

# **INTRODUCTION A L'ETUDE DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE**



Cours de élec. 1 EPUNSA

P. IACCONI

LPES-CRESA

Université de Nice-Sophia Antipolis

06 108 – Nice cedex 2

# 1. INTRODUCTION

## 1.1. Généralités

L'énergie électrique se présente sous deux formes, alternative ou continue, et ses caractéristiques sont généralement figées (réseau alternatif 50 Hz, 230/400 V, batteries d'accumulateurs continu,...).

De nombreuses applications réclament des alimentations spécifiques de caractéristiques fixes ou variables différentes de celles des sources d'énergie.

La **conversion d'énergie électrique** consiste en la transformation du spectre du signal électrique (amplitude, fréquence, phase) fourni par la source pour l'adapter à l'application. Le champ d'application de la conversion d'énergie électrique est recouvert à peu près tous les domaines de l'industrie moderne :

- charge de batteries,
- soudure,
- chauffage,
- électrolyse,
- générateurs 'THT' pour tubes rayons X ou radars,
- variation de vitesse des machines électriques,
- filtrage actif,
- compensation des réseaux.

Les puissances contrôlées vont de quelques W à quelques MW.

## 1.2. Différents types de convertisseurs statiques

Le **convertisseur statique** est constitué par un ensemble d'éléments électriques statiques formant un réseau maillé et constituant un organe de liaison, d'adaptation ou de transformation entre une source d'énergie électrique et un récepteur.

Les éléments qui le constituent sont de deux types:

- des éléments non linéaires qui sont principalement des composants électroniques jouant le rôle d'interrupteurs,
- des éléments linéaires réactifs: condensateurs, inductances et transformateurs.

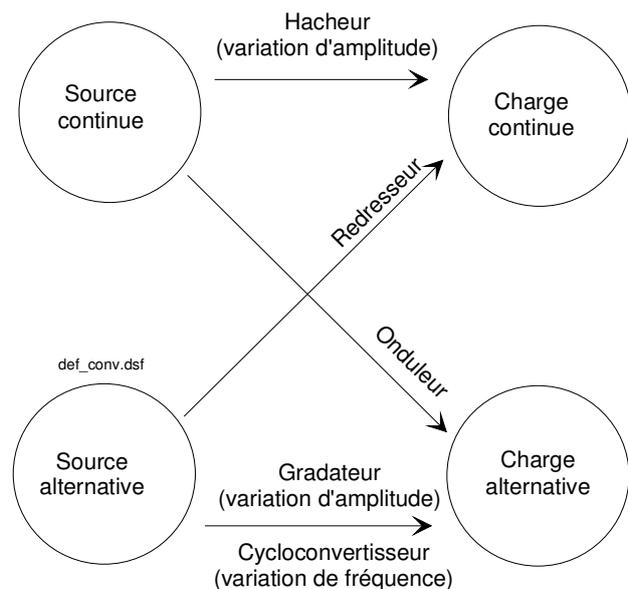


Fig. 3-1. Les principaux convertisseurs

## 2. LES COMPOSANTS DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Ces composants sont de trois types:

- les diodes
- les thyristors,
- les transistors ou associations de transistors.

### 2.1. Les diodes

#### 2.1.1. Rappels sur la jonction

La diode est le semi-conducteur élémentaire constitué par une seule jonction PN. Sa représentation symbolique, ainsi que les conventions de signes pour le courant  $I$  et la tension  $V$  sont donnés ci-contre (fig.2).

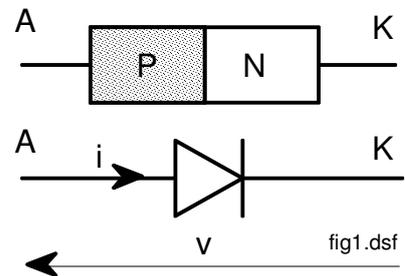


Fig. 3-2.

*Facultatif*

**Semi-conducteur N.** Si, dans un cristal de Si pur (4 électrons périphériques), on injecte des *atomes donneurs* (P, As, Sb) qui ont 5 électrons périphériques, ceux-ci se substituent à certains Si en perdant leurs électrons supplémentaires (liaison covalente). Le cristal de Si dopé comporte donc des ions positifs fixes (les donneurs ionisés) et des électrons libres  $e^-$  (*porteurs majoritaires*) : on a créé une zone N. Il y a autant d'électrons libres que d'ions  $> 0$ . Globalement, la neutralité électrique est respectée.

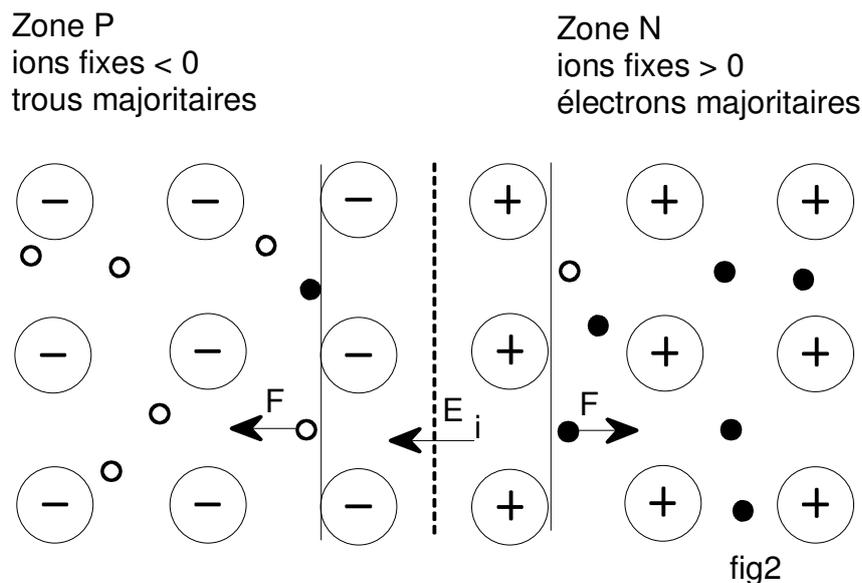


Fig. 3-3. Semiconducteur N et semiconducteur P. Zone de transition.

**Semi-conducteur P.** Si les impuretés sont du type accepteur (B, Al, Ga), c'est-à-dire ne comportent que 3 électrons périphériques, on crée des ions négatifs fixes et des trous libres  $e^+$  (*porteurs majoritaires*). La zone créée est dite zone P.

