

# Électronique de puissance Principes

Claude CHEVASSU



5 décembre 2013



# Table des matières

<b>1</b>	<b>Introduction - Généralités</b>	<b>1</b>
1.1	Programme officiel du cours d'électronique de L3 : . . . . .	1
1.2	Généralités sur l'électronique de puissance . . . . .	2
1.2.1	Les convertisseurs statiques . . . . .	2
1.3	Principes de l'électronique de puissance . . . . .	3
1.4	Classification dynamique des dipôles . . . . .	4
1.4.1	Les deux types de dipôles . . . . .	4
1.4.2	Réversibilité des dipôles . . . . .	5
1.4.3	Configurations permises et configurations interdites . . . . .	6
1.4.4	Structure d'un convertisseur . . . . .	7
<b>2</b>	<b>Composants</b>	<b>11</b>
2.1	Aire de sécurité en direct . . . . .	11
2.2	Pertes Joule à la coupure ou à la fermeture . . . . .	14
2.3	Diode . . . . .	16
2.3.1	Critères de choix d'une diode . . . . .	16
2.3.2	Diode de roue libre . . . . .	16
2.4	Transistor bipolaire . . . . .	17
2.5	MOS . . . . .	18
2.5.1	Limites de fonctionnement . . . . .	19
2.6	IGBT . . . . .	19
2.6.1	Schéma équivalent de l'IGBT . . . . .	20

2.7	Thyristor	20
2.7.1	Fonctionnement du thyristor	21
2.7.2	Soupape	21
2.8	Thyristor GTO	21
2.8.1	Fonctionnement du thyristor GTO	22
2.9	Triac	22
2.9.1	Fonctionnement du triac	23
2.10	Protection des composants	23
2.10.1	Protection contre les surintensités	23
2.10.2	Protection contre les surtensions	25
2.10.3	Protection contre les $\frac{dv}{dt}$ et $\frac{di}{dt}$	25
<b>3</b>	<b>hacheur</b>	<b>27</b>
3.1	Machine à courant continu	27
3.1.1	Équations de fonctionnement	27
3.1.2	Réversibilité d'une machine à courant continu	29
3.2	Hacheur série	31
3.2.1	Structure et schéma de principe du hacheur série	31
3.2.2	Fonctionnement du hacheur série	32
3.3	Hacheur parallèle	35
3.3.1	Structure et schéma de principe du hacheur parallèle	35
3.3.2	Fonctionnement du hacheur parallèle	37
3.3.3	Étude du montage du hacheur parallèle	37
3.4	Hacheur réversible	39
3.4.1	Hacheur réversible en courant	40
3.4.2	Hacheur réversible en courant et en tension	42
3.5	Exercices dans le recueil d'annales des épreuves d'électricité et d'électronique de l'examen de 3 <sup>e</sup> année	45
<b>4</b>	<b>Redresseurs</b>	<b>49</b>
4.1	Redressement par diodes	49

<i>TABLE DES MATIÈRES</i>	5
4.1.1 Les montages redresseurs élémentaires . . . . .	49
4.1.2 Étude de la tension redressée . . . . .	56
4.1.3 Associations de redresseurs : groupement série PD3-S3 . . . . .	59
4.2 Redressement commandé . . . . .	62
4.2.1 Principes généraux . . . . .	62
4.2.2 Pont « tout thyristors » . . . . .	63
4.2.3 Applications des redresseurs commandés . . . . .	67
4.3 Ponts mixtes . . . . .	73
4.3.1 Ondes de tension en sortie d'un pont mixte . . . . .	75
4.4 formulaire . . . . .	77
4.5 Exercices dans le recueil d'annales des épreuves d'électricité et d'électronique de l'examen de 3 <sup>e</sup> année . . . . .	77
<b>5 Gradateurs</b>	<b>79</b>
5.1 Gradateurs monophasés à réglage de phase . . . . .	79
5.1.1 Gradateurs monophasés, débit sur résistance pure . . . . .	80
5.2 Gradateurs triphasés . . . . .	81
5.2.1 Gradateurs triphasés couplés en étoile . . . . .	82
5.3 Gradateurs commandés par train d'ondes . . . . .	82
5.4 Exercices dans le recueil d'annales des épreuves d'électricité et d'électronique de l'examen de 3 <sup>e</sup> année . . . . .	83
<b>6 Onduleurs</b>	<b>85</b>
6.1 Choix des commutateurs . . . . .	85
6.1.1 Composants de l'onduleur de tension . . . . .	86
6.1.2 Composants de l'onduleur de courant . . . . .	87
6.2 Onduleurs de tension monophasés . . . . .	89
6.2.1 Onduleurs « push-pull » . . . . .	89
6.2.2 Onduleurs en demi-pont . . . . .	93
6.2.3 Onduleurs en pont . . . . .	93
6.3 Onduleurs de tension triphasés . . . . .	96

6.3.1	Onduleurs triphasés avec conducteur neutre . . . . .	96
6.3.2	Onduleurs triphasés sans conducteur neutre . . . . .	99
6.4	Onduleurs MLI . . . . .	100
6.5	Onduleurs de tension multiniveaux . . . . .	104
6.6	Onduleurs de courant . . . . .	104
6.7	Exercices dans le recueil d'annales des épreuves d'électricité et d'électronique de l'examen de 3 <sup>e</sup> année . . . . .	105
<b>7</b>	<b>Cycloconvertisseurs</b>	<b>107</b>
7.1	Principe du cycloconvertisseur . . . . .	107
7.2	Fonctionnement en réglage de phase . . . . .	109
7.2.1	Commande . . . . .	113
7.3	Fonctionnement en ondes pleines . . . . .	119
7.4	Limite de fréquence . . . . .	120
7.5	Exercices dans le recueil d'annales des épreuves d'électricité et d'électronique de l'examen de 3 <sup>e</sup> année . . . . .	121
<b>8</b>	<b>Machine synchrone auto-pilotée</b>	<b>123</b>
8.1	Comparaison machine synchrone – machine à courant continu . . . . .	123
8.2	Machines synchrones autopilotées à commutateur de courant à thyristors en commutation naturelle . . . . .	126
8.3	Principe . . . . .	128
8.4	Démarrage - Mode cadencé . . . . .	131
8.5	Passage du mode cadencé au mode synchrone . . . . .	133
8.6	Système sans codeur angulaire . . . . .	134
8.7	Réversibilité . . . . .	135
8.8	Excitation du moteur . . . . .	137
8.9	Irrégularité cyclique du couple . . . . .	137
8.10	Caractéristique mécanique de la machine synchrone autopilotée obtenue par les tensions statoriques . . . . .	138

# Chapitre 1

## Introduction - Généralités

Ce cours a été rédigé avec  $\LaTeX$  et des logiciels GNU/Linux.

Les ouvrages suivant ont été utilisés pour l'élaboration de ce cours : [Lar05], [Lan89], [dlA]

### 1.1 Programme officiel du cours d'électronique de L3 :

30 heures.

- Interrupteurs statiques en courant continu et alternatif.
- Composants et protections.
- Hacheurs.
- Redresseurs.
- Gradateurs.
- Onduleurs.
- Cycloconvertisseurs.
- Convertisseurs statiques de fréquences.
- Applications industrielles :
  - Étude d'un pont redresseur commandé.
  - Étude d'un onduleur MLI pour machine asynchrone.
  - Étude d'un onduleur MLI pour machine synchrone.
  - Étude d'un cycloconvertisseur.
  - Électronique d'une machine synchrone autopilotée.

## 1.2 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).

### 1.2.1 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 ...

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 :



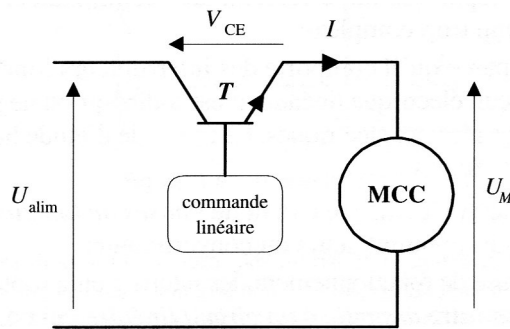


FIGURE 1.1 – Variation de vitesse en régime linéaire.

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	alternatif	non	oui
Redresseurs à diodes	alternatif	continu	oui	non
Redresseurs commandés	alternatif	continu	oui	oui
Cycloconvertisseur	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.

### 1.3 Principes de l'électronique de puissance

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 :

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

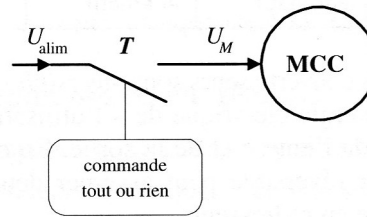


FIGURE 1.2 – Variation de vitesse en régime tout ou rien.

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.

## 1.4 Classification dynamique des dipôles

### 1.4.1 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. À cette*

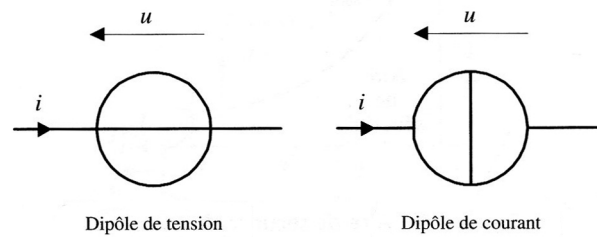


FIGURE 1.3 – Dipôle de tension et dipôle de courant en convention récepteur.

catégorie 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 peuvent 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.

Il est possible de changer facilement la nature dynamique d'un dipôle : en mettant en *série une inductance* et un dipôle de nature quelconque, on obtient un dipôle de courant, avec un *condensateur en parallèle* ce sera un dipôle de tension. Cette propriété est souvent mise à profit dans la conception des convertisseurs.

Les dipôles de tension et de courant sont représentés par les symboles de la figure 1.3. Ce sont les mêmes que ceux de l'électrocinétique mais, employés dans ce polycopié, ils prendront une signification *dynamique*.

### 1.4.2 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

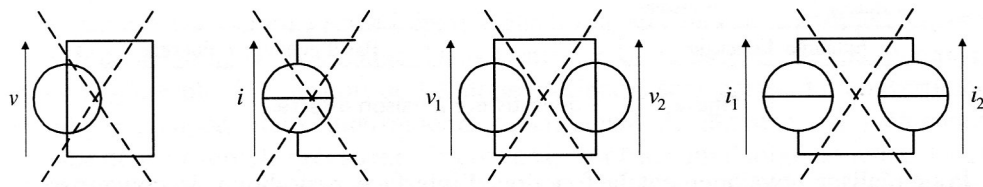


FIGURE 1.4 – Configurations interdites.

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.

### 1.4.3 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 certaines configuration représentées 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 page ci-contre 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

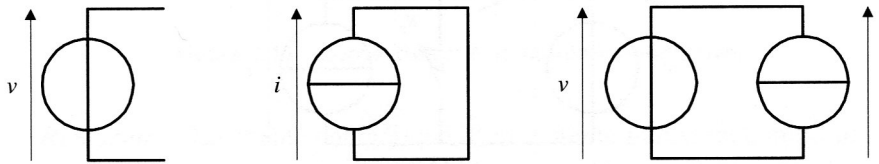


FIGURE 1.5 – Configurations autorisées.

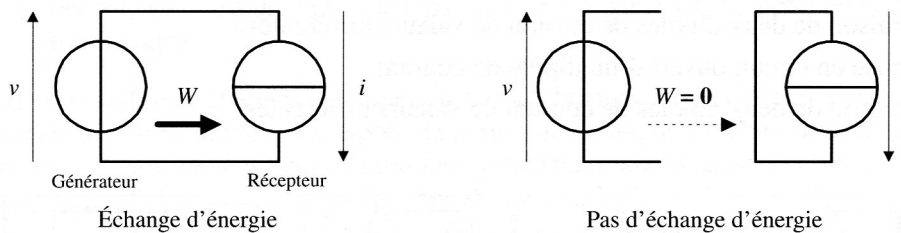


FIGURE 1.6 – Convertisseur à liaison directe.

le courant).

#### 1.4.4 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.

##### Premier exemple

L'échange d'énergie s'effectue entre un générateur continu, dipôle de tension, et un receptrer continu, dipôle de courant. Afin de contrôler le transfert d'énergie, la liaison entre les deux dipôles est périodique. Cela conduit aux schémas de la figure 1.6 qui représentent les états de « liaison » et « non liaison ».

Pour réaliser physiquement la fonction d'interface périodique, le convertisseur devra comporter deux commutateurs, comme le montre la figure 1.7 page suivante. L'un d'entre eux,  $K_1$  devra pouvoir être commandé à la fermeture comme à l'ouverture et fonctionner de façon périodique. L'autre commutateur  $K_2$  qui doit toujours être dans l'état inverse de  $K_1$  est en quelque sorte asservi à  $K_1$ . Pour traduire l'état complémentaire de ces deux interrupteurs, on utilisera dorénavant la notation empruntée à la logique soit  $K_2 = \overline{K_1}$ .

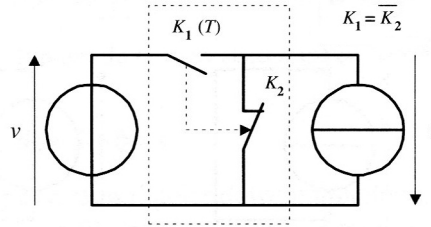


FIGURE 1.7 – Principe du hacheur série.

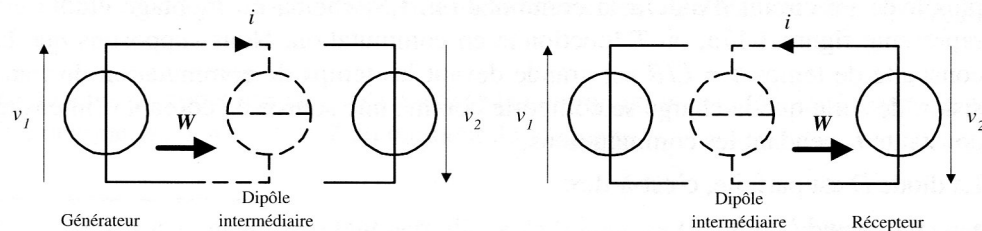


FIGURE 1.8 – Convertisseur à liaison directe.

### Deuxième exemple

Il s'agit maintenant d'échanger de l'énergie entre un générateur continu dipôle de tension et un récepteur continu, lui aussi dipôle de tension. La liaison directe entre ces deux dipôles étant interdites, on est amené à mettre en œuvre un dipôle de courant intermédiaire qui va assurer le transfert de l'énergie, comme le montre la figure 1.8. Ce dipôle intermédiaire est tantôt générateur, tantôt récepteur, il doit être réversible en tension.

En pratique, la source de courant intermédiaire sera réalisée par une bobine d'inductance  $L$  qui emmagasine l'énergie électrique au cours de la première phase et la restitue au cours de la seconde. Dans la mesure où la bobine présente une résistance négligeable, le transfert de l'énergie s'effectue sans pertes. Le convertisseur comportera encore deux interrupteurs fonctionnant de manière complémentaire comme dans l'exemple précédent. Ce convertisseur à accumulation inductive dont le schéma de principe est donné à la figure 1.9 page ci-contre constitue une alimentation à découpage du type « buck-boost ».

La chaîne énergétique d'un système industriel comporte souvent plusieurs convertisseurs successifs. Ainsi, un entraînement à vitesse variable par un mo-

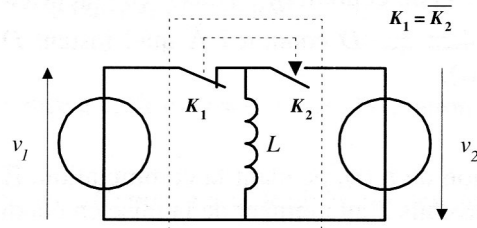


FIGURE 1.9 – Convertisseur à accumulation inductive.

teur asynchrone est constitué généralement d'un redresseur triphasé alimentant une boucle à courant continu (convertisseur alternatif continu), celle-ci servant de source à un onduleur triphasé (convertisseur continu alternatif) qui fournit l'énergie sous fréquence et tension variables au moteur asynchrone. la mise en cascade des convertisseurs doit satisfaire aux contraintes dynamiques des différents dipôles.





# Chapitre 2

## Composants

### 2.1 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 page suivante](#). Notons qu'il est valable aujourd'hui en 2013, mais qu'il peut être assez profondément modifié dans le futur en fonction de l'évolution des composants, évolution qui est très rapide.

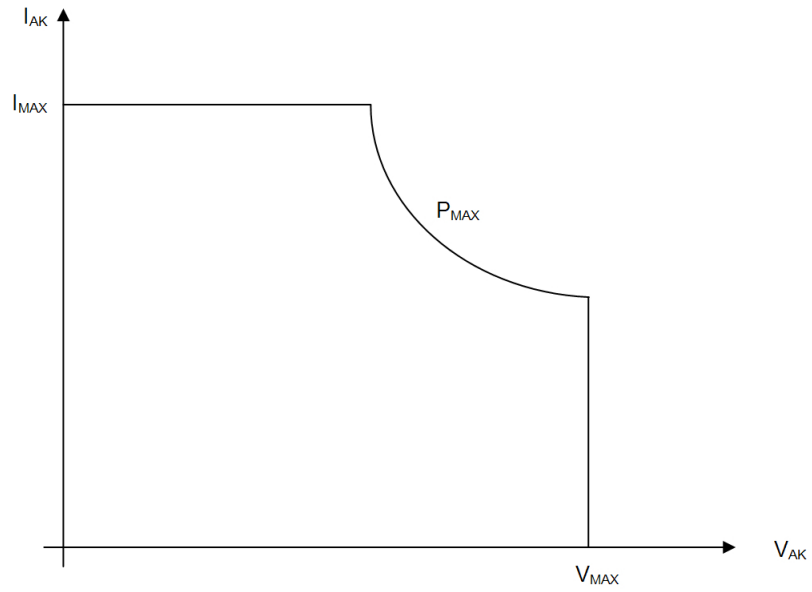


FIGURE 2.1 – Aire de sécurité d'un composant électronique.

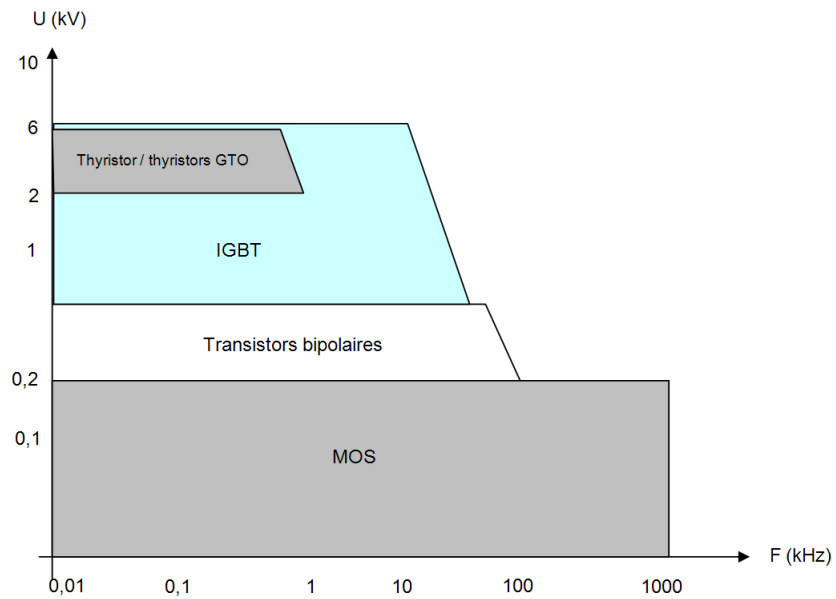


FIGURE 2.2 – Comparaison des puissances commandées de divers composants.

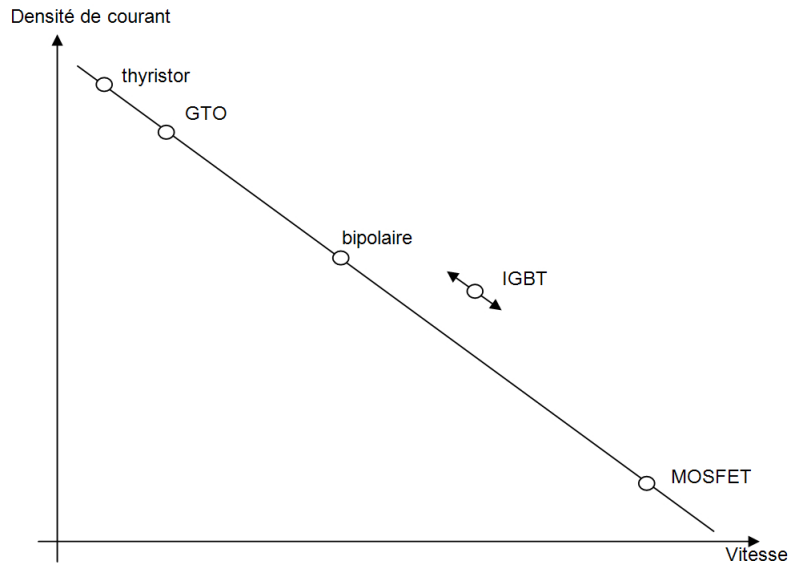


FIGURE 2.3 – Classification des commutateurs de puissance.

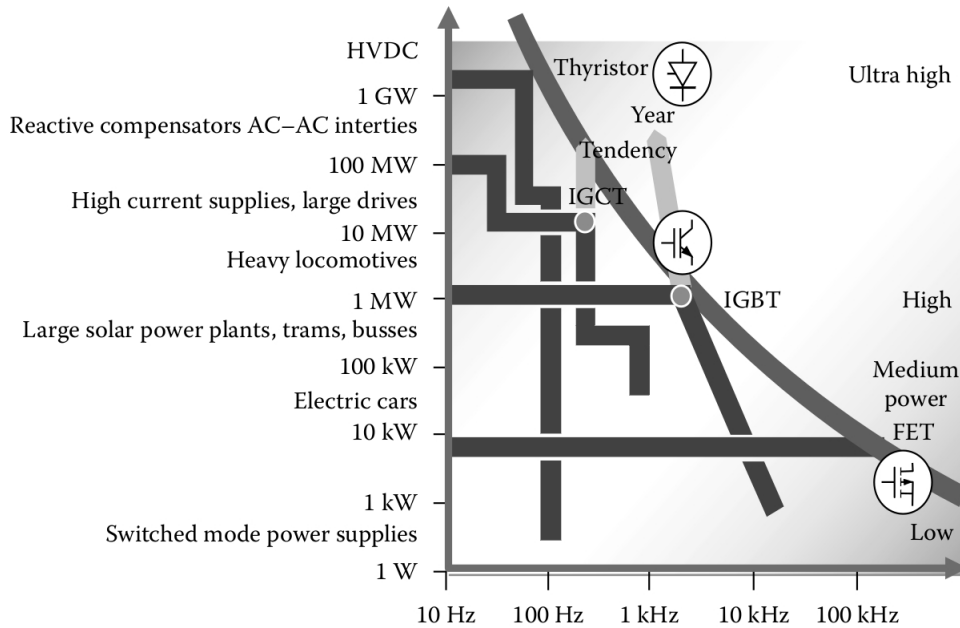


FIGURE 2.4 – Performances comparées des commutateurs de puissance.

## 2.2 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) comme l'illustre la figure [2.5 page ci-contre](#).

On obtiendrait un diagramme symétrique de celui-ci dessus pour l'ouverture du composant. Ceci montre que les pertes Joule dans le composant ont lieu essentiellement lors des commutations. On comprend qu'il y a intérêt à limiter la fréquence de travail des composants de puissance afin de ne pas augmenter ces pertes. La fréquence de travail d'un dispositif d'électronique de puissance est le résultat d'un compromis. On aurait souvent intérêt à travailler à fréquence la plus élevée possible. Par exemple pour un hacheur, plus la fréquence est élevée, plus la tension de sortie est lisse. Mais, d'une part les performances du composant employé imposent une limite haute à cette fréquence, d'autre part la nécessité de réduire les pertes Joule dans le composant limite également cette fréquence.

Exemple : prenons  $E = 200\text{V}$ ,  $I = 10\text{A}$ ,  $P = 1000\text{W}$ , tous les temps de commutation  $\Delta T = 100\text{ns}$ , fréquence de découpage  $f = 100\text{kHz}$ .

Les pertes par commutation seront de  $f \times 2\Delta T \times E \times I = 40\text{W}$ , soit 4 % de  $P$ . Les pertes par commutation sont directement proportionnelles à la fréquence de découpage pour un composant actif donné. C'est de là que provient la limite en fréquence d'utilisation. On souhaiterait que cette fréquence soit la plus élevée possible, cela permettrait d'obtenir des ondes plus sinusoïdales par exemple ou bien des courants plus lisses. Mais, étant donné que les pertes augmentent avec cette fréquence, il faut trouver un compromis entre une forme d'onde acceptable (fréquence la plus élevée possible) et des pertes raisonnables (limiter la fréquence).

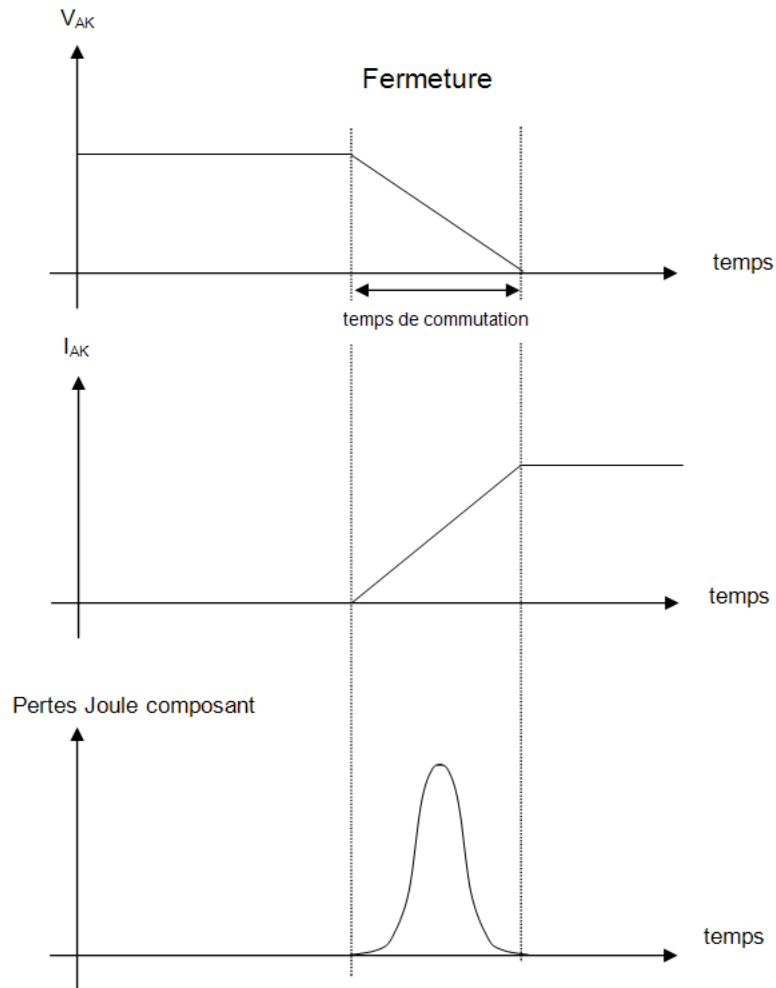


FIGURE 2.5 – Pertes par commutation d'un commutateur de puissance.

## 2.3 Diode

La diode a été étudiée en L1. C'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  $V_{AK} \geq 0$  et qui est ouvert sinon.

