins simplifiés. Les schémas équivalents proposés ci-après prennent en compte progressivement les imperfections des composants :

Diode idéale

Dans ce cas, on néglige la tension de seuil et la résistance interne de la diode. La caractéristique est alors celle de la figure ci-dessous.

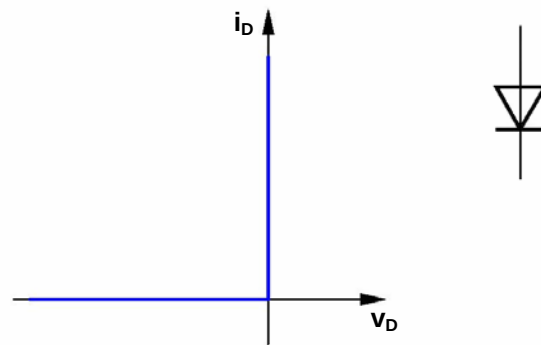


Fig. 11.2.5

Ce schéma dont le fonctionnement correspond à celui d'un interrupteur parfait est utile pour effectuer des pré calculs, surtout lorsque les diodes sont employées dans des circuits où les tensions sont élevées (plusieurs dizaines de volts) : la tension de coupe est alors négligeable.

Diode avec seuil

Dans le second schéma proposé, on continue à négliger la résistance interne de la diode, mais on tient compte de son seuil de tension directe. La caractéristique est alors représentée par la figure suivante :

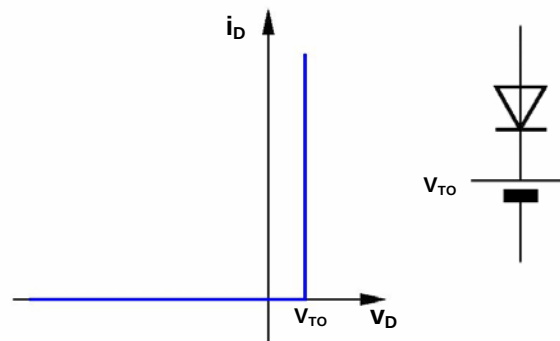


Fig. 11.2.6

Ce schéma est le plus utilisé pour les calculs.

Diode avec seuil et résistance

Ici, on prend en compte la résistance de la diode. Ceci peut être utile si on utilise la diode en petits signaux alternatifs et qu'on a besoin de sa résistance dynamique.

Attention : dans ce cas, on considère que la résistance dynamique est constante, ce qui n'est vrai que si la variation du signal alternatif est très petite autour du point de polarisation en continu.

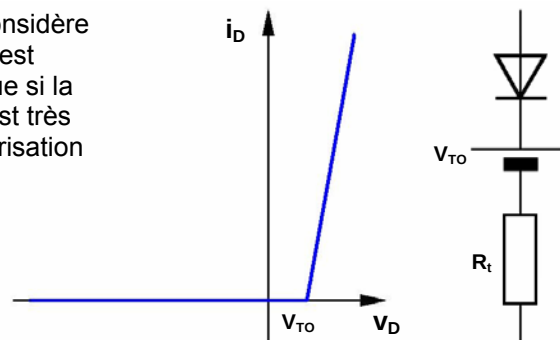


Fig. 11.2.7

11.2.5.4. Caractéristique en commutation

➤ Commutation à la mise en conduction

Dans la phase de mise en conduction, en général c'est le circuit extérieur qui impose la vitesse d'établissement du courant, le courant passe alors de 0 à I_F avec une pente di/dt constante. L'évolution de la tension aux bornes de la diode dépend de la vitesse de croissance du courant. Si la pente est élevée, on observe le pic de tension V_{FP} (forward pic voltage), dans le cas contraire, la tension croît lentement jusqu'à V_{T0} (voir Fig 11.2.7 ci-dessous).

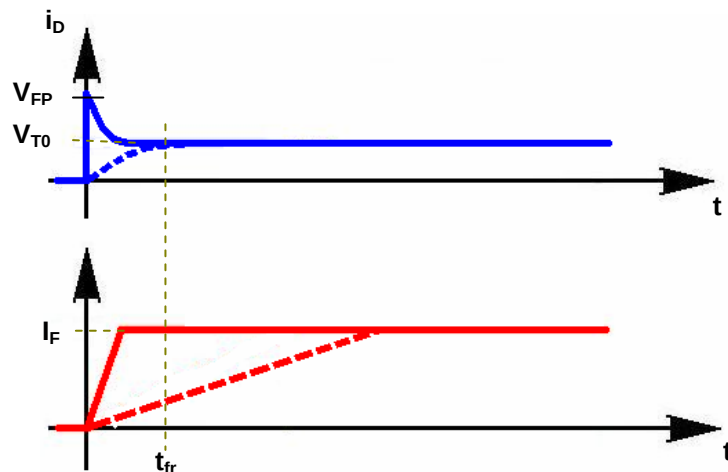


Fig. 11.2.8

Tout se passe comme si la jonction PN présentait une résistance série de valeur élevée au début de la commutation. Puis, au fil de la mise en conduction, la résistance série diminue jusqu'à la valeur finale R_t .