**Zone de déplétion.** La transition entre les deux couches P et N constitue la jonction PN. Dans son voisinage immédiat les  $e^-$  et les  $e^+$  se recombinent entre eux et il ne reste plus que les ions négatifs du côté P et les ions positifs du côté N. Dans cette région (quelques  $\mu\text{m}$  d'épaisseur), il n'y a plus neutralité électrique, mais une charge volumique positive du côté N et négative du côté P. Sous l'effet de cette polarisation, il se crée un *champ électrique interne*  $\vec{E}_i$  qui s'oppose au passage des  $e^-$  de N vers P et des  $e^+$  de P vers N. C'est la *zone de charge d'espace* ou *zone de déplétion* ou *zone de transition*.

Polariser la diode en l'insérant dans un circuit électrique (fig.3) revient à superposer un *champ électrique extérieur*  $\vec{E}_e$  au *champ électrique intérieur*  $\vec{E}_i$ .

**a) polarisation inverse.** Si le générateur de tension est orienté comme indiqué sur la fig.4, la *polarisation* est dite *inverse* : le champ électrique extérieur  $\vec{E}_e$  a le même sens que  $\vec{E}_i$ . La zone de charge d'espace s'élargit et seuls quelques *porteurs minoritaires* ( $e^+$  dans N et  $e^-$  dans P) peuvent traverser la jonction. D'où l'existence d'un très faible courant dirigé de N vers P, (*courant inverse*).

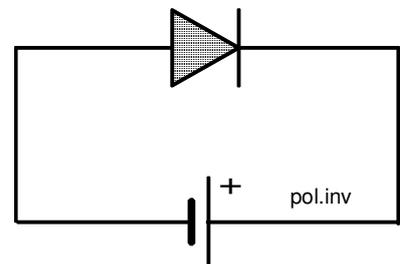


Fig. 3-4. Polarisation inverse

Les porteurs minoritaires proviennent de la création de paires  $e^-e^+$ .

Lorsque la tension inverse augmente trop, on peut observer deux phénomènes :

- **l'effet Zener** : le champ  $\vec{E}_e$  a une énergie suffisante pour libérer (arracher) des électrons périphériques du Si. Le phénomène apparaît brutalement, car tous les Si sont identiques, et un grand nombre de paires  $e^-e^+$  sont créées. La brutale apparition de ces porteurs minoritaires provoque une augmentation rapide du courant inverse qui traverse la jonction.
- **l'effet d'avalanche** :  $\vec{E}_e$  communique assez d'énergie à un électron libre pour lui permettre d'arracher, par choc, un électron périphérique d'un Si (ionisation par choc) d'où l'apparition de deux électrons libres qui, à leur tour,... provoquent un effet d'avalanche.

**b) polarisation directe.** Orientons maintenant le générateur comme sur la fig.5 : le champ  $\vec{E}_e$  s'oppose à  $\vec{E}_i$ .

Trois cas peuvent se présenter :

- $E_e < E_i$ . La zone de charge d'espace existe toujours mais son épaisseur diminue. Des porteurs

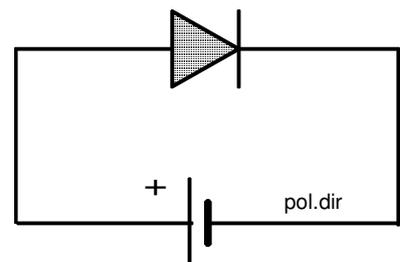


Fig. 3-5. Polarisation directe

majoritaires commencent à la traverser. Ce courant augmente au fur et à mesure que  $E_i - E_c$  diminue.

- $E_c = E_i$ . La zone de charge d'espace disparaît; rien ne s'oppose au passage du courant qui croît très rapidement lorsque:
- $E_c > E_i$ . Le courant devient intense.

fin du facultatif

### 2.1.2. Caractéristique de la diode

Lorsque le circuit de polarisation dans lequel est placée la diode tend à faire passer un courant dans le sens direct, c'est à dire de l'anode A vers la cathode K, la diode est dite *passante ou conductrice*, le courant  $i$  prend la valeur imposée par le circuit tandis que la ddp  $v_{AK} = v_A - v_K$  est faible et positive, (quelques volts) et est souvent négligée devant les autres tensions du circuit. La valeur moyenne  $I_{moy}$  du courant  $i$  ne doit pas dépasser la valeur du courant moyen nominal de la diode ou courant direct admissible  $I_0$ ,  $I_F$  ou  $I_{FAV}$  (Average forward current).

Si  $v_A - v_K < 0$ , la diode est *bloquée ou non conductrice*,  $v_A - v_K$  peut prendre des valeurs élevées, tandis qu'un faible courant inverse traverse la diode de K vers A. Ce courant inverse est souvent négligé et la tension inverse de polarisation doit rester inférieure à la *tension inverse maximale admissible* par la diode ou *tension inverse nominale*  $V_R$  (reverse);  $V_{BR}$  représente la tension d'avalanche (*break-down voltage*).

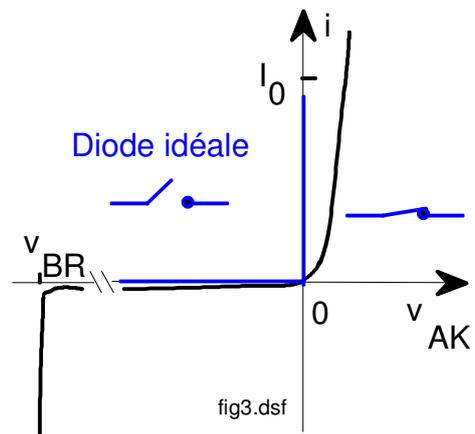


Fig. 3-6. Caractéristique de la diode

## 2.2. Les transistors de puissance

Ce sont des transistors spécialement adaptés à leur utilisation en fonctionnement en tout ou rien. On utilise le :

### 2.2.1. Le transistor bipolaire

Si  $v_{CE} > 0$  ;  $i_B = 0$  ou  $< 0$ , le transistor est *bloqué*; il est alors équivalent à un interrupteur ouvert.

Si  $i_B > 0$  et supérieur à une valeur  $i_{B0}$ , le transistor est *saturé*. Il joue alors le rôle d'un interrupteur fermé.