### 2.3.1 Critères de choix d'une diode

Avant tout dimensionnement en vue de choisir les composants, l'étude du fonctionnement de la structure de conversion d'énergie permet de tracer les chronogrammes de  $v_{AK}$  et  $i_{AK}$ . Ce sont les valeurs extrêmes de ces grandeurs qui sont prises en considération :

- la tension inverse de  $v_{AK}$  à l'état bloqué ;
- la valeur moyenne de  $i_{AK}$  à l'état passant ;
- éventuellement le courant maximum répétitif (sans durée prolongée).

Par sécurité, on applique une marge de sécurité pour le dimensionnement de ces grandeurs, de 1,2 à 2. C'est avec ces valeurs que le choix du composant est réalisé.

### 2.3.2 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. On peut illustrer le phénomène de la coupure de l'intensité dans un récepteur inductif à l'aide d'une l'analogie hydraulique : circuit électrique = canalisation où circule un liquide (tension = différence de pression entre deux point du circuit, intensité électrique = débit de liquide).

L'analogie hydraulique d'un circuit inductif est une canalisation où circule plus ou moins rapidement le liquide. Imaginons la longue partie rectiligne d'un terminal pétrolier où le pipe line qui va remplir les citernes peut faire quelques centaines de mètres de long pour un diamètre de l'ordre du mètre. La vitesse de la veine liquide atteint quelques kilomètres à l'heure. Il n'est pas question de fermer brusquement la vanne se trouvant juste avant le pétrolier. L'énergie cinétique du pétrole circulant dans le pipe provoquerait une montée très brusque et très rapide de la pression (la d.d.p.) et la canalisation se romprait, exploserait au niveau de la vanne. De même que lorsque qu'un véhicule automobile rentre dans un mur, les dégâts sont considérables, même à vitesse réduite.

Dans un autre ordre d'idée, imaginons un cycliste dont les pieds seraient attachés aux pédales d'un vélo sans roue libre. Lancé à vive allure, le cycliste arrête brusquement de pédaler. L'énergie cinétique va faire basculer cycliste et vélo cul par-dessus tête. Tout change si on muni la bicyclette d'une roue libre. L'engin va continuer « sur son erre » lorsque le cycliste arrête de pédaler et rien de fâcheux ne lui arrivera. La diode de roue libre remplit cet office pour les circuits électriques. Elle permet à l'énergie accumulée dans les inductances ( $\int \frac{1}{2} Li^2 \cdot di$ ) de se dissiper sans occasionner de dommages. Ces diodes doivent être promptes à commuter, on emploie souvent pour ce faire des diodes de types Schottky.

## 2.4 Transistor bipolaire

Le transistor bipolaire a été étudiés en L1. C'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  $\beta$  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 :

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

## 2.5 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. La grille n'absorbe donc aucun courant en régime permanent. Cela n'est pas vrai lors des commutations. La jonction drain-source est alors assimilable à une résistance très faible :  $R_{DS_{\text{on}}}$  de quelques  $\text{m}\Omega$ . On le bloque en annulant  $V_{GS}$ ,  $R_{DS}$  devient alors très élevée.

L'inconvénient majeur est sa résistance à l'état passant ( $R_{DS_{\text{on}}}$ ) 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.



### 2.5.1 Limites de fonctionnement

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.

## 2.6 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.

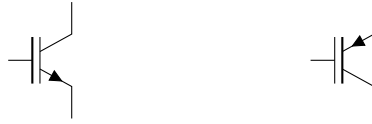
Les deux plus célèbres composants électroniques réalisant la fonction interrupteur sont :

- le transistor bipolaire ;
- le transistor MOS.

Le premier 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).

Depuis 1979, se développe l'idée 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, commande par sa grille qui nécessite un courant permanent quasiment nul.



IGBT NPN

IGBT PNP

FIGURE 2.6 – Symboles de l'IGBT.

### 2.6.1 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.

## 2.7 Thyristor

L'ancêtre des thyristors était un tube à gaz, le thyatron. 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

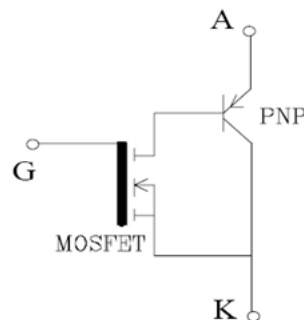


FIGURE 2.7 – Schéma équivalent d'un IGBT.

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.

### 2.7.1 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  $I_{AK} \approx 0$  ;
- ou bien il faut, si l'on résonne en tension, que  $V_{AK} < 0$ .

### 2.7.2 Soupape

Les thyristors les plus performants ne peuvent guère tenir plus de 10000 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 800000 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 *soupape*.

## 2.8 Thyristor GTO

Le thyristor GTO (Gate Turn Off ou thyristor à gachette 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

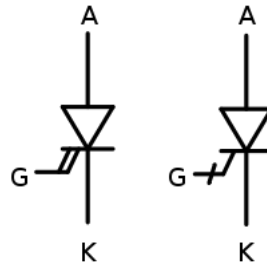


FIGURE 2.8 – Symboles d'un thyristor GTO.

onduleur + circuit d'extinction était jugé prohibitif pour un équipement de motrices. L'arrivée du GTO a permis d'économiser le volume des condensateurs et donc d'équiper des locomotives.

### 2.8.1 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.

## 2.9 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.

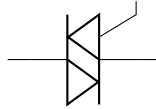


FIGURE 2.9 – Symbole du triac.

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.

### 2.9.1 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 supérieur à un seuil (couramment 32 V). Cet interrupteur se ré-ouvre dès que le courant qui le traverse s'annule.

## 2.10 Protection des composants

### 2.10.1 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.

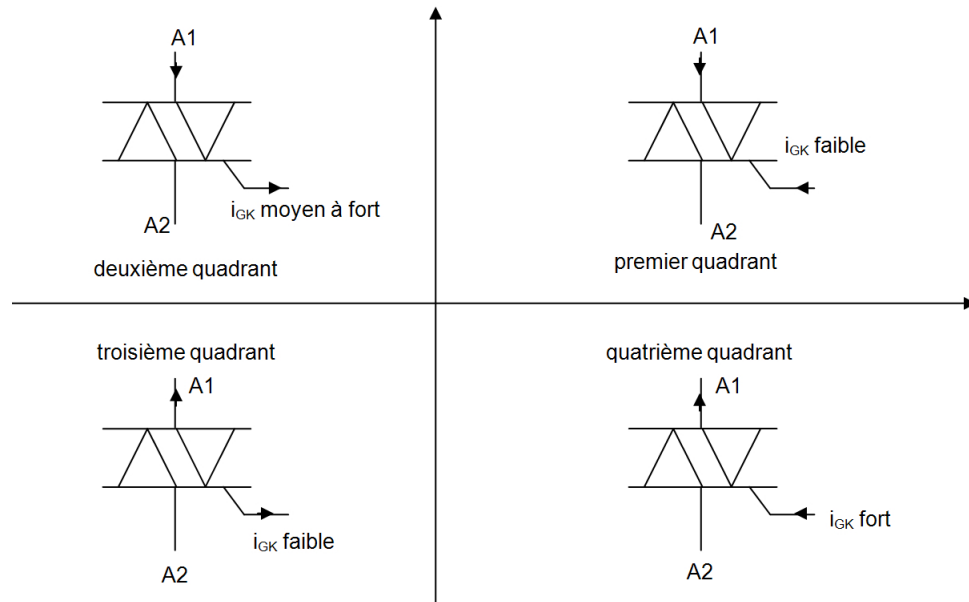


FIGURE 2.10 – Les quadrants d’amorçage d’un triac.

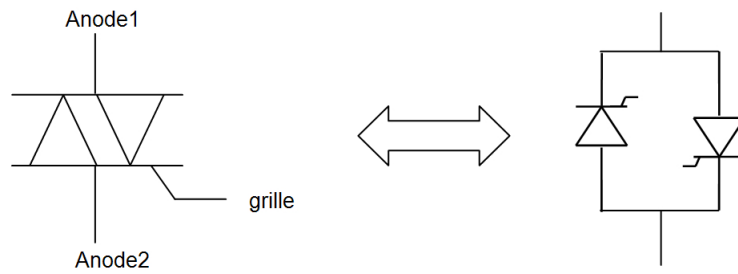


FIGURE 2.11 – Équivalence d’un triac avec deux thyristors tête-bêche.

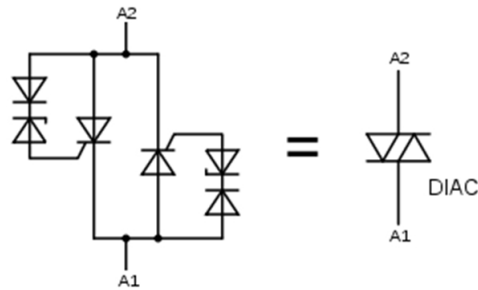


FIGURE 2.12 – Équivalence d’un diac.

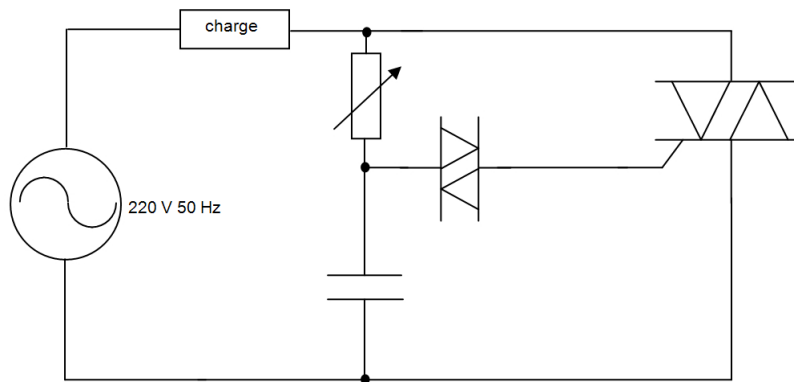


FIGURE 2.13 – Gradateur monophasé.

### 2.10.2 Protection contre les surtensions

Les surtensions peuvent être atténuées en insérant un circuit RC-série en parallèle avec le commutateur ou 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.

### 2.10.3 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 bypass 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.

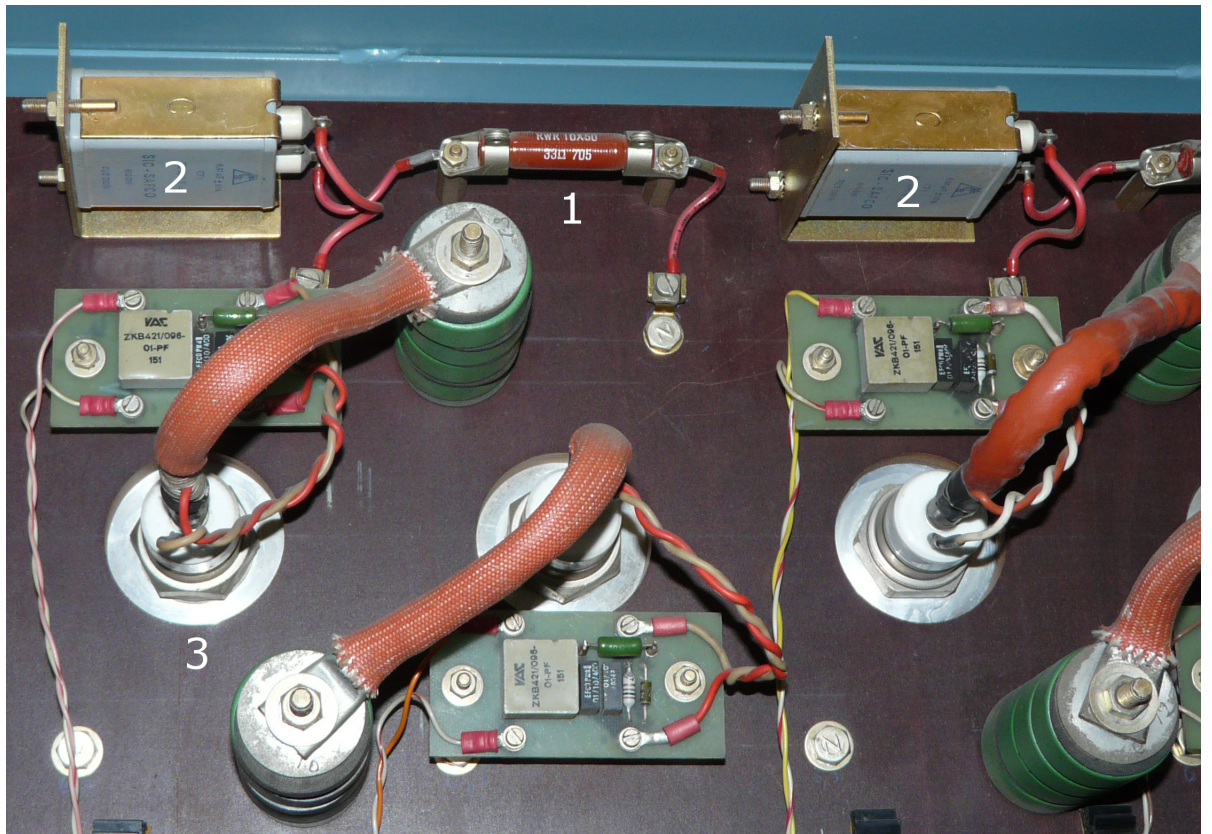


FIGURE 2.14 – Protection des thyristors contre les  $\frac{dv}{dt}$ . 1 : résistance du circuit RC, 2 : condensateur du circuit RC, 3 : thyristor protégé.



# Chapitre 3

## 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).

### 3.1 Machine à courant continu

#### 3.1.1 Équations 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 :

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

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

— L'équation électro-mécanique :

$$E = k\Phi\Omega$$

où  $\Omega$  est la vitesse de rotation de la machine en  $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$  et  $\Phi$  le flux inducteur en Wb. Nous supposons 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 :

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

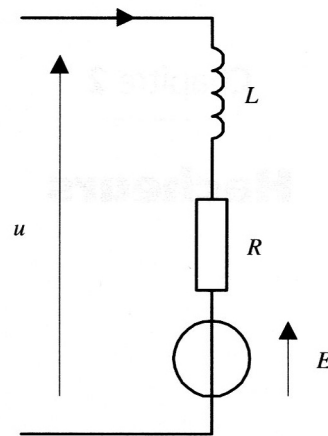


FIGURE 3.1 – Modèle électrique de la machine à courant continu.

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

$$C_{\text{moteur}} = C_{\text{résistant}} \quad (3.1.1)$$

$$\bar{u} = E + R\bar{i} \quad (3.1.2)$$

$$E = k\Phi\Omega \quad (3.1.3)$$

$$C_{\text{moteur}} = k\Phi\bar{i} \quad (3.1.4)$$

Les équations 3.1.1 page ci-contre et 3.1.4 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 (équations 3.1.2 page ci-contre et 3.1.3 page précédente).

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) :

$$\Omega = \frac{\bar{u}}{k\Phi} - \frac{R}{(k\Phi)^2}C \quad (3.1.5)$$

En désignant par  $C$  la valeur commune au couple électromagnétique  $C_e$  et résistant  $C_{\text{résistant}}$  en régime permanent. L'équation 3.1.5 se traduit par une droite de pente négative représentée sur la figure 3.2 dans le plan  $\Omega(C)$ .

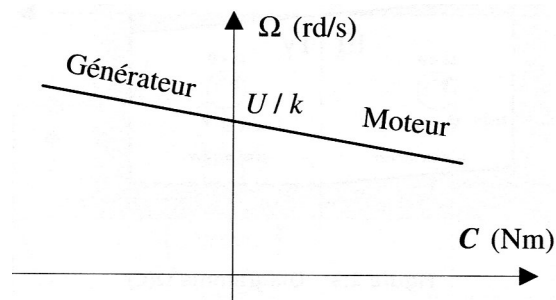


FIGURE 3.2 – Caractéristique mécanique d'une machine à courant continu.

Si la résistance de l'induit est négligée, l'équation 3.1.5 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.

### 3.1.2 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.é.m.  $E$  ;

- par inversion du couple électromagnétique, c'est à dire par changement du signe du courant  $\bar{i}$ .

On constate (figure 3.3) que les points des quadrants I et III correspondent à des fonctionnements en *moteur* puisque vitesse ( $\Omega$ ) et couple ( $C$ ) sont de même signe, et que les points des quadrants II et IV correspondent à des fonctionnements en *génératrice* car  $\Omega$  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  $\Omega_{\text{max}}$  correspondant à la valeur maximale de la tension applicable  $\bar{u}_{\text{max}}$ . Le couple est limité à la valeur  $C_{\text{max}}$  qui correspond au courant  $\bar{i}_{\text{max}}$ .

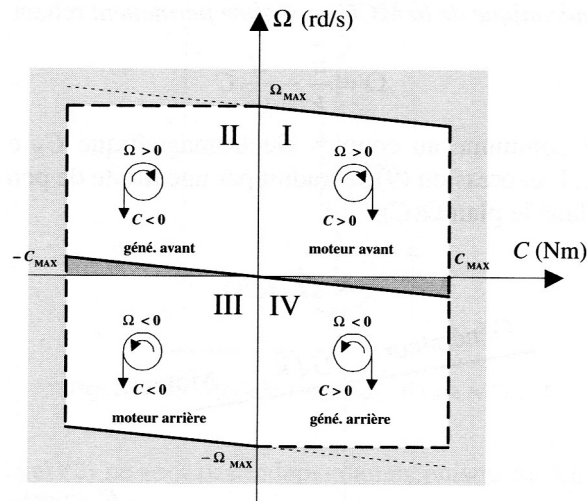


FIGURE 3.3 – Les quatre quadrants de fonctionnement d'une machine à courant continu.

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.

## 3.2 Hacheur série

### 3.2.1 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 par deux commutateurs  $K$  et  $K'$  fonctionnant de manière périodique (période  $T$ ) et complémentaire ( $K' = \overline{K}$ ).

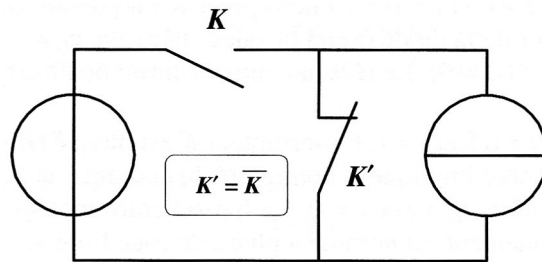


FIGURE 3.4 – Structure du hacheur série.

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  $K'$  est une diode. On aboutit ainsi au schéma de principe de la figure 3.5 page suivante 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 :

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

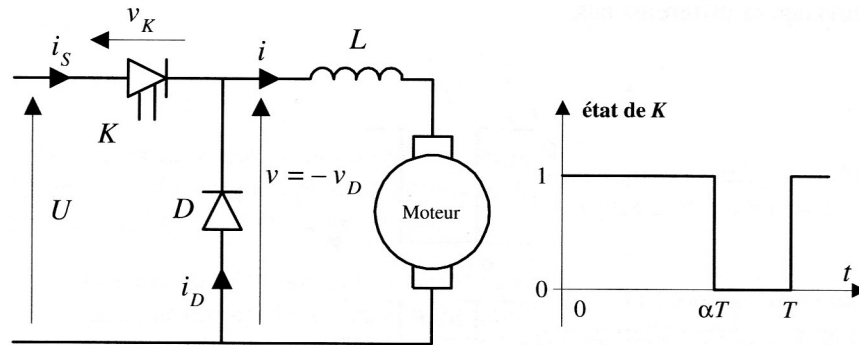


FIGURE 3.5 – Schéma de principe du hacheur série.

### 3.2.2 Fonctionnement du hacheur série

On admet que les composants  $K$  et  $D$  sont des interrupteurs parfaits. *Entre les instants  $t = 0$  et  $t = \alpha T$* , l'interrupteur  $K$  est fermé ( $K = 1$ ), alors  $v = U$ . La tension aux bornes de la diode prend la valeur négative  $v_D = -U$  ce qui provoque le blocage de la diode ( $D = 0$ ). Le réseau continu fournit de l'énergie au moteur avec  $i_s = i$ .

*Entre les instants  $t = \alpha T$  et  $t = T$* , l'interrupteur  $K$  est ouvert ( $K = 0$ ) donc  $i_s = 0$ . La présence des inductances implique la continuité du courant  $i$ , et la diode  $D$  est donc passante ( $D = 1$ ), alors  $i_D = i$  et  $v = 0$ . La liaison entre la MCC et le réseau est interrompue. Ce fonctionnement est nommé « phase de roue libre ».

L'allure de la tension  $v(t)$  est donnée à la figure 3.6 page ci-contre. On remarquera que cette tension  $v(t)$  « recopie » la commande de  $K$ . Sa valeur moyenne est donnée par la relation :

$$\bar{v} = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} v(t) dt = \alpha U \quad (3.2.1)$$

Le contrôle du rapport cyclique  $\alpha$  permet de faire varier la tension moyenne aux bornes de l'induit de la MCC, c'est le principe de la variation de vitesse de celle-ci.

Si l'on néglige la résistance de l'induit de la MCC, son modèle simplifié est donné par la figure 3.7 page suivante où on admettra que l'inductance  $L$  possède une valeur suffisante pour assurer la continuité du courant.

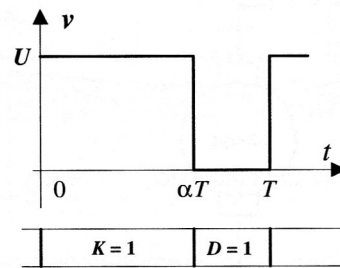


FIGURE 3.6 – Tension aux bornes de la charge obtenue avec un hacheur série.

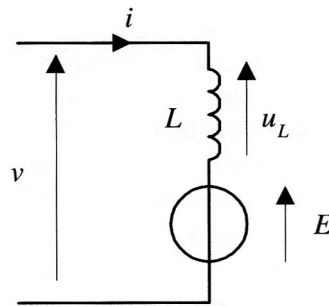


FIGURE 3.7 – Modèle simplifié de la MCC.

Modèle simplifié de la MCC

Une loi des mailles sur le schéma de la figure 3.7 conduit à :

$$v = u_L + E$$

En prenant cette égalité en valeur moyenne :

$$\bar{v} = \bar{u}_L + E$$

On sait que la tension moyenne aux bornes d'une inductance pure est nulle en régime périodique donc :  $\bar{u}_L = 0$ . D'autre part, en faisant intervenir la valeur de  $\bar{v}$  (équation 3.2.1 page précédente), il vient :

$$E = \alpha U$$

La f.é.m. du moteur est liée à sa vitesse par la relation 3.1.3 page 28 :

$$E = k\Phi\Omega$$

On a donc :

$$\Omega = \frac{U}{k\Phi} \alpha$$

La vitesse de rotation du moteur est proportionnelle au rapport cyclique. Elle ne dépend pas du couple résistant appliqué, les caractéristiques  $\Omega(C)$  sont donc les droites parallèles à l'axe des couples.

Calcul des courants

Entre les instants  $t = 0$  et  $t = \alpha T$ , la tension aux bornes de la charge est  $v = U$ , la tension aux bornes de l'inductance est  $u_L = U - E$ , et le courant  $i(t)$  est donné par la loi de mailles :

$$L \frac{di}{dt} = U - E$$

En nommant  $I_m$  la valeur (non nulle, à cause de la continuité du courant) du courant  $i(t)$  à l'instant  $t = 0$ , la solution de cette équation est :

$$i(t) = \frac{U - E}{L} t + I_m$$

C'est l'équation d'une droite de pente positive.

Entre les instants  $t = \alpha T$  et  $t = T$ , la tension aux bornes de la charge est  $v = 0$ , la tension aux bornes de l'inductance est  $u_L = -E$ , et le courant  $i(t)$  est donné par la loi des mailles :

$$L \frac{di}{dt} = -E$$

dont la solution est, en nommant  $I_M$  la valeur du courant à l'instant  $t = \alpha T$  :

$$i(t) = -\frac{E}{L} (t - \alpha T) + I_M$$

C'est l'équation d'une droite de pente négative. Le courant moyen absorbé par le moteur ne peut pas être calculé à partir des données du hacheur. On sait en effet qu'en régime établi :

$$C_e = C_{\text{résistant}} = k\Phi \bar{i}$$

Le courant moyen en régime établi ne dépend que du couple résistant appliqué. Les formes d'onde qui traduisent le fonctionnement du hacheur série sont regroupées à la figure [3.8 page suivante](#).



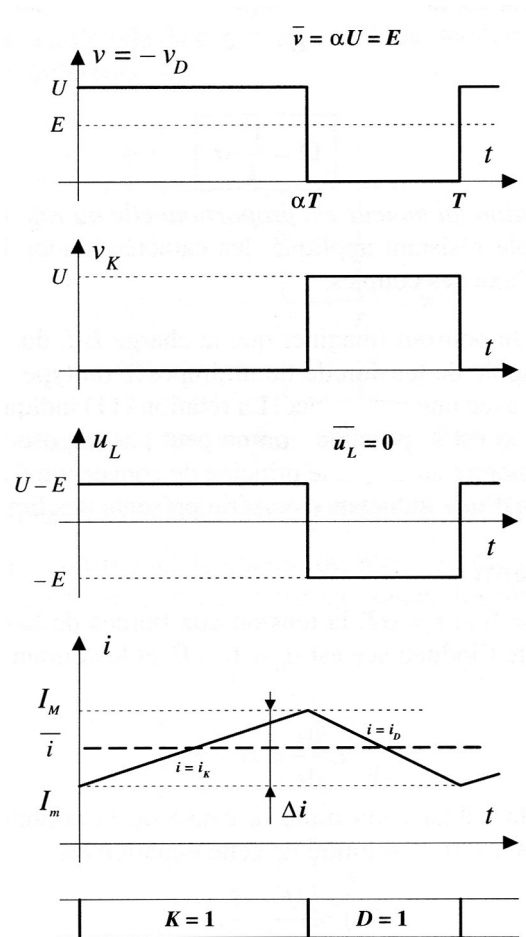


FIGURE 3.8 – Formes d'onde du hacheur série.

### 3.3 Hacheur parallèle

#### 3.3.1 Structure et schéma de principe du hacheur parallèle

Le hacheur parallèle est l'interface entre un dipôle de courant fonctionnant en générateur et un dipôle de tension fonctionnant en récepteur. Le hacheur parallèle est le *dual* du hacheur série, sa structure est donnée à la figure 3.9 page suivante. Le hacheur parallèle permet d'obtenir une tension continue de valeur moyenne plus élevée que la tension continue de départ.

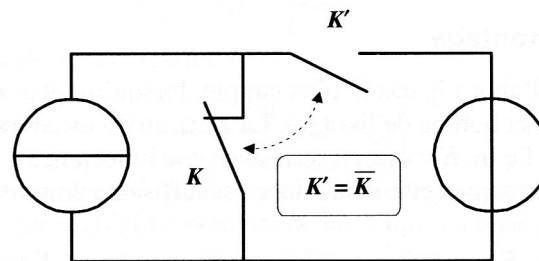


FIGURE 3.9 – Structure du hacheur parallèle.

Comme le hacheur série, il est constitué de deux commutateurs agissant de manière périodique et complémentaire. En pratique :

- le dipôle de tension est un réseau à courant continu  $U$ . Il doit pouvoir fonctionner en récepteur, c'est à dire absorber de l'énergie ;
- le dipôle de courant peut être une machine à courant continu fonctionnant en génératrice en phase de freinage. Une inductance de lissage en série améliore les caractéristiques dynamiques de ce dipôle ;
- le commutateur  $K$  est un composant commandable à l'ouverture et à la fermeture,  $K'$  est une diode, on montrera que son état logique est l'inverse de celui de  $K$ .

