

1 Généralités sur l'électronique de puissance

L'électronique de puissance a pour objet de modifier la présentation de l'énergie électrique dans le but d'utiliser cette énergie avec le rendement maximum. La gamme de puissance des montages de l'électronique de puissance va de quelques watts (variateur de vitesse de moteur de ventilateur électrique présent dans les ordinateurs domestiques) à plusieurs gigawatts (liaisons à courant continu à très haute tension pour l'interconnexion de réseaux électriques).

1.1 Les convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est une interface entre la source d'énergie électrique et son utilisation.

Les sources d'énergie électrique peuvent être classées selon deux catégories principales :

- Réseaux industriels triphasés ou monophasés, à la fréquence de 50 Hz en Europe, sous « basse tension » ou directement sous « haute tension » pour les applications de forte puissance : c'est la source d'énergie pour la plupart des applications tant dans le milieu industriel que domestique ;
- Batteries d'accumulateurs et piles, en particulier pour les applications concernant les véhicules électriques ainsi que les systèmes portables. D'autres sources d'énergie peuvent être mises en œuvre : Cellule solaires, piles à combustible pour des installations autonomes, réseaux à courant continu de certaines lignes de traction ferroviaire, réseaux à fréquence 400 Hz en aéronautique. etc.

Un convertisseur peut être appelé à jouer deux rôles différents :

- *Modifier la nature* des grandeurs électriques : un redresseur permet l'alimentation d'un moteur à courant continu à partir d'un réseau alternatif ;
- *Régler la puissance* d'un système : un hacheur permet de faire tourner à vitesse variable un moteur à courant continu alimenté par une tension continue fixe.

Ces deux fonctions sont donc souvent associées : un redresseur commandé permet d'alimenter un moteur à courant continu à partir d'un réseau alternatif tout en faisant varier sa vitesse. Voici un tableau récapitulatif des différents convertisseurs et des fonctions qu'ils réalisent :

Type de convertisseur	Énergie en entrée	Énergie en sortie	Modification de la nature	Réglage de la puissance
Hacheur	continu	continu	non	oui
Alimentation à découpage	continu	continu	non	non
Onduleur	continu	alternatif	oui	oui
Gradateur	alternatif	alternative	non	oui
Redresseurs à diodes	alternatif	continue	oui	non
Redresseurs commandés	alternatif	continu	oui	oui
Cyclo convertisseur	alternatif	alternatif	non	oui

Certains convertisseurs sont *réversibles*, c'est à dire qu'ils permettent de renvoyer l'énergie électrique de l'utilisation vers la source en permutant les rôles de l'entrée et de la sortie. Un redresseur commandé tout thyristors peut fonctionner en redresseur et en onduleur

II Principes de l'électronique de puissance

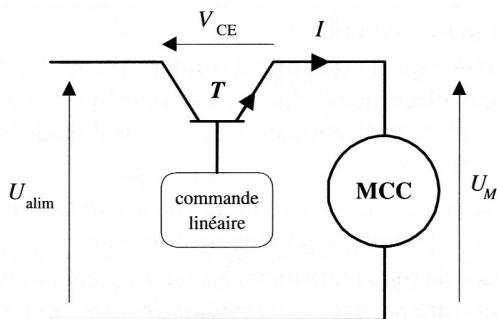


FIGURE 1.1 – Variation de vitesse en régime linéaire.

Le dispositif présenté (figure 1.1) permet le réglage de la vitesse d'un moteur à courant continu grâce au transistor qui provoque une chute de tension V_{CE} . Le transistor fonctionne en régime linéaire. La puissance dissipée dans le transistor s'exprime par :

$$P_T = V_{CE} \cdot I = (U_{\text{alim}} - U_M) \cdot I$$

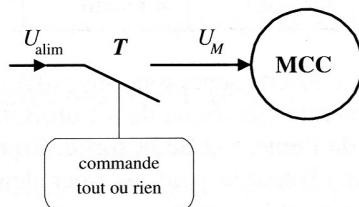


FIGURE 1.2 – Variation de vitesse en régime tout ou rien.

Un tel système n'est envisageable que pour des faibles puissances car l'énergie dissipée dans l'élément de contrôle excéderait ses possibilités de refroidissement et surtout le rendement du système global serait très médiocre à basse vitesse. L'élément de contrôle qui ne peut pas être utilisé en régime linéaire devra fonctionner en régime de *commutation*, c'est à dire en *tout ou rien*, à la manière d'un interrupteur. La modulation d'énergie s'effectue en faisant varier périodiquement les durées relatives d'ouverture et de fermeture du commutateur comme le montre la figure 1.2.

Dans ces conditions, la puissance dissipée par l'élément de contrôle est nulle si l'on considère l'interrupteur équivalent comme parfait.

L'électronique de puissance fait appel à des interrupteurs électroniques fonctionnant de manière périodique en régime de commutation. L'ensemble des commutateurs d'un montage constitue un convertisseur.

Dans ce cours, nous nous limiterons à ne considérer que des convertisseurs constitués d'interrupteurs parfaits. Un interrupteur parfait a un temps

D'ouverture ou de fermeture nul, à l'état passant, la tension à ses bornes est nulle et à l'état bloqué, le courant qu'il laisse passer est nul. C'est donc un composant qui ne dissipe aucune énergie, le produit $p = u \cdot i$ étant constamment nul.

III Classification dynamique des dipôles

a) Les deux types de dipôles

En électronique de puissance, on classe les dipôles utilisés selon deux Catégories, suivant leur propriétés électriques dynamiques.

- *Un dipôle de tension ne peut pas subir de discontinuité de tension.*

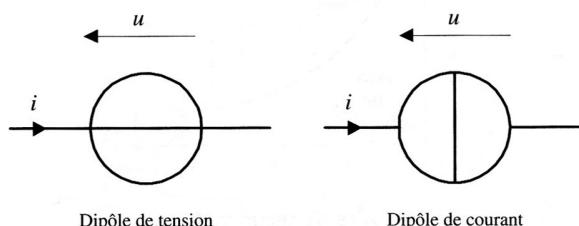


FIGURE 1.3 – Dipôle de tension et dipôle de courant en convention récepteur.

A cette catégorie de dipôle de tension appartiennent les batteries d'accumulateurs, les réseaux électriques.

... La tension aux bornes de ces dipôles peut subir éventuellement des fluctuations plus ou moins rapides (un accumulateur se décharge progressivement), mais lui imposer une brutale variation revient à mettre le dipôle en court-circuit, opération interdite sous peine de destruction. Un condensateur ne peut pas

subir de discontinuité de tension car le courant $i = C \frac{dv}{dt}$ devrait prendre une

valeur infinie, c'est donc un dipôle de tension.

-*Un dipôle de courant ne peut pas subir de discontinuité de courant.* C'est le cas d'une machine à courant continu : le couple électromagnétique, donc le courant d'induit, ne peut pas subir de variations brutales. De même une inductance est un dipôle de courant puisque la tension $u = L \frac{di}{dt}$ devrait prendre une impossible valeur infinie en cas de discontinuité de courant.

b) Réversibilité des dipôles

Dans un même montage, certains dipôles doivent fonctionner en Générateur et d'autres en récepteur.

Lorsqu'un dipôle peut assumer successivement les deux rôles, il est réversible : on parle alors de source.

La réversibilité peut être assurée par inversion de la tension ou bien du courant ou bien des deux.

Ainsi, on peut qualifier une batterie d'accumulateurs de source de tension réversible en courant (un sens de courant lors de la charge et inversion de ce sens à la décharge), mais cette source n'est pas réversible en tension.

Une machine à courant continu est une source réversible en tension (inversion de la vitesse \Rightarrow inversion des pôles) et une source réversible en courant (inversion du couple \Rightarrow inversion du sens du courant). Un redresseur à thyristors muni d'une bobine de lissage est une source de courant réversible en tension.

c) Configurations permises et configurations interdites

Un convertisseur est donc constitué de commutateurs électroniques, c'est à dire d'interrupteurs, qui périodiquement vont relier des dipôles puis cesser d'assurer cette liaison. Parmi ces dipôles, les uns fonctionneront en générateur, les autres en récepteurs.

L'application des règles dynamiques de fonctionnement des dipôles montre que certaine configuration représentée à la figure 1.4 sont impossibles parce qu'elles provoqueraient des discontinuités interdites (discontinuités de tension pour un dipôle de tension, de courant pour un dipôle de courant). Ce sont :

- la mise en court-circuit d'un dipôle de tension ;
- la liaison de deux dipôles de tension de valeurs différentes ;
- la mise en circuit ouvert d'un dipôle de courant ;
- la liaison de deux dipôles de courant de valeurs différentes.

En revanche, les configurations regroupées figure 1.5 ne provoquent pas de discontinuités interdites ; elles sont autorisées, ce sont :

- la mise en circuit ouvert d'un dipôle de tension ;
- la mise en court-circuit d'un dipôle de courant ;
- la liaison d'un dipôle de tension et d'un dipôle de courant (le dipôle de tension impose la tension du groupement, le dipôle de courant impose le courant).