Le gain de courant d'un transistor bipolaire fonctionnant en régime saturé est faible, surtout pour les transistors HT. On utilise souvent le montage Darlington NPN (association de 2 transistors). On augmente ainsi le gain en courant qui devient:

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2 \text{ (en régime linéaire).}$$

### 2.2.2. Le transistor à effet de champ

Le FET (field effect transistor) est également utilisé en interrupteur. On l'utilise plutôt sous sa forme MOSFET (transistor à grille isolée) que sous sa forme JFET (transistor à jonction). MOS signifie métal, oxyde, semiconducteur. La flèche, sur la représentation symbolique (fig.10), indique le sens passant des deux jonctions substrat-source et substrat-drain.

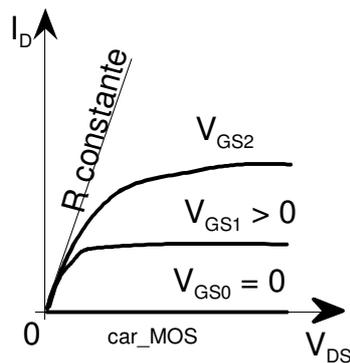


Fig. 3-9.

•  $V_{GS} < V_T$ , l'interrupteur est ouvert. En fait, on réalise l'ouverture pour  $V_{GS} = 0$ . La résistance  $R_{DS} = \infty$ .  $V_T$  est compris entre 2 et 4 volts.

•  $V_{GS}$  suffisant pour que - à  $I_D$  donné - la chute de tension  $V_{DS}$  soit très faible (pour minimiser les pertes de conduction) : l'interrupteur est fermé ( $R_{DS} = cste$ ).

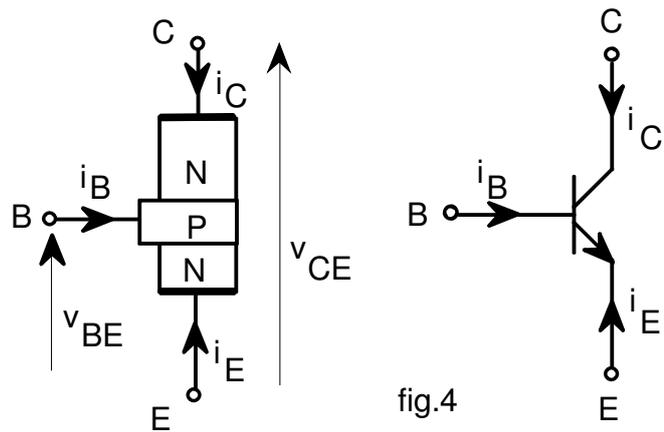


Fig. 3-7. Transistor NPN

On utilise souvent le montage Darlington NPN (association de 2 transistors). On augmente ainsi le gain en courant qui devient:

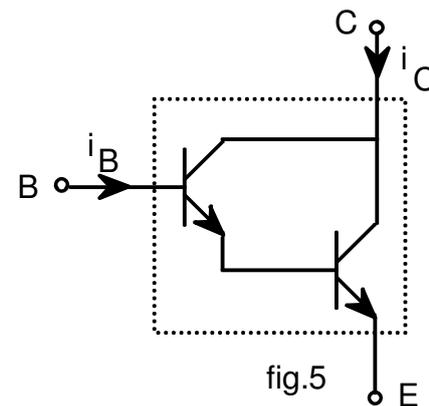


Fig. 3-8. Darlington

En électronique linéaire, on travaille dans la zone de saturation (les caractéristiques  $I_D = f(V_{DS})$  sont horizontales. En électronique de puissance, le transistor doit fonctionner en interrupteur. Sur le réseau de caractéristiques statiques  $I_D = f(V_{DS})$ , on voit qu'aux très basses tension drain-source, la résistance du MOS est constante. Aux tensions drain-source supérieures, le courant  $I_D$  est déterminé par  $V_{GS}$ .

Le transistor MOS est donc commandé en tension (le bipolaire étant commandé en courant).

Facultatif

Le principe du MOS est le suivant : si on applique  $v_{GS} > 0$  entre grille (gate) et source, le champ électrique qui apparaît, à travers la couche d'oxyde, entre drain et source, à la surface de la couche P éloigne les porteurs majoritaires  $e^+$  de cette zone et y attire les porteurs minoritaires  $e^-$ .

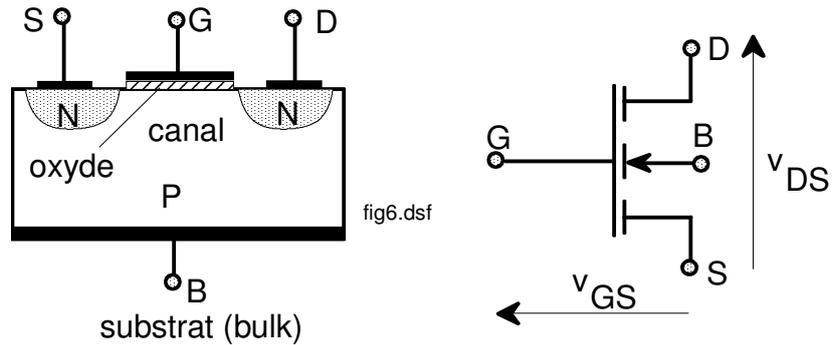


Fig. 3-10. MOSFET canal N, schéma et principe.

Dès que  $v_{GS} > v_T$  (tension de seuil ou treshold voltage), il y a plus de charges  $< 0$  que de charges  $> 0$  au voisinage immédiat de la couche d'oxyde. Cette zone, de type N, constitue un canal reliant la source et le drain. Si on applique alors une tension  $v_{DS} > 0$ , un courant  $i_D$  peut passer par ce canal dont la section (et la résistance) dépend de la différence entre  $v_{GS}$  et  $v_T$ . Ceci est le principe de fonctionnement d'un MOSFET de faible puissance.

Dans la configuration basse puissance, le trajet de  $I_D$  est parallèle à la surface. Dans les MOSFET de fortes puissances, le chemin des électrons est - comme pour les transistors bipolaires - perpendiculaire à la surface (entre S et D). Ceci autorise le passage de courants de drain beaucoup plus élevés.

Fin du facultatif.

**2.2.3. Association de transistor MOS et de transistor(s) bipolaire(s)**

On associe des transistors bipolaires et des transistors MOS pour réaliser des interrupteurs. On utilise ainsi la grande impédance d'entrée du MOSFET et la faible chute de tension directe du bipolaire.