En fonction de ce qui précède, le schéma de principe du hacheur parallèle est donné à la figure 3.10, sur laquelle la séquence de fonctionnement de  $K$  est précisée.

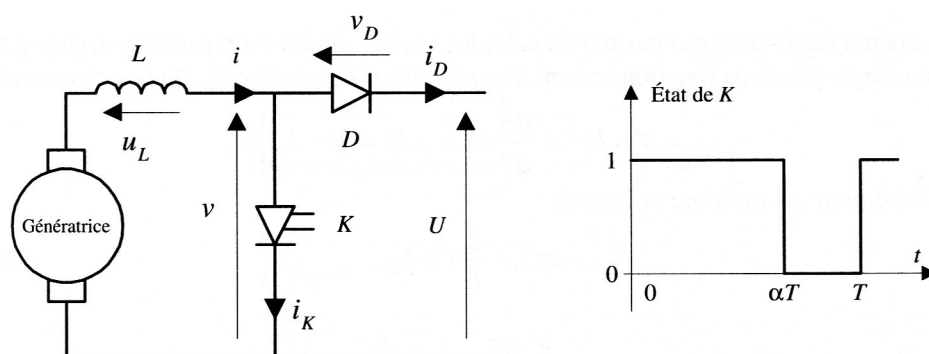


FIGURE 3.10 – schéma de principe du hacheur parallèle.

### 3.3.2 Fonctionnement du hacheur parallèle

On admettra que les commutateurs sont parfaits et que l'inductance  $L$  est suffisante pour assurer la continuité du courant  $i(t)$  pendant toute la durée de la période (conduction continue). Le dipôle de courant est en convention générateur.

Entre les instants  $t = 0$  et  $t = \alpha T$ ,  $K$  est passant ( $K = 1$ ), alors  $v = 0$ , la tension aux bornes de la diode  $v_D = -U$  est négative, et la diode est bloquée ( $D = 0$ ). On peut donc écrire les relations :

$$v = 0; i_D = 0; i_K = i$$

Il s'agit d'une phase de *roue libre* au cours de laquelle l'inductance  $L$  accumule l'énergie fournie par la génératrice.

Entre les instants  $t = \alpha T$  et  $t = T$ ,  $K$  est bloqué ( $K = 0$ ), le courant  $i(t)$ , qui ne peut pas subir de discontinuité, force la diode à devenir passante ( $D = 1$ ), ce qui implique :

$$v = U; i_D = i; i_K = 0$$

La tension  $v(t)$  qui est représentée à la figure 3.12 page 39 a pour valeur moyenne :

$$\bar{v} = U(1 - \alpha)$$

### 3.3.3 Étude du montage du hacheur parallèle

Dans un premier temps, on se contentera d'une étude simplifiée où l'on négligera toutes les résistances (MCC et inductance de lissage). La génératrice est alors modélisée par un dipôle de tension, sa f.é.m. est  $E = k\Phi\Omega$ , en série avec une inductance  $L$  incluant la bobine de lissage. On admettra que cette inductance est suffisante pour assurer la continuité de la conduction.

La loi de maille  $v = E - u_L$  prise en valeur moyenne permet d'écrire  $\bar{v} = E$  lorsque le régime permanent est établi. On obtient :

$$E = U(1 - \alpha) = k\Phi\Omega$$

En régime permanent, le rapport cyclique  $\alpha$  impose la vitesse  $\Omega$  de la machine.

Expression du courant :

Le schéma équivalent qui permet de calculer le courant  $i(t)$  est représenté à la figure 3.11 pour chaque phase de fonctionnement. Pour  $0 \leq t \leq \alpha T$  et  $\alpha T \leq t \leq T$  respectivement :

$$v = 0 = E - L \frac{di}{dt} \text{ et } v = U = E - L \frac{di}{dt}$$

Ces équations ont pour solutions :

$$i(t) = \frac{E}{L}t + I_m$$

et

$$i(t) = \frac{E - U}{L}(t - \alpha T) + I_m$$

L'allure du courant  $i(t)$  est indiquée à la figure 3.12 page ci-contre

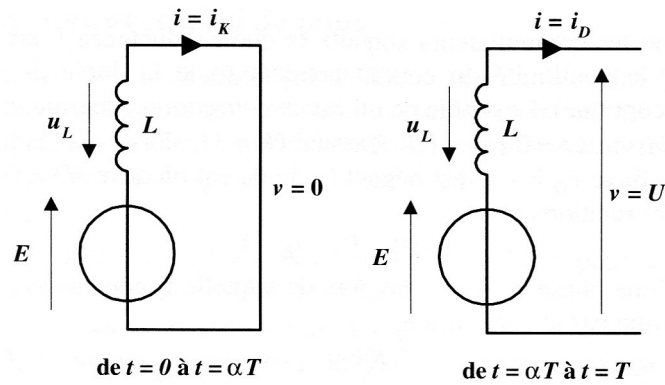


FIGURE 3.11 – Schéma équivalent pour les 2 phases de fonctionnement du hacheur parallèle.

Si l'on ne néglige plus les diverses résistances, la loi des mailles donne :

$$v = E - L \frac{di}{dt} - Ri$$

Le courant  $i(t)$  est formé d'arcs d'exponentielles (figure 3.12 page suivante). Cette même loi de mailles, exprimée en valeur moyenne avec  $\overline{u_L} = 0$  permet d'écrire :

$$\overline{v} = U(1 - \alpha) = E - R\overline{i}$$

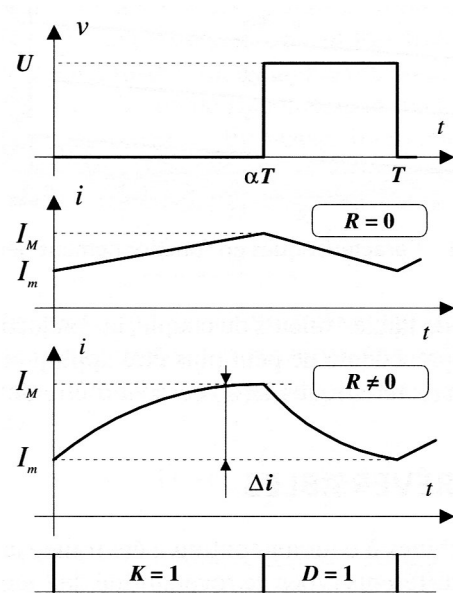


FIGURE 3.12 – Allure des signaux pour le hacheur parallèle.

Si on fait intervenir la vitesse et le couple de la MCC :

$$\Omega = \frac{U}{k\Phi} (1 - \alpha) - \frac{R}{(k\Phi)^2} C$$

Les caractéristiques de fonctionnement de la MCC sont constituées d'une famille de droites représentées à la figure 3.13 page suivante qui montrent que la vitesse  $\Omega$  est fonction à la fois du rapport cyclique  $\alpha$  et du couple  $C$ . Les zones hachurées correspondent à des fonctionnements impossibles ( $C < 0$  ou  $\alpha < 0$  ou  $\alpha > 1$ ) ou interdits ( $C > C_{\max}$ ).

### 3.4 Hacheur réversible

La combinaison des deux types de hacheurs précédents permet la création d'un hacheur réversible pouvant faire fonctionner une MCC en moteur et d'en assurer le freinage par restitution au réseau.

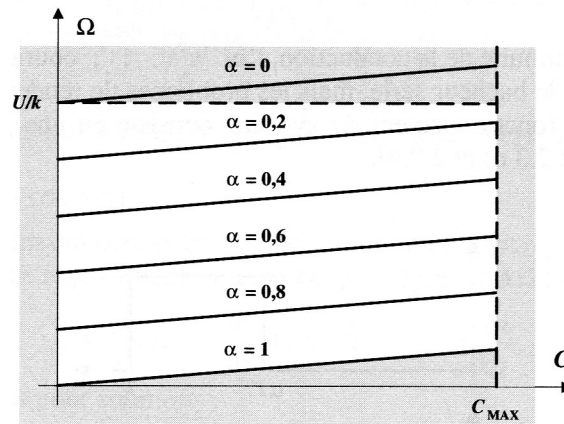


FIGURE 3.13 – Caractéristiques mécaniques en fonctionnement génératrice.

### 3.4.1 Hacheur réversible en courant

Le convertisseur présenté à la figure 3.14 est constitué d'une structure de hacheur série juxtaposée à une structure de hacheur parallèle. Le réseau continu est une source de tension, obligatoirement *réversible en courant*.

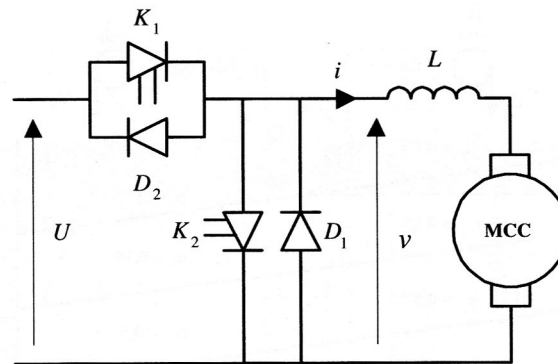


FIGURE 3.14 – Hacheur réversible en courant.

En mode fonctionnement en moteur, l'interrupteur  $K_1$  est commandé périodiquement avec un rapport cyclique  $\alpha$ . Il est facile de montrer que  $K_2$  (jamais commandé) et  $D_2$  (court-circuitée si  $K_1 = 1$ , bloquée si  $D_1 = 1$ ) ne participent pas au fonctionnement du montage. Le courant  $i(t)$  est positif à chaque instant

(conduction continue) et on a :

$$\Omega = \alpha_1 \frac{U}{k\Phi} - \frac{R}{(k\Phi)^2} C \quad (3.4.1)$$

Avec  $\Omega > 0$  et  $C > 0$ .

En mode freinage, c'est  $K_2$  qui est commandé périodiquement avec le rapport cyclique  $\alpha_2$ ,  $K_1$  et  $D_1$  ne participent pas au fonctionnement. Le courant  $i(t)$  est négatif et la tension moyenne aux bornes de la génératrice, positive, est  $\bar{v} = (1 - \alpha_2)U$ . On écrit pour la génératrice :

$$\Omega = (1 - \alpha_2) \frac{U}{k\Phi} - \frac{R}{(k\Phi)^2} C \quad (3.4.2)$$

Avec  $\Omega > 0$  et  $C < 0$ .

Les équations 3.4.1 et 3.4.2 sont traduites à la figure 3.15 par deux familles de droites de même pente, respectivement dans les quadrants I ( $C > 0$ ) et II ( $C < 0$ ).

Le système ainsi conçu ne possède qu'un seul sens de marche, mais permet le freinage en récupération.

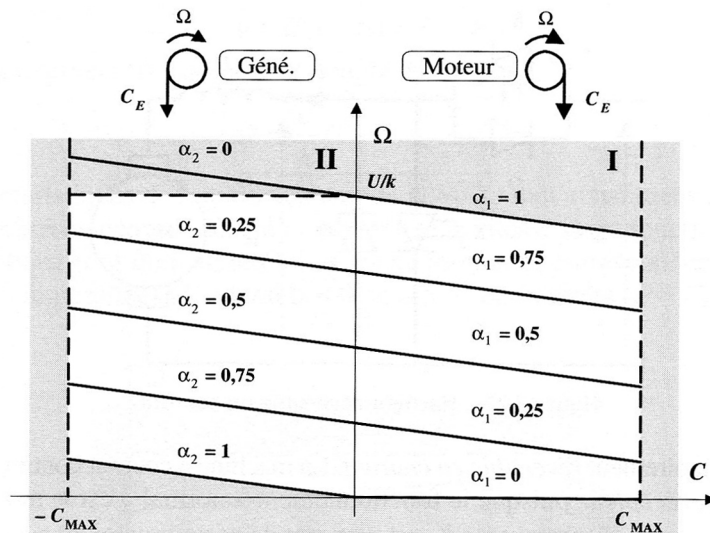


FIGURE 3.15 – Caractéristiques de fonctionnement dans les quadrants 1 et 2.

Aux faibles couples, la conduction est assurée pour partie ( $i > 0$ ) par les commutateurs  $K_1$  et  $D_1$  du hacheur série, pour partie ( $i < 0$ ) par les commutateurs  $K_2$  et  $D_2$  du hacheur parallèle. Ainsi, quelle que soit la valeur du couple, le courant  $i(t)$  ne sera jamais interrompu.

Il est possible d'assurer le fonctionnement du montage pour une valeur quelconque du courant moyen, donc du couple, à condition de commander  $K_1$  dès l'instant  $t = 0$  et pendant toute la durée  $\alpha_1 T$ , de commander  $K_2$  dès l'instant  $t = \alpha_1 T$  et pendant une durée  $\alpha_2 T$  (donc jusqu'à la fin de la période). Le commutateur concerné ne deviendra effectivement passant que lorsque le courant  $i(t)$  prend la polarité correcte. Si cette double condition est réalisée (commande complémentaire), on peut écrire :

$$\alpha_1 T + \alpha_2 T = T \text{ ou } \alpha_1 + \alpha_2 = 1$$

La commande complémentaire permet d'assurer la continuité de la conduction quelle que soit la valeur du couple.

### 3.4.2 Hacheur réversible en courant et en tension

Le convertisseur de la figure 3.16 page suivante est constitué de quatre interrupteurs commandés et de quatre diodes. C'est une structure en pont. Ce convertisseur fonctionne selon deux modes.

#### 3.4.2.1 Premier mode de fonctionnement du hacheur 4 quadrants

Les commutateurs  $K_2$  et  $K_3$  ne sont jamais activés.  $K_1$  et  $K_4$  fonctionnent de manière périodique, ils sont simultanément rendus passants entre les instants  $t = 0$  et  $t = \alpha_1 T$ . Alors :

$$v = U; i > 0; i_s = i$$

Entre les instants  $t = \alpha_1 T$  et  $t = T$ , les commutateurs  $K_1$  et  $K_4$  sont bloqués, les diodes  $D_2$  et  $D_3$  deviennent passantes, forcées par le courant  $i(t)$ , donc :

$$v = -U; i > 0; i_s = -i$$

Les diodes  $D_1$  et  $D_4$  ne participent pas au fonctionnement, soit court-circuitées par  $K_1$  et  $K_4$  passants, soit bloquées par la tension  $-U$  lorsque  $D_2$  et  $D_3$  sont passantes.



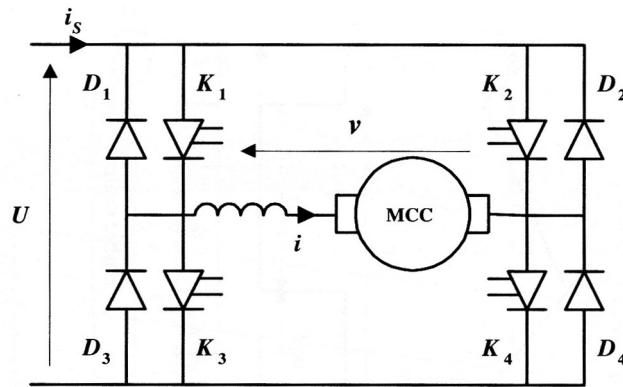


FIGURE 3.16 – Hacheur quatre quadrants.

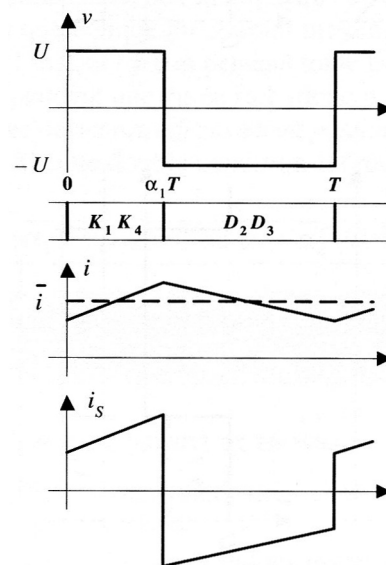


FIGURE 3.17 – Formes d'ondes du premier mode.

Les formes d'ondes de la figure 3.17 sont tracées dans l'hypothèse de la conduction continue et en supposant les résistances négligeables. Avec ces hypothèses, on peut écrire :

$$\bar{v} = U(2\alpha_1 - 1) \text{ et } \bar{i} > 0 \text{ avec } -U < \bar{v} < U$$

En faisant intervenir les équations électromécaniques de la machine en ré-

gime permanent :

$$\Omega = (2\alpha_1 - 1) \frac{U}{k\Phi} - \frac{R}{(k\Phi)^2} C \quad \text{pour } C > 0$$

Il s'agit de l'équation d'une famille de droites parallèles dans les quadrants I et IV tracées à la figure 3.18. Le dispositif ainsi décrit est réversible en tension, donc en vitesse, mais pas en courant (couple). Il trouve son application dans la motorisation des systèmes de levage où le couple extérieur exercé par la charge (dû à la pesanteur) est toujours de même sens à la montée comme à la descente.

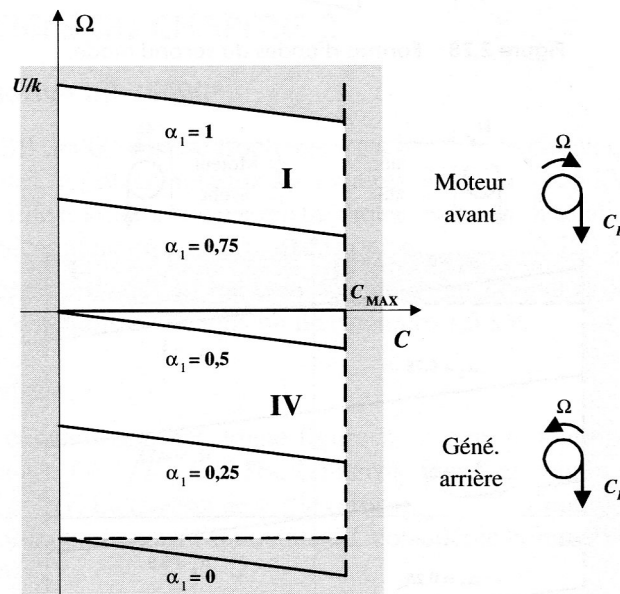


FIGURE 3.18 – Fonctionnement dans les quadrants 1 et 4.

### 3.4.2.2 Second mode de fonctionnement du hacheur 4 quadrants

Les interrupteurs  $K_1$  et  $K_4$  ne sont jamais activés dans ce mode. Le fonctionnement s'effectue grâce à  $K_2$ ,  $K_3$  et  $D_1$ ,  $D_4$  ( $D_2$  et  $D_3$  ne participent pas au fonctionnement). Entre les instants  $t = 0$  et  $t = \alpha_2 T$ ,  $K_2$  et  $K_3$  sont passants :

$$v = -U; i < 0; i_s > 0; i_s = -i$$

### 3.5. EXERCICES DANS LE RECUEIL D'ANNALES DES ÉPREUVES D'ÉLECTRICITÉ ET D'ÉLECTRONIQUE

Puis les diodes  $D_1$  et  $D_4$  sont passantes entre les instants  $t = \alpha_2 T$  et  $t = T$  :

$$v = U; i < 0; i_s < 0; i_s = i$$

Les formes d'ondes correspondantes sont indiquées à la figure 3.19 page suivante On constate que :

$$\bar{v} = U(1 - 2\alpha_2) \text{ et } \bar{i} < 0 \text{ avec } +U < \bar{v} < -U$$

En introduisant les équations électromagnétiques de la MCC :

$$\Omega = (1 - 2\alpha_2) \frac{U}{k\Phi} - \frac{R}{(k\Phi)^2} \text{ pour } C < 0$$

La famille de droites correspondante a été reportée dans les quadrants II et III du plan  $(\Omega; C)$ .

Il apparaît que le système complet peut fonctionner dans les quatre quadrants : deux sens de marche en fonctionnement moteur avec freinage en récupération pour chaque sens de marche (figure 3.20 page 47). Ce système permet en outre d'assurer la continuité de la conduction aux faibles couples en réalisant une commande complémentaire entre  $K_1 K_4$  et  $K_2 K_3$  sur le principe de la commande complémentaire, soit :  $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ .

## 3.5 Exercices dans le recueil d'annales des épreuves d'électricité et d'électronique de l'examen de 3<sup>e</sup> année

- page 10, 3<sup>e</sup> question du sujet de juin 1989 ;
- page 16, 4<sup>e</sup> question du sujet de septembre 1991 ;
- page 53, 4<sup>e</sup> question du sujet de septembre 1995 ;
- page 61, 3<sup>e</sup> question du sujet de septembre 1997 ;
- page 83, 4<sup>e</sup> question du sujet de juin 2001 ;
- page 95, 2<sup>e</sup> question du sujet de juin 2003 ;
- page 98, 2<sup>e</sup> question du sujet de septembre 2003 ;
- page 122, 1<sup>re</sup> question du sujet de septembre 2009 ;
- page 127, 2<sup>e</sup> question du sujet de septembre 2010.

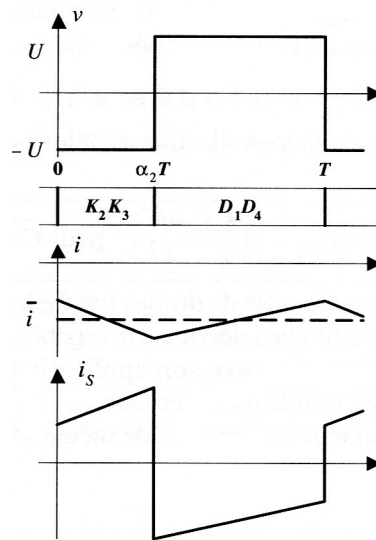


FIGURE 3.19 – Formes d'ondes du second mode.

3.5. EXERCICES DANS LE RECUEIL D'ANNALES DES ÉPREUVES D'ÉLECTRICITÉ ET D'ÉLECTRONIQUE L

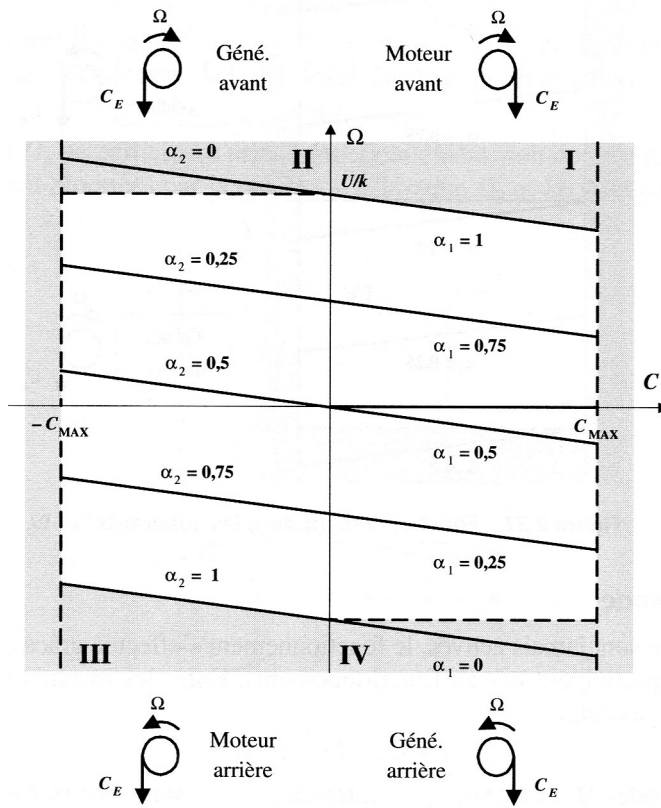


FIGURE 3.20 – Fonctionnement dans les 4 quadrants.



# Chapitre 4

## Redresseurs

La fonction redressement consiste à transformer une tension alternative (monophasée ou triphasée) en tension continue. C'est la plus ancienne des fonctions de l'électronique de puissance. Avant l'invention des semi-conducteurs et des diodes au silicium, on a utilisé des redresseurs *métal-oxyde* pour les faibles puissances et des redresseurs « à gaz » pour les applications de fortes puissances comme la traction ou l'électrochimie. Les semi-conducteurs ont remplacés tous ces composants progressivement entre les années 1950 et 1970.

Le redressement est une application fondamentale qui a des applications dans de très nombreux domaines. Soit l'énergie du réseau 50 Hz (ou 60 Hz) est convertie en courants continus utilisés directement en électrochimie, électro-métallurgie ou galvanoplastie. Soit le redressement du réseau constitue l'étape préliminaire à d'autres conversions réalisées par des systèmes en aval.

### 4.1 Redressement par diodes

#### 4.1.1 Les montages redresseurs élémentaires

Nous nous limiterons au redressement monophasé et triphasé. Pour obtenir une tension continue, on redresse un ensemble de tensions alternatives supposées sinusoïdales et formant un système polyphasé équilibré. Ces tensions peuvent provenir directement d'un alternateur, mais généralement, elles sont fournies par le réseau monophasé ou, plus souvent, par le réseau triphasé, d'ordinaire par l'intermédiaire d'un transformateur.

On distingue trois types de montages :

- Les montages avec sources en étoile et un seul commutateur ou redresseurs « simple alternance ». Ces montages seront désignés par la lettre P (comme parallèle).
- Les montages avec sources en étoile et deux commutateurs ou redresseurs « en pont » avec source étoilée. Ces montages seront désignés par les lettres PD (comme parallèle double).
- Les montages avec sources en triangle et deux commutateurs ou redresseurs « en pont » avec source en triangle. Ces montages seront désignés par la lettre S (comme série).

L'indication du type (P, PD ou S) suivie de celle du nombre de phase suffit à caractériser un redresseur. Il faut distinguer trois montages redresseurs élémentaires : *parallèle*, *parallèle double* et *série*. Ces montages redressent des tensions monophasées, triphasées ou même polyphasées. Les diodes seront supposées idéales, c'est à dire ayant un comportement d'interrupteur parfait. Ainsi on considérera qu'il n'y a pas de chute de tension anode cathode et que les commutations sont instantanées.

#### 4.1.1.1 Redresseurs parallèle P3

Les enroulements secondaires du transformateur qui alimente le pont de diodes sont couplés en étoile et le redresseur est constitué de trois diodes montés en cathode commune. La charge est placée entre les cathodes et le neutre (voir la figure 4.1 page ci-contre). Les tensions d'enroulement, de valeur efficace  $V$ , forment un système triphasé supposé direct.

À un instant donné, la diode reliée à la plus grande des trois tensions est passante car sa d.d.p. anode-cathode est positive. Le potentiel qui s'établit à la cathode commune est le potentiel le plus grand en valeur absolu, soit celui correspondant à la tension simple la plus grande à un instant donné. Il en résulte que les tensions anode-cathode des deux autres diodes sont négatives et que celles-ci sont donc bloquées. On peut donc écrire :

$$u_0(t) = \sup(v_1, v_2, v_3)$$

Nous supposerons dans la suite, sauf indication contraire, que le courant ne s'annule jamais dans la charge. La tension redressée est représentée à la figure 4.2 page 52. Elle est périodique, sa fréquence est  $f' = 3 \times f = 150\text{Hz}$ , on dit que *l'indice de pulsation* est  $p = 3$ . L'indice de pulsation est égal au quotient



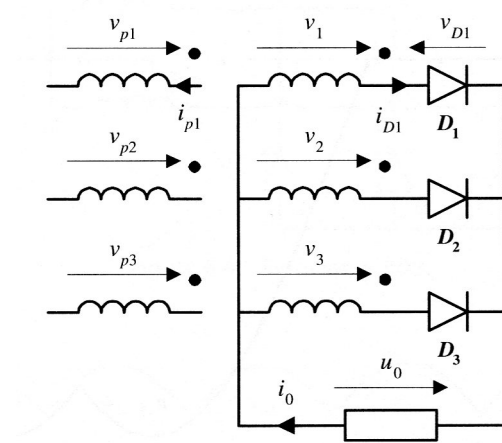


FIGURE 4.1 – Redresseur P3.

de la période de la tension alternative par la période de la tension redressée. Chaque diode conduit pendant une durée  $T/3$ , soit le tiers de la période de la tension du réseau. On dit que *l'indice de commutation* est  $q = 3$ , c'est aussi le nombre de phases redressées.