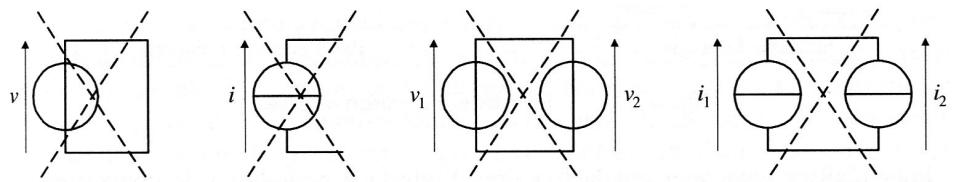


FIGURE 1.4 – Configurations interdites.

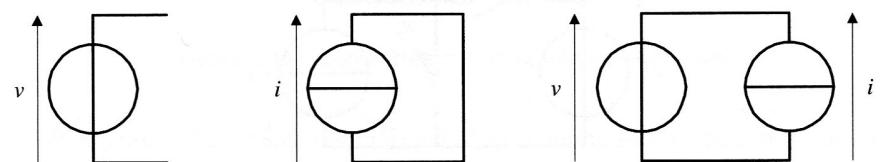


FIGURE 1.5 – Configurations autorisées.

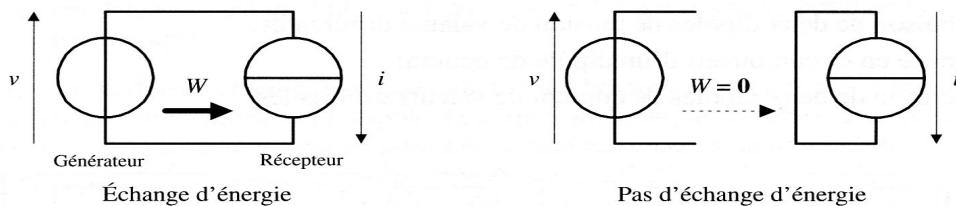


FIGURE 1.6 – Convertisseur à liaison directe

d) Structure d'un convertisseur

Il est possible de prévoir la structure d'un convertisseur en appliquant les règles d'associations énoncées ci-dessus qui découlent des contraintes des dipôles. Les deux exemples qui suivent illustrent la méthode.

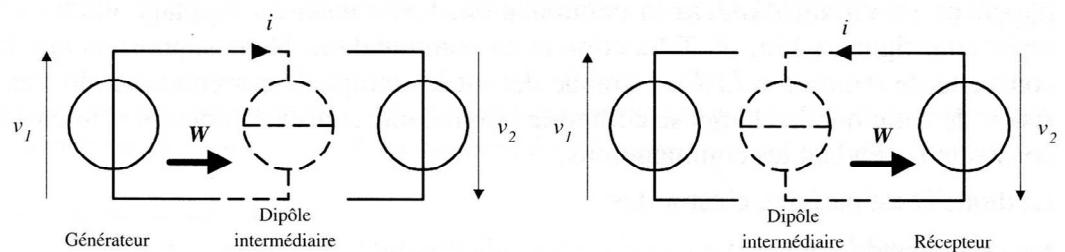


FIGURE 18 Convertisseur a liaison directe

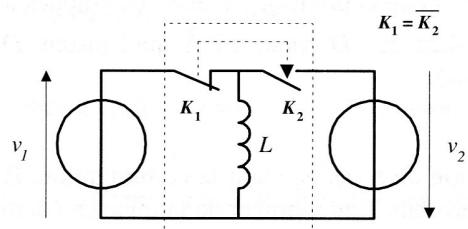


FIGURE 1.9 – Convertisseur à accumulation inductive.

IV LES Composants

a) Aire de sécurité en direct

Un composant de puissance ne peut pas faire passer un courant infini, ni supporter des tensions infinies. On définit une aire de sécurité en direct (Safe Operating Area SOA) qui correspond aux performances maximum du composant. Elle se découpe en 3 parties :

1. Limitation du courant maximum par la section des connexions de sortie ;
2. limitation par la puissance maximum que peut dissiper le composant $I_{AK} \times V_{AK} < P_{max}$;
3. limitation par l'avalanche (tension inverse maximum).

Ces trois paramètres sont essentiels pour le choix d'un composant de Puissance.

Lorsque l'on étudie les performances relatives des composants en fonction des tensions d'alimentation et des fréquences auxquelles le composant

est capable de fonctionner, on peut tracer le domaine de la figure 2.2 . Notons qu'il est valable aujourd'hui, mais qu'il peut être assez profondément modifié dans le futur en fonction de l'évolution des composants, (évolution qui est très rapide.)

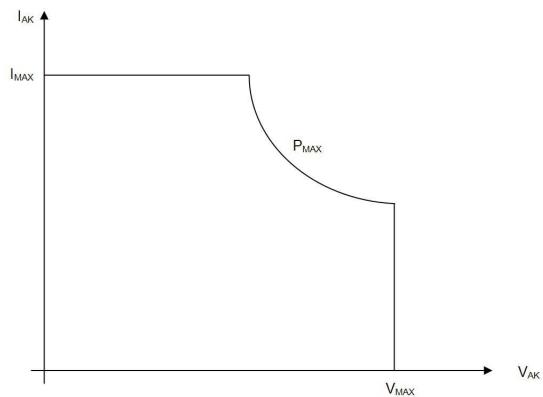


FIGURE 2.1 – Aire de sécurité d'un composant électronique.

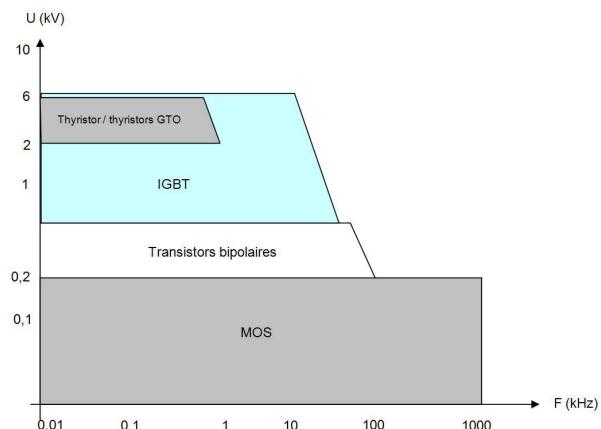


FIGURE 2.2 – Comparaison des puissances commandées de divers composants.

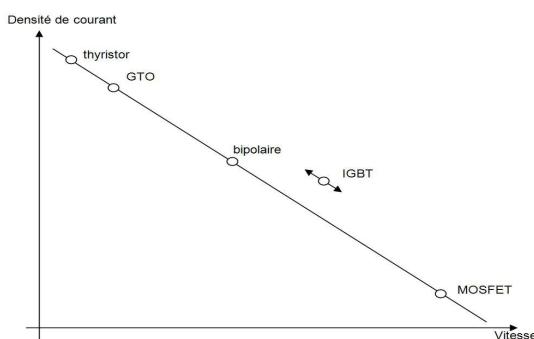


FIGURE 2.3 – Classification des commutateurs de puissance.

b) Pertes Joule à la coupure ou à la fermeture

Supposons un composant de puissance idéal du point de vue de ses qualités statiques d'interrupteur et non idéal du point de vue dynamique, c'est-à-dire que cet interrupteur se ferme ou s'ouvre en un temps non nul. Ce composant ne présente pas de perte Joule lorsqu'il est à l'état d'interrupteur fermé. En effet, la d.d.p. à ses bornes est nulle et donc : $V_{AK} \times I_{AK} = 0 \times I_{AK} = 0$.

Lorsqu'il est à l'état d'interrupteur ouvert, ce composant est également le siège de pertes nulles car, cette fois ci, c'est le courant qui est nul, donc $V_{AK} \times I_{AK} = V_{AK} \times 0 = 0$.

Par contre, à l'ouverture ou à la fermeture du composant, la tension et le courant ne sont pas simultanément nul (ouverture ou fermeture prennent un temps non nul) .

1. La Diode

La diode est un composant unidirectionnel qui n'est pas commandable, ni à la fermeture, ni à l'ouverture. Elle n'est pas réversible en tension et ne supporte qu'une tension anode-cathode négative ($V_{AK} < 0$) à l'état bloqué. Elle n'est pas réversible en courant et ne supporte qu'un courant dans le sens anode-cathode positif à l'état passant ($I_{AK} > 0$).

La diode permet de réaliser des montages redresseurs en monophasé ou en triphasé. La tension continue obtenue en sortie du redresseur possède une valeur moyenne constante.

En électronique de puissance, on emploie que le modèle le plus simple de la diode, celle-ci est un interrupteur qui se ferme si $V_{AK} > 0$ et qui est ouvert sinon.

2. Diode de roue libre

Hormis les applications de redressement, les montages d'électronique de puissance sont souvent équipés de diodes dites de « roue libre ». Le but de ces

diodes est d'empêcher l'apparition de surtensions destructrices $e = L \cdot \frac{di}{dt}$ dues aux brusques variations de l'intensité (essentiellement à la coupure) dans les charges inductives (moteurs, transformateurs).

Les surtensions qui apparaîtraient en l'absence de DRL (diode de roue libre) auraient tôt fait de détruire les composants de puissance du montage.

3. Transistor bipolaire

Le transistor bipolaire est un composant totalement commandé à la fermeture et à l'ouverture. Il n'est pas réversible en courant, ne laissant passer que des courants de sens collecteur-émetteur pour les NPN et de sens émetteur-collecteur pour les PNP. Le transistor bipolaire n'est pas réversible en tension, n'acceptant que des tensions V_{CE} positives lorsqu'il est bloqué.

En électronique de puissance, pour des raisons de rendement, le transistor bipolaire est employé uniquement en commutation (bloqué-saturé).