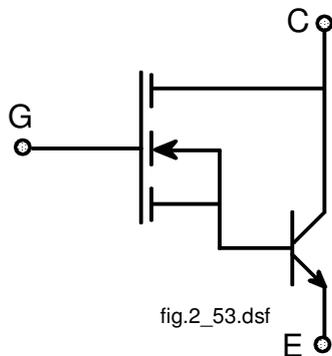


Fig. 3-11. Montage en cascade

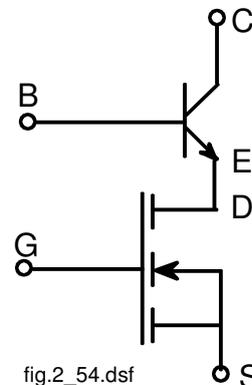


Fig. 3-12. Montage en série

Les montages suivant donnent les schémas équivalents d'associations classiques. Le montage en cascade (BIPMOS) se déduit du montage Darlington en remplaçant le bipolaire d'entrée par un MOSFET. Dans le montage série, l'extinction rapide du MOSFET accélère celle du bipolaire.

Enfin, l'IGBT (insulated gate bipolar transistor) ou GEMFET (Gain enhanced Mosfet) ou COMFET (Conductivity modulated mosfet) comporte deux bipolaires (NPN et PNP) et un MOSFET (fig.13). Là aussi, la commande par la grille isolée G permet de bénéficier de la grande impédance d'entrée des MOSFET.

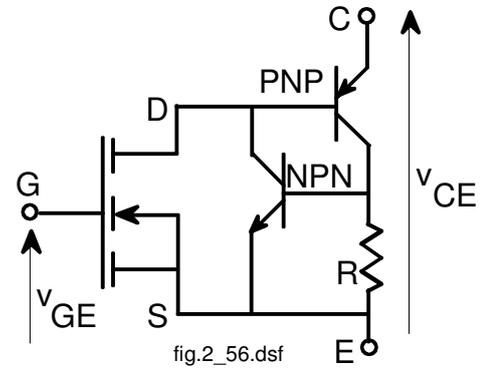


Fig. 3.13. Schéma équivalent de l'IGBT

L'amorçage se fait lorsque  $v_{CE}$  est positive et que  $v_{GE}$  devient supérieure à la tension de seuil  $v_T$ . Quand on supprime le signal de commande appliqué à la grille, l'IGBT s'éteint.

## 2.3. Les thyristors

### 2.3.1. Description

Le thyristor est un élément semi-conducteur à 4 couches alternativement dopées N et P. Par métallisation, on obtient les contacts des trois électrodes : anode A, cathode K et gâchette (gate) G. En pratique, les thyristors utilisés sont du type P, c'est à dire que G est connectée à la zone P voisine de K.

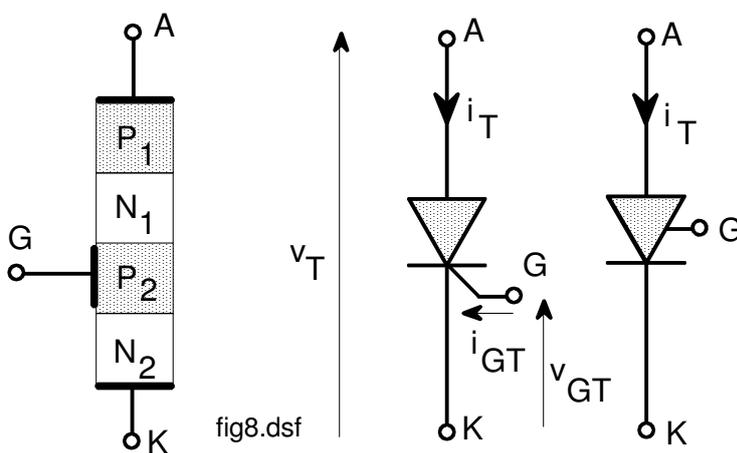


Fig. 3-14. Représentation du thyristor

La représentation conventionnelle et les notations adoptées sont données ci-dessous.

L'épaisseur et le dopage des 4 couches sont différents:

- $N_2$ : très mince et très dopée,
- $P_2$ : plus épaisse, moins dopée,
- $N_1$  est la plus épaisse et la moins dopée, etc..

Le thyristor est en *polarisation directe* lorsque  $v_T = v_A - v_K > 0$ .

\* si  $v_T = v_A - v_K < 0$ , le thyristor est bloqué,

\* lorsque  $v_T = v_A - v_K$  devient  $> 0$ , le thyristor reste bloqué. Le potentiel allant en décroissant de A vers K, les jonctions  $P_1N_1$  et  $P_2N_2$  sont polarisées dans le sens direct. Presque toute la tension directe  $v_T$  se trouve appliquée entre  $N_1$  et  $P_2$  qui forment une jonction polarisée en inverse.

Si le nombre et l'énergie des  $e^-$  minoritaires de  $P_2$  devient suffisant pour provoquer un phénomène d'avalanche dans la jonction  $N_1P_2$ , un fort courant inverse pourra traverser celle-ci. Plus rien ne s'opposera au passage d'un fort courant direct  $i_T$  de A vers K.

Le flux d' $e^-$  qui envahit  $N_1$  dans l'effet d'avalanche fait chuter la résistivité du Si dans cette zone ;  $v_T$  devient très faible, le thyristor est conducteur.  $i_T$  n'est limité que par le circuit dans lequel il est inséré.

On peut provoquer l'avalanche au moment voulu, (c'est l'intérêt du thyristor qui est également appelé redresseur contrôlable). Pour cela, il suffit d'appliquer une impulsion positive de tension  $v_{GT}$  entre G et K.

Sous l'effet de cette impulsion, il se crée un champ électrique  $E_i$ , dirigé de  $P_2$  vers  $N_2$  qui attire un grand nombre d' $e^-$  de  $N_2$  (très dopée) vers  $P_2$  (très mince). Le courant inverse de la jonction  $P_2N_1$  augmente alors sensiblement et, si  $v_T$  est suffisamment  $> 0$ , l'avalanche apparaît car les  $e^-$  sont devenus nombreux en  $P_2$  (et ont acquis de l'énergie).

L'impulsion  $v_{GT}$  a amorcé le phénomène qui est ensuite auto-entretenu par le passage du courant, c'est à dire par le grand nombre d' $e^-$  allant de K vers A.