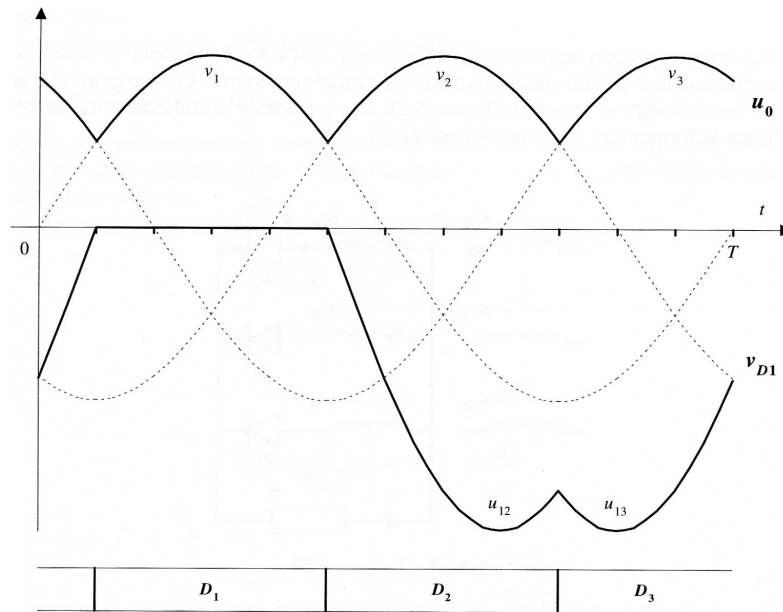


FIGURE 4.2 – ondes de tension d'un redresseur P3.

La tension aux bornes d'une diode,  $D_1$  par exemple, prend les valeurs successives :

- $D_1 = 1 \Rightarrow v_{D1} = 0$
- $D_2 = 1 \Rightarrow v_{D1} = v_1 - v_2 = u_{12}$
- $D_3 = 1 \Rightarrow v_{D1} = v_1 - v_3 = u_{13}$

Les tensions redressées ayant pour valeur efficace  $V$ , la tension inverse maximum supportée par les diodes vaut :

$$V_{D \text{ inv max}} = -(V\sqrt{2}) \times \sqrt{3} = -V\sqrt{6}$$

Avec des diodes montées en anode commune, le redresseur délivre une tension négative :

$$u_0(t) = \inf(v_1, v_2, v_3)$$

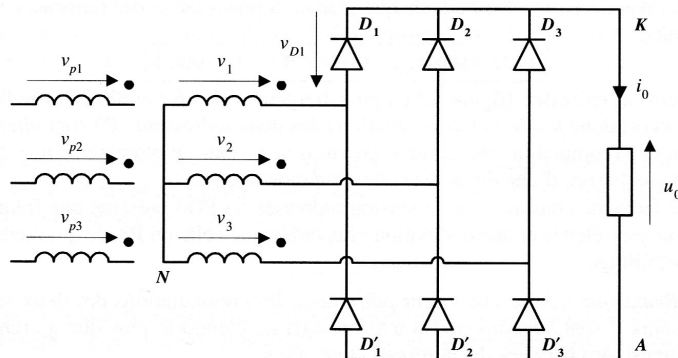


FIGURE 4.3 – Redresseur PD3.

#### 4.1.1.2 Redresseurs parallèles doubles PD3

Ce type de redresseur est aussi appelé « pont de Graëtz triphasé », son schéma est donné à la figure 4.3. Les enroulements secondaires sont reliés à deux redresseurs P3, l'un en cathodes communes, l'autre en anodes communes alternées.

Toujours en supposant que le courant absorbé par la charge est ininterrompu, la tension redressée vaut :

$$u_0(t) = v_{KN} - v_{AN} = \sup(v_1, v_2, v_3)$$

Cette expression représente à chaque instant la plus grande des tensions composées, soit :

$$u_0(t) = \sup u_{ij} \text{ (avec } i \text{ et } j = 1, 2 \text{ ou } 3)$$

La tension redressée est représentée à la figure 4.4 page suivante. Elle est périodique, sa fréquence est  $f' = 6 \times f = 300 \text{ Hz}$ , son indice de pulsation est  $p = 6$ . Les commutations des deux redresseurs P3 sont *alternées*, l'indice de commutation est  $q = 3$ , chaque diode conduit toujours pendant  $1/3$  de la période de la tension secteur redressée. Pour ce redresseur,  $p = 2q$ . La tension aux bornes d'une diode est identique à celle d'un montage P3.

La tension redressée ayant une fréquence deux fois plus élevée et une ondulation plus faible que celle obtenue avec un redresseur P3, cela facilitera un éventuel filtrage.

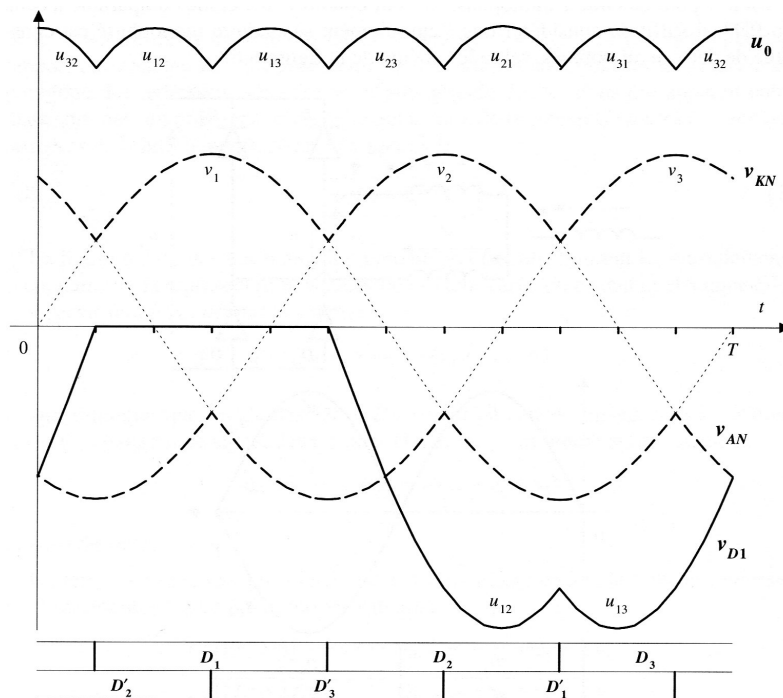


FIGURE 4.4 – Ondes de tension d'un redresseur PD3.

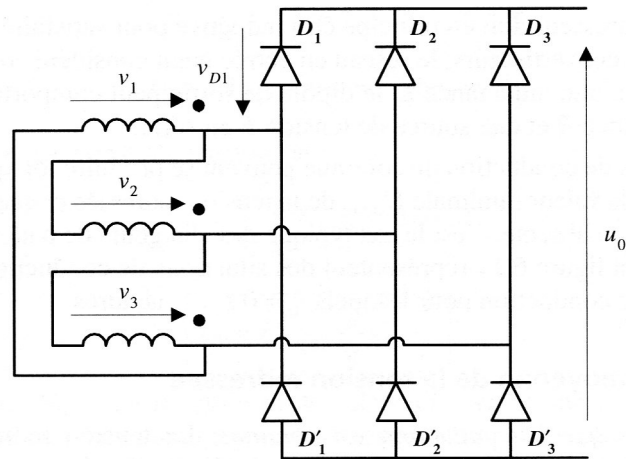


FIGURE 4.5 – Redresseur S3.

#### 4.1.1.3 Redresseurs S3

Le schéma du montage S3 est représenté sur la figure 4.5. Les tensions qui apparaissent en sortie du redresseurs sont successivement :

- $u_0 = v_1 + v_3 = -v_2$
- $u_0 = v_1$
- $u_0 = v_1 + v_2 = -v_3$
- $u_0 = v_2$
- $u_0 = v_2 + v_3 = -v_1$
- $u_0 = v_3$

L'allure de la tension redressée et les intervalles de conduction des diodes sont indiqués à la figure 4.6 page suivante. Il apparaît que **le fonctionnement du redresseur S3 est identique à celui du PD3**, les tensions composées jouant le même rôle que les tensions composées du PD3. Ce résultat était prévisible : lorsque l'on redresse directement les tensions du réseau industriel triphasé, le couplage du transformateur qui alimente l'installation n'est généralement pas connu, ainsi on ignore si le redressement effectué est de type S3 ou PD3.

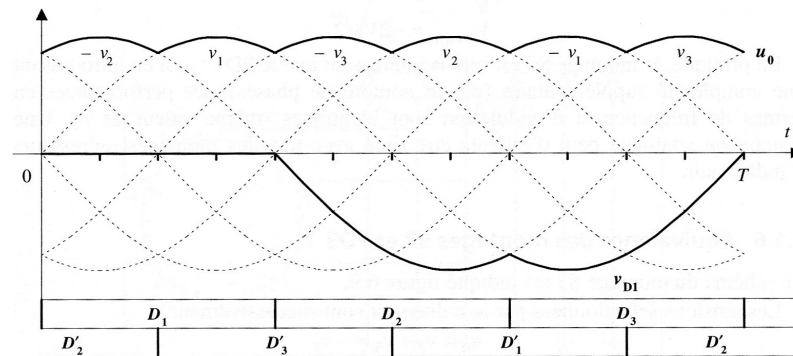


FIGURE 4.6 – Ondes de tension d'un redresseur S3.

## 4.1.2 Étude de la tension redressée

### 4.1.2.1 Influence de la charge

Afin de satisfaire les contraintes dynamiques des redresseurs et notamment de les protéger contre les «  $\frac{di}{dt}$  », la charge doit en principe être inductive. Outre une inductance  $L$ , la charge peut comporter une résistance interne  $R$  et une source de tension en série (force contre électromotrice des machines à courant continu).

Des situations de conduction discontinue peuvent se produire lorsque la tension  $E$  est supérieure à la valeur minimale  $U_{0\text{mini}}$  de la tension redressée et que l'inductance  $L$  est insuffisante voir absente comme dans le cas des chargeurs de batteries. Les chronogrammes de la figure 4.7 page ci-contre représentent des situations de conceptions discontinues ; les intervalles de conduction pour lesquels  $i_0 = 0$  sont hachurés.

### 4.1.2.2 Valeur moyenne de la tension redressée

*Nous supposons que la conduction est continue.* La tension redressée est alors formée d'arches de sinusoides symétriques de durée  $T/p$ ,  $T = 2\pi/\omega$  est la période des tensions du réseau.

En plaçant l'origine des temps au sommet d'une sinusoides et en utilisant la variable auxiliaire  $\theta = \omega t$ , la tension redressée  $u_0$  représentée figure 4.8 page précédente prend, pour les valeurs de  $\theta$  comprises entre  $-\frac{\pi}{p}$  et  $\frac{\pi}{p}$ , l'expression :

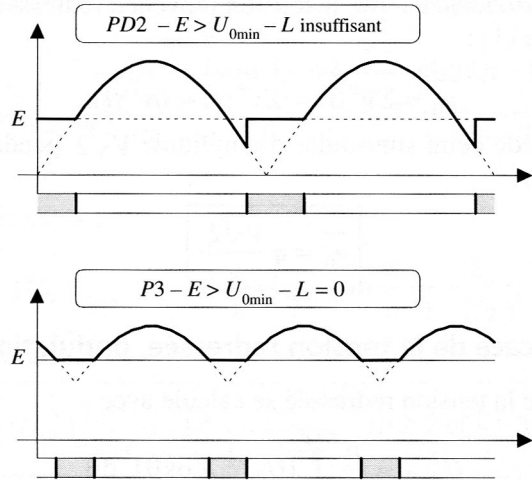


FIGURE 4.7 – Ondes de tension en cas de conduction discontinue.

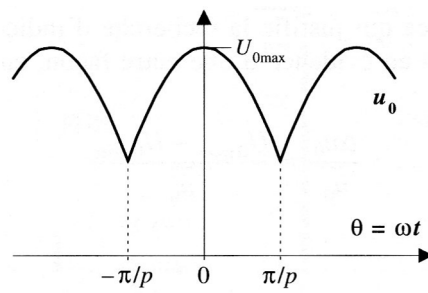


FIGURE 4.8 – Ondes de tension redressée.

$$u_0(\theta) = U_{0\max} \cos \theta$$

la valeur moyenne de cette fonction est :

$$\overline{u_0} = \frac{p}{\pi} \int_0^{\pi/p} U_{0\max} \cos \theta \, d\theta$$

Soit :

$$\overline{u_0} = U_{0\max} \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p}$$

#### 4.1.2.3 Développement en série de Fourier de la tension redressée

Grâce au choix de l'origine, la fonction  $u_0(t)$  est paire, elle ne comporte donc que des termes en cosinus. Les amplitudes des harmoniques ont pour expression :

$$a_n = \frac{2p}{\pi} \int_0^{\pi/p} u_0(\theta) \cos(np\theta) \, d\theta = \frac{2p}{\pi} \int_0^{\pi/p} U_{0\max} \cos \theta \cos(np\theta) \, d\theta$$

Après transformation du produit des cosinus, puis intégration, on obtient :

$$a_n = \frac{pU_{0\max}}{\pi} \left[ \frac{\sin\left((np+1)\frac{\pi}{p}\right)}{(np+1)} + \frac{\sin\left((np-1)\frac{\pi}{p}\right)}{(np-1)} \right]$$

en utilisant les formules :

- $\sin p + \sin q = 2 \sin \frac{p+q}{2} \cos \frac{p-q}{2}$
- $\sin p - \sin q = 2 \sin \frac{p-q}{2} \cos \frac{p+q}{2}$

et en réduisant les termes en sinus au même dénominateur, on obtient :

$$a_n = (-1)^n \frac{p}{\pi} U_{0\max} \sin \frac{\pi}{p} \frac{2}{1 - (kp)^2}$$

La figure 4.9 page ci-contre montre l'amplitude, relativement au fondamental, des premières harmoniques pour un redresseur PD2 et un PD3.



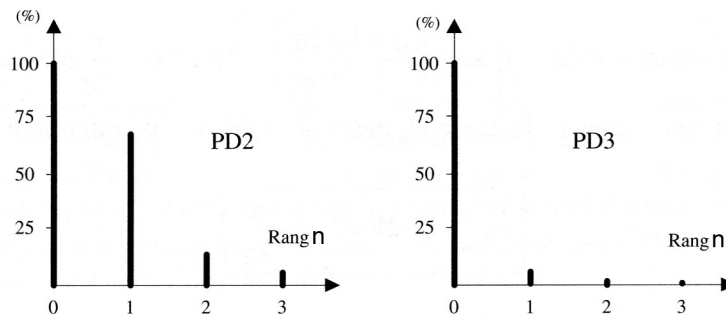


FIGURE 4.9 – Exemples de spectre des tension redressées.

### 4.1.3 Associations de redresseurs : groupement série PD3-S3

Les groupements de redresseurs en série ou en parallèle permettent d'améliorer les performances et notamment de diminuer les harmoniques produites au primaire du transformateur d'alimentation. Le schéma du montage est donné à la figure 4.10 page suivante. Les sens des enroulements sont tels que les tensions redressées  $u_{01}$  et  $u_{02}$  sont décalées d'un douzième de la période du réseau. Les nombres de spires des enroulements secondaires du PD3 et du S3 sont choisis de manière à ce que les tensions  $u_{01}$  et  $u_{02}$  aient la même valeur maximale. La tension redressée en sortie du montage  $u_0$  est :

$$u_0 = u_{01} + u_{02}$$

Elle a pour période  $T/12$  (indice de pulsation  $p = 12$ ), son allure est donnée à la figure 4.11 page suivante.

Le courant absorbé par le primaire est représenté à la figure 4.12 page 61, son allure plus « sinusoïdale » rend visuellement compte de sa faible teneur en harmoniques. C'est là un avantage précieux qui rend son usage très fréquent.

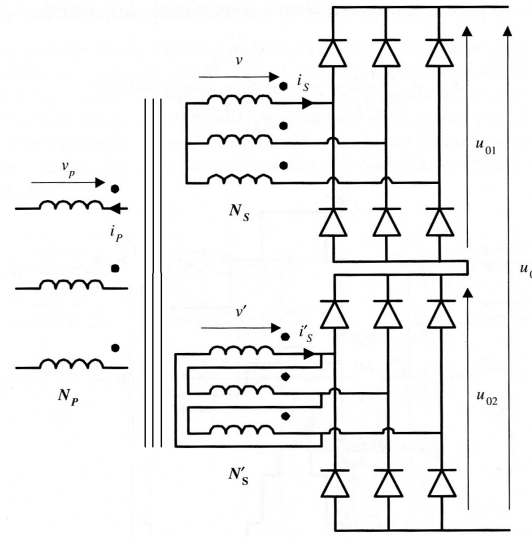


FIGURE 4.10 – Association en série PD3-S3.

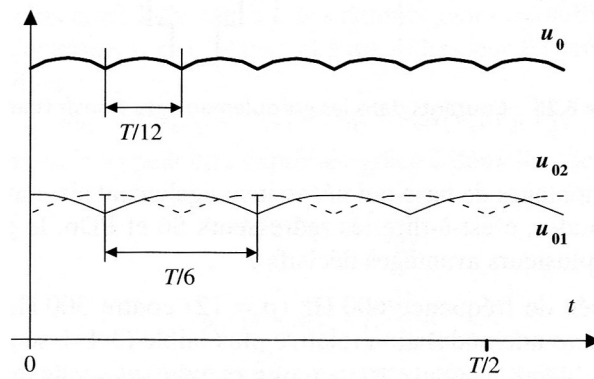


FIGURE 4.11 – Ondes de tension de l'association PD3-S3.

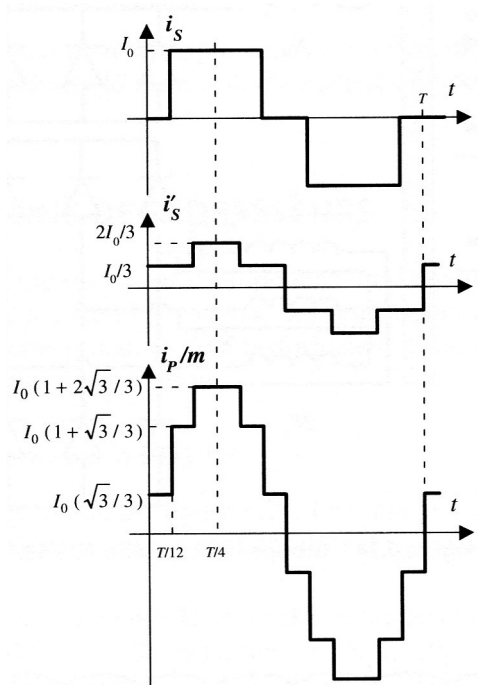


FIGURE 4.12 – Courant absorbé par le transformateur alimentant l'association PD3-S3.

## 4.2 Redressement commandé

Un redresseur commandé permet d'obtenir une tension continue *variable*, ce qui est essentiel pour le domaine de la variation de vitesse en particulier. Avant 1960, les redresseurs utilisés pour le redressement commandé étaient des « thyratrons » ou encore des « mutateurs » dont le principe de fonctionnement reposait sur l'ionisation des gaz. Bien qu'encombrant, coûteux, peu fiables, ces dispositifs permirent de remplacer les rhéostats de réglage au piètre rendement.

Le *thyristor* a rapidement et complètement supplanté ces composants vers le milieu des années 1960.

### 4.2.1 Principes généraux

Les structures des redresseurs commandés sont identiques à celles des redresseurs à diodes : les diodes sont simplement remplacées par des thyristors. Deux cas se présentent :

- toutes les diodes sont remplacées par des thyristors, il s'agit alors d'un « pont complet » ou pont « tout thyristors », on retrouve les trois montages élémentaires P, PD et S ;
- lorsque, pour un montage PD ou S, un seul des deux « P » est constitué de thyristors – généralement en cathode communes – et l'autre de diodes, c'est un « pont mixte ». Ses propriétés sont très différentes de celles du pont complet et nous en ferons deux études distinctes.

Pour passer à l'état d'interrupteur fermé, les thyristors, contrairement aux diodes, doivent être *amorçés*. À cet effet, une impulsion est envoyée sur la grille de chaque thyristors avec un *retard*  $\Delta t$  par rapport à l'instant  $t_0$  de commutation de la diode correspondante, comme le montre la figure 4.13 page ci-contre.

Le retard  $\Delta t$  correspond à un angle de retard à l'amorçage  $\alpha$  (avec  $\omega$  la pulsation de la tension du réseau) :

$$\alpha = \omega \Delta t$$

Le retard  $\Delta t$  doit être compris entre 0 et  $T/2$ , les limites de l'angle de retard (valeurs théoriques) sont donc :  $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$

Par la suite, nous admettrons que les charges sont suffisamment inductives pour que le courant ne s'annule jamais, c'est l'hypothèse de la conduc-

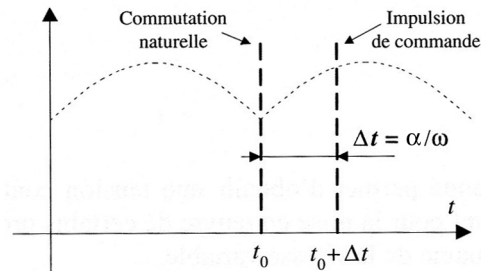


FIGURE 4.13 – instant de commande d'un thyristor.

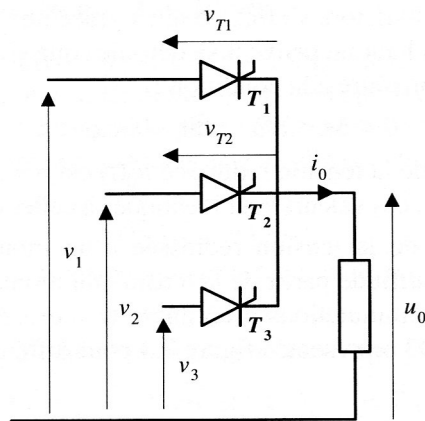


FIGURE 4.14 – Redresseur P3 à thyristors.

tion continue que nous avons utilisée pour l'étude des redresseurs à diode. Par ailleurs, nous nous restreindrons à l'étude des montages monophasés et triphasés, industriellement on ne rencontre guère de montage comportant un nombre de phases supérieur, la commande des thyristors devient vite très complexe pour un gain limité.

## 4.2.2 Pont « tout thyristors »

### 4.2.2.1 Principe de fonctionnement

En raison de sa simplicité, nous raisonnerons à partir du montage P3 dont le schéma est donné figure 4.14

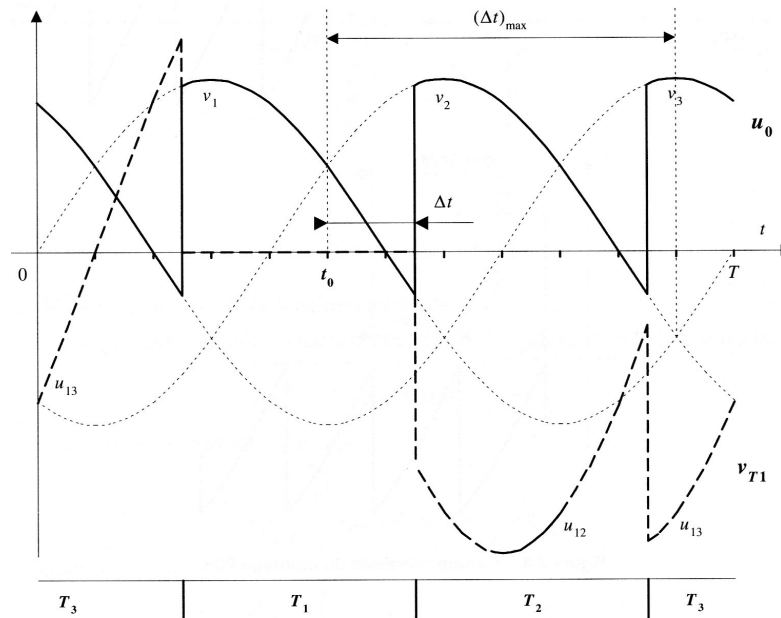


FIGURE 4.15 – Ondes de tension d'un montage P3 à thyristors.

La conduction étant supposée continue, à chaque instant, au moins un thyristor est passant. Examinons la commutation  $T_1 \rightarrow T_2$ . À l'instant de commutation naturelle  $t_0$ , la tension  $v_{T_2} = v_2 - v_1$  devient positive, l'amorçage de  $T_2$  devient possible, mais  $T_1$  reste conducteur tant que  $T_2$  est bloqué et  $u_0 = v_1$ . À l'instant  $t_0 + \Delta t$ , l'impulsion de commande rend  $T_2$  passant, ce qui entraîne  $v_{T_2} = 0$  et  $v_{T_1} = v_1 - v_2 < 0$ . Le thyristor  $T_1$  se bloque par *tension inverse*, alors  $u_0 = v_2$ . L'allure de la tension redressée est indiquée à la figure 4.15.

La commutation des thyristors s'effectue ainsi grâce aux tensions du réseau. Les phénomènes décrits plus haut ne peuvent se dérouler que si  $v_2 > v_1$  à l'instant  $t + \Delta t$ . Le retard  $\Delta t$  doit donc satisfaire la condition :

$$0 < \Delta t < T/2 \text{ soit } 0 < \alpha < \pi$$

L'indice de pulsation de la tension redressée  $u_0(t)$  est  $p = 3$ , l'indice de commutation du montage est  $q = 3$ , ces valeurs sont identiques à celles du montage à diodes P3.

Pour obtenir l'allure de la tension redressée d'un montage tout thyristors en conduction continue, il suffit de partir de la tension du montage à diodes correspondant et de *retarder* les commutations d'un angle  $\alpha = \omega \times \Delta t$ . La tension

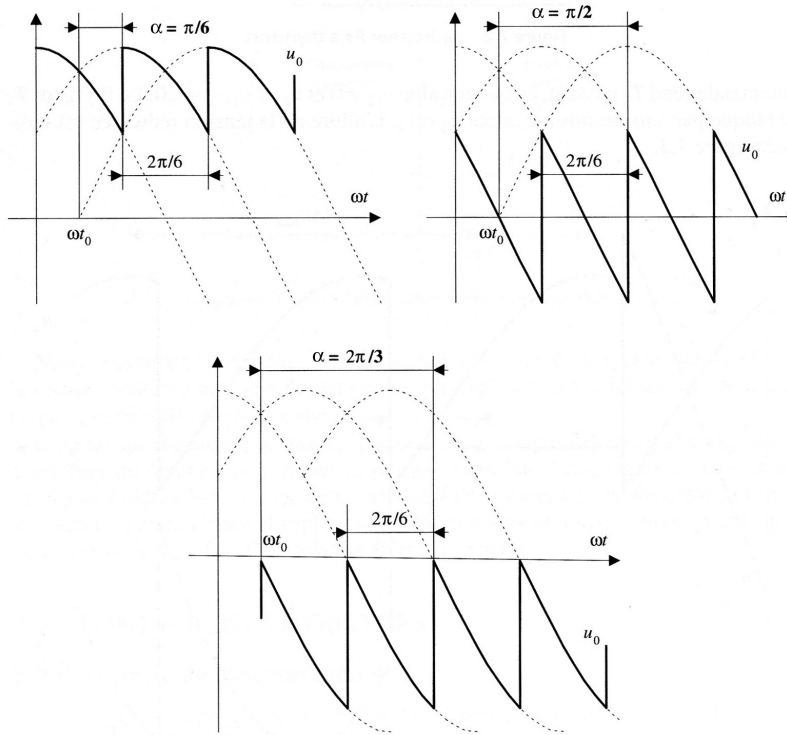


FIGURE 4.16 – Ondes de tension d'un montage PD3 à thyristors.

du redresseur P3 représentée à la figure 4.16 a été tracé ainsi pour différentes valeurs de  $\alpha$ .