Pour qu'un transistor soit saturé, il faut injecter un courant base-émetteur (NPN) ou émetteur-base (PNP) suffisant, c'est-à-dire que l'on doit avoir :

$$I_B > \frac{I_{CE_{\max}}}{\beta}$$

où β est le gain en courant du transistor. Pour bloquer le transistor, il suffit d'interrompre la circulation du courant base-émetteur.

Le grand avantage du transistor bipolaire est sa très faible tension collecteur-émetteur lorsqu'il est saturé :

$$V_{CE_{sat}} < 0,1 \text{ V}$$

4) MOS

Le transistor à effet de champ à grille isolé (MOS) est un composant totalement commandé à la fermeture et à l'ouverture. C'est le composant le plus rapide à se fermer et à s'ouvrir. Il est classiquement utilisé jusqu'à 300 kHz, voire 1 MHz.

C'est un composant très facile à commander. Il est rendu passant grâce à une tension V_{GS} positive (de l'ordre de 7 V à 10 V). La grille est isolée du reste du transistor, ce qui procure une impédance grille-source très élevée.

L'inconvénient majeur est sa résistance à l'état passant ($R_{DS_{on}}$) qui augmente suivant la loi : $V_{DS}^{2,7}$.

Pour pallier à cet inconvénient, les fabricants proposent des composants à grande surface de silicium. Cela rend les MOS chers dès que la tension nominale dépasse 200 V.

Comme le transistor bipolaire, le transistor MOS possède également un mode de fonctionnement linéaire mais qui n'est pas utilisé en électronique de puissance pour les même raison de rendement.

4.1 Limites de fonctionnement de MOS

Les MOS les plus courants supportent des tensions allant jusqu'à 500 V. On trouve des MOS pouvant supporter jusqu'à 1400 V. Le MOS n'est intéressant pour les tensions élevées que dans le cas des convertisseurs de faible puissance (< 2 kW) ou lorsque la rapidité est indispensable.

Le grand avantage du transistor MOS est qu'il se commande seulement avec une tension. En régime permanent, aucun courant n'est nécessaire pour le maintenir saturé.

5 IGBT

Un interrupteur idéal doit avoir les caractéristiques suivantes :

- impédance nulle à l'état fermé et infinie à l'état ouvert,
- puissance consommée et temps de commutation nuls.

On peut donc avancer qu'un interrupteur idéal n'existe pas aujourd'hui et n'existera pas d'avantage demain.

Les deux plus célèbres composants électroniques réalisant la fonction

Interrupteur sont :

- le transistor bipolaire ;
- le transistor MOS.

La première présente comme avantages une faible tension de déchet à l'état passant et le pouvoir de commuter de forts courants, mais il nécessite une puissance de commande non négligeable et sa fréquence de travail est relativement basse.

Le MOS, quant à lui, connu pour ses fréquences de travail plus élevées et une puissance de commande presque nulle, est limité par sa tension de déchet qui est importante pour des dispositifs mettant en jeu des hautes tensions (quelques centaines de Volts).

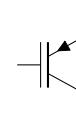
L'idée est donc née d'intégrer sur une même puce un transistor MOS et un transistor bipolaire afin de profiter des avantages de chacun des deux dispositifs en évitant au mieux leurs inconvénients.

Ainsi a été créé le transistor IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor ou transistor bipolaire à grille isolé) qui résulte de l'association d'un transistor bipolaire et d'un transistor MOS. Il associe la faible chute de tension entre collecteur et émetteur du

bipolaire et la commande en tension du MOS, commandé par sa grille qui nécessite un courant permanent quasiment nul.



IGBT NPN



IGBT PNP

FIGURE 2.6 – Symboles de l'IGBT.

5.1 Schéma équivalent de l'IGBT

Le schéma équivalent d'un IGBT est celui de la figure 2.7. Le MOS, commandé par une simple tension, achemine le courant base-émetteur permettant la saturation du PNP.

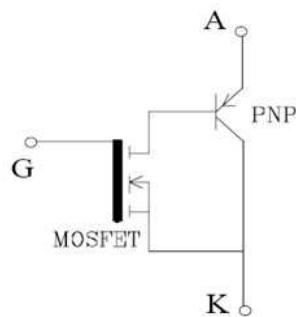


FIGURE 2.7 – Schéma équivalent d'un IGBT.

6 Thyristor

L'ancêtre des thyristors était un tube à gaz, le thyratron. Le terme thyristor est la contraction de THYRatron et de transISTOR. Le thyristor est un composant commandé à la fermeture, mais pas à l'ouverture. Il est réversible en tension et supporte des tensions V_{AK} aussi bien positives que négatives lorsqu'il est bloqué. Il n'est pas réversible en courant et ne permet que des courants I_{AK} positifs, c'est-à-dire dans le sens anode-cathode, à l'état passant.

6.1 Fonctionnement du thyristor

Un thyristor est amorcé si :

- sa tension anode-cathode est positive $V_{AK} > 0$;
- et si une impulsion de courant gâchette-cathode est injectée.

Un thyristor est désamorcé si :

- le courant anode-cathode chute en-dessous du courant de maintien $I_{AK} < I_{Th}$, pour simplifier, on considérera qu'il faut que $I_{AK} = 0$;
- ou bien il faut, si l'on résonne en tension, que $V_{AK} < 0$.

6.2 Soupape

Les thyristors les plus performants ne peuvent guère tenir plus de 10 000 V de tension inverse. Dans les applications de transport de l'énergie électrique par courant continu haute tension, les tensions mises en jeu atteignent plus de 800 000 V, pour supporter de telles tensions, on met un certain nombre de thyristors en série.

On met ensuite un certain nombre de ces branches en parallèle pour faire passer l'intensité souhaitée. L'ensemble de ces thyristors en série et en parallèle est équivalent à un seul composant appelé *souape*.

6.3 Thyristor GTO

Le thyristor GTO (Gate Turn Off ou thyristor à gâchette d'extinction) est un composant commandé à la fermeture et à l'ouverture. Ce composant a permis la motorisation des TGV transmanche par des machines asynchrones.

En effet, la machine asynchrone ne développe pas, comme la machine synchrone, de forces contre électromotrices suffisantes pour éteindre le thyristor « n » lorsqu'on allume le « n+2 ». Il faut donc des circuits d'extinction pour la partie onduleur, circuits à base de condensateurs.

Ces condensateurs sont d'autant plus volumineux que l'énergie à couper est importante. Le volume de l'ensemble onduleur + circuit d'extinction était jugé énorme.

L'arrivée du GTO a permis d'économiser le volume des condensateurs et donc d'équiper des locomotives.

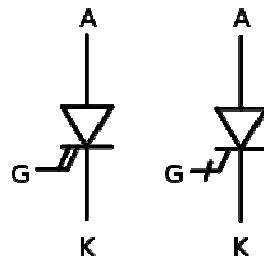


FIGURE 2.8 – Symboles d'un thyristor GTO.

6.3.1 Fonctionnement du thyristor GTO

Un thyristor GTO est amorcé de la même manière que le thyristor ordinaire :

- sa tension anode-cathode est positive $V_{AK} > 0$;
- et si une impulsion de courant gâchette-cathode est injectée.

Un thyristor GTO est désamorcé si :

- On extrait une impulsion de courant cathode-gâchette d'intensité suffisante ;
- ou bien il faut, comme pour le thyristor ordinaire, que $V_{AK} < 0$.

Bien qu'un des symboles du thyristor GTO comporte deux gâchettes, dans la réalité, c'est la même gâchette qui sert aussi bien pour l'amorçage que pour le désamorçage, comme le laisse penser le deuxième symbole de la figure 2.8.

7

Le Triac

Le Triac (TRIode for Alternative Current) est un composant permettant la réalisation de gradateurs pour les puissances jusqu'à un peu plus de 10 kW environ. On le trouve surtout dans les réalisations domestiques :

- réglage de luminosité des lampes à incandescence ;
- réglage de la puissance des radiateurs électriques ;
- réglage de la vitesse des moteurs universels équipant de nombreux aspirateurs, machines à laver le linge ou outils portatifs.

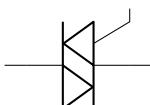


FIGURE 2.9 – Symbole du triac.

La structure du triac offrant une certaine symétrie (deux thyristors tête bêche), il n'est guère possible de distinguer clairement une anode et une cathode. Nous désignerons la connexion côté gâchette par « anode 2 » ou A2 et l'autre par « Anode 1 » ou A1.

Le premier et le troisième quadrant d'amorçage sont couramment utilisés dans les montages gradateurs.

7.1 Fonctionnement du triac

Le triac s'amorce par injection ou extraction d'un courant de gâchette suffisant. Ensuite, comme les thyristors, il reste à l'état d'interrupteur fermé tant que le courant A1 - A2 reste supérieur au courant de maintien I_h . Dès que le courant A1 - A2 est inférieur à I_h le triac redevient un interrupteur ouvert. Cela se produit à chaque passage de la tension secteur par 0 (soit 100 fois par seconde en 50 Hz). Il faut réamorcer le triac ensuite. La commande analogique des triacs s'effectue à l'aide de diac.

Le diac est un composant symétrique à seuil. Pour simplifier, c'est un interrupteur automatique qui se ferme dès que la tension à ses bornes (peu importe le sens de cette tension) devient supérieure à un seuil (couramment 32 V). Cet interrupteur se ré-ouvre dès que le courant qui le traverse s'annule.