La durée de l'impulsion doit être supérieure à la *durée d'amorçage*  $t_{gt}$  (de 0.75 à 2  $\mu s$ )

Après l'amorçage, la gâchette perd son pouvoir de contrôle.

Pour provoquer le *blocage du thyristor* (extinction), il faut supprimer le phénomène d'avalanche. Pour cela, il faut ramener le courant  $i_T$  à une valeur inférieure à une valeur minimale  $I_H$  caractéristique du thyristor (pendant une durée supérieure au temps de recouvrement).  $I_H$  est le *courant de maintien*, ou *courant hypostatique* (holding current).

L'extinction peut s'obtenir par *commutation naturelle*. C'est le cas - pour les circuits alimentés en alternatif - lorsque  $i_T$  passe par 0. On peut également éteindre le

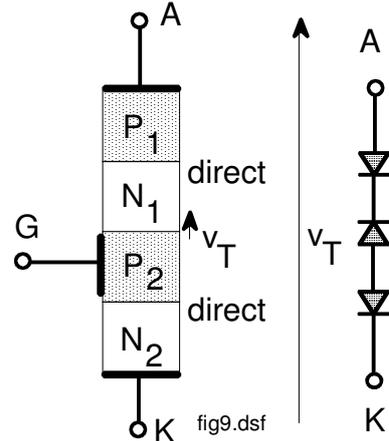


Fig. 3-15.

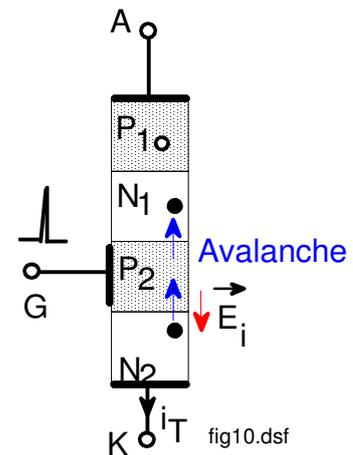


Fig. 3-16.

thyristor par *commutation forcée*, dans ce cas, il faut avoir recours à un circuit auxiliaire d'extinction.

### 2.3.2. Caractéristiques statiques

La caractéristique du thyristor comprend trois branches (pour  $i_{GT} = 0$ ).

- En polarisation inverse

**OA.**

La caractéristique a même allure que celle d'une diode PN.

$V_{RRM}$  = tension inverse maximale répétitive tolérable (ou  $V_{RSM}$  = reverse surge maximum).

- En polarisation directe

**OB :** thyristor bloqué.  $v_T$

peut atteindre  $V_{BO}$  (*break over, rebroussement*) sans provoquer l'avalanche. Si  $v_T = V_{BO}$ , le courant atteint la valeur  $I_L$  (*latching current* ou *courant d'accrochage* qui déclenche l'avalanche.

$V_{DRM}$ : tension directe maximale répétitive à l'état bloqué (ou  $V_{DSM}$  direct surge maximum).  $V_{BR}$  *break-down*: avalanche.

- **CD :** thyristor passant: la chute de tension directe est faible (inférieure à 3 volts pour le courant de crête maximal  $I_{TM}$ ).

Si  $i_{GT} > 0$ , la caractéristique se modifie, le claquage par avalanche se produit pour une valeur de  $v_T < V_{BO}$ .  $V_{BR}$  n'est pas modifié (cf. fig.18).

**Remarque.** l'amorçage peut également se produire pour :

- $v_{AK} > V_{BO}$  ou
- $dv_{AK}/dt$  grand (quelques 10 V/ $\mu$ s).

Dans ce dernier cas, la jonction centrale se conduit comme un condensateur donnant naissance à un courant  $C(dv/dt)$ . Si celui-ci est supérieur au courant d'accrochage  $I_L$ , le thyristor s'amorce. Ces deux procédés ne sont pas utilisés car ils provoquent des contraintes néfastes pour le thyristor.

En conclusion, le thyristor est caractérisé par :

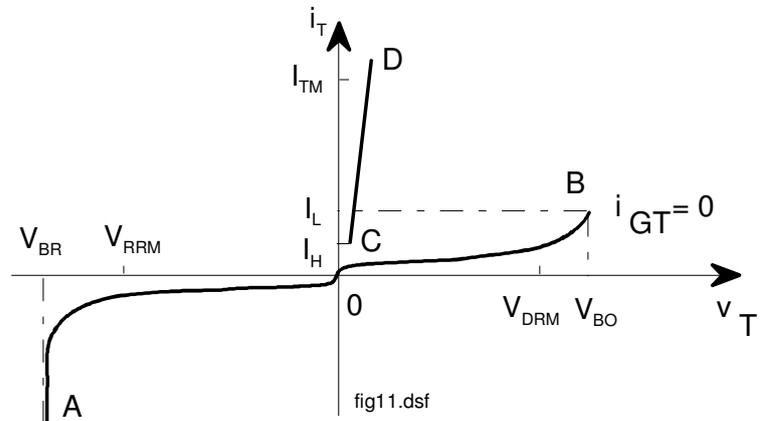


Fig. 3-17. Caractéristiques du thyristor

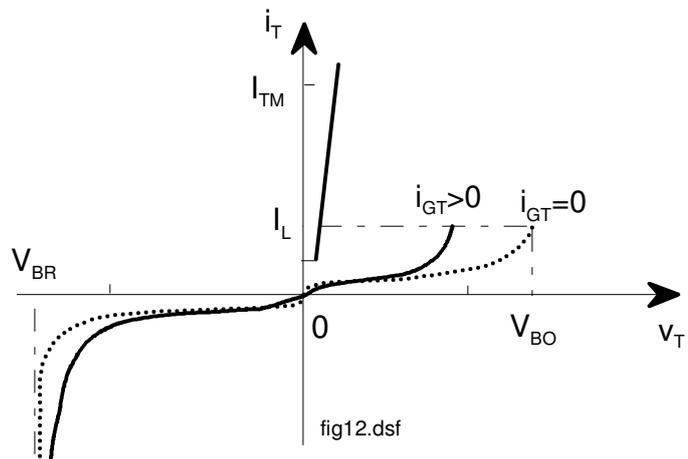
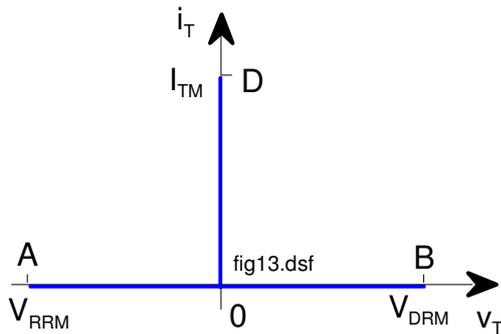


Fig. 3-18. Amorçage du thyristor

- les valeurs maximales des tensions directe et inverse à l'état bloqué  $V_{DRM}$  et  $V_{RRM}$  (quelques milliers de volts),
- la valeur maximale de l'intensité du courant moyen direct ( $> 1000$  A),
- les valeurs minimales de  $i_{GT}$  et de  $v_{GT}$  qui provoquent l'amorçage (quelques 100 mA et quelques volts)
- la valeur du courant de maintien  $I_H$  (de 80 à 300 mA),
- la température maximale supportée par le thyristor.