#### 4.2.2.2 Tension redressée

La tension redressée  $u_0(t)$  est formée d'*arcs de sinusoides* de durée  $T/p$ . Son allure générale est indiquée à la figure 4.17 page suivante pour laquelle la variable en abscisse est  $\theta = \omega t$  et l'origine est placée à l'instant de la commutation.

Valeur moyenne de la tension redressée

Compte tenu de ce que l'origine est définie à l'instant de la commutation, la tension redressée s'écrit :

$$u_0(\theta) = U_{\text{omax}} \cos\left(\theta - \left(\frac{\pi}{p} - \alpha\right)\right) = U_{\text{omax}} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{p} + \alpha\right)$$

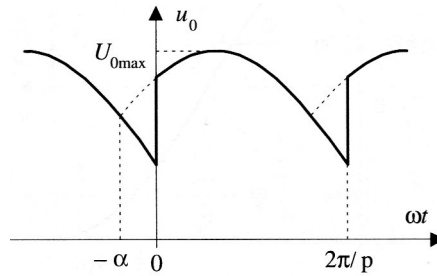


FIGURE 4.17 – Tension redressée fournie par un redresseur commandé.

Sa valeur moyenne est donnée par :

$$\overline{u_0} = \frac{p}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{p}} U_{0\max} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{p} + \alpha\right) d\theta$$

Après intégration :

$$\overline{u_0} = \frac{pU_{0\max}}{2\pi} \left[ \sin\left(\frac{\pi}{p} + \alpha\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{p} + \alpha\right) \right]$$

Or, on sait que :

$$\sin p - \sin q = 2 \sin\left(\frac{p-q}{2}\right) \cos\left(\frac{p+q}{2}\right)$$

Ce qui permet d'obtenir :

$$\overline{u_0} = \frac{p}{\pi} U_{0\max} \sin\frac{\pi}{p} \cos \alpha$$

On voit donc que la tension redressée est fonction du retard  $\alpha$ . La courbe représentative de ses variations est donnée à la figure 4.18 page suivante. On y distingue deux parties . Pour  $0 < \alpha < \pi/2$ , la tension redressée est *positive, variable* entre  $U_0$  et 0. La puissance fournie à la charge est :

$$P_0 = \overline{u_0} I_0$$

Le courant  $I_0$  étant forcément positif (sens passant des thyristors), cette puissance est positive, le réseau fournit de l'énergie à la charge : c'est le fonctionnement en *redresseur*.



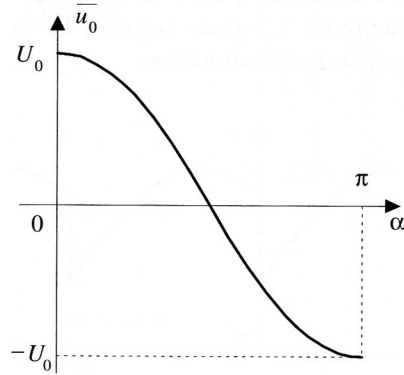


FIGURE 4.18 – Tension moyenne redressée fournie par un redresseur commandé

Pour  $\pi/2 < \alpha < \pi$ , la tension redressée est *négative* et varie selon  $\alpha$  entre 0 et  $-U_0$ . La puissance fournie à la charge est désormais négative, ce qui implique que la « charge » *fonctionne en générateur*. Cela n'est possible que s'il s'agit d'une *charge active*, une machine à courant continu par exemple. La charge fournit alors de l'énergie au réseau (dans la mesure où le réseau est *réversible*), c'est le fonctionnement en *onduleur*.

Les commutations des thyristors sont toujours assurées par les tensions du réseau. L'électronique de commande repère les instants de calage des retard à la commutation par rapport aux instants où la tension réseau passe par 0. Cet onduleur ne peut donc pas fonctionner de façon autonome, il s'agit d'un *onduleur assisté* (assisté par le réseau). Si la charge ne permet pas le fonctionnement en générateur, aucun courant ne circule si  $\pi/2 < \alpha < \pi$  et les thyristors restent bloqués.

### 4.2.3 Applications des redresseurs commandés

Par rapport au redresseur à diodes, le redresseur commandé offre de nouvelles possibilités, d'une part grâce à la variation de la tension redressée, d'autre part grâce à sa capacité à fonctionner en onduleur. On trouve des redresseurs commandés dans les cycloconvertisseurs et comme « premier étage » des onduleurs autonomes servant de variateur de vitesse. Nous allons indiquer deux autres applications.

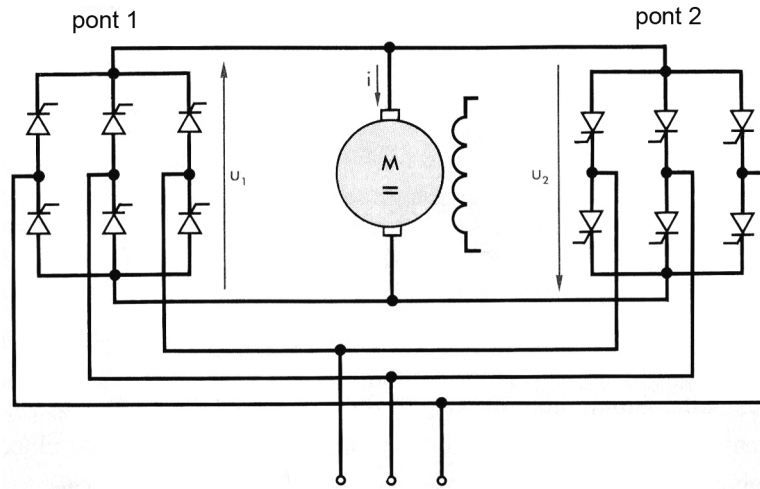


FIGURE 4.19 – Ponts tête-bêche alimentant une machine à courant continu pour un fonctionnement dans les quatre quadrants.

#### 4.2.3.1 Fonctionnement d'une machine à courant continu dans les quatre quadrants

Les caractéristiques de fonctionnement de la machine à courant continu sont de la forme :

$$\Omega = \frac{U - R_a I_a}{k\Phi}$$

Alimentée par la tension redressée d'un pont à thyristors, ces caractéristiques dépendent du paramètre  $\alpha$ , angle de retard à l'amorçage des thyristors, et constituent une famille de droites parallèles situées dans les quadrants 1 et 4 du plan  $\Omega(C)$ .

$$\Omega = \frac{U_0 \cos \alpha - R_a I_a}{k\Phi} = \frac{U_0 \cos \alpha}{k\Phi} - \frac{R}{(k\Phi)^2} C$$

Le redresseur (pont 1 de la figure 4.19) peut fournir les valeurs positives et négatives de la tension aux bornes de la machine et donc de la vitesse, mais il ne peut pas inverser le sens du courant et donc du couple.

Pour assurer le fonctionnement d'une machine à courant continu dans les quatre quadrants, le moyen le plus efficace en terme de rapidité de changement de quadrants est le montage de la figure 4.19 page précédente réalisé avec deux ponts montés en « tête-bêche ». L'un assure le passage du courant dans le sens positif, l'autre dans le sens négatif. Le redresseur qui n'est pas utilisé ne reçoit pas d'impulsion de commande, ses thyristors se comportent alors comme des interrupteurs ouverts.

L'ensemble des fonctionnements en régime permanent est représenté à la figure 4.20 page suivante où les pointillés représentent les limitations en vitesse et en couple de la machine. Les zones triangulaires en grisé correspondent au cas où le couple extérieur et le redresseur fournissent tous les deux de l'énergie à la machine (respectivement énergie mécanique et énergie électrique).

Toujours afin de faire fonctionner la machine à courant continu dans les 4 quadrants, on peut alimenter l'enroulement d'excitation par le même système de ponts tête-bêche. Les thyristors des ponts peuvent être de calibre plus modeste car la puissance absorbée est beaucoup plus faible. Cependant le temps de passage d'un quadrant à l'autre sera plus important car l'inductance de l'enroulement d'excitation est beaucoup plus importante que celle de l'induit et donc le temps d'extinction du courant sera lui aussi plus long. Un dispositif encore moins cher et ne nécessitant qu'un seul pont peut être obtenu avec un pont et un « aiguillage » composé de deux paires de contacteurs. Le temps de passage d'un quadrant à l'autre dépend de la rapidité d'ouverture-fermeture des contacteurs, en tout état de cause on ne pourra guère descendre en-dessous de 0,5 s.

#### 4.2.3.2 Cascace hyposynchrone

Il s'agit d'un procédé de variation de vitesse pour les *moteurs asynchrones à rotor bobinés*. L'énergie de glissement qui apparaît au rotor est récupérée et renvoyée sur le réseau. Le schéma de principe du dispositif est montré à la figure 4.21 page 72.

Les tensions qui apparaissent entre les bagues du rotor ont pour valeur efficace et pour fréquence :

$$U_2 = m g U \text{ et } f_2 = g f$$

$U$  et  $f$  sont les caractéristiques du réseau,  $m$  est le rapport de transforma-

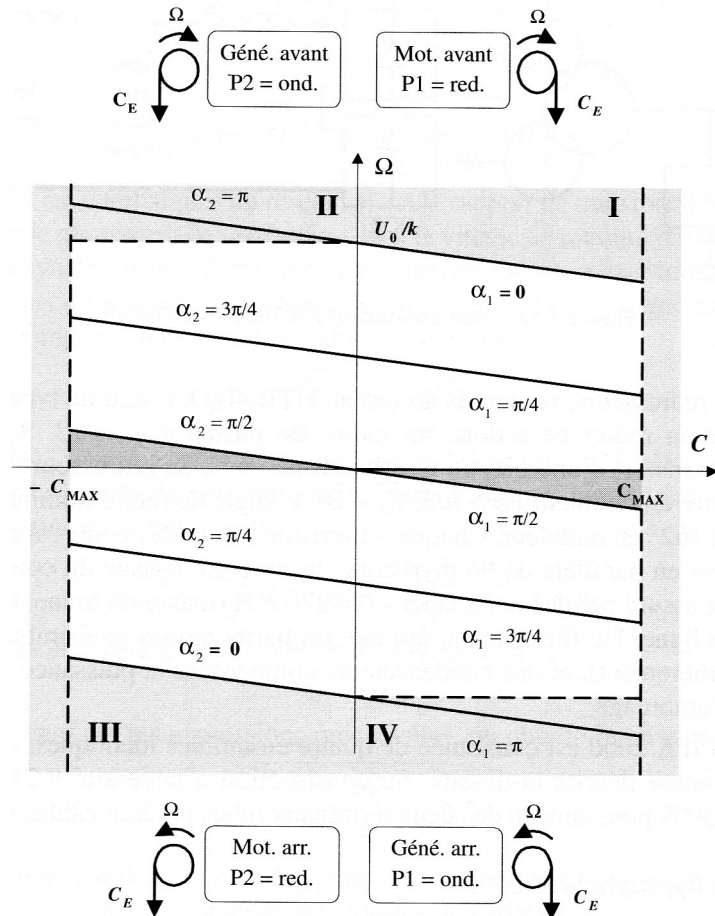


FIGURE 4.20 – Caractéristiques mécaniques d'une machine à courant continu pour un fonctionnement dans les quatre quadrants.

tion interne stator/rotor,  $g$  est le glissement de la machine lié à la vitesse de rotation par la relation :

$$\Omega = (1 - g)\Omega_s$$

La vitesse de synchronisme  $\Omega_s$  est fixée à la construction de la machine ( $\Omega = 4\pi f/\text{nombre de pôles}$ ). Les tensions rotoriques sont redressées par un pont PD3 à diodes qui délivre une tension moyenne (hypothèse de la conduction continue) :

$$\overline{u_0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_2 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} m g U$$

Le pont PD3 tout thyristors fonctionne en onduleur ( $\alpha > \pi/2$ ) et restitue l'énergie prélevée sur la boucle de courant continu au réseau, via le transformateur. La tension à ses bornes est :

$$\overline{u'_0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U' \cos \alpha = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} m' U \cos \alpha$$

Si nous négligeons la résistance de la bobine de lissage, il vient :

$$\overline{u_0} = -\overline{u'_0}$$

En remplaçant dans les expressions précédentes, on obtient le glissement :

$$g = -\frac{m'}{m} \cos \alpha$$

Pour le fonctionnement en onduleur, le retard  $\alpha$  peut – théoriquement – varier entre  $\pi/2$  et  $\pi$ , ce qui correspond, pour le glissement, aux limites de variation :

$$0 < g < \frac{m'}{m}$$

Il est donc possible, par l'intermédiaire du retard  $\alpha$ , de faire varier la vitesse du moteur entre :

$$\Omega_{\text{maxi}} = \Omega_s \text{ (lorsque } \alpha = \pi/2) \text{ et } \Omega_{\text{mini}} = \left(1 - \frac{m'}{m}\right) \Omega_s \text{ (lorsque } \alpha = \pi)$$

Le choix du rapport de transformation  $m'$  permet d'ajuster la vitesse minimale de l'entraînement. Si on souhaite que  $\Omega_{\text{mini}} = 0$ , il suffit de choisir  $m' = m$ . Pour cette étude simplifiée, on a négligé toutes les pertes du moteur, des ponts, du transformateur et de la bobine. On a également considéré que les angles de garde (voir 4.2.3.3 page suivante) étaient nuls.

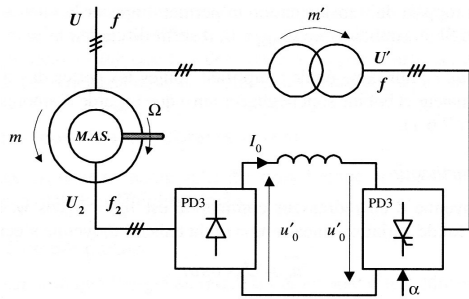


FIGURE 4.21 – Cascade hyposynchrone.

#### 4.2.3.3 Redresseur idéal et redresseur réel

Ces paragraphes ont pour objet d'affiner l'étude du redresseur.

1. Angles de garde : Jusqu'ici, nous avons supposé que l'angle de retard à l'amorçage des thyristors d'un redresseur pouvait varier entre  $0$  et  $180^\circ$ . Dans la réalité industrielle, l'intervalle de variation utile est plus réduit.
2. Angle de garde en redresseur : Le *blocage* d'un thyristor «  $n$  » est provoqué par l'*amorçage* du thyristor «  $n + 2$  ». Pour que l'amorçage d'un thyristor soit possible, il faut que la tension  $v_T$  à ses bornes soit *positive* et *suffisante* lorsqu'arrive l'impulsion de commande. Cette condition sera réalisée pour un angle  $0^\circ + \alpha_{\text{mini}}$  ou  $\alpha_{\text{mini}}$  représente l'angle de garde en redresseur. Les valeurs habituelles de  $\alpha_{\text{mini}}$  sont de quelques degrés. Cet angle de garde limite un peu la valeur maximale de la tension que l'on peut obtenir.
3. Angle de garde en onduleur : Un thyristor se bloque à l'amorçage du thyristor suivant, à condition que la tension  $v_T$  à ses bornes soit négative pendant un temps suffisamment long. (environ  $300$  à  $400 \mu\text{s}$ ). L'angle de retard ne doit pas dépasser une valeur  $\alpha_{\text{max}}$ , inférieure à  $180^\circ$ . Cet angle,  $\alpha_{\text{max}}$ , correspond à l'angle de garde en onduleur. Selon le type de thyristor et le type de montage, cet angle peut être compris entre  $10^\circ$  et  $30^\circ$ , il limite la tension redressée en fonctionnement « plein onduleur ». Le défaut de blocage d'un thyristor conduit au court-circuit et à la destruction du redresseur. Le respect d'une garde suffisante est donc particulièrement important en mode onduleur.

Phénomène d'empiétement :

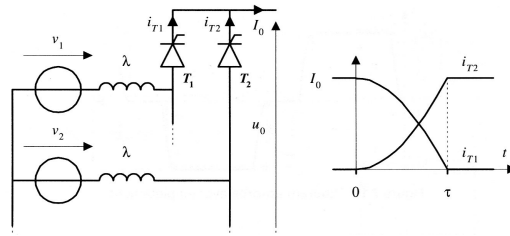


FIGURE 4.22 – Phénomène d’empiétement.

À cause des inductances du réseau d’alimentation (câbles ou transformateur), la commutation des thyristors n’est pas immédiate. Deux thyristors du montage PD3 représenté à la figure 4.22 conduisent simultanément pendant une durée  $\tau$ . Ce phénomène d’*empiétement* se retrouve aussi pour les redresseurs à diodes.

Pendant la commutation des deux thyristors  $T_1$  et  $T_2$ , nous pouvons écrire :

$$i_{T_1} + i_{T_2} = I_0 \text{ et } v_{KN} = \frac{v_1 + v_2}{2}$$

La tension redressée a pour expression :

$$u_0 = \frac{v_1 + v_2}{2} - v_3 = \frac{u_{13} + u_{23}}{2}$$

Son allure est indiquée à la figure 4.23 page suivante. Ce phénomène sera négligé dans la suite du cours.

### 4.3 Ponts mixtes

Un redresseur mixte comporte un groupe de thyristors en cathodes communes et un groupe de diodes en anodes communes<sup>1</sup> d’où son nom de « pont mixte ». L’amorçage des thyristors s’effectue avec un retard  $\alpha$  par rapport aux instants de commutation naturelle, exactement comme pour un pont tout thyristors. Les redresseurs mixtes utilisés habituellement sont du type PD2 et PD3 (ou S3 selon le couplage du transformateur en amont), voir la figure 4.24 page suivante. Nous étudierons le montage mixte PD3 (ou S3) avec les hypothèses simplificatrices habituelles.

1. Dans le cas du pont mixte monophasé, il existe une structure particulière qui sera vue plus loin.

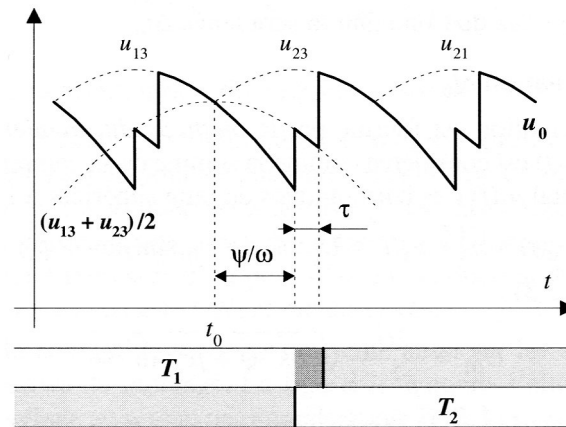


FIGURE 4.23 – Tension redressée avec empiètement.

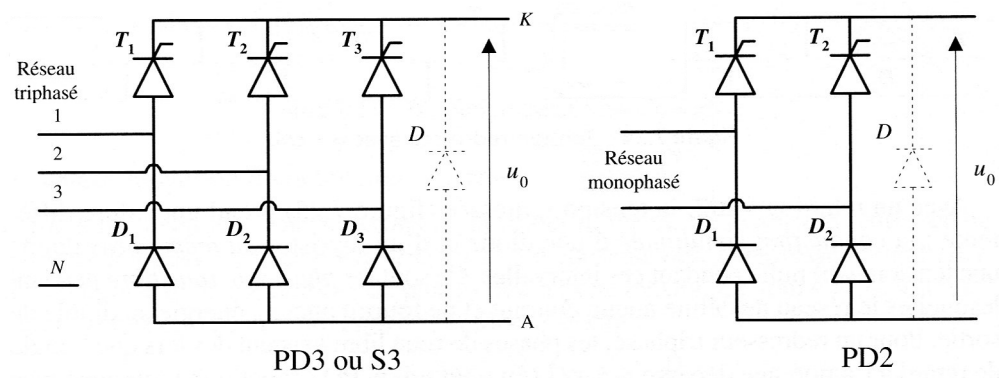
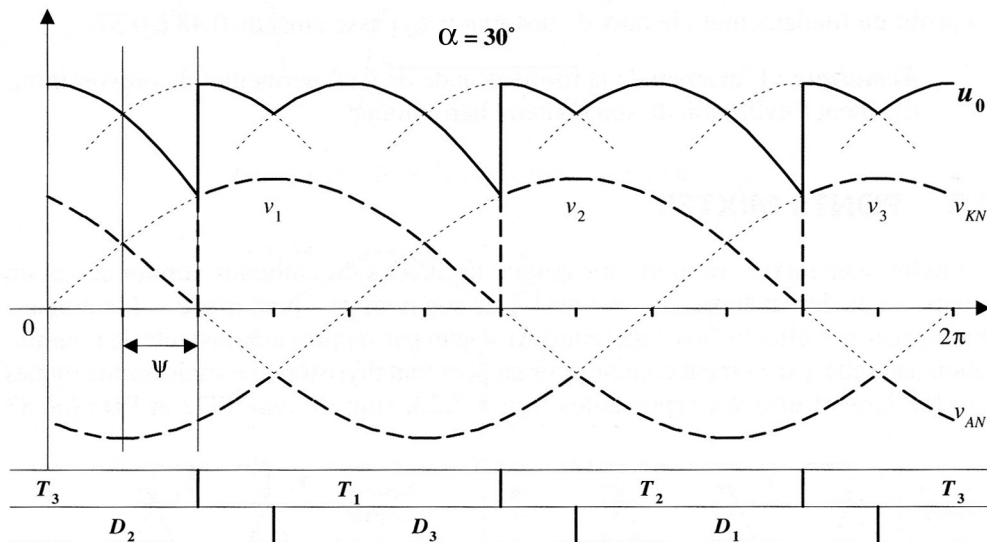


FIGURE 4.24 – Ponts mixtes habituellement utilisés.



FIGURE 4.25 – Tension redressée par un pont mixte avec  $\alpha = 30^\circ$ .

### 4.3.1 Ondes de tension en sortie d'un pont mixte

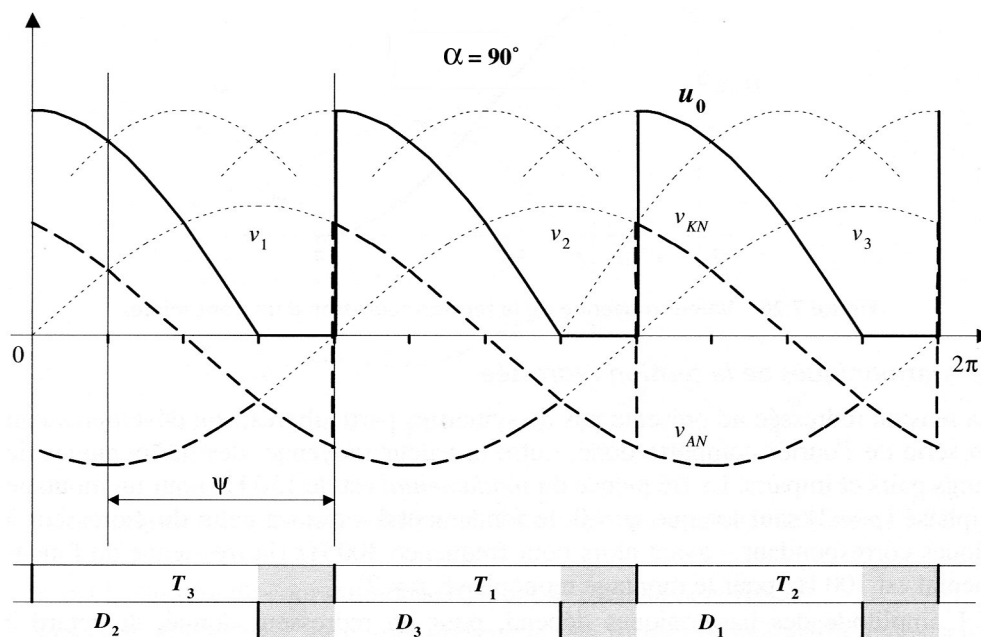
La tension  $v_{AN}$  des anodes communes prise par rapport au neutre – réel ou fictif – du réseau est celle d'un redresseur P3 à diodes, la tension  $v_{KN}$  des cathodes celle d'un redresseur P3 à thyristors. La tension redressée est :

$$u_0(t) = v_{KN} - v_{AN}$$

Cette tension est représentée à la figure 4.25 où l'angle de retard vaut  $\alpha = 30^\circ$ . Elle est formée d'arcs de tensions composées. Son indice de pulsation est  $p = 3$  alors qu'il est de  $p = 6$  pour un redresseur triphasé tout thyristor.

Avec un retard  $\alpha = 90^\circ$ , la tension redressée (voir figure 4.26 page suivante) prend une allure différente : la *conduction simultanée* d'une diode et d'un thyristor *du même bras* donne une tension  $u_0(t)$  nulle pendant ces intervalles. Ce sont des phases de *roue libre* pendant lesquelles le réseau ne fournit aucune énergie à la charge. Pour un redresseur triphasé, les phases de roue libre existent dès lors que l'angle de retard à l'amorçage dépasse  $\alpha = 60^\circ$ . À cause du phénomène de roue libre, la tension redressée ne peut jamais prendre de valeur négative :  $u_0(t) \geq 0$ .

Il est habituel de placer une diode entre les bornes de sortie du pont (représentée en pointillés sur la figure 4.24 page ci-contre). Elle n'intervient pas

FIGURE 4.26 – Tension redressée par un pont mixte avec  $\alpha = 90^\circ$ 

directement sur le fonctionnement du redresseur, mais sa présence apporte plusieurs avantages :

- pendant les phases de roue libre, elle se substitue au bras de pont passant, le courant circulant préférentiellement dans la diode (moins de force contre-électromotrice), le bras du pont – son thyristor en particulier – en est « soulagé » d'autant ;
- en cas de « raté d'amorçage » d'un thyristor, la conduction du courant dans la charge est néanmoins assurée par la diode de roue libre et le fonctionnement du montage est ainsi rendu plus sûr.

Valeur moyenne de la tension redressée :

Nous noterons  $U_0$  la valeur moyenne de la tension redressée du montage à diodes correspondant (PD ou S). Ainsi, le redresseur parallèle P qui comporte le même nombre de phases délivre une tension moyenne  $U_0/2$ . Nous pouvons écrire :

$$\overline{u_0} = \overline{v_{KN}} - \overline{v_{AN}} = \frac{U_0}{2} \cos \alpha + \frac{U_0}{2}$$

ou encore :

$$\overline{u_0} = U_0 \frac{1 + \cos \alpha}{2} = U_0 \left( \cos \frac{\alpha}{2} \right)^2$$

La valeur moyenne de la tension redressée est toujours positive ou nulle : un pont mixte fonctionne *toujours en redresseur, jamais en onduleur*. La plage des variations de la tension moyenne redressée s'étend sur l'intervalle  $0 < \alpha < \pi$  alors que pour un pont complet en mode redresseur, l'intervalle est seulement  $0 < \alpha < \pi/2$  : le réglage de la tension moyenne est plus facile sur un pont mixte.