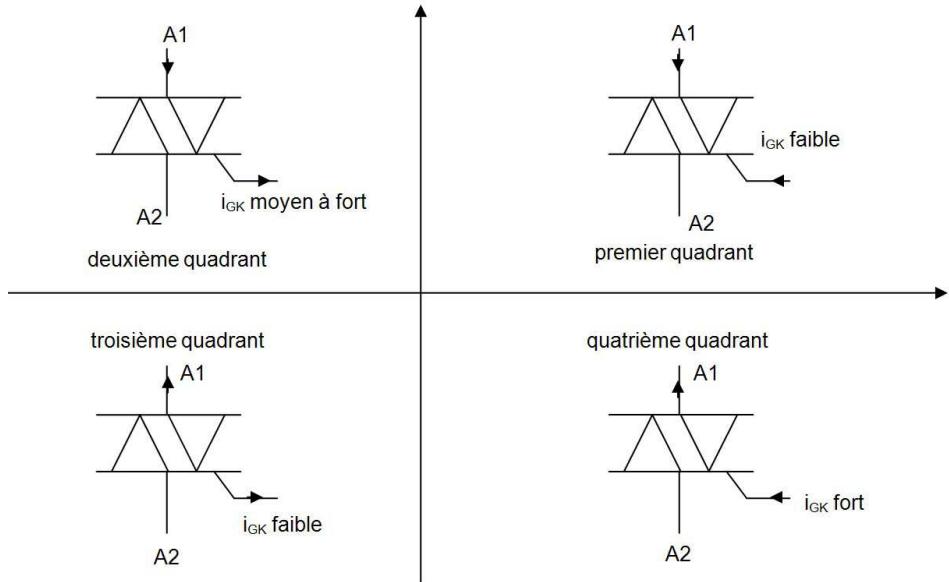


FIGURE 2.10 – Les quadrants d'amorçage d'un triac.

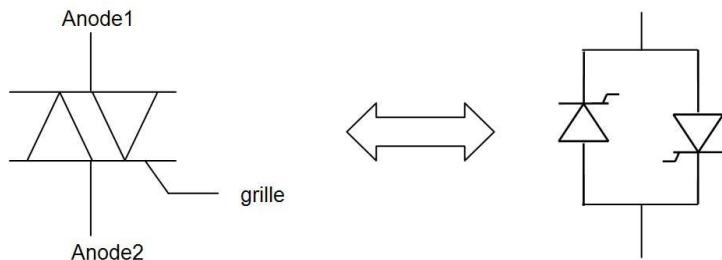


FIGURE 2.11 – Équivalence d'un triac avec deux thyristors tête-bêche.

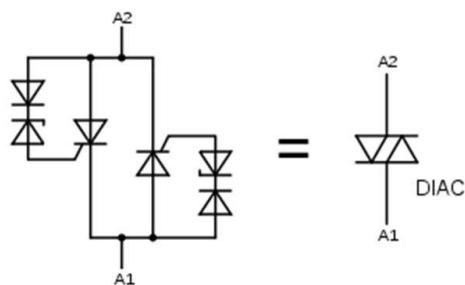


FIGURE 2.12 – Equivalence d'un diac.

8 . Protection des composants

a) Protection contre les surintensités

Cette protection est assurée par un fusible ultra rapide (UR) dont la contrainte thermique ($I^2.t$) est plus faible que celle du composant, si bien qu'il « fond » avant le composant.

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

Protection contre les $\frac{dv}{dt}$ et $\frac{di}{dt}$

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, qui retarde l'établissement du courant, tandis que le condensateur bypassé la variation de tension très rapide.

Pour amortir les oscillations induites par le circuit LC, les circuits d'aide à la commutation (CALC ou snubber) ou adoucisseurs sont insérés.

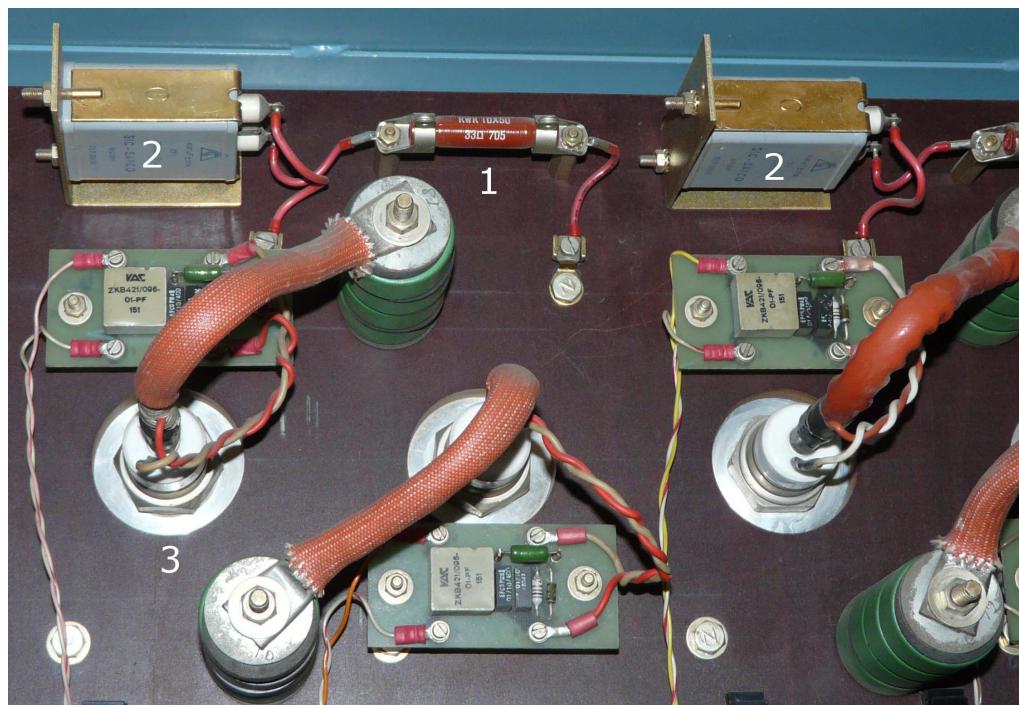


FIGURE 2.14 – Protection des thyristors contre les $\frac{dv}{dt}$ 1 : résistance du circuit RC, 2 : condensateur du circuit RC, 3 : thyristor protégé.

9 hacheur

Un hacheur réalise la conversion continu-continu. Le hacheur *série* (ou hacheur dévolteur) permet, partant d'une tension continue fixe, d'obtenir une tension continue de valeur moyenne variable. L'application principale des hacheurs est la variation de vitesse des machines à courant continu. Nous rappellerons d'abord brièvement les principales propriétés de la machine à courant continu. Puis nous nous intéresserons aux structures de convertisseur que l'on peut envisager selon le sens de transfert de l'énergie électrique souhaité, c'est à dire suivant que la machine fonctionnera en moteur ou en génératrice (fonctionnement correspondant généralement à une phase de freinage).

9.1 Machine à courant continu

a) de fonctionnement

Le fonctionnement général d'une machine à courant continu (MCC) accouplée à une charge mécanique peut être traduit par quatre équations :

— L'équation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{\text{moteur}} - C_{\text{résistant}}$$

— L'équation électrique :

$$di$$

$$u = E + Ri + L \frac{di}{dt}$$

Cette équation provient de l'équation de maille sur le circuit de la figure 3.1.

— L'équation électromécanique :

$$E = k\Phi\Omega$$

où Ω est la vitesse de rotation de la machine en $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ et Φ le flux induit en Wb. Nous supposerons le flux constant, c'est le cas des MCC à excitation indépendante ou parallèle. La constante k est fixée une fois la machine construite.

— L'équation électro-mécanique :

$$C_{\text{moteur}} = k\Phi i$$

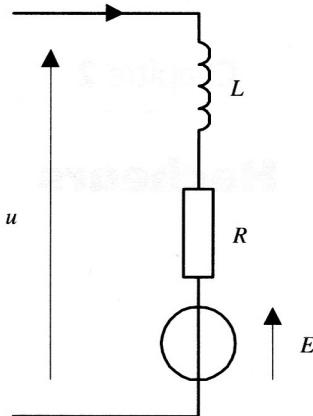


FIGURE 3.1 – Modèle électrique de la machine à courant continu.

En régime permanent, la vitesse Ω est constante et le courant i est périodique avec : $L \frac{di}{dt} = 0$. Les équations de fonctionnement se réduisent à :

$$C_{\text{moteur}} = C_{\text{résistant}}$$

$$\bar{u} = E + Ri$$

$$E = k\Phi\Omega$$

$$C_{\text{moteur}} = k\Phi i$$

Les équations montrent que le *courant moyen* absorbé en régime permanent est *imposé par la charge mécanique* de la machine. La vitesse dépend alors de la valeur moyenne de la tension d'alimentation ainsi que du courant absorbé .

Les quatre relations précédentes peuvent être combinées pour donner l'équation de la caractéristique mécanique de la MCC en régime permanent (relation liant vitesse et couple) :

$$\Omega = \frac{\bar{u}}{k\Phi} - \frac{R}{(k\Phi)^2} C$$

En désignant par C la valeur commune au couple électromagnétique C_e et résistant $C_{\text{résistant}}$ en régime permanent. L'équation se traduit par une droite de pente négative représentée sur la figure 3.2 dans le plan $\Omega(C)$.