En première approximation, on peut raisonner sur une caractéristique simplifiée:

OA:  $v_T < 0$  blocage

OB:  $v_T > 0, i_{GT} = 0$  blocage,

OD:  $v_T > 0$ , après impulsion  $i_{GT} > 0$  conduction .

Fig. 3-19.

Facultatif : analogie avec deux transistors

Le déclenchement du thyristor peut aussi s'expliquer par le modèle à deux transistors bipolaires PNP et NPN (fig.20).

Voir « Les convertisseurs de l'électronique de puissance », tome 3, la conversion continu-continu par R. Bausiere et al.1987. Tec&Doc (Lavoisier).

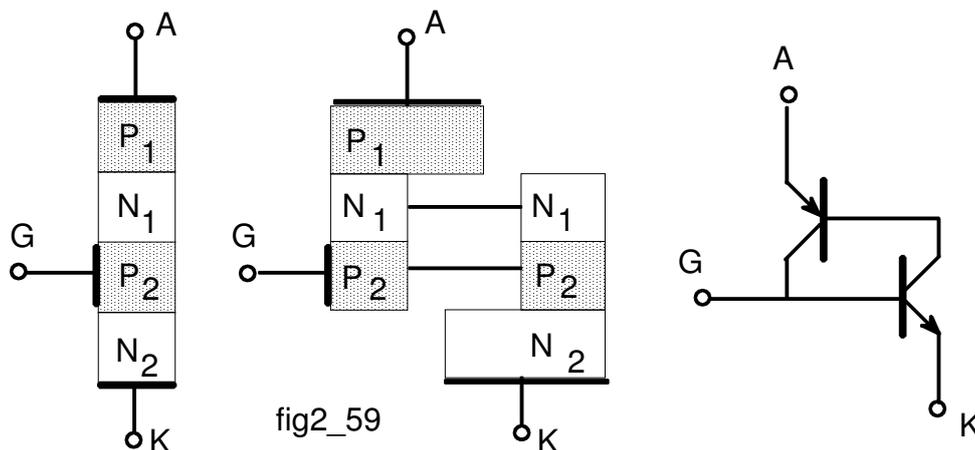


Fig. 3-20. Analogie thyristor - deux transistors

Fin du facultatif

### 2.3.3. Thyristors spéciaux et dérivés

#### a) Thyristor GTO (Gate turn off)

Il présente la particularité de pouvoir être éteint par la même gâchette qui a permis son amorçage. Il connaît un développement industriel important et ses caractéristiques sont susceptibles d'évoluer très rapidement. Le double trait schématise le double rôle de la gâchette.

$i_{GT} > 0$  amorçage,

$i_{GT} < 0$  extinction.

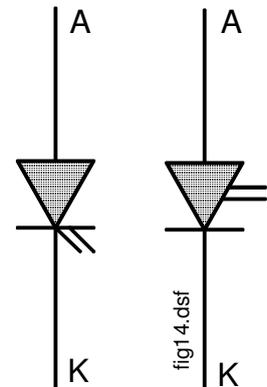


Fig. 3-21.

#### b) Triac (triode alternating current)

Il peut être considéré comme le groupement antiparallèle de deux thyristors. Il peut être amorcé par une impulsion  $> 0$  ou  $< 0$  appliquée à sa gâchette, que la tension à ses bornes  $v_T$  soit  $> 0$  ou  $< 0$ . Il y a donc quatre modes d'amorçage qui correspondent aux quatre quadrants. (Cf. fig.22).

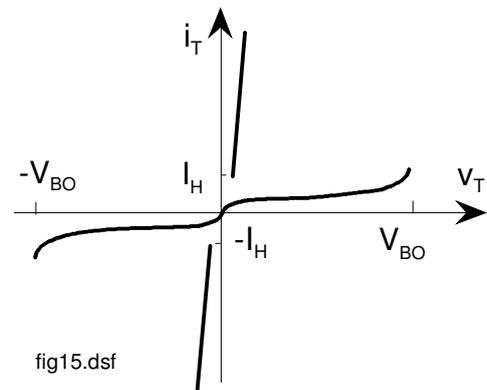
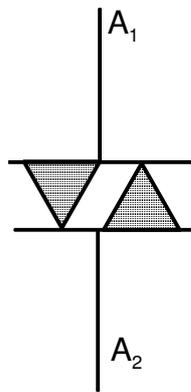


Fig. 3-22. Le triac

Les triacs sont surtout utilisés dans les gradateurs.

#### c) Photothyristors

Dans les photothyristors, l'avalanche est déclenchée par effet photo-électrique. Les photothyristors sont utilisés en photocommande et en photocouplage.

#### d) Autres thyristors spéciaux

- thyristors à gâchette amplificatrice, déclenchés par un très faible courant de gâchette.
- thyristors à extraction de courant par la gâchette, ultra rapide (GATT : gate assisted turn off thyristor)
- thyristor asymétrique rapide aux fréquences élevées...



2) à l'instant  $t_2$ ,  $i(t)$  s'annule entraînant l'extinction de  $T_1$  qui va rester bloqué;

3) à l'instant  $t_3 = t_1 + T/2$ , une nouvelle impulsion positive sur les deux gâchettes débloque  $T_2$  qui est polarisé directement, le courant  $i(t)$  circule maintenant en sens inverse, etc...

Le courant ne bascule pas directement de  $T_1$  à  $T_2$ , mais avec un certain retard pendant lequel  $i(t) = 0$ . On dit qu'il y a fonctionnement *sans commutation*.