## 4.4 formulaire

Le tableau ci-dessous donne les formules permettant de calculer la tension moyenne en sortie d'un pont redresseur dans le cas où la conduction est continue (courant ininterrompu). On rappelle qu'en triphasé :  $U = \sqrt{3}V$ .

pont	tension moyenne
monophasé tout thyristor	$V_{moy} = \frac{2V_{max}}{\pi} \cos \theta$
monophasé mixte	$V_{moy} = \frac{V_{max}}{\pi} (1 + \cos \theta)$
triphasé P3	$V_{moy} = \frac{3U_{max}}{2\pi} \cos \theta$
triphasé PD3	$V_{moy} = \frac{3U_{max}}{\pi} \cos \theta$
triphasé PD3 mixte	$V_{moy} = \frac{3U_{max}}{2\pi} (1 + \cos \theta)$

## 4.5 Exercices dans le recueil d'annales des épreuves d'électricité et d'électronique de l'examen de 3<sup>e</sup> année

- page 1, 4<sup>e</sup> question ;
- page 13, 3<sup>e</sup> question du sujet de juin 1991 ;
- page 15, 3<sup>e</sup> question du sujet de septembre 1991 ;
- page 24, 3<sup>e</sup> question du sujet de juin 1994 ;
- page 25, 3<sup>e</sup> question du sujet de septembre 1994 ;
- page 33, 2<sup>e</sup> question, 1<sup>er</sup> du sujet de septembre 1997 ;

- page 93, 1<sup>re</sup> question du sujet de septembre 2002 ;
- page 101 à 110 sujet corrigé ;
- page 112, 3<sup>e</sup> question du sujet de juin 2008 ;
- page 122, 1<sup>re</sup> question du sujet de septembre 2009 ;
- page 124, 2<sup>e</sup> question du sujet de juin 2010 ;

# Chapitre 5

## 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 statique 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.

### 5.1 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  $\Delta t$  par rapport au zéro du secteur  $u(t)$ . En notant  $\omega = 2\pi f$  la pulsation du réseau, ce retard correspond à un

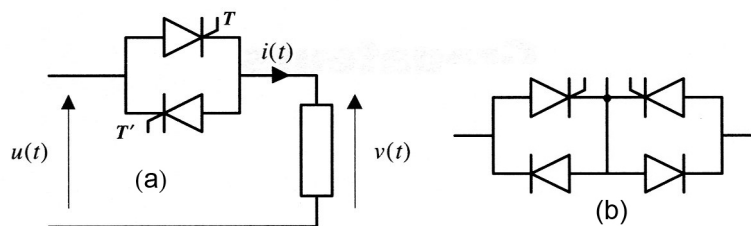


FIGURE 5.1 – Gradateur monophasé à réglage de phase.

angle :

$$\alpha = \omega \times \Delta t$$

Pour que l'amorçage des thyristors soit possible, cet angle doit être compris entre 0 et  $\pi$ . 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 (figure 5.1a. Une autre solution consiste à mettre en oeuvre le commutateur de la figure 5.1b à condition d'admettre une chute de tension un peu plus élevée.

### 5.1.1 Gradateurs monophasés, débit sur résistance pure

Les formes d'ondes des différents signaux sont indiquées à la figure 5.2 page [ci-contre](#). Pour faciliter les calculs, nous utiliserons la variable auxiliaire  $\theta = \omega t$ , la tension du secteur s'écrit alors :  $u(t) = U\sqrt{2} \sin \theta$ .

La valeur efficace de la tension  $v(t)$  aux bornes de la charge est définie par :

$$V^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\theta}^{\pi} \left( U\sqrt{2} \sin \theta \right)^2 d\theta$$

après intégration, il vient :

$$V = U \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$$

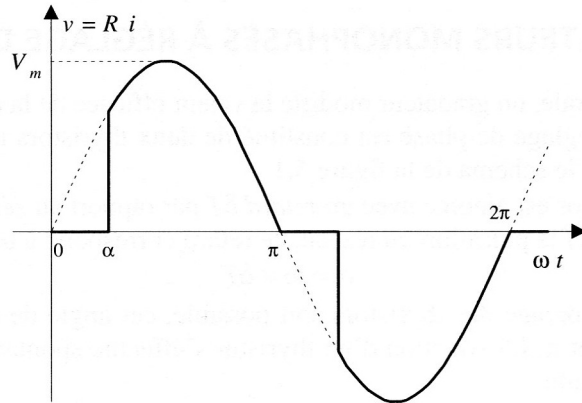


FIGURE 5.2 – Ondes de tension en sortie d'un gradateur monophasé sur charge purement résistive  $R$ .

Posons  $K(\alpha) = 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}$ , donc  $V = U\sqrt{K(\alpha)}$ . La valeur efficace de  $v(t)$  varie en fonction de  $\alpha$  dans l'intervalle  $[0; U]$ , mais la loi de variation n'est pas linéaire. Le courant  $i(t)$  dans le montage est proportionnel à  $v(t)$ , et sa valeur efficace est :

$$I = \frac{V}{R} = \frac{U}{R} \sqrt{K(\alpha)}$$

$$P = VI = P_0 K(\alpha)$$

Ainsi est mis en évidence le principe de variation d'éclairage – par incandescence – ou de chauffage en fonction de  $\alpha$ .

## 5.2 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.

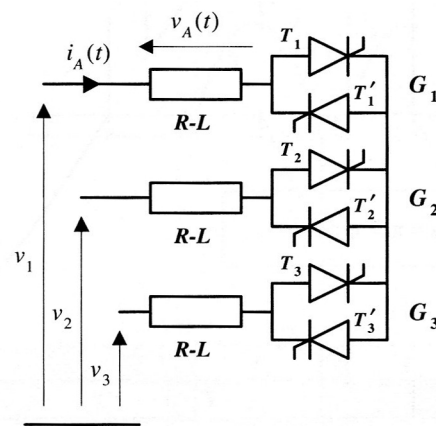


FIGURE 5.3 – Schéma de principe d'un gradateur triphasé en étoile.

### 5.2.1 Gradateurs triphasés couplés en étoile

Il correspond au schéma de la figure 5.3

Il existe également un gradateur triphasé mixte où sur chacune des phases un thyristor est remplacé par une diode, c'est le gradateur mixte dont le schéma est donné à la figure 5.4 page ci-contre

## 5.3 Gradateurs commandés par train d'ondes

Il s'agit d'un gradateur, monophasé ou triphasé, qui fonctionne en interrupteur statique. Le système travaille sur  $N$  périodes du réseau, sa période de fonctionnement est donc :

$$T_G = N \times T$$

Les valeurs de  $N$  habituellement choisies conduisent à des périodes  $T_G$  de plusieurs secondes voire de dizaines de secondes.

Le gradateur est rendu passant pendant  $n$  périodes, son rapport cyclique de fonctionnement est défini par :

$$a = \frac{n}{N}$$

Puisque  $n$  et  $N$  sont des nombres entiers, le rapport cyclique  $a$  varie de façon discrète entre 0 et 1.



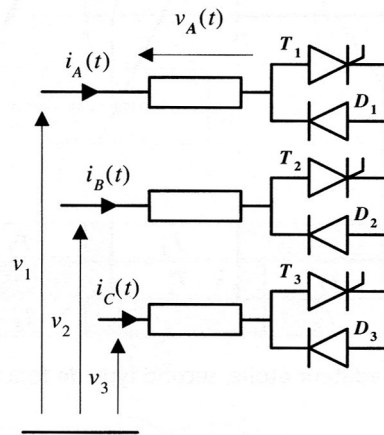


FIGURE 5.4 – Schéma de principe d'un gradateur triphasé mixte en étoile.

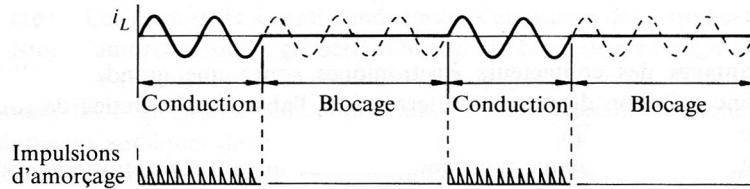


FIGURE 5.5 – Schéma de principe d'un gradateur commandé par train d'ondes.

Le gradateur à train d'ondes (figure 5.5) est exclusivement dédié au contrôle du chauffage de systèmes à grande inertie thermique (fours industriels, radiateurs électriques, ...). L'enclenchement des thyristors ou des triacs est synchronisé sur les passages de la tension secteur par zéro, cela permet de supprimer l'émission de parasites radio-électriques.

## 5.4 Exercices dans le recueil d'annales des épreuves d'électricité et d'électronique de l'examen de 3<sup>e</sup> année

- page 6, 3<sup>e</sup> question du sujet de juin 1985 ;
- page 8, 2<sup>e</sup> question du sujet de juin 1986 ;

- page 37, 2<sup>e</sup> question du sujet de septembre 1992 ;
- page 68, 4<sup>e</sup> question du sujet de juin 1999 ;
- page 74, 2<sup>e</sup> question du sujet de juin 2000 ;
- page 86, 3<sup>e</sup> question du sujet de septembre 2001 ;
- page 90, 3<sup>e</sup> question du sujet de juin 2002 ;
- page 91, 4<sup>e</sup> question du sujet de juin 2002 ;
- page 98, 3<sup>e</sup> question du sujet de septembre 2003 ;
- page 124, 1<sup>re</sup> question du sujet de juin 2010.

# Chapitre 6

## 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 créneaux 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.

### 6.1 Choix des commutateurs

Nous allons étudier la nature des commutateurs qui constituent l'onduleur. Le raisonnement sera conduit à partir de la structure en pont de la figure [6.1 page suivante](#). Elle est universelle, dans la mesure où elle peut fonctionner en onduleur de tension ou en onduleur de courant et également de manière réversible. C'est la plus communément utilisée. Nous admettrons que les deux

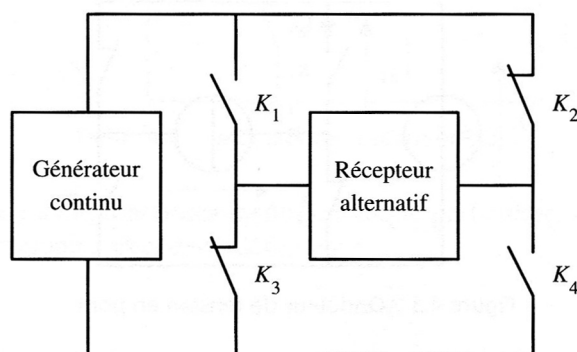


FIGURE 6.1 – Onduleur en pont.

dipôles de courant et de tension sont idéaux ainsi que les quatre commutateurs.

### 6.1.1 Composants de l'onduleur de tension

Le convertisseur est représenté à la figure 6.2 page suivante 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.

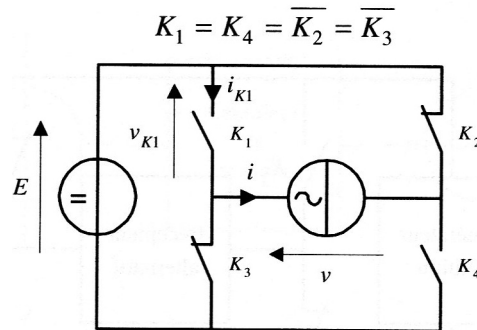


FIGURE 6.2 – Onduleur de tension en pont.

Le courant  $i(t)$  est *en retard* par rapport au fondamental de la tension  $v(t)$ , c'est le cas représenté à la figure a 6.4 page 90, 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 comme à la figure b 6.4 page 90, le courant  $i(t)$  est en avance sur  $v(t)$ . Les commutateurs, toujours bidirectionnels 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.

### 6.1.2 Composants de l'onduleur de courant

Le convertisseur, dual du précédent, est représenté à la figure 6.3 page suivante. Le générateur délivre un courant continu  $I_0$ , le récepteur présente à ses bornes une tension sinusoïdale  $v(t)$ . Les contraintes des dipôles conduisent

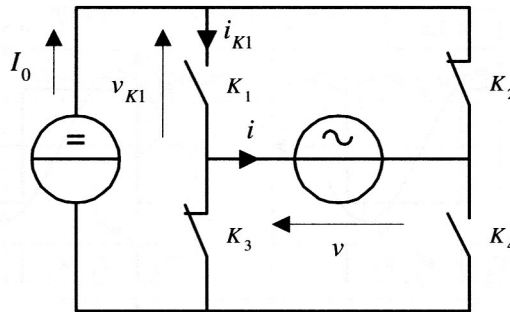


FIGURE 6.3 – Onduleur de courant en pont.

aux équations logiques :

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

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

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

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* (figure c 6.4 page 90) 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  $v_{K_1}$  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* comme à la figure d 6.4 page 90, 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 page 91 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.

## 6.2 Onduleurs de tension monophasés

Nous allons présenter trois structures élémentaires d'onduleurs de tension monophasé.

### 6.2.1 Onduleurs « push-pull »

L'onduleur « push-pull » dont le schéma est donné à la figure 6.6 page 91 comporte un transformateur à point milieu pour lequel on pose :  $m = \frac{N'}{N}$ .

Chaque interrupteur conduit à tour de rôle pendant une demi-période. L'approximation du transformateur parfait et la loi de Faraday conduisent à :

$$u_1 = u_2 = N \frac{d\phi}{dt} \text{ et } v = N' \frac{d\phi}{dt}$$

soit :  $v = mu_1 = mu_2$  Le théorème d'Ampère permet d'écrire :

$$(i_1 - i_2) = mi$$

Entre les instants  $t = 0$  et  $t = T/2$ ,  $K_1$  est fermé et  $K_2$  est ouvert ( $K_1 = 1$  et  $K_2 = 0$ ) :

$$u_1 = u_2 = E; v = mE; i_E = i_1 = mi; i_2 = 0$$

Le flux à travers une section droite du noyau est obtenu en intégrant la relation de Faraday. En notant  $-\phi_0$  sa valeur initiale :

$$\phi(t) = \frac{E}{N} t - \phi_0$$

La valeur maximale  $\phi_0$  est atteinte à l'instant  $t = T/2$  soit  $\phi_0 = \frac{ET}{4N}$ . Entre les instants  $t = T/2$  et  $t = T$ ,  $K_2$  est fermé ( $K_1 = 0$  et  $K_2 = 1$ ), on a maintenant :

$$u_1 = u_2 = -E; v = -mE; i_E = i_2 = -mi; i_1 = 0$$

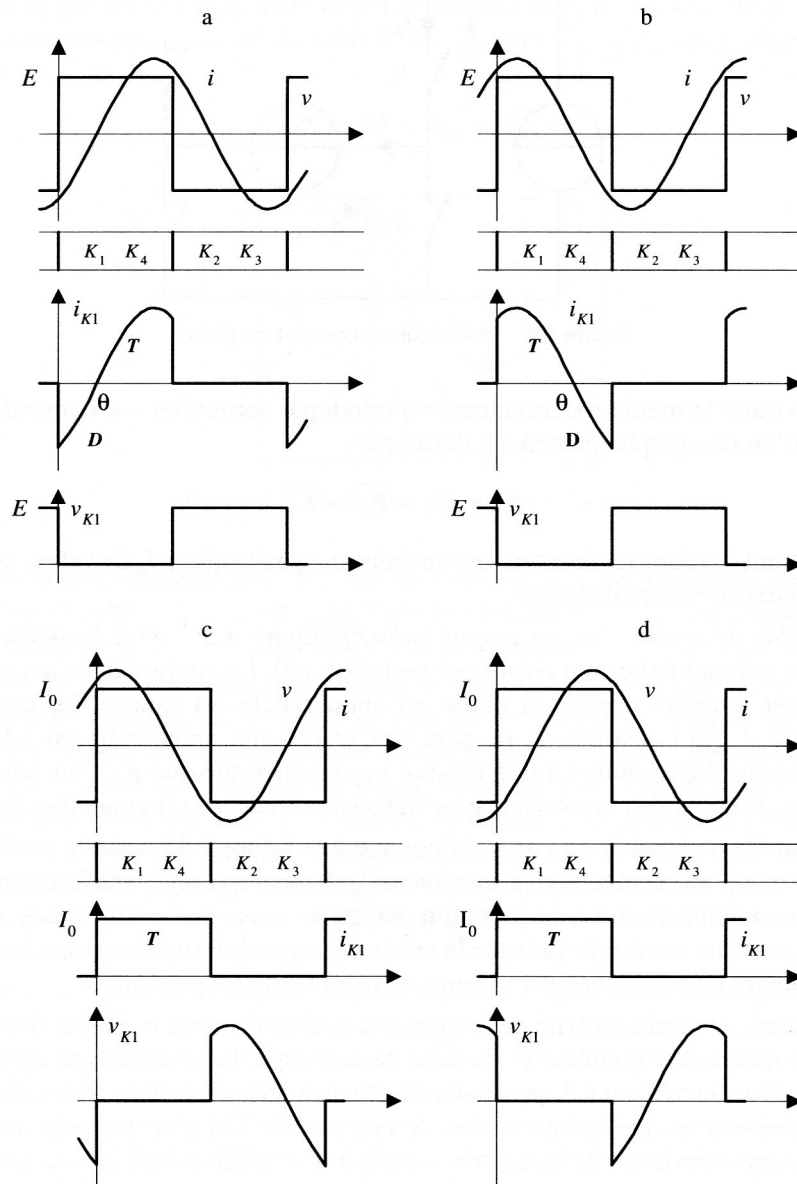


FIGURE 6.4 – Tensions et courants des onduleurs en pont.



	Onduleur de tension	Onduleur de courant
Charge inductive		
Charge capacitive		

FIGURE 6.5 – Choix des composants.

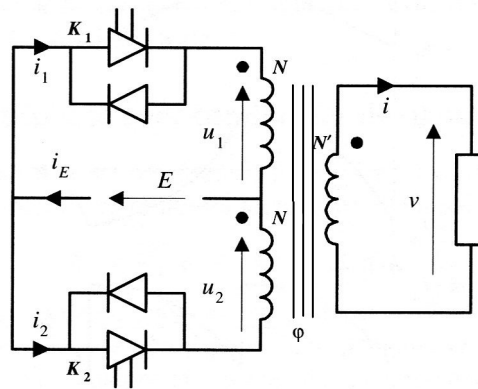


FIGURE 6.6 – Onduleur push-pull.

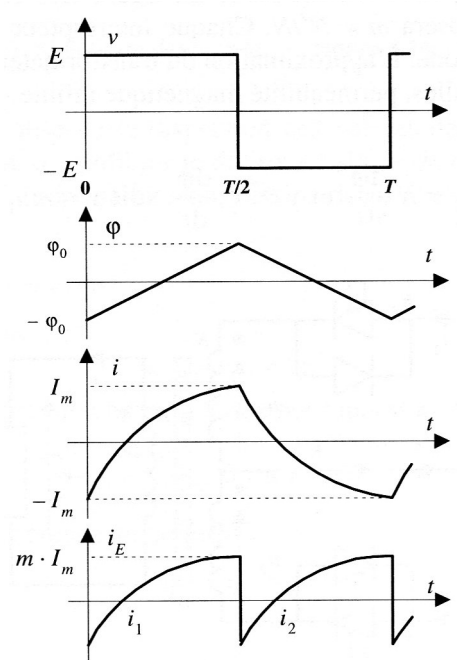


FIGURE 6.7 – Tension, flux et courant de l'onduleur push-pull.

Le flux décroît selon la loi :

$$\phi(t) = -\frac{E}{N} \left( t - \frac{T}{2} \right) + \phi_0$$

La tension de sortie de l'onduleur est un créneau symétrique à deux niveaux représenté à la figure 6.7. Sa valeur efficace  $V = mE$  n'est pas réglable. Le flux dans le transformateur possède une allure « triangulaire ». Pour un fonctionnement correct de l'onduleur, le circuit magnétique ne doit jamais être saturé – sinon les enroulements se comportent comme des courts-circuits – ce qui implique de respecter la condition :

$$\phi_0 = \frac{ET}{4N} < \phi_{\text{saturation}}$$

L'onduleur *push-pull* est surtout utilisé – à cause du transformateur – pour des équipements de petite puissance de quelques centaines de watts au maximum. Il est intéressant lorsqu'il s'agit d'adapter des niveaux de tension entre l'entrée et la sortie. L'alimentation de tubes fluorescents 230 V à partir de piles ou de batteries est un exemple classique d'application de ce type d'onduleur.

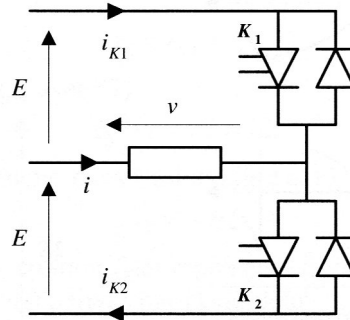


FIGURE 6.8 – Onduleur en demi-pont.

### 6.2.2 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 :

$$K_1 = \overline{K_2}$$

Chaque commutateur conduit pendant une demi-période, ainsi la tension  $v(t)$  est à valeur moyenne nulle. Dans le cas d'une charge  $R - L$ , les signaux sont représentés à la figure 6.9 page suivante. Il n'y a pas de possibilité de réglage de la valeur efficace de  $V$ .

Afin de simplifier la mise en œuvre de l'onduleur, les deux sources de tension sont souvent réalisées à l'aide d'un générateur unique de tension  $2E$  et d'un diviseur capacitif dont le schéma est indiqué figure 6.10 page suivante. Un diviseur à résistances consommerait trop d'énergie (effet Joule).

### 6.2.3 Onduleurs en pont

Le schéma de principe de l'onduleur en pont est donné à la figure 6.13 page 97. On distingue deux modes de fonctionnement selon que les deux demi-ponts commutent en même temps ou de manière décalée.

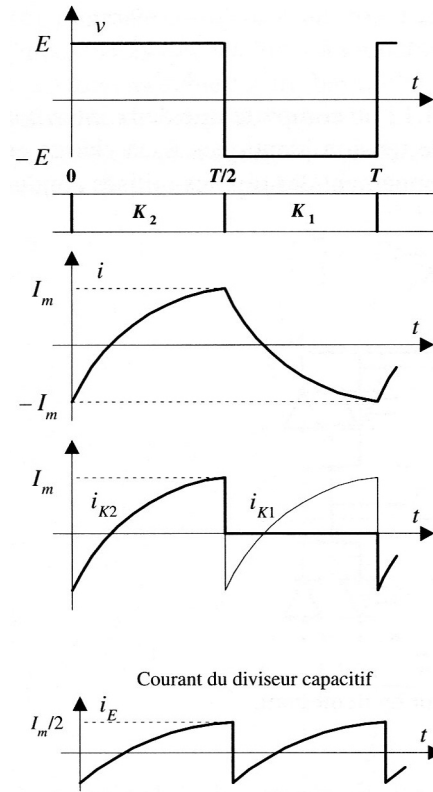


FIGURE 6.9 – Tensions et courants de l'onduleur en demi-pont.

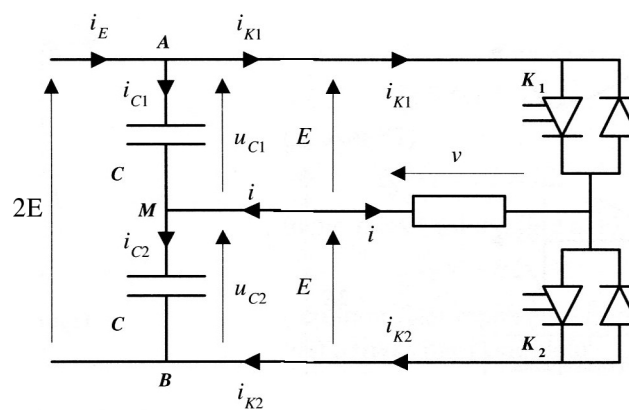


FIGURE 6.10 – Diviseur capacitif pour onduleur en demi-pont.

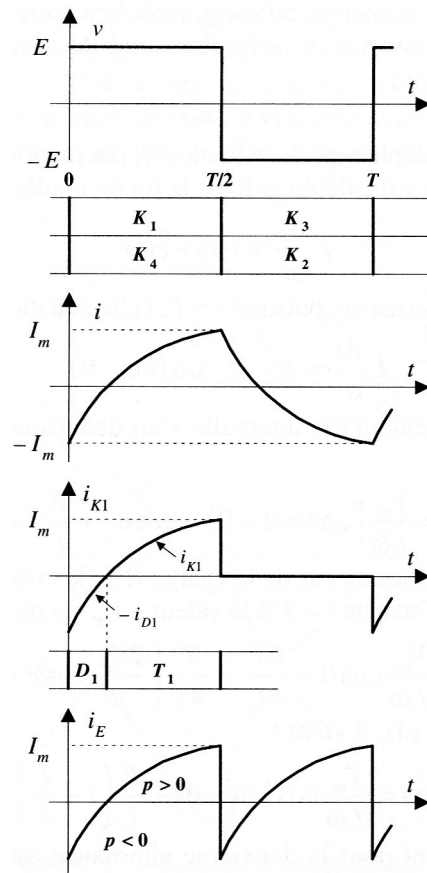


FIGURE 6.11 – Tension et courant délivré par l'onduleur en pont avec une charge R-L.

### 6.2.3.1 Commande pleine onde ou simultanée

Il est indispensable que le créneau de tension  $v(t)$  possède une valeur moyenne nulle, chaque interrupteur doit donc conduire pendant une demi-période  $T/2$ . Dans ces conditions, la valeur efficace de cette tension à *deux niveaux* est  $V = E$ . Sur charge résistive et inductive, l'allure des signaux de tension et de courant délivré par l'onduleur en pont est donnée à la figure 6.11.

### 6.2.3.2 Commande décalée

Les deux demi-ponts fonctionnent avec la même période  $T$ , et leurs commutations sont telles que :

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

Mais la commande est décalée d'une durée  $\delta$  comprise entre 0 et  $T/2$ . La tension  $v(t)$  représentée à la figure 6.12 page suivante est un créneau à *trois niveaux de tension*, elle fait apparaître des phases de « roue libre » où la charge se retrouve court-circuitée par deux interrupteurs passants. Sa valeur moyenne est nulle, sa valeur efficace est fonction de  $\delta$  :

$$V^2 = \frac{2}{T} \int_{\delta}^{T/2} E^2 dt$$

On trouve :

$$V = E \sqrt{1 - \frac{\delta}{T/2}} \text{ donc } 0 < V < E$$

Cette commande décalée n'est pas transposable en triphasé.

## 6.3 Onduleurs de tension triphasés

### 6.3.1 Onduleurs triphasés avec conducteur neutre

La structure de l'onduleur est représentée à la figure 6.14 page 98. Les commutateurs de chaque demi-pont doivent être commandés selon :

$$K_1 = \overline{K_4} \quad K_3 = \overline{K_6} \text{ et } K_5 = \overline{K_2}$$

Pour obtenir un système de tensions « triphasées », chaque commutateur conduit pendant une demi-période et les demi-ponts fonctionnent avec des décalages respectifs d'un tiers de période. Les tensions aux bornes de la charge triphasée sont des créneaux symétriques à deux niveaux de valeurs  $\pm E/2$ , elles sont représentées à la figure 6.15 page 98 en regard des intervalles de conduction des commutateurs. Les indices choisis pour repérer ces derniers correspondent à leur ordre de fermeture au cours de la période. Les courants dépendent de la nature de la charge et le courant dans le neutre vaut :  $i_N = i_A + i_B + i_C$ .