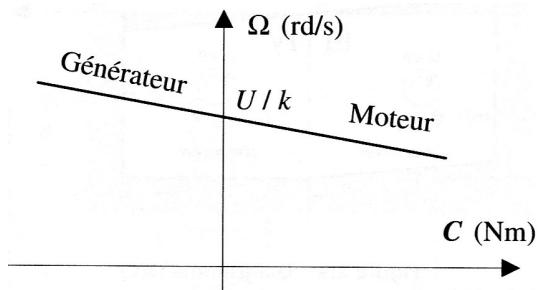


FIGURE 3.2 – Caractéristique mécanique d'une machine à courant continu.

Si la résistance de l'induit est négligée, l'équation se résume à $\Omega = \frac{\bar{u}}{k\Phi}$ la vitesse ne dépend plus que de la tension aux bornes de l'induit et la caractéristique mécanique $\Omega(C)$ est une droite horizontale.

b) Réversibilité d'une machine à courant continu

À partir d'un fonctionnement donné, la réversibilité d'une MCC peut intervenir de deux manières :

- par inversion du sens de rotation, ce qui se traduit par un changement de signe de la f.e.m. E ;
- par inversion du couple électromagnétique, c'est à dire par changement du signe du courant i ..

On constate (figure 3.3) que les points des quadrants I et III correspondent à des fonctionnements en moteur puisque vitesse (Ω) et couple (C) sont de même signe, et que les points des quadrants II et IV correspondent à des fonctionnements en génératrice car Ω et C sont de signes contraires.

L'ensemble des fonctionnements en régime permanent est résumé sur le diagramme de la figure 3.3. La vitesse est limitée par construction à une valeur Ω_{\max} correspondant à la valeur maximale de la tension applicable \bar{u}_{\max} . Le couple est limité à la valeur C_{\max} qui correspond au courant i_{\max} .

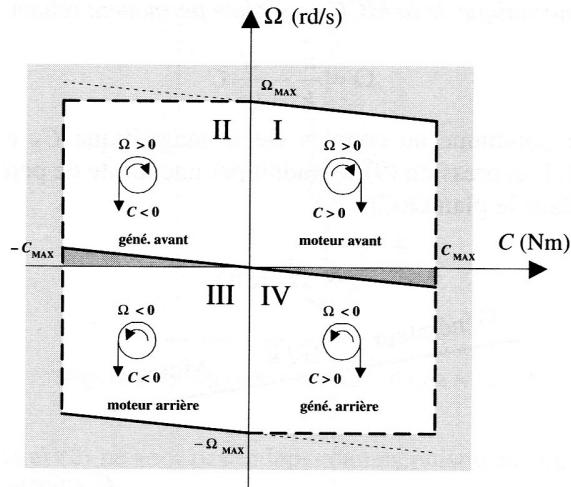


FIGURE 3.3 – Les quatre quadrants de fonctionnement d'une machine à courant continu.

Les zones triangulaires en grisé de la figure 3.3 correspondent au cas où le couple extérieur et le réseau électrique d'alimentation *fournissent tous les deux* de l'énergie à la MCC, cette énergie est intégralement transformée en chaleur par les résistances de la MCC qui n'est alors ni moteur, ni génératrice.

9.2 Hacheur série

a) Structure et schéma de principe du hacheur série

Comme le montre la figure 3.4, un hacheur série est l'interface entre un générateur de tension et un récepteur de courant (les contraintes de ces dipôles étant définies au sens dynamique). Il est constitué de deux commutateurs K et K' fonctionnant de manière périodique (période T) et complémentaire ($K^0 = K$).

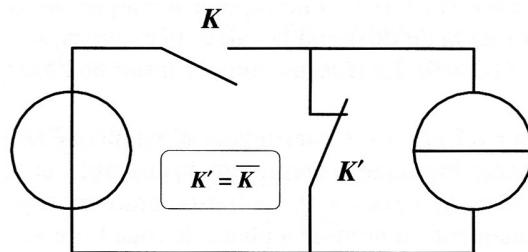


FIGURE 3.4 – Structure de l'hacheur série.

En pratique, le dipôle de tension est un réseau continu de tension U , et le dipôle de courant est un moteur à courant continu. Afin d'assurer la *continuité* du courant absorbé, une inductance est placée en série avec le moteur car

L'inductance de la MCC est généralement insuffisante. Cette inductance améliore la qualité dynamique du dipôle de courant. Le commutateur K est constitué d'un composant commandable à la fermeture et à l'ouverture (transistor, IGBT, ou GTO), et le commutateur K^0 est une diode. On aboutit ainsi au schéma de principe de la figure 3.5 où la séquence de fonctionnement de l'interrupteur K est précisée.

Le rapport cyclique de fonctionnement est défini par la fraction :

$$\alpha = \frac{\text{durée de l'état passant de } K}{\text{période de fonctionnement de } K}$$

Le rapport cyclique est théoriquement compris entre 0 et 1. En réalité, à cause des durées de commutation non nulles de K et D , cet intervalle est plus ou moins réduit. Toutefois, pour l'étude théorique du hacheur, nous négligerons ces durées de commutation et nous considérerons que :

$$0 \leq \alpha \leq 1$$

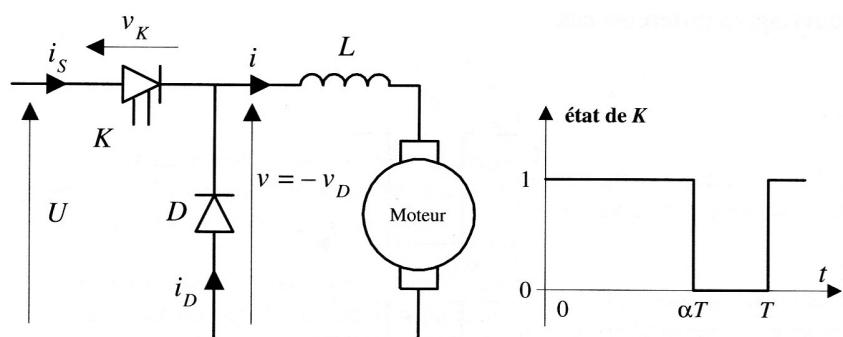


FIGURE 3.5 – Schéma de principe du hacheur série.

10 Gradateurs

Le gradateur permet, en partant d'une tension alternative (monophasée ou triphasée) de valeur efficace constante, d'obtenir une tension de valeur efficace variable dont la valeur est comprise entre zéro et la valeur efficace de la tension de départ.

Le gradateur tient une place très importante dans le domaine de l'éclairage par incandescence et du chauffage électrique, c'est à dire des systèmes fonctionnant par effet Joule. Il est également très utilisé pour le démarrage statorique des moteurs asynchrones. Ses applications à la variation de vitesse

sont assez restreintes, souvent cantonnées à l'entraînement des ventilateurs, turbines ainsi que des machines-outils électroportatives.

Il existe deux types distincts de gradateurs : le gradateur à *réglage de phase* et le gradateur à *réglage par train d'ondes*, ce dernier étant exclusivement dédié aux systèmes de chauffage à grande inertie thermique.

10.1 Gradateurs monophasés à réglage de phase

Un gradateur modifie la valeur efficace de la tension du réseau. Le gradateur à réglage de phase est constitué de deux thyristors montés tête-bêche comme l'indique le schéma de la figure 5.1 page suivante.

Chaque thyristor est amorcé avec un retard Δt par rapport au zéro du secteur $u(t)$. En notant $\omega = 2\pi f$ la pulsation du réseau, ce retard correspond à un angle $a = \omega x \Delta t$

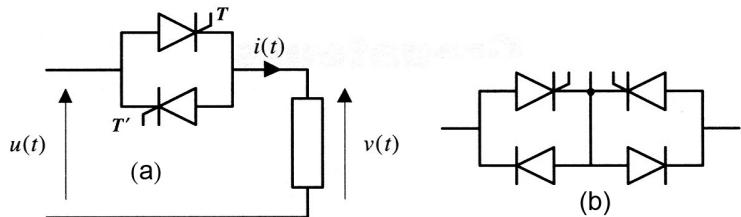


FIGURE 5.1 – Gradateur monophasé à réglage de phase.

Pour que l'amorçage des thyristors soit possible, cet angle doit être compris entre 0 et π . L'extinction d'un thyristor s'effectue spontanément lorsque le courant $i(t)$ s'annule.

Quand il s'agit d'une application de faible puissance – variateur d'éclairage domestique, machine électroportative, ...

– les deux thyristors sont souvent remplacés par un *triac*, composant bidirectionnel muni d'une seule électrode d'amorçage.

Cette solution est plus économique puisqu'elle permet de s'affranchir de l'isolation galvanique des commandes, indispensable avec les deux thyristors en parallèle.

Une autre solution consiste à mettre en œuvre le commutateur à condition d'admettre une chute de tension un peu plus élevée.

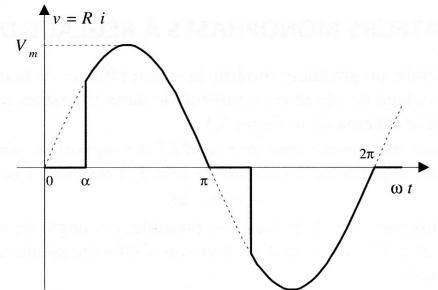


FIGURE 5.2 – Ondes de tension en sortie d'un gradateur monophasé sur charge purement résistive R.