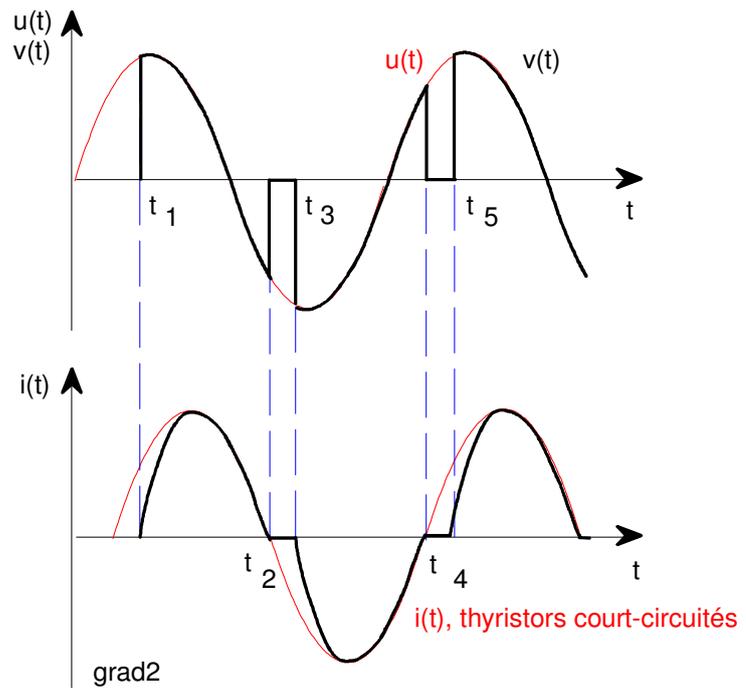


Fig.1.24.

Nous venons de décrire le principe du *gradateur* utilisé pour faire varier le courant débité par la source dans la charge. Il suffit de faire varier le retard à l'allumage des thyristors. On peut complètement annuler  $i(t)$ .  $T_1$  et  $T_2$  peuvent être remplacés par un triac. La commande est alors réalisée par une gâchette unique.

Encore appelés *variateurs de courant*, les gradateurs réalisent une conversion alternatif/alternatif. La tension de sortie  $V_s$  peut varier continûment de 0 à  $V_e$ ; la fréquence est conservée. En principe, le dispositif fonctionne en interrupteur que l'on ouvre et ferme périodiquement grâce à la commande C. Quand le courant de sortie est constamment nul, le gradateur fonctionne en interrupteur statique.

Le gradateur joue le rôle d'un *autotransformateur abaisseur réglable*.

Les gradateurs monophasés sont utilisés en éclairage : gradateurs de lumière.

Les gradateurs triphasés sont utilisés, par exemple, pour régler la tension statorique  $V_1$  d'un moteur asynchrone : ils constituent alors des *variateurs de vitesse*.

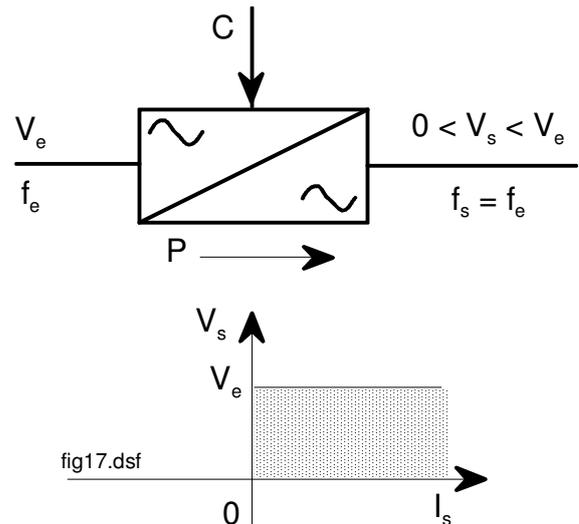


Fig. 3-25. Caractéristiques du gradateur

### 3.2. Commutation naturelle

Il y a *commutation naturelle* lorsque le passage du courant d'un élément redresseur à un autre est provoqué à l'aide de tensions alternatives appliquées au montage (ex. triphasé).

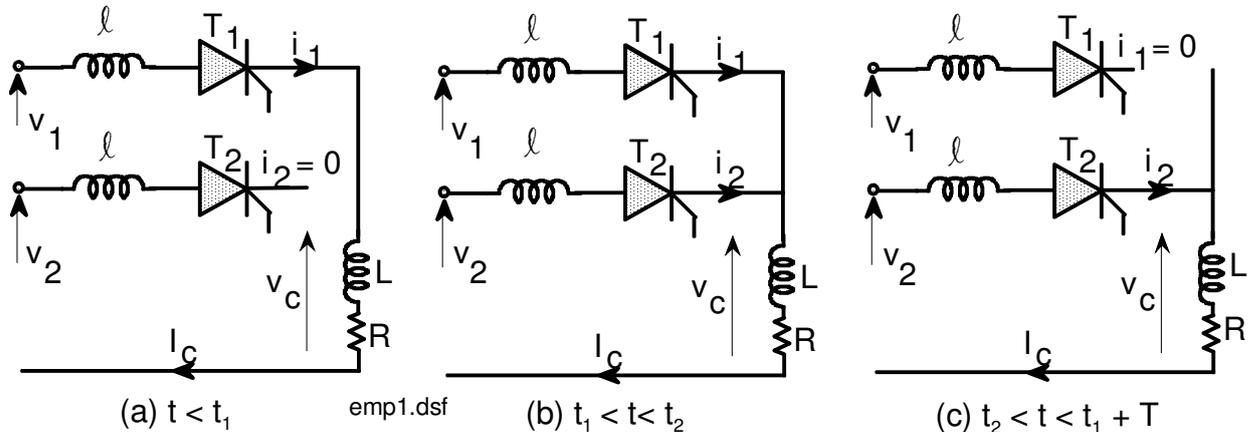


Fig.1.26.

Dans le montage ci-dessus (fig.26), par exemple,  $v_1$  et  $v_2$  sont des tensions alternatives de même fréquence et de même valeur efficace mais déphasées de  $2\pi/3$ ,  $v_3$  n'est pas représentée.

Supposons que l'inductance de charge  $L$  soit infiniment grande ( $L = \infty$ ), le courant de charge sera complètement lissé:  $i_c = I_c = \text{cte}$ .