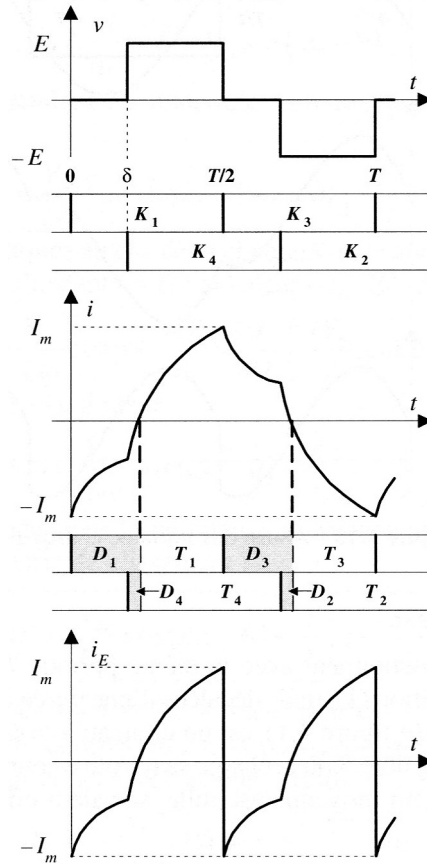


FIGURE 6.12 – Tension et courant délivré par l'onduleur en pont avec une charge R-L et une commande décalée.

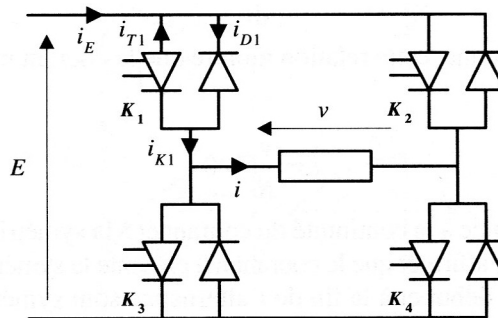


FIGURE 6.13 – Onduleur de tension en pont.

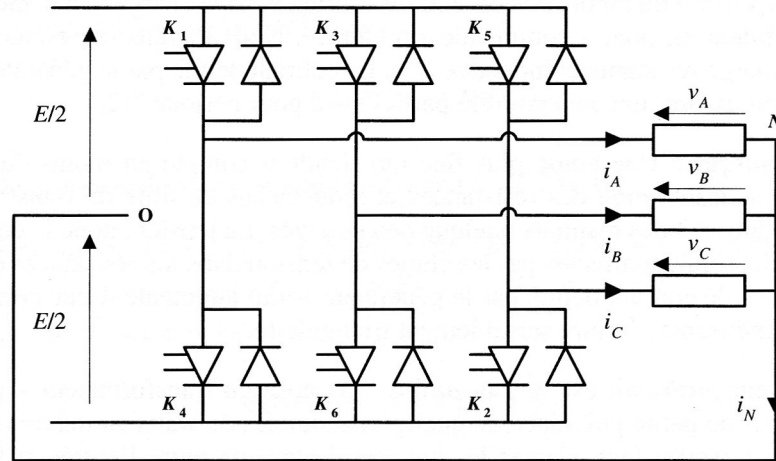


FIGURE 6.14 – Onduleur triphasé avec neutre.

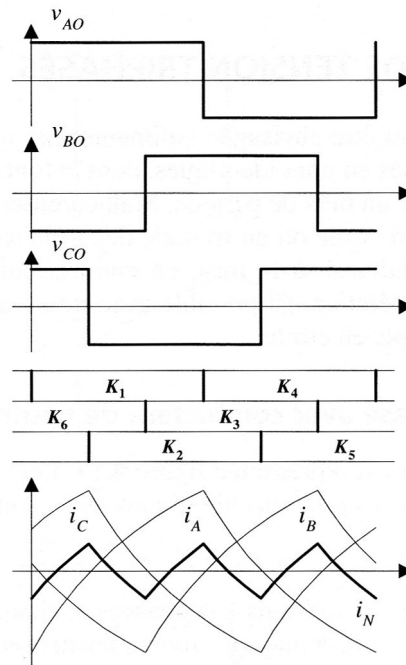


FIGURE 6.15 – Signaux de l'onduleur triphasé avec neutre.



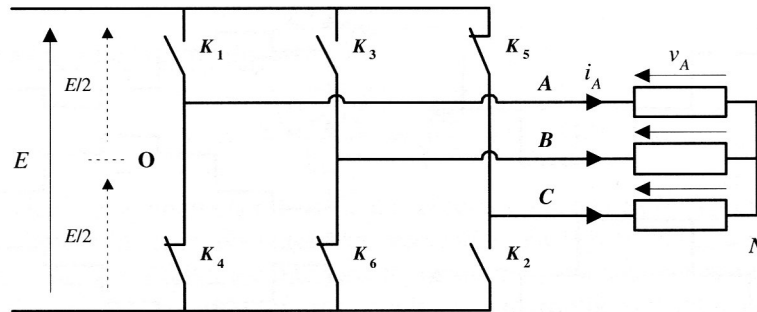


FIGURE 6.16 – Onduleur triphasé sans neutre.

Les courants dans chacune des phases ainsi que le courant de neutre ont été représentés à la figure 6.15 page ci-contre dans le cas d'une charge triphasée équilibrée résistive et inductive. On peut remarquer que la fréquence du courant dans le neutre est trois fois plus élevée que celle de l'onduleur. L'existence d'un courant neutre non nul – même avec une charge équilibrée – montre que la suppression du conducteur neutre entraîne obligatoirement un changement du régime de fonctionnement du montage.

### 6.3.2 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 – représentées figure 6.15 page ci-contre – de l'onduleur avec neutre. Des lois de mailles permettent d'en déduire et de tracer les tensions composées entre phases :

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

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 :

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

Les tensions simples peuvent s'exprimer à partir des tensions composées :

$$3v_{AN} = v_{AN} + v_{AN} - v_{BN} - v_{CN} = u_{AB} - u_{CA}$$

En procédant de manière identique pour les autres phases, on obtient :

$$\begin{aligned} v_{AN} &= \frac{1}{3}(u_{AB} - u_{CA}) \\ v_{BN} &= \frac{1}{3}(u_{BC} - u_{AB}) \\ v_{CN} &= \frac{1}{3}(u_{CA} - u_{BC}) \end{aligned}$$

Les tensions simples peuvent être aussi données en fonction des tensions prises par rapport au point commun  $O$  :

$$\begin{aligned} v_{AN} &= \frac{1}{3}(2v_{AO} - v_{BO} - v_{CO}) \\ v_{BN} &= \frac{1}{3}(2v_{BO} - v_{CO} - v_{AO}) \\ v_{CN} &= \frac{1}{3}(2v_{CO} - v_{AO} - v_{BO}) \end{aligned}$$

Les tensions simples de la figure 6.17 page ci-contre sont des créneaux à quatre niveaux qui forment un système triphasé non-sinusoïdal.

La valeur efficace des tensions simples se calcule comme suit :

$$V^2 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} (v_{AN})^2 d\theta = \frac{2}{\pi} \left[ \int_0^{\pi/3} \left(\frac{E}{3}\right)^2 d\theta + \int_{\pi/3}^{\pi/2} \left(\frac{2E}{3}\right)^2 d\theta \right]$$

soit après calcul :

$$V = \frac{\sqrt{2}}{3} E$$

## 6.4 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.

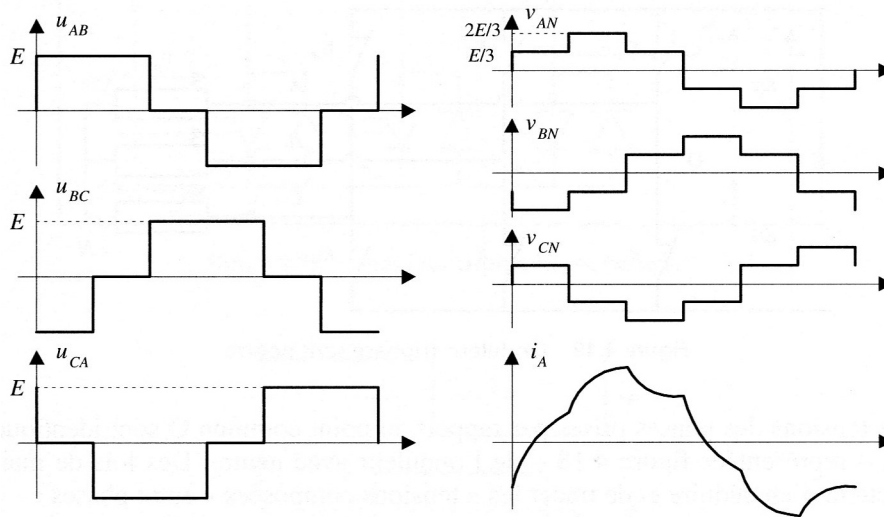


FIGURE 6.17 – Signaux de l'onduleur triphasé sans neutre.

Chaque période de la tension  $v(t)$  est découpée – par action sur les commutateurs de l'onduleur – en plusieurs créneaux de largeur différente. L'opération a un double but :

- modifier le contenu harmonique de la tension  $v(t)$  de façon à repousser ses harmoniques vers les rangs (donc les fréquences) élevées. Le filtrage de la tension  $v(t)$  s'en trouvera facilité ;
- permettre le réglage de la valeur efficace  $V_1$  du fondamental de la tension  $v(t)$ . Ceci est indispensable dans le cas de l'alimentation d'un moteur à fréquence variable (variation de vitesse) afin de pouvoir fonctionner à flux constant ( $U/f = \text{cte}$ ).

Il existe de nombreuses manières d'élaborer le signal de commande MLI, elles conduisent à des tensions de sortie  $v(t)$  à deux niveaux, trois niveaux (monophasé) ou quatre niveaux (triphasé). Il est possible de classer les modes de commande selon quatre catégories principales :

- *modulation en temps réel* : les commutations de l'onduleur sont définies par les intersections, en temps réel, de deux (ou trois) signaux ;
- *modulation calculée* : les instants de commutation sont préalablement calculés puis mis en mémoire ;
- *modulation par comparaison* : le courant de sortie est comparé à une consigne sinusoïdale, et l'écart détermine les commutations de l'onduleur ;

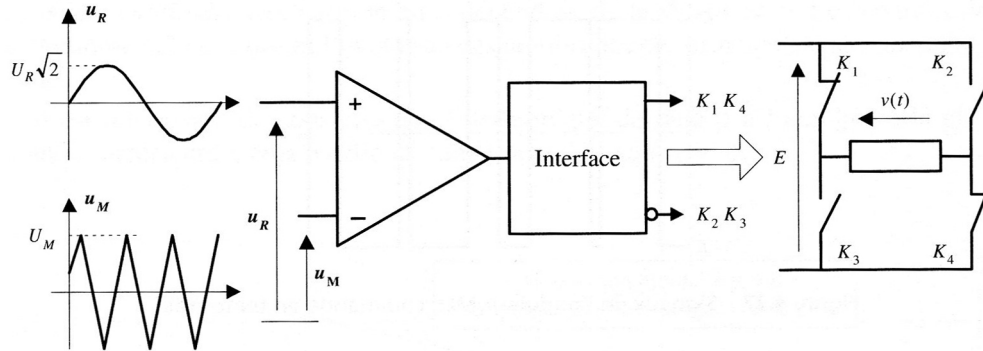


FIGURE 6.18 – Principe de commande d'une MLI en temps réel.

- *modulation vectorielle* : c'est une variante de la modulation calculée, particulière au triphasé.

#### 6.4.0.1 Commande MLI en temps réel

Nous illustrerons la MLI à l'aide du seul exemple de la MLI en temps réel, les trois autres MLI donnant lieu à des calculs qui dépassent les horaires de cette introduction à l'électronique de puissance.

Nous raisonnerons d'abord sur un onduleur de tension en pont à commande simultanée. Les deux signaux de commande représentés à la figure 6.18 sont appliqués aux deux entrées d'un comparateur qui détermine, à travers une interface, les états des commutateurs de l'onduleur :

- la tension sinusoïdale  $u_R(t)$  de fréquence  $f$  et d'amplitude  $U_R\sqrt{2}$  est le *signal de référence*;
- la tension triangulaire  $u_M(t)$  de fréquence  $f' \gg f$  et d'amplitude  $U_M \geq U_R\sqrt{2}$  est le *signal de modulation*.

Les entrées du comparateur sont choisies – arbitrairement – de façon à ce que  $K_1 = 1$  lorsque  $u_R(t) > u_M(t)$ , les états des autres commutateurs se déduisent immédiatement de celui de  $K_1$  grâce à la relation  $K_1 = \overline{K_2} = \overline{K_3} = K_4$ .

Le *rapport de modulation* est la quantité :

$$\mu = \frac{f'}{f} = \frac{T}{T'}$$

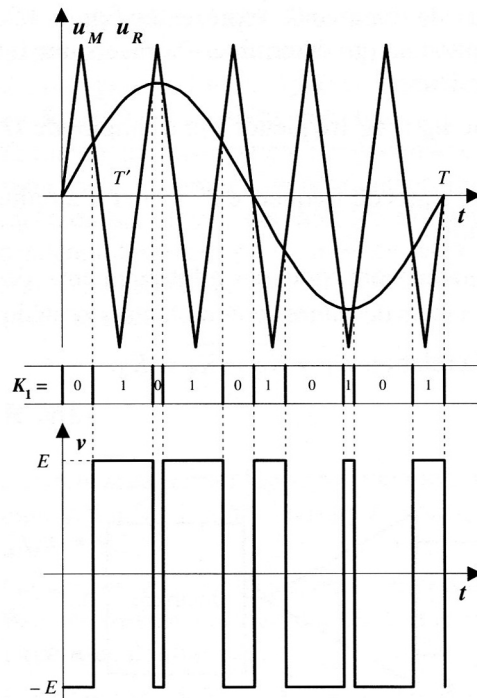


FIGURE 6.19 – Signaux de l'onduleur MLI avec commande en temps réel.

Pour que la tension  $v(t)$  de l'onduleur soit périodique, il faut que  $\mu$  soit un nombre entier, la période de la tension de sortie  $v(t)$  est alors  $T = 1/f$ . Si le rapport de modulation est impair et que les extremums des deux signaux coïncident – c'est le cas à la figure 6.19 – la modulation est *centrée*, le développement en série de Fourier de  $v(t)$  ne comporte que des termes impairs en sinus.

Le rapport de réglage est le quotient des amplitudes des deux signaux, il est compris entre 0 et 1 :

$$\rho = \frac{U_R \sqrt{2}}{U_M}$$

La tension MLI  $v(t)$  obtenue avec  $\mu = 5$  et  $\rho = 0,75$  est représentée à la figure 6.19 en concordance avec les signaux de commande. Elle comporte deux niveaux  $\pm E$ , c'est une modulation *bipolaire*.

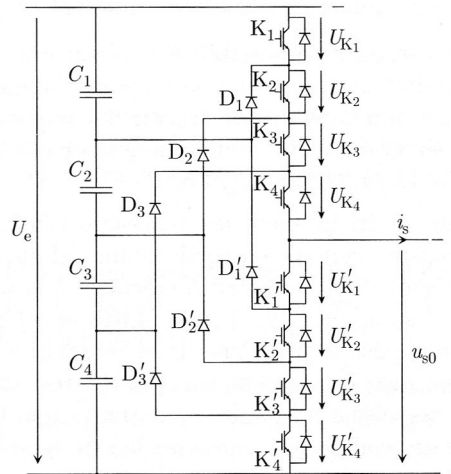


FIGURE 6.20 – Exemple de structure d'onduleur multiniveaux.

## 6.5 Onduleurs de tension multiniveaux

Ce type de convertisseur fournit une tension de sortie construite à partir de plusieurs valeurs de tension. L'obtention des niveaux intermédiaires exige des sources de tension supplémentaires et des commutateurs appropriés constitués de plusieurs interrupteurs en *série*. Chaque interrupteur n'est soumis qu'à une fraction de la tension d'alimentation principale. Cela constitue un intérêt supplémentaire parfois déterminant de ces onduleurs, particulièrement dans le domaine des hautes tensions. L'autre intérêt est de fournir des tensions d'allure plus sinusoïdale et donc au contenu harmonique moins riche. Nous n'étudierons pas ces onduleurs, fruit de recherches très actives, nous nous contenterons de donner un exemple de structure à la figure 6.20 et un exemple de tension à cinq niveaux à la figure 6.21 page suivante.

Chaque niveau de la tension  $v(t)$  peut être découpé en impulsions, le but étant d'améliorer encore la qualité harmonique du signal.

## 6.6 Onduleurs de courant

Ces onduleurs servent d'interface entre un dipôle de courant continu et un dipôle de tension alternative. Il est dual de l'onduleur de tension, les mêmes

## 6.7. EXERCICES DANS LE RECUEIL D'ANNALES DES ÉPREUVES D'ÉLECTRICITÉ ET D'ÉLECTRONIQUE D

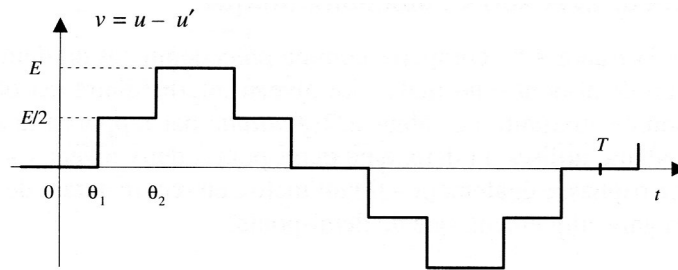


FIGURE 6.21 – Exemple d'onde de tension à cinq niveaux.

structures que celle de l'onduleur de tension peuvent être envisagées.

### 6.7 Exercices dans le recueil d'annales des épreuves d'électricité et d'électronique de l'examen de 3<sup>e</sup> année

- page 18, 4<sup>e</sup> question du sujet de juin 1992 ;
- page 21, 3<sup>e</sup> question du sujet de septembre 1993 ;
- page 30, 4<sup>e</sup> question du sujet de juin 1997 ;
- page 43, 2<sup>e</sup> question du sujet de juin 1994 ;
- page 75, 3<sup>e</sup> question du sujet de juin 2000 ;
- page 83, 4<sup>e</sup> question du sujet de juin 2001 ;
- page 116, 3<sup>e</sup> question du sujet de septembre 2008 ;
- page 125, 3<sup>e</sup> question du sujet de juin 2010.





# Chapitre 7

## Cycloconvertisseurs

Un cycloconvertisseur effectue la conversion directe de fréquence par synthèse 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 cycloconvertisseur 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.

### 7.1 Principe du cycloconvertisseur

Pour exposer le principe du cycloconvertisseur, nous allons utiliser le circuit le plus simple possible (figure 7.3.a) 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  $N$ .

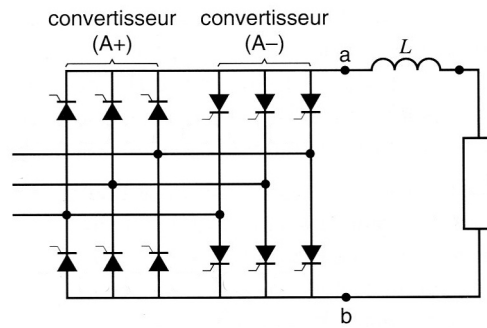


FIGURE 7.1 – Schéma fonctionnel du cycloconvertisseur.

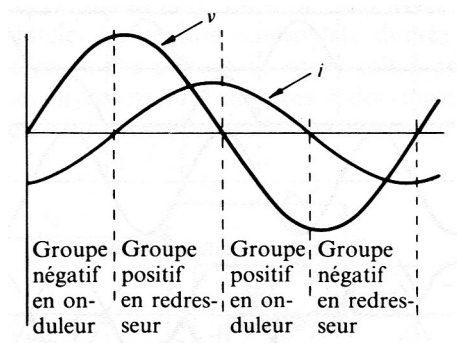


FIGURE 7.2 – Ondes idéales du cycloconvertisseur.

Le tracé de la forme d'onde de la tension représentée à la figure 7.3.b repose sur le fait que le groupe  $P$  ne conduit que durant cinq demi-périodes, les thyristors étant amorcés sans retard, autrement dit  $P$  se comporte comme un redresseur à diodes. Durant les cinq demi-périodes suivantes, le groupe  $N$  conduit uniquement pour synthétiser l'alternance négative de la tension de sortie. Selon la forme d'onde de la tension représentée à la figure 7.3.b, la fréquence de sortie vaut le cinquième de celle d'entrée, cette forme tendant vers une onde rectangulaire à grand résidu harmoniques. Les formes d'ondes des courants représentées à la figure 7.3.c donnent les intervalles de conduction des thyristors, le courant fourni par l'alimentation étant une onde sinusoïdale complète. Dans ce mode de fonctionnement, on dit que le cycloconvertisseur fonctionne en *ondes pleines*.

La figure 7.3.d représente une meilleure approximation d'une onde sinusoïdale synthétisée en contrôlant les instants d'amorçage des thyristors, on dit que le cycloconvertisseur fonctionne en *réglage de phase*. La charge reçoit une pleine alternance de la source avec un retard nul pour l'amplitude de la tension de sortie, et un accroissement du retard à l'amorçage lorsque cette tension tend vers zéro. Ce fonctionnement avec réglage de phase diminue le résidu harmonique de la forme d'onde de la tension de sortie comparativement au fonctionnement en ondes pleines, de plus il permet d'obtenir une tension de sortie dont la fréquence peut varier de manière *continue* entre 0 et la fréquence du réseau.

Selon les formes d'ondes des courants de la figure 7.3.e, le courant d'alimentation possède une composante à la fréquence de sortie et il est très déformé.

## 7.2 Fonctionnement en réglage de phase

Selon les figure 7.1 et 7.3.a, si les thyristors des groupes positif et négatif conduisent simultanément, alors ils court-circuitent l'alimentation. Pour éliminer cette possibilité, on peut insérer une bobine d'absorption entre les groupes, pour limiter le courant de circulation ou encore aménager l'électronique de commande de manière à ce qu'un groupe ne soit pas amorcé alors que le courant circule dans l'autre. Le fonctionnement sans courant de circulation (ou encore en groupe bloqué) implique l'inhibition de l'amorçage d'un groupe jusqu'à la cessation du courant dans l'autre.

Le montage à indice de pulsation trois représenté à la figure 7.4 et les formes d'ondes associées aux figures 7.5, 7.6 et 7.7 permettent d'expliquer aisément le

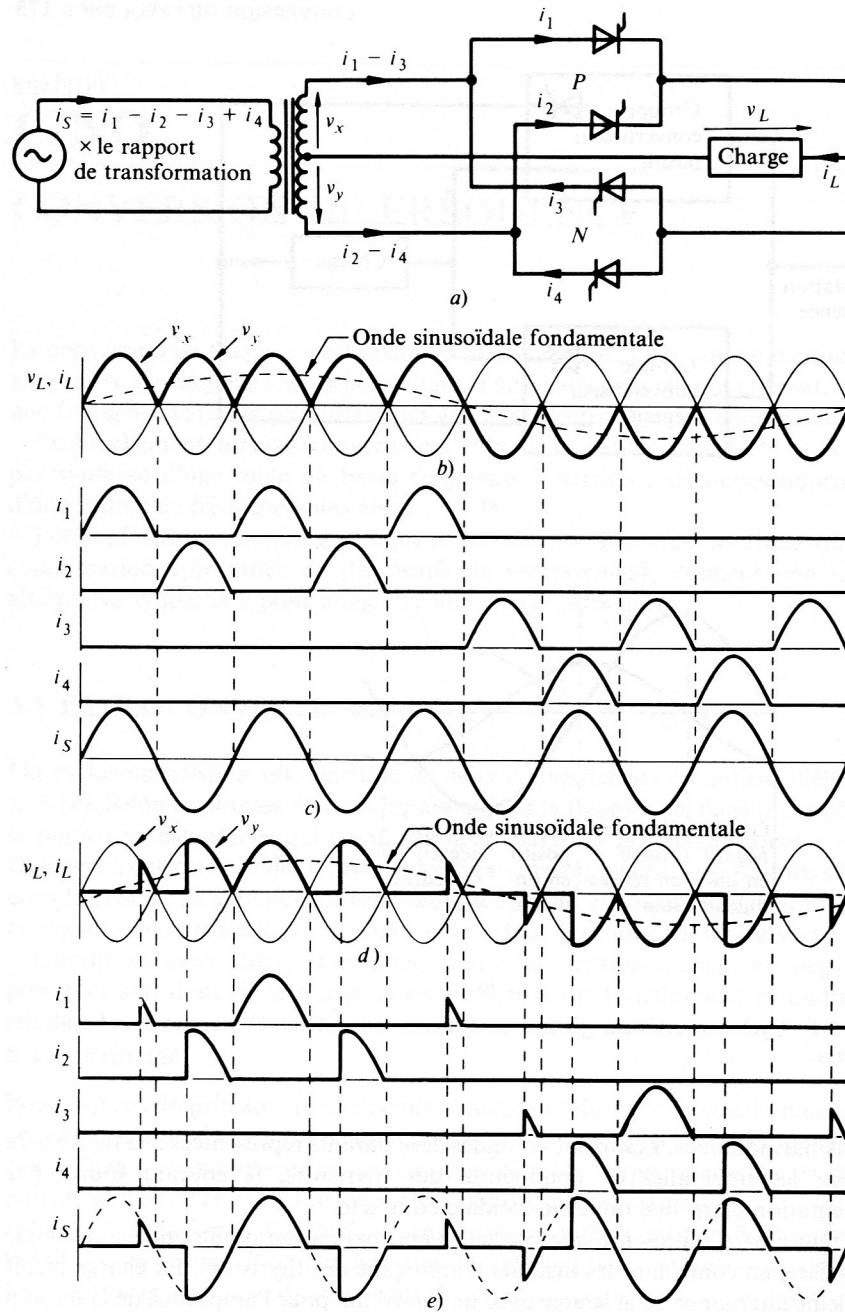


FIGURE 7.3 – Cycloconvertisseur monophasé alimentant une résistance pure.

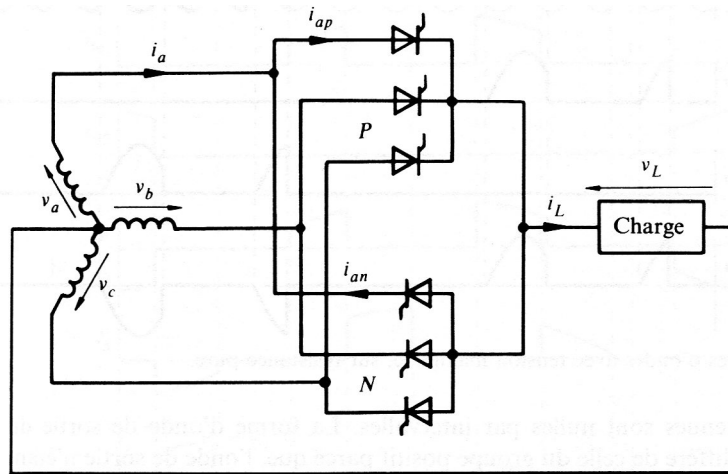


FIGURE 7.4 – Charge monophasée alimentée par un cycloconvertisseur d'indice de pulsation 3.

fonctionnement du cycloconvertisseur à groupe bloqué pour diverses charges. La figure 7.5 représente les formes d'ondes lorsque le cycloconvertisseur, qui alimente une résistance pure, est réglé pour obtenir une tension (fondamentale) de sortie maximale. La tension sinusoïdale désirée en sortie est représentée à une fréquence telle qu'une période de sortie soit à peine inférieure à cinq périodes d'entrée. Les thyristors sont amorcés à des angles permettant de suivre d'aussi près que possible l'onde sinusoïdale fondamentale. La charge étant une résistance, les tensions obtenues sont nulles par intervalles. La forme d'onde de sortie du groupe négatif diffère de celle du groupe positif parce que, l'onde de sortie n'étant pas générée sur un nombre entier de périodes d'entrée, les alternances successives de sortie commencent à des instants différents relativement aux tensions d'entrée. Les formes d'ondes des courants montrent le grand déséquilibre imposé à l'alimentation.