10.2 Gradateurs triphasés

Il existe plusieurs structures de gradateurs triphasés, obtenues à partir de gradateurs monophasés, en triangle ou en étoile, la charge étant elle-même couplée en triangle ou en étoile, avec ou sans conducteur neutre. Nous nous limiterons ici à l'étude du groupement en étoile débitant dans une charge inductive, ce qui est le cas le plus fréquent puisque ce type de gradateur est surtout utilisé pour assurer le démarrage statorique des moteurs asynchrones.

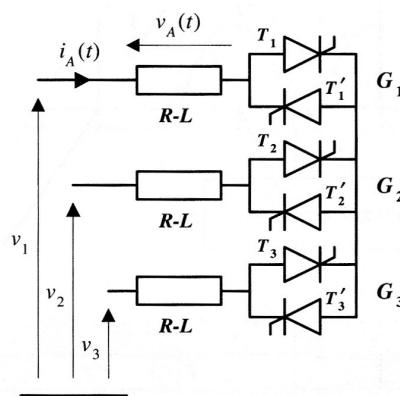


FIGURE 5.3 – Schéma de principe d'un gradateur triphasé en étoile.

11 Onduleurs

A partir d'une tension continue constante, un onduleur autonome fournit une tension alternative dont l'amplitude ne dépend pas de la charge,

Cette tension alternative est formée de crénées rectangulaires. La fréquence de la tension alternative produite ne dépend que de la commande et elle peut être variable. Les principales applications des onduleurs sont :

- les alimentations de secours, permettant de suppléer la disparition de l'énergie sur un réseau alternatif ;
- les variateurs de vitesse pour les machines synchrones ou asynchrones où la variation de fréquence de la tension d'alimentation constitue le meilleur moyen de faire varier cette vitesse.

Il existe deux structures duales d'onduleur :

- l'*onduleur de tension* relie un générateur de tension continue et un récepteur de courant alternatif ;
- l'*onduleur de courant* relie un générateur de courant continu et un récepteur de tension alternative.

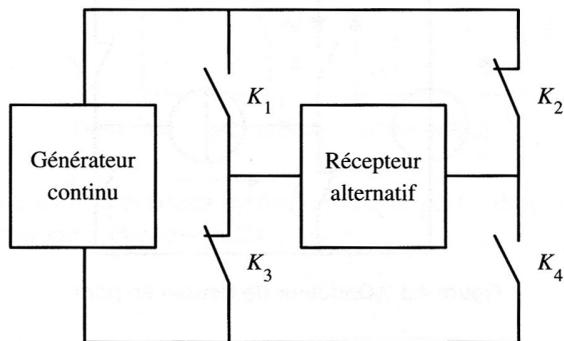


FIGURE .1 – Onduleur en pont.

a) Composants de l'onduleur de tension

Le convertisseur est représenté à la figure 6.2 où le générateur de tension qui délivre une tension E constante et le récepteur de courant qui absorbe un courant sinusoïdal ont un comportement idéal. Les contraintes de fonctionnement de ces dipôles (dipôle de tension jamais en court-circuit et dipôle de courant jamais en circuit ouvert) conduisent à écrire les équations logiques pour chacun des deux demi-ponts :

$$K_1 = \overline{K_3} \text{ et } K_2 = \overline{K_4}$$

Ces équations indiquent que les deux demi-ponts peuvent fonctionner de manière totalement indépendante, cette propriété sera exploitée ultérieurement. Pour l'instant, on suppose que les commutateurs fonctionnent tous avec la même période T , chacun d'eux étant passant pendant une durée $T/2$ et leurs états logiques définis par la relation :

$$K_1 = K_4 = \overline{K_2} = \overline{K_3}$$

Ce fonctionnement particulier de l'onduleur porte le nom de commande *pleine onde*. La tension $v(t)$ aux bornes du récepteur est un créneau symétrique d'amplitude $\pm E$, dont la valeur moyenne est nulle. Deux situations peuvent alors être envisagées.

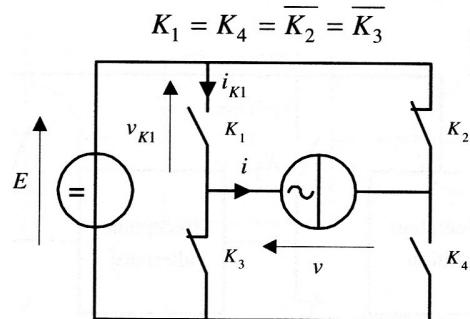


FIGURE 6.2 – Onduleur de tension en pont.

Le courant $i(t)$ est *en retard par rapport au fondamental de la tension $v(t)$* , le dipôle de courant est un *circuit inductif*. L'allure du courant qui circule dans le commutateur K_1 montre que celui-ci doit être bidirectionnel *en courant*. Chaque commutateur sera donc constitué d'un composant commandé en antiparallèle avec une diode. La diode se bloque spontanément à l'instant $t = \theta$ par annulation du courant qui la traverse, mais le composant actif qui se bloque à l'instant $t = T/2$, alors qu'il est traversé par un courant positif, doit pouvoir être commandé à la fermeture (on dit qu'il s'agit d'une commutation forcée). Le transistor (bipolaire ou MOS), l'IGBT... conviennent pour cet usage.

Lorsque le dipôle de courant est un circuit capacitif, le courant $i(t)$ est en avance sur $v(t)$. Les commutateurs, toujours bi-directionnels en courant, seront encore constitués d'un composant commandé en antiparallèle avec une diode, mais on remarque que le composant actif se bloque spontanément à l'instant $t = \theta$ par annulation du courant – c'est une commutation naturelle –, il est possible d'utiliser un thyristor. La diode se bloque à la fin de l'alternance grâce à la tension négative de valeur $-E$ qui lui est appliquée lorsque le commutateur suivant se ferme.

b) Composants de l'onduleur de courant

Le convertisseur, dual du précédent, est représenté à la figure 6. 3

. Le générateur délivre un courant continu I_0 , le récepteur présente à ses bornes une tension sinusoïdale $v(t)$. Les contraintes des dipôles conduisent aux équations logiques:

$$K_1 = K_2 \text{ et } K_3 = K_4$$

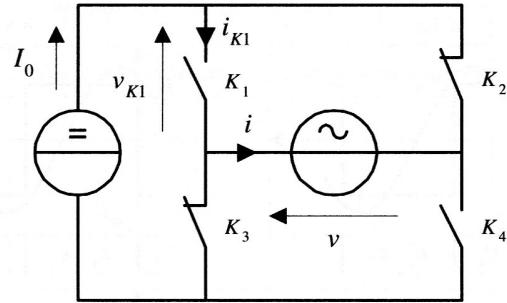


FIGURE 6.3 – Onduleur de courant en pont.

On envisage le même fonctionnement périodique particulier – commande pleine onde – qu’au paragraphe précédent, défini par :

$$K_1 = K_4 = \bar{K}_2 = \bar{K}_3$$

Le courant $i(t)$ dans le récepteur est un créneau symétrique $\pm I_o$ de valeur moyenne nulle et il existe encore deux cas.

Le dipôle de tension est un *circuit inductif* pour lequel le fondamental du courant $i(t)$ est en *retard* par rapport à $v(t)$. Le courant dans le commutateur K_1 est toujours positif, la diode en antiparallèle est inutile. Le composant commandé qui constitue K_1 ne peut pas se bloquer spontanément à l’instant $t = T/2$ puisqu’il est soumis à une tension v_{K1} positive lorsque K_2 se ferme. On devra faire le choix de composants type transistor car c’est une commutation forcée.

Si le dipôle de tension est *capacitif*, avec le fondamental du courant $i(t)$ en avance sur la tension $v(t)$, des composants unidirectionnels en courant conviennent. La commutation naturelle avec des composants de type thyristor peut être envisagée puisque la tension v_K appliquée après enclenchement du commutateur suivant est négative et provoque un blocage spontané.

En résumé, le choix du type de composant pour réaliser un onduleur dépend à la fois de la nature de l’onduleur et de celle de la charge. Les résultats

de cette étude, regroupés à la figure 6.5 pourraient facilement être généralisés aux autres structures d’onduleur et aux autres modes de commande. On peut remarquer que des commutateurs constitués de transistors – ou IGBT – en antiparallèle avec des diodes fonctionneraient dans toutes les situations.

	Onduleur de tension	Onduleur de courant
Charge inductive		
Charge capacitive		

FIGURE 6.5 – Choix des composants.

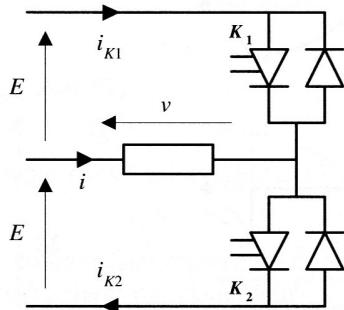


FIGURE 6.8 – Onduleur en demi-pont.

c) Onduleurs en demi-pont

L'onduleur en demi-pont représenté figure 6.8 ne comporte que deux interrupteurs K_1 et K_2 mais nécessite deux générateurs de tension identiques E , la charge est un dipôle de courant. Les contraintes de fonctionnement des dipôles utilisés conduisent à la relation logique entre les commutateurs :

$$K_1 = \overline{K_2}$$

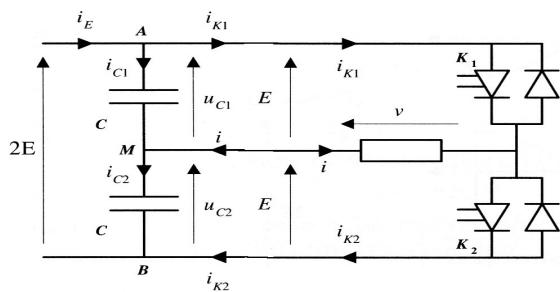


FIGURE 6.10 – Diviseur capacitif pour onduleur en demi-pont.

d) Onduleurs en pont

Le schéma de principe de l'onduleur en pont est donné à la figure 6.13. On distingue deux modes de fonctionnement selon que les deux demi-ponts commutent en même temps ou de manière décalée.