On retrouve le temps de recouvrement direct (forward recovery time).

➤ Commutation au blocage

Au moment du blocage, l'évacuation de la charge stockée Q_r conduit au phénomène de recouvrement illustré par la figure 11.2.8 ci-dessous.

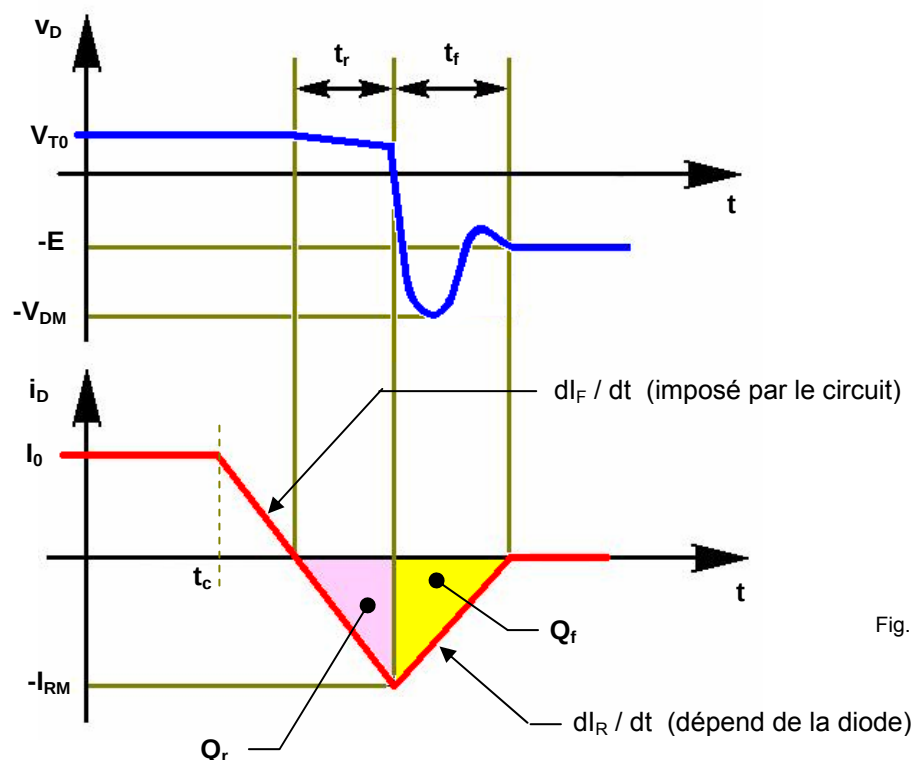


Fig. 11.2.9

Si l'on suppose dans notre exemple, qu'à partir de l'instant t_c le courant dans la diode décroît avec une pente dI_F / dt imposée par le circuit, lorsque le courant s'annule, il reste encore beaucoup de porteurs (charges stockées) et la diode reste conductrice (temps t_r). Un courant inverse apparaît jusqu'à la valeur $-I_{rm}$ pendant cette phase de recouvrement et la tension aux bornes de la diode reste voisine de zéro.

Ensuite, la diode reconstitue sa barrière de potentiel en gagnant la charge Q_f , et la tension du circuit est brutalement appliquée ce qui provoque une surtension négative $-V_{DM}$ et dans certains cas des oscillations dues à la réponse des inductances et des capacités parasites du circuit au dI_R / dt généré par la diode. Cette tension dure jusqu'à l'annulation complète du courant, pour se rétablir au niveau de la tension $-E$ délivrée par la source d'alimentation. Ceci garantit la fin de la transition vers l'état bloqué en permettant au courant de revenir à zéro.

On a coutume de définir le temps de recouvrement inverse (reverse recovery time) $t_{rr} = t_r + t_f$

Ce temps, voisin de $1\mu s$ augmente avec le courant I_{Fmax}

Le processus décrit précédemment conduit à la dissipation d'une puissance de recouvrement P_r , en commutation qui dépend :

- des charges qui transitent $Q_{rr} = (Q_r + Q_f)$,
- de la tension de la source d'alimentation E ,
- de la fréquence f de répétition du phénomène (fréquence de commutation).