La figure 7.6 représente les formes d'ondes à tension (fondamentale) maximale sur charge inductive. Le courant dans cette charge est en retard sur la tension et, comme le sens du courant de charge détermine le groupe qui doit conduire, les intervalles de conduction du groupe sont en retard sur la tension de sortie désirée. Les thyristors sont amorcés à des angles qui donnent une tension aussi proche que possible d'une onde sinusoïdale, mais, en raison du retard du courant sur la tension, chaque groupe fonctionne aussi en onduleur. un groupe cesse de conduire lorsque le courant de charge s'inverse. Selon la

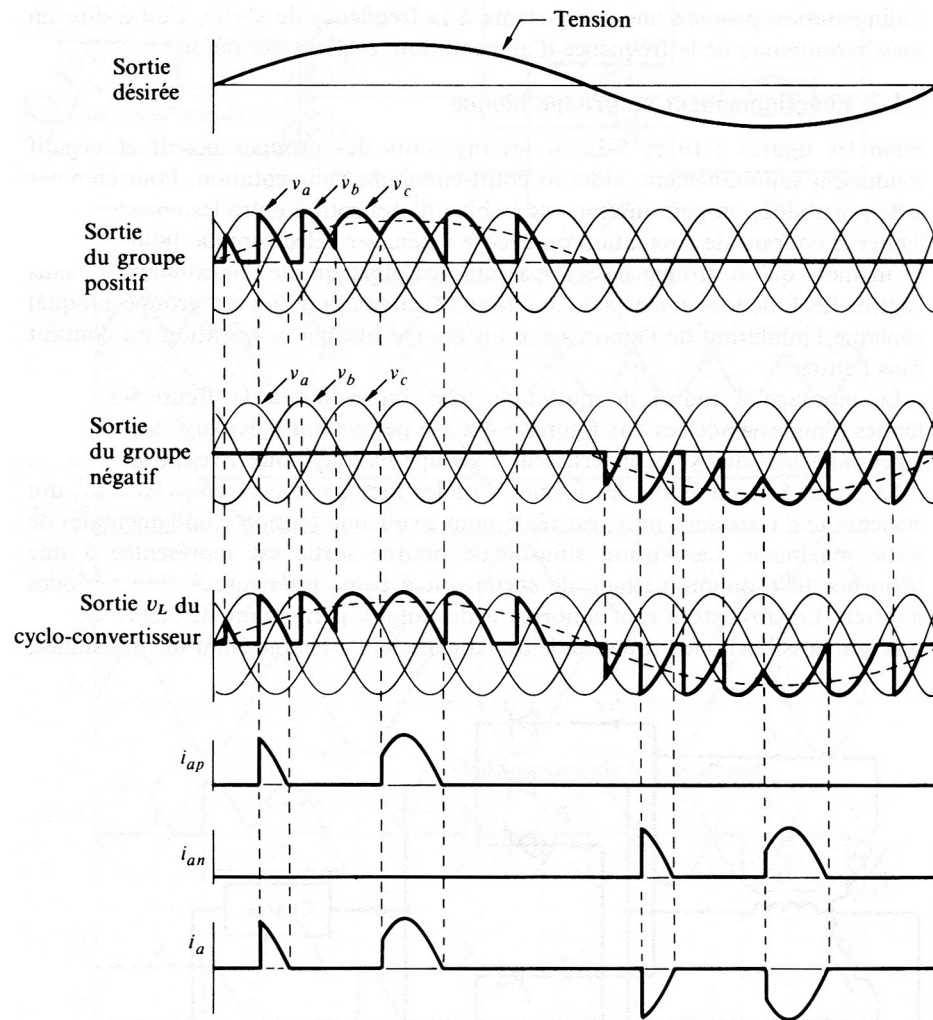


FIGURE 7.5 – Formes d'ondes avec tension maximale, sur une résistance pure.

forme d'onde de la tension de charge, le transfert entre groupes est immédiat mais, dans la pratique, un bref temps mort est nécessaire pour assurer l'arrêt du courant et de recouvrement de l'état bloqué d'un groupe avant l'amorçage de l'autre.

L'allure de la forme d'onde du courant d'entrée varie d'une période à la suivante, mais lorsque la fréquence d'entrée est un multiple exact de la fréquence de sortie, cette forme d'onde se répète avec la période de la tension de sortie.

On peut diminuer la tension fondamentale de sortie en retardant l'angle d'amorçage (figure 7.7). Ce retard à l'amorçage, en particulier pour la crête de la tension de sortie, permet de régler l'amplitude de la tension de sortie.

La figure 7.8a représente un cycloconvertisseur à 18 thyristors, indice de pulsation trois alimentant une charge triphasée. Un cycloconvertisseur à 36 thyristors, indice de pulsation 6 est représenté à la figure 7.8b.

La figure 7.9 représente des exemples de formes d'ondes de sortie d'un cycloconvertisseur à indice de pulsation supérieur. La fréquence de sortie vaut le tiers de la fréquence d'entrée. Visiblement, plus l'indice de pulsation est grand, plus la forme d'onde de sortie se rapproche de la forme sinusoïdale désirée. En général, la fréquence de sortie est limitée à la moitié ou au tiers environ de la fréquence d'entrée. Les montages à indice de pulsation supérieur ont une limite plus élevée.

### 7.2.1 Commande

Soit  $\alpha$  l'angle de retard à l'amorçage d'un groupe redresseur-onduleur. La commande fait varier cet angle  $\alpha$  de sorte que la valeur instantanée de la sortie désirée (onde fondamentale) suive la moyenne « locale » de la sortie des groupes. Plus précisément, la quantité  $\cos \alpha$  suit une loi en sinus, avec la période de la tension de sortie du cycloconvertisseur.

Les formes d'ondes représentées à la figure 7.10 sont tracées pour donner l'amplitude maximale possible de la tension de sortie. En considérant le groupe positif vers l'instant de sa crête positive, la forme d'onde de sortie correspond à un retard à l'amorçage nul. La commutation suivante nécessite un retard à l'amorçage pour satisfaire à la chute de la tension de sortie désirée. Les points d'intersection d'une onde sinusoïdale de référence (la sortie désirée) avec les ondes cosinusoïdales dessinées avec leur maxima aux instants de retard nul déterminent les instants d'amorçage de chaque thyristor.

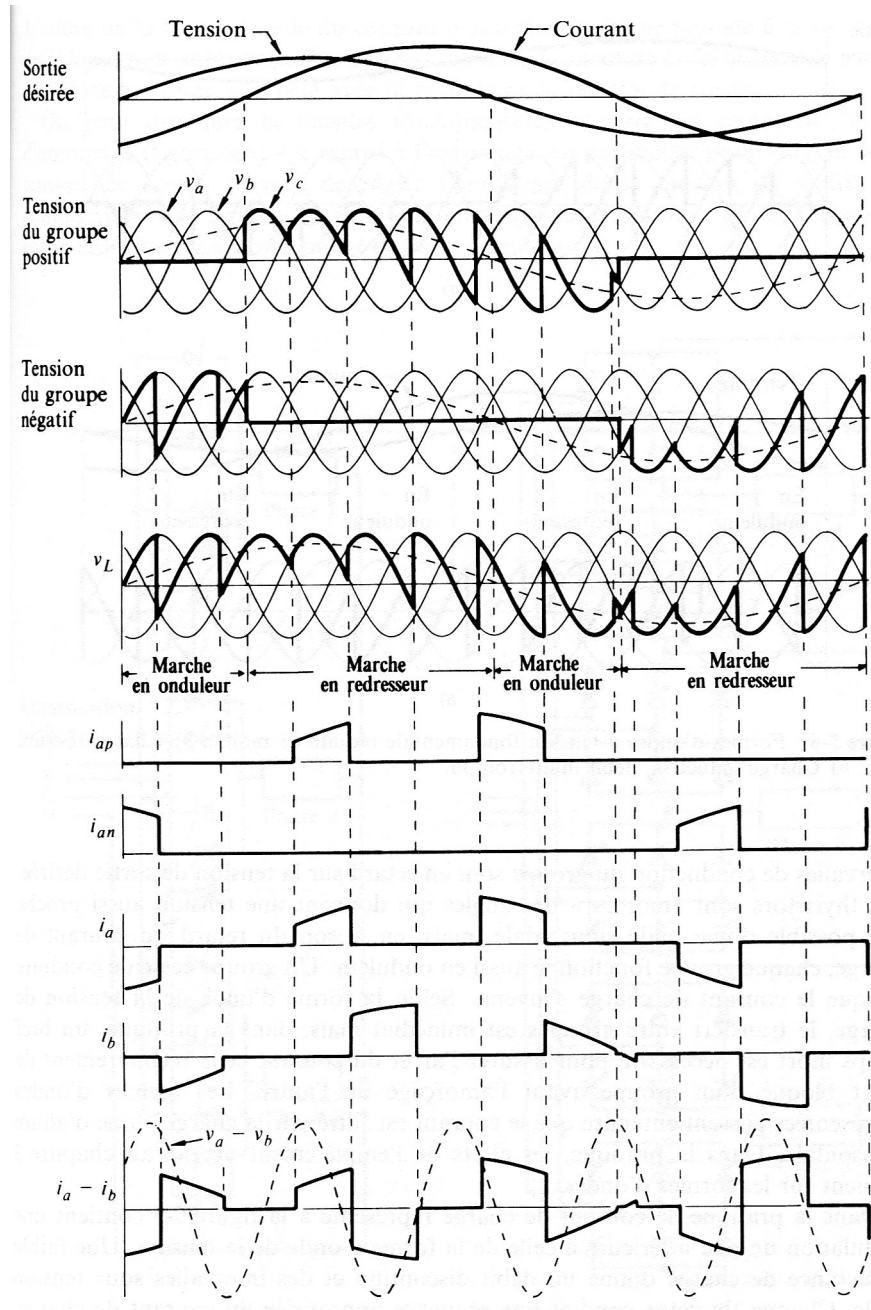


FIGURE 7.6 – Formes d’ondes avec tension maximale, sur une charge inductive.



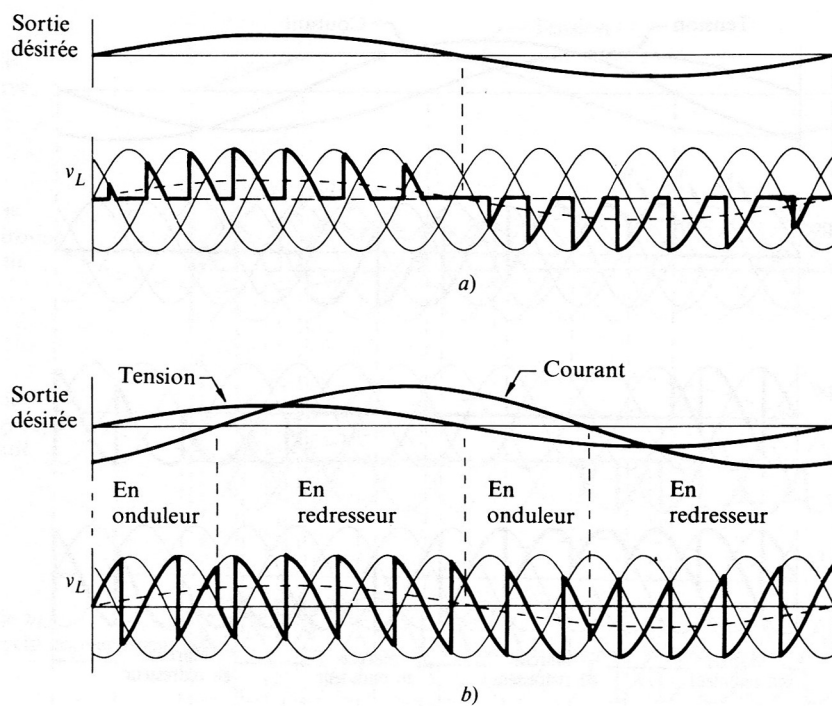


FIGURE 7.7 – Formes d'ondes à tension fondamentale réduite de moitié. a) Charge résistive pure. b) Charge inductive, débit ininterrompu

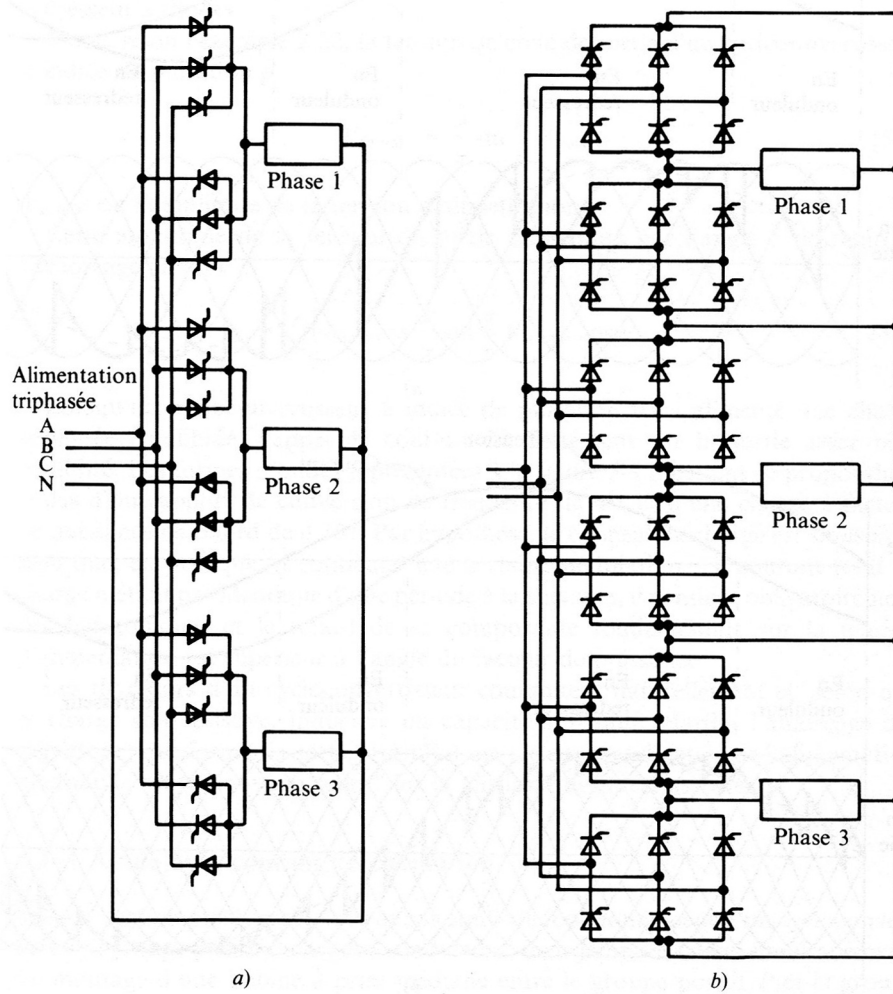


FIGURE 7.8 – Cycloconvertisseur à sortie triphasée. a) À indice de pulsation trois. b) À indice de pulsation six.

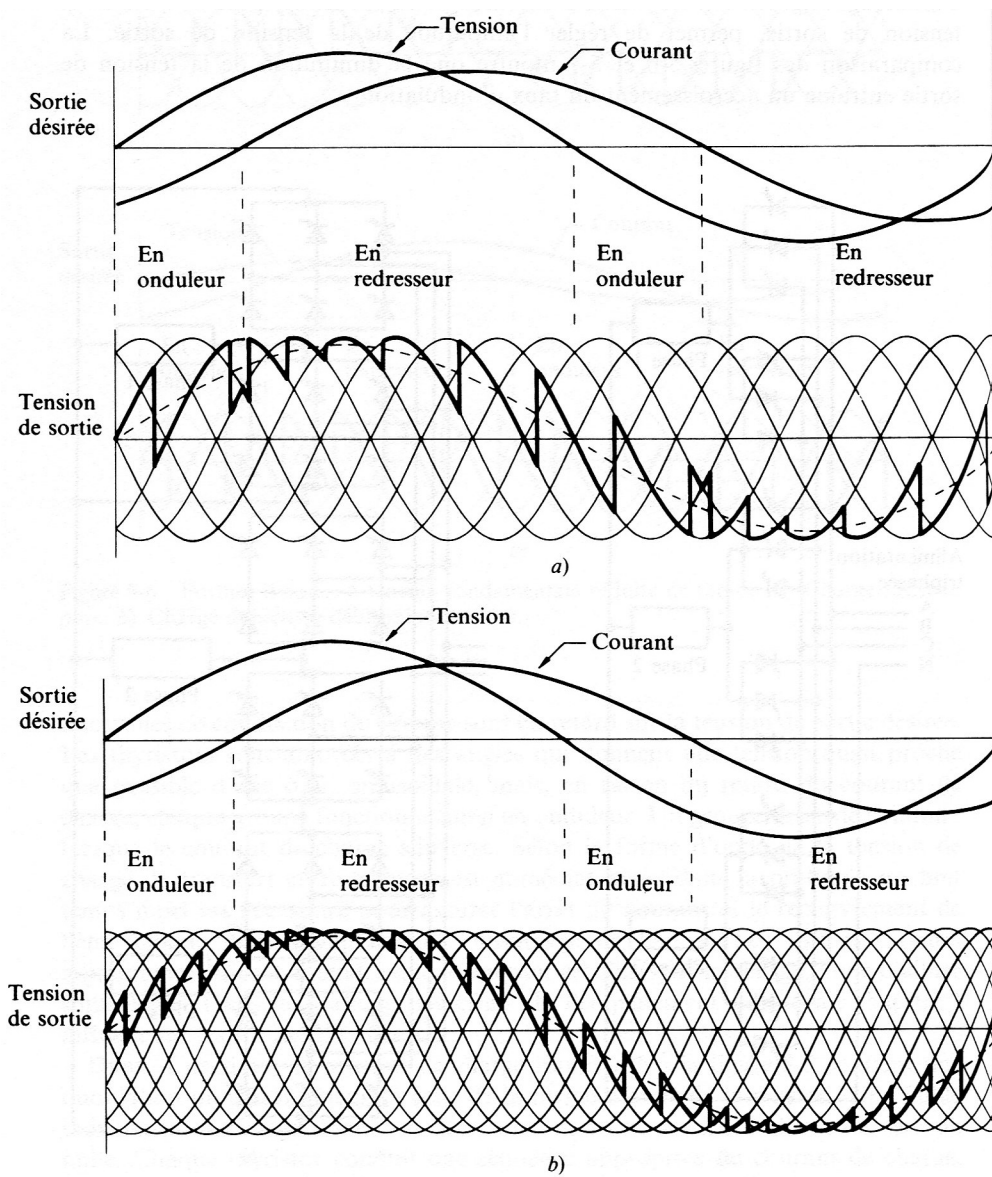


FIGURE 7.9 – Formes d’ondes de la tension de sortie d’un cycloconvertisseur sur charge inductive. a) montage à indice de pulsation six. b) montage à indice de pulsation douze.

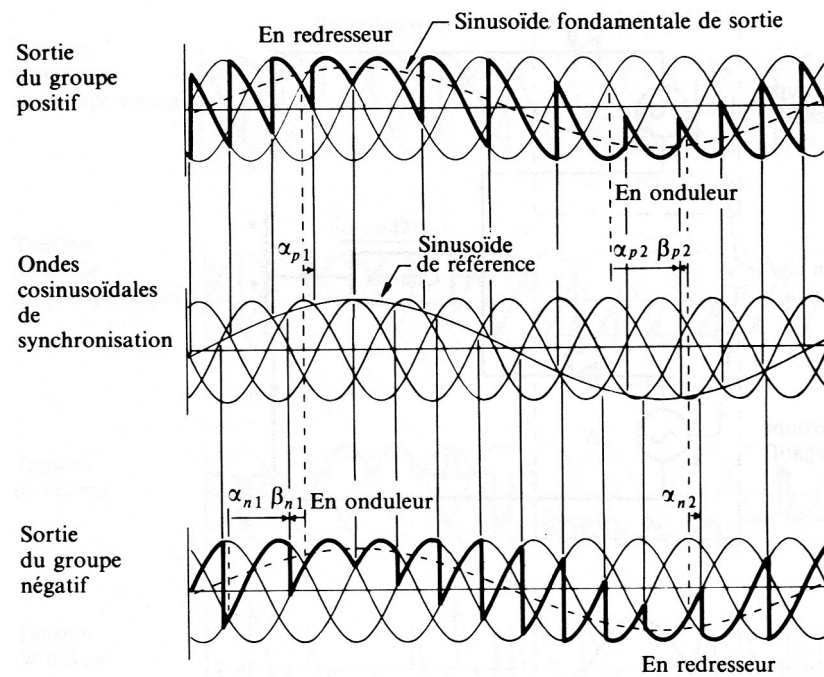


FIGURE 7.10 – Détermination de l'angle d'amorçage en réglage de phase.

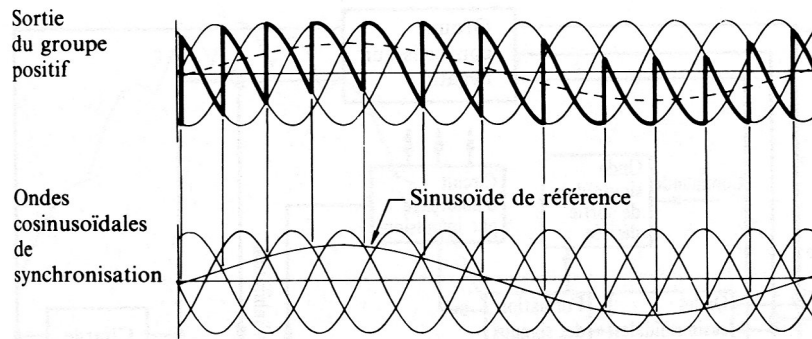


FIGURE 7.11 – Détermination de l'angle d'amorçage pour une tension de sortie réduite.

La figure 7.10 représente la construction de la sortie du groupe positif. Remarquer que, en redresseur, l'angle d'amorçage est inférieur à  $90^\circ$  (angle  $\alpha_{p1}$ ) ; mais en onduleur, dans l'alternance négative, le retard à l'amorçage s'étend au-delà de  $90^\circ$  (angle  $\alpha_{p2}$ ),  $\beta_{p2}$  est l'angle associé d'avance à l'amorçage. On détermine la sortie du groupe négatif de la même façon.

La figure commande-tension-reduite 7.10 met en évidence un aspect de la détermination de l'angle d'amorçage du groupe négatif lorsqu'il est en mode onduleur, à l'instant où la tension de sortie est maximale.

Pour diminuer la tension de sortie, réduire l'onde sinusoïdale de référence au niveau désiré (figure 7.11). Mais diminuer l'amplitude de la sortie augmente le taux d'ondulation de l'onde de sortie.

### 7.3 Fonctionnement en ondes pleines

On peut commander un cycloconvertisseur de manière à ce que chaque groupe fonctionne en pleine conduction, comme s'il comportait des diodes. Les formes d'ondes de la tension de sortie d'un tel cycloconvertisseur sont représentées à la figure 7.12. Ce cycloconvertisseur est aussi appelé *cycloconvertisseur-enveloppe*.

Le rapport de la fréquence de sortie à la fréquence d'entrée ne varie plus arbitrairement de manière continue entre 0 et la fréquence du réseau mais il est restreint à des nombres entiers ou à des fractions simples. Il est également

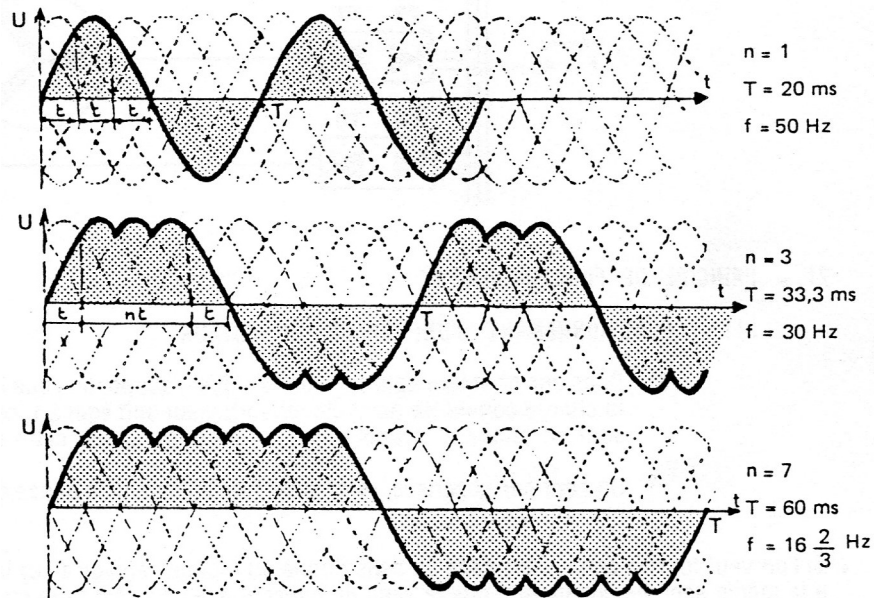


FIGURE 7.12 – Différentes formes d'ondes d'un cycloconvertisseur à ondes pleines.

à noter que l'on ne peut pas régler l'amplitude de la tension de sortie. De part ces limitations, le cycloconvertisseur à ondes pleines est beaucoup moins répandu que le cycloconvertisseur à réglage de phase, même si la commande en est infiniment plus complexe.

## 7.4 Limite de fréquence

Sur le plan purement technique, un cycloconvertisseur peut fournir des tensions dont la fréquence est comprise entre zéro et la fréquence du réseau d'alimentation – la fréquence zéro signifie que le cycloconvertisseur est capable de délivrer une tension continue – mais sur le plan économique, il en est tout autrement.

Jusqu'à une fréquence égale au 1/3 de la fréquence du réseau, tous les thyristors du cycloconvertisseur travaillent de la même façon : mêmes courants pendant les mêmes intervalles de temps avec les mêmes cycles de répétition. Au fur et à mesure que la fréquence de sortie dépasse le tiers de la fréquence du

réseau, certaines branches des ponts ne conduisent plus, sont bloquées avant d'avoir pu conduire. Il existe, par exemple, des fréquences de sortie où la même branche de pont ne conduit jamais, et où les deux autres branches de pont conduisent seules cycliquement. On peut même dire, à la limite, que si, dans chaque pont, la même branche conduisait toujours cycliquement une demi-alternance du réseau, la charge – le moteur – serait alimenté à la fréquence du réseau et la totalité de la puissance de la machine transiterait par ce seul bras.

Du fait de tels cycles de répétition, les thyristors qui débitent plus souvent que d'autres, sont plus chargés en courant, ils sont soumis à des valeurs moyennes et efficaces plus élevées. Ils doivent donc être *surdimensionnés*. Comme on ne sait pas à l'avance quelles seront les branches de pont qui travailleront cycliquement plus souvent, il faut surdimensionner *tous* les thyristors.

Cette considération économique fixe la limite supérieure de fréquence qu'un cycloconvertisseur peut fournir. Cette limite se situe environ au tiers de la fréquence du réseau. Jusqu'à cette fréquence, tous les thyristors sont chargés de manière semblable. La puissance des ponts n'est alors déterminée que par la puissance