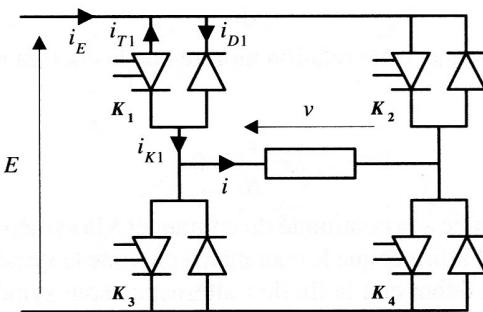


FIGURE 6.13 – Onduleur de tension en pont.

e) Onduleurs de tension triphasés

e 1) Onduleurs triphasés avec conducteur neutre

La structure de l'onduleur est représentée à la figure 6.14. Les commandes des commutateurs de chaque demi-pont doivent être commandés selon :

$$K_1 = \overline{K_4} \quad K_3 = \overline{K_6} \text{ et } K_3 = \overline{K_2}$$

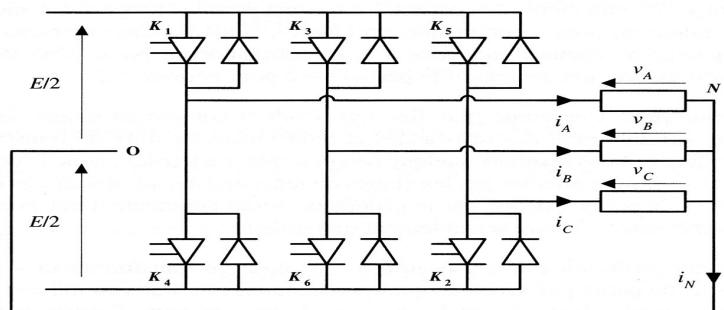


FIGURE 6.14 – Onduleur triphasé avec neutre.

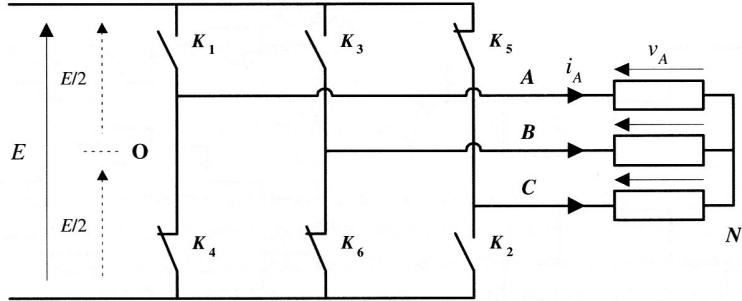


FIGURE 6.16 – Onduleur triphasé sans neutre.

e.2) Onduleurs triphasés sans conducteur neutre

On reprend le montage précédent en supprimant le neutre selon le schéma de la figure 6.16. Un seul générateur continu de valeur E suffit pour alimenter l'onduleur ; le point commun O est virtuel. Seul le cas d'une charge triphasée *équilibrée* sera envisagé.

Les tensions des phases prises par rapport au point commun O sont identiques à celles de l'onduleur avec neutre. Des lois de mailles permettent d'en déduire et de tracer les tensions composées entre phases :

$$u_{AB} = v_{AO} - v_{BO}; u_{BC} = v_{BO} - v_{CO}; u_{CA} = v_{CO} - v_{AO}$$

On peut constater à la figure 6.16 que les tensions composées constituent un système triphasé équilibré (non-sinusoidal) et, puisque la charge est équilibrée, les tensions simples forment aussi un système triphasé équilibré tel que :

$$v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = 0$$

e3 Onduleurs MLI

MLI veut dire *Modulation de la Largeur d'Impulsion*, en anglais PWM pour Pulse Width Modulation. Il s'agit d'un mode *de commande* particulier des

Onduleurs, leurs structures et leurs charges restant inchangées. La MLI peut s'appliquer à tous les types d'onduleurs, monophasés ou triphasés.

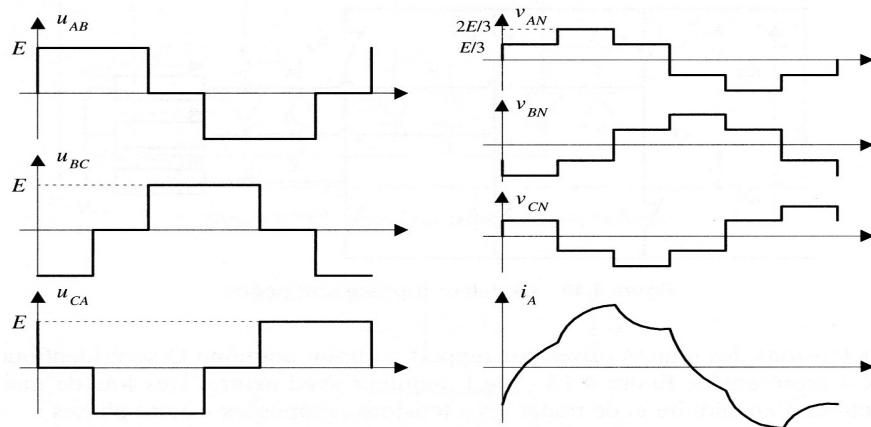


FIGURE 6.17 – Signaux de l'onduleur triphasé sans neutre.

12 Cyclo convertisseurs

Un cyclo convertisseur effectue la conversion directe de fréquence par syn.- thèse d'une onde de basse fréquence à partir de découpes appropriées d'une tension de fréquence plus élevée (généralement fournie par le réseau 50 ou 60Hz).

Un cyclo convertisseur est constitué de deux convertisseurs « tête-bêche » (en antiparallèle), voir la figure 7.1. Selon les formes d'ondes représentées à la figure 7.2, dans le cas général, la puissance instantanée qui circule dans la charge évolue suivant quatre étapes. Durant les deux intervalles à produit tension- courant positif, la puissance s'écoule dans la charge, les groupes convertisseurs redressent et chacun des groupes positif et négatif conduit pendant l'alternance de même nom du courant de sortie.

Durant les deux autres intervalles, le produit tension-courant est négatif, la puissance sort donc de la charge et les convertisseurs fonctionnent en onduleur.

12.1 Principe du cyclo convertisseur

Pour exposer le principe du cyclo convertisseur, nous allons utiliser le circuit le plus simple possible à entrée monophasée, sortie monophasée et charge résistive pure. Chaque convertisseur est un montage redresseur simple alternance, le groupe positif est noté p , le groupe négatif à courant inverse est noté N .

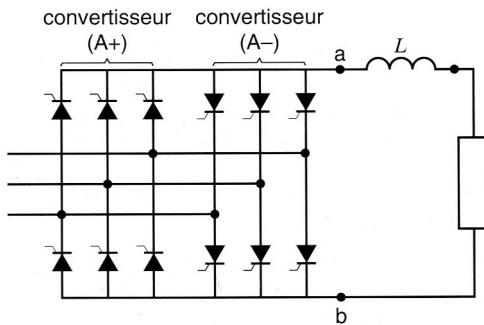


FIGURE 7. – Schéma fonctionnel du cyclo convertisseur.

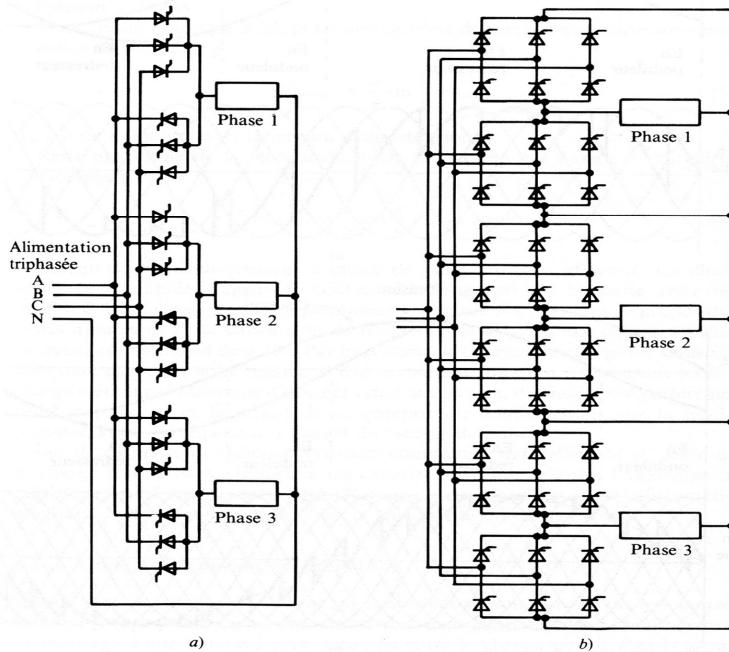


FIGURE 7.1 – Cyclo convertisseur à sortie triphasée. a) À indice de pulsation trois. b) À indice de pulsation six.