Il s'exprime par la relation suivante :

$$P_r = Q_{rr} \cdot E \cdot f$$

11.2.5.5. Paramètres essentiels des diodes

En fonction de l'application considérée, on s'intéressera à certains paramètres des diodes plutôt qu'à d'autres. Certains paramètres ne sont pas spécifiés pour tous les types de diodes, sauf les suivants qui sont incontournables :

- $V_{(TO)}$: tension de coude de la diode
- I_F : courant direct continu permanent admissible par la diode à la température de jonction maximale de fonctionnement.
- I_{FSM} : courant temporaire de pointe maximum non répétitif. Cette valeur est en général spécifiée par le fabricant pour une durée déterminée (par exemple 10 ms) et une température de jonction initiale (par exemple $T_J = T_J \text{ max}$).
- I_{FRM} : intensité répétitive maximale
- V_{RRM} : tension inverse maximale répétitive admissible par la diode (avant l'avalanche).
- I_{RRM} : courant inverse maximal de la diode. Il est spécifié pour la tension inverse maximale et généralement pour une température de jonction de $25^\circ C$. Ce courant n'est pas seulement celui dû aux porteurs minoritaires. Il provient aussi des courants parasites à la surface de la puce (le silicium est passivé par oxydation, et il peut subsister des impuretés qui vont permettre le passage de faibles courants). Le boîtier d'encapsulation de la puce de silicium est aussi source de fuites.
- r_t : résistance dynamique lorsque la diode est passante
- R_{thJC} : la résistance thermique maximale jonction/boîtier du composant. Elle permet de dimensionner les radiateurs associés aux redresseurs de puissance.
- $I^2.t$: contrainte thermique limite supportable par le composant avant fusion de la jonction. Cette valeur est également donnée pour une température initiale de jonction maximale ($T_J \text{ max}$)

Les symboles précédents sont généralement ceux employés par les différents fabricants de composants électroniques, mais il peut y avoir des variantes, et il est toujours sage de se reporter à la documentation du constructeur pour savoir comment sont spécifiés les paramètres, et à quoi ils correspondent exactement.

11.2.6. Principaux types de diodes de puissance

Une des principales applications de la diode de puissance est le redressement de la tension alternative du secteur pour faire des générateurs de tension continue destinés à alimenter les nombreuses fonctions électroniques rencontrées dans les systèmes d'automatisme mais aussi de nombreux constituants de puissance tels que des électrovannes, les inducteurs des moteurs courant continu à excitation séparée ou encore certains freins électromécaniques pour illustrer quelques exemples fréquemment rencontrés.

Il existe plusieurs types de diodes de redressement parmi lesquels citons les diodes standard, les diodes à avalanche contrôlée, et les diodes rapides.

11.2.6.1. Les diodes de redressement standard

Les diodes de redressement standard sont les moins sophistiquées, et ne font l'objet d'aucun traitement particulier, les conditions d'utilisations étant peu contraignantes.

Elles ont des tensions V_{RRM} comprises entre 50 et 1200V environ, et les courants I_F vont de 1A à plusieurs centaines d'ampères.

Lorsque le système de redressement est utilisé pour alimenter des fonctions de contrôle, on utilise presque toujours un transformateur d'alimentation pour abaisser la tension du secteur (les montages électroniques fonctionnent souvent sous des tensions de polarisation allant de quelques volts à quelques dizaines de volts), et assurer l'isolement galvanique des fonctions électroniques du réseau d'alimentation.

11.2.6.2. Les diodes à avalanche contrôlée

Les diodes de redressement standard ne sont pas garanties pour fonctionner au delà de la tension V_{RRM} spécifiée. Si on utilise des diodes standard dans des milieux fortement perturbés il se peut qu'on dépasse momentanément la tension inverse maximale et qu'ainsi on détruise les diodes en surtension. Ce risque n'est pas acceptable pour certaines applications d'électronique de puissance et tout particulièrement la variation de vitesse des machines tournantes qui ont besoin d'une continuité de fonctionnement et une fiabilité des composants parfaitement maîtrisées.

Les diodes à avalanche contrôlées sont bien adaptées à cet usage. Elles sont fabriquées dans un silicium de meilleure qualité que les diodes standard : meilleure homogénéité du cristal, traitement de surface poussé limitant les courants de fuite. La résistivité du silicium est ainsi plus homogène, et lorsque le phénomène d'avalanche se produit, c'est dans tout le volume du cristal qu'il se produit ce qui lui permet alors de supporter des puissances très élevées pendant quelques dizaines de ms sans détérioration du composant.