Admettons qu'au départ  $T_1$  soit conducteur et  $T_2$  bloqué. On a :

$$i_1 = I_c \text{ et } i_2 = 0.$$

Si on néglige les chutes de tension dans  $T_1$  :

$$v_c = v_1$$

A l'instant  $t_1$ , une impulsion est appliquée sur la gâchette de  $T_2$ . Celui-ci ne s'allumera que si:

$$v_2(t_1) > v_1(t_1)$$

A cause de l'*inductance de commutation*  $l$  qui - bien que faible - n'est pas nulle, les courants  $i_1$  et  $i_2$  ne peuvent pas varier instantanément. Pendant un certain temps les deux thyristors vont conduire en même temps: c'est le *phénomène d'empiètement*.

Pendant toute la durée de la commutation:

$$i_1 + i_2 = I_C = \text{cte}$$

$i_2$  augmente pendant que  $i_1$  diminue :

$v_2 > v_1 = v_{A2} > v_{A1}$  (remarquer l'analogie avec le phénomène de commutation dans le collecteur d'une machine à courant continu). Il est facile de montrer par ailleurs que  $v_C = (v_1 + v_2)/2$ .

Démonstration :

$$v_1 = \ell \frac{di_1}{dt} + v_C$$

$$v_2 = \ell \frac{di_2}{dt} + v_C$$

---


$$v_1 + v_2 = \ell \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} + 2 v_C$$

soit avec :  $i_1 + i_2 = I_C = \text{cte}$  **Fig. 3-27.**

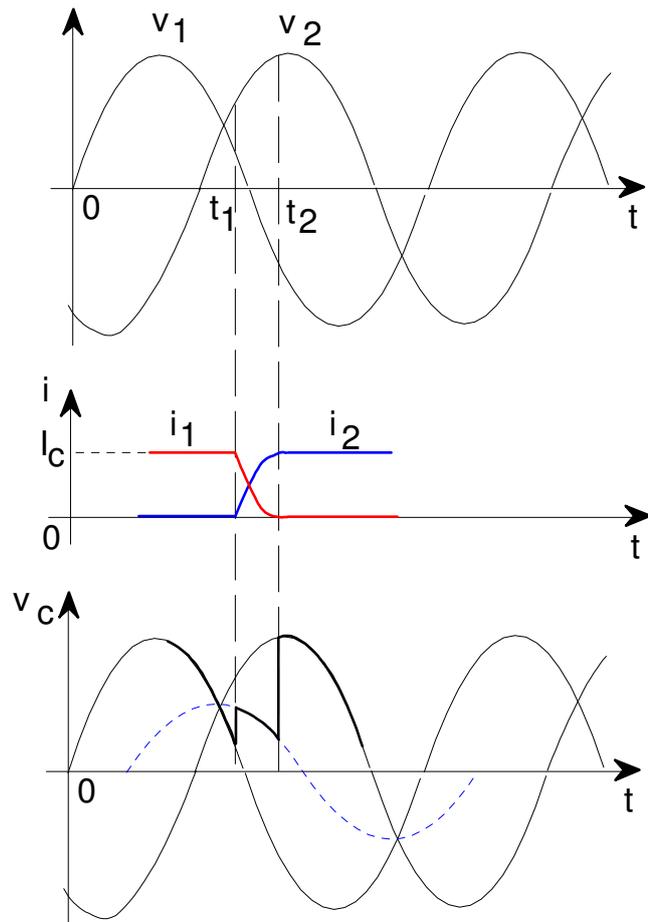
$$\Rightarrow v_C = \frac{v_1 + v_2}{2}$$

Le phénomène d'empiètement est la cause d'une chute de tension.

c) Lorsque  $i_1 = 0$ ,  $T_1$  s'éteint. La commutation est terminée.

$t = t_2$ ,  $i_2 = I_C$  et  $v_C = v_2$  (fig.27).

Si on néglige les inductances de commutation  $\ell$ , la commutation est instantanée (pas d'empiètement).



### 3.3. Commutation forcée

Lorsque le courant est continu, il faut disposer d'un circuit auxiliaire pour éteindre le thyristor. (a) : on coupe le courant,

(b) on dérive le courant dans une autre voie, ce qui éteint également le courant dans le thyristor,

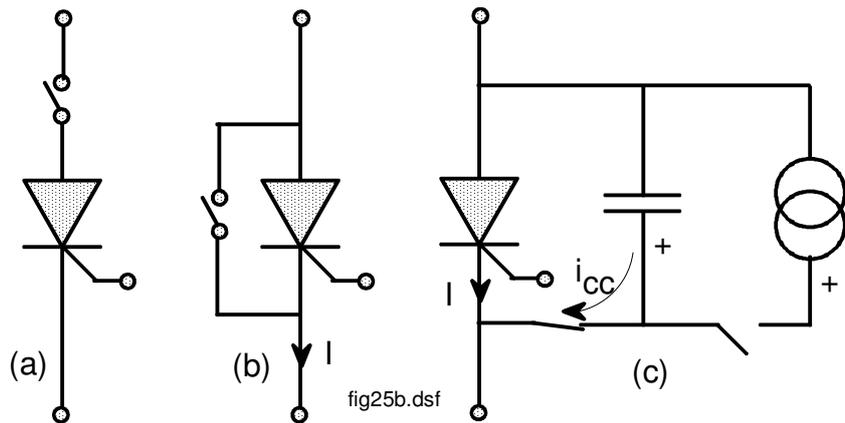


Fig. 3-28.

(c) on applique, pendant un temps supérieur à la durée  $t_q$  de désamorçage (de 15 à 60  $\mu$ s), une tension négative en déchargeant dans le thyristor un condensateur de capacité et de tension de charge convenables. Ce dernier procédé est utilisé dans les hacheurs et les onduleurs autonomes à *commutation forcée*.

Voir en annexe un exemple de réalisation (à faire en TD)

### 3.4. Conclusion

En pratique, on ne coupe pas le courant passant dans un circuit fermé par un semiconducteur passant. On attend qu'il s'annule de lui-même ou on le dérive sur une autre voie.

La nature des commutations est la première caractéristique que l'on précise lorsqu'on présente un convertisseur car elle montre quel type de semiconducteur on peut utiliser:

- \* commutation naturelle: plutôt diode ou thyristor ordinaire,
- \* commutation forcée : thyristor + circuit d'extinction, thyristor GTO, transistor de puissance bipolaire ou FET.