13 Les ponts de redressement en triphasé

13 .1- Introduction

: en électronique de puissance, le montage le plus utilisé est le pont de Graëtz alimenté en triphasé.

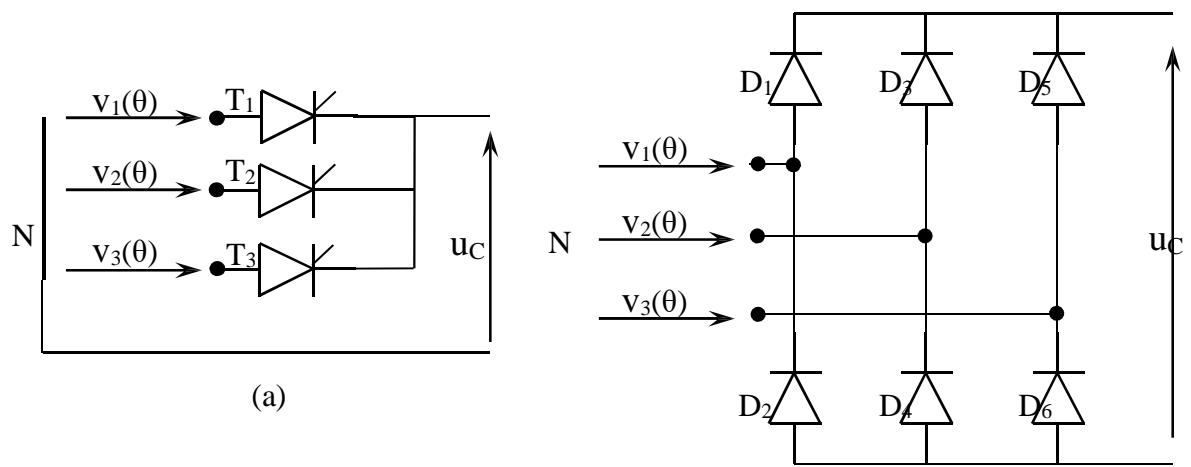
Bien que les autres montages soient peu utilisés, il est intéressant d'en faire une étude sommaire car ils permettent de mieux comprendre le pont de Graëtz en triphasé.

Signalons enfin que, si l'usage d'un transformateur n'est pas nécessaire avec un pont de Graëtz, il est utile d'une part pour adopter la tension du secteur à la valeur souhaitée pour l'alimentation en courant continu, d'autre part pour assurer une meilleure séparation du secteur alternatif et du réseau continu.

Pour classer les différents montages auxquels on a affaire, il est pratique d'utiliser la notation « P » pour désigner les montages parallèles de diodes et la notation « PD » pour les montages parallèles double (ou montage en pont de graëtz). Cette indication, suivie du nombre q de phases caractérise le montage redresseur.

La figure suivante donne le schéma électrique des montages P3 et PD3. Ces deux montages sont les plus communément utilisés pour le redressement de tensions triphasées.

Figure N°23: Redresseurs triphasés. (a) P3. (b) PD3.



13.2 Principe de l'étude de montage

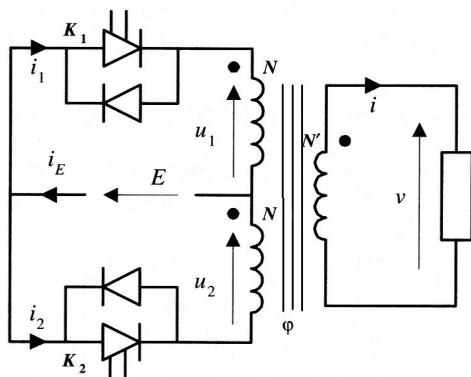
L'étude d'un montage doit servir, pour le concepteur, à déterminer les caractéristiques de chaque élément constitutif (transformateur, diodes, thyristors,). Elle doit également permettre de calculer et définir les protections contre des échauffements dus à des surtensions ou sur courants (dus à des court-circuit) éventuels.

On procède en général en deux étapes :

1. **Etude des tensions** (de l'entrée vers la sortie). En partant des tensions alternatives à l'entrée, on calcule la tension redressée à vide et la tension maximale aux bornes des semi-conducteurs. Pour cette étude on suppose négligeables les impédances de la source et des éléments du montage, ce qui est réaliste compte tenu des faibles chutes de tension qu'elles occasionnent.

2. **Etude des courants** (de la sortie vers l'entrée). A partir du courant débité supposé continu, on calcule la valeur du courant dans les semi-conducteurs ainsi que dans les enroulements secondaires et primaires du transformateur. Les chutes de tension dues aux impédances citées précédemment sont négligées.

. Les diodes sont supposées parfaites et le courant à la sortie du montage redresseur continu (charge fortement inductive). On supposera également négligeable l'inductance ramenée au secondaire du transformateur.



./.

Figure N°23: Redresseurs triphasés. (a) P3. (b) PD3.

13 Les ponts de redressement en triphasé

13 .1- Introduction

: en électronique de puissance, le montage le plus utilisé est le pont de Graëtz alimenté en triphasé.

Bien que les autres montages soient peu utilisés, il est intéressant d'en faire une étude sommaire car ils permettent de mieux comprendre le pont de Graëtz en triphasé.

Signalons enfin que, si l'usage d'un transformateur n'est pas nécessaire avec un pont de Graëtz, il est utile d'une part pour adopter la tension du secteur à la valeur souhaitée pour l'alimentation en courant continu, d'autre part pour assurer une meilleure séparation du secteur alternatif et du réseau continu.

Pour classer les différents montages auxquels on a affaire, il est pratique d'utiliser la notation « P » pour désigner les montages parallèles de diodes et la notation « PD » pour les montages parallèles double (ou montage en pont de graëtz). Cette indication, suivie du nombre q de phases caractérise le montage redresseur.

La figure suivante donne le schéma électrique des montages P3 et PD3. Ces deux montages sont les plus communément utilisés pour le redressement de tensions triphasées.

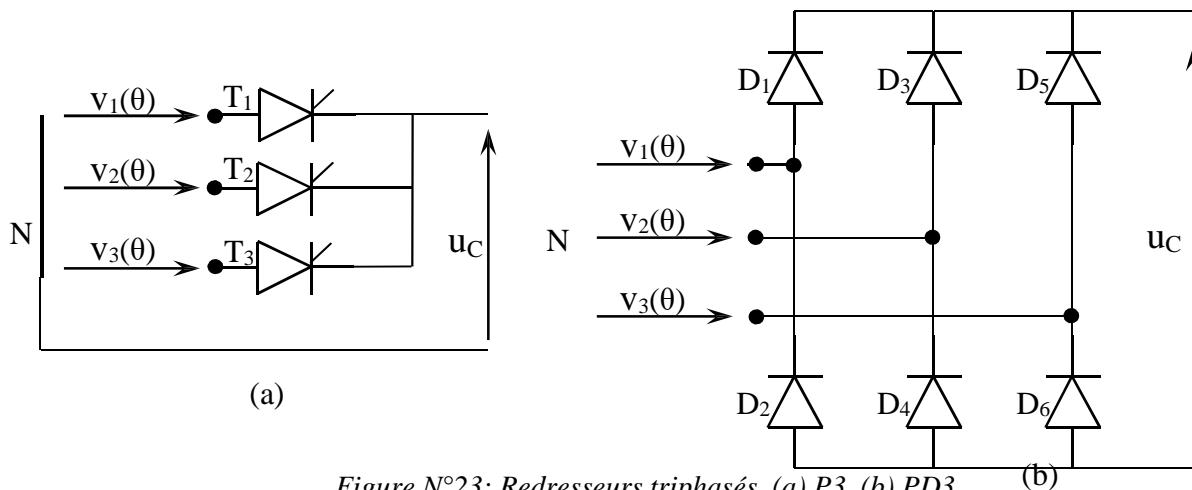


Figure N°23: Redresseurs triphasés. (a) P3. (b) PD3.

13-2- Principe de l'étude d'un montage

L'étude d'un montage doit servir, pour le concepteur, à déterminer les caractéristiques de chaque élément constitutif (transformateur, diodes, thyristors,...). Elle doit également permettre de calculer et définir les protections contre des échauffements dus à des surtensions ou sur courants (dus à des courts-circuits) éventuels.

On procède en général en deux étapes :

1. **Etude des tensions** (de l'entrée vers la sortie). En partant des tensions alternatives à l'entrée, on calcule la tension redressée à vide et la tension maximale aux bornes des semi-conducteurs. Pour cette étude on suppose négligeables les impédances de la source et des éléments du montage, ce qui est réaliste compte tenu des faibles chutes de tension qu'elles occasionnent.

2. **Etude des courants** (de la sortie vers l'entrée). A partir du courant débité supposé continu, on calcule la valeur du courant dans les semi-conducteurs ainsi que dans les enroulements secondaires et primaires du transformateur. Les chutes de tension dues aux impédances citées précédemment sont négligées.

. Les diodes sont supposées parfaites et le courant à la sortie du montage redresseur continu (charge fortement inductive). On supposera également négligeable l'inductance ramenée au secondaire du transformateur.