Il est intéressant de remarquer que lorsqu'on applique aux bornes d'une diode à avalanche contrôlée une surtension d'amplitude très supérieure à la tension V_{RRM} le courant inverse augmente fortement et limite de ce fait la surtension parasite. Il y a ainsi une double fonction du composant : d'autoprotection (la diode n'est pas détruite), et de protection de l'environnement de cette diode (écrêtage de la surtension).

Ces diodes sont sévèrement triées en fin de fabrication pour détecter les défauts éventuels.

Les fabricants de ces composants spécifient en plus des I_{RRM} et V_{RRM} standards une tension inverse maximale pour un courant inverse donné.

Les diodes à avalanche contrôlée sont particulièrement intéressantes dans les applications où les tensions redressées sont très élevées. En effet, on préfère en général, mettre en série plusieurs diodes dont la somme des V_{RRM} sera supérieure à la tension à bloquer plutôt que de faire appel à des diodes spéciales haute tension (chères et difficiles à se procurer).

Si on met en série des diodes ordinaires, les tensions ne vont pas se répartir de façon égale pour toutes les diodes comme le montre la figure ci-dessous.

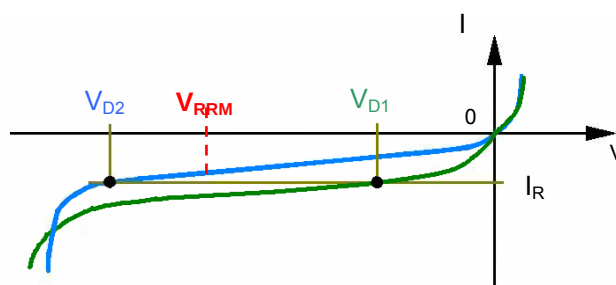


Fig. 11.2.10

Si on met les deux diodes de cet exemple en série, sans autres composants en parallèle, le courant de fuite sera le même pour les deux diodes, et tel que $V_{D1} + V_{D2} = U$, tension totale à bloquer ; V_{D1} et V_{D2} sont les tensions aux bornes des diodes D1 et D2 pour le courant de fuite commun I_R .

La diode D1 qui fuit plus que l'autre à tension donnée va imposer un courant I_R entraînant une tension aux bornes de D2 supérieure à la tension de claquage V_{RRM} : D2 va être détruite par avalanche.

Dans le cas général où on met plusieurs diodes en série, la rupture de la première entraîne la destruction en chaîne de toutes les autres diodes.

Les diodes à avalanche contrôlée dont les courants de fuite (hors porteurs minoritaires) sont très réduits par construction, et qui peuvent entrer dans la zone d'avalanche sont une des solutions possibles à cette application. Le courant de fuite étant faible, la puissance dissipée restera dans les limites admissibles par le composant.

11.2.6.3. Les diodes rapides

La charge stockée par une jonction PN est d'autant plus grande que le dopage est important. Le dopage intervenant directement dans la conductivité du cristal, il se pose le problème pour les diodes de puissance qui nécessitent une conductivité, et donc un dopage importants.

Pour diminuer la charge stockée dans ces composants, on utilise des pièges recombinants, qui sont souvent des atomes d'or. Ils diminuent la durée de vie des porteurs, ce qui induit une charge stockée plus faible.

Les diodes rapides sont utilisées en électronique de puissance partout où l'on doit commuter très rapidement des courants importants. Elles sont le complément indispensable des transistors de puissance rapides. Des diodes standard sont inutilisables dans ces cas là car elles sont trop lentes. Lors de la commutation des transistors, elles se comporteraient comme des courts-circuits (pendant le temps de recouvrement inverse), ce qui entraînerait des sur courants dans les transistors, et leur destruction plus ou moins rapide.

11.2.7. Protection des diodes de puissance

11.2.7.1. Protection contre les surintensités

Cette protection est assurée généralement par un fusible à fusion ultra rapide (UR) mis en série avec la diode à protéger. La capacité thermique ($I^2.t$) du fusible est plus faible que celle de la diode. En cas de surintensité dans le circuit c'est cet élément qui « fond » et interrompt le courant avant que la jonction de la diode n'ait atteint une température de destruction. Cette partie sera développée davantage dans le chapitre protection des thyristors.

11.2.7.2. Protection contre les surtensions

Les surtensions peuvent être atténuées en insérant un circuit RC-série en parallèle avec le commutateur ou/et un élément non linéaire supplémentaire, la diode Transil : placée en parallèle avec l'élément ou en tête de l'installation, elle dissipe l'énergie de la surtension.

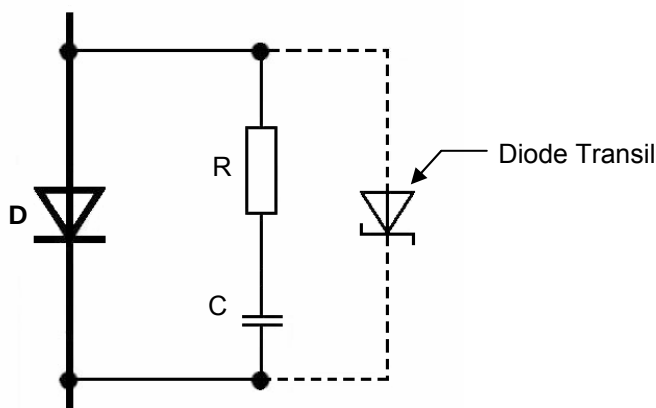
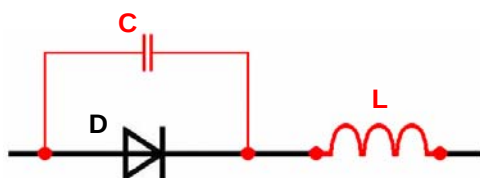


Fig. 11.2.11

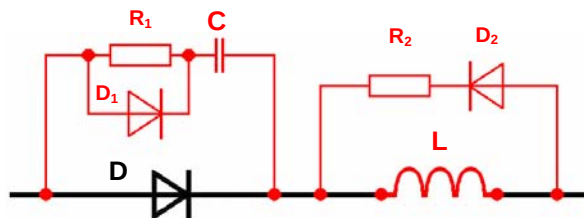
11.2.7.3. Protection en dv/dt et di/dt

Les semi-conducteurs sont très sensibles aux variations brutales de tension et de courant qui apparaissent lors des commutations. Contre les variations de courant, on utilise une inductance L (qui retarde le courant) tandis que l'utilisation d'un condensateur C retarde l'apparition de la tension. Pour amortir les oscillations induites par le circuit $L C$, des circuits d'aide à la commutation (CALC) ou adoucisseurs, dont nous approfondirons l'utilité au cours du chapitre consacré à l'étude des transistors de puissance utilisés en commutation, sont parfois insérés.



Protection par circuit LC

Fig. 11.2.12



Protection par circuit CALC

Fig. 11.2.13

11.2.7.4. Protection thermique

En fonctionnement normal, la jonction PN encoure le risque d'atteindre une température trop élevée (T_{Jmax} donnée par le constructeur). Pour palier cet inconvénient, le composant est monté sur un dissipateur thermique ou « radiateur » pour assurer l'évacuation de l'énergie thermique produite. Un chapitre complet de cet ouvrage est consacré entièrement à cet aspect particulier de la détermination de la résistance thermique du radiateur associé à un composant de puissance.

11.3. Le thyristor

11.3.1. Présentation

Le thyristor est un composant commandé à la fermeture, mais pas à l'ouverture. C'est essentiellement un composant de puissance utilisé en électrotechnique. Il possède deux états stables (bloqué ou passant) et il peut fonctionner avec des courants et des tensions très élevées (plusieurs milliers de volts et des milliers d'ampères pour les plus gros composants).

Il est muni de deux électrodes principales :

- l'anode A,
- la cathode K,

et d'une électrode de commande appelée gâchette G.

Il est réversible en tension et supporte des tensions V_{AK} aussi bien positives que négatives lorsqu'il est bloqué.

Par contre, il n'est pas réversible en courant et ne permet la circulation que des courants I_{AK} positifs, c'est-à-dire dans le sens anode-cathode, à l'état passant.

11.3.2. Symbole

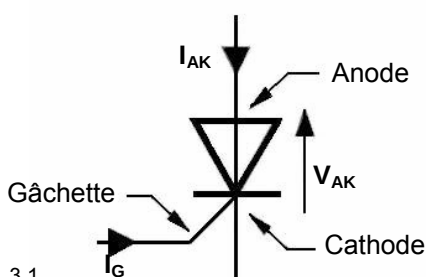


Fig. 11.3.1

ou

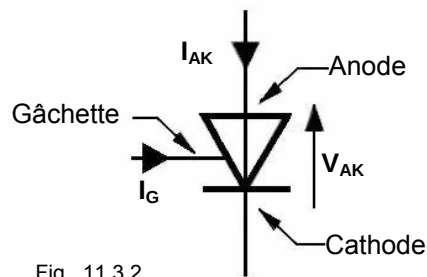


Fig. 11.3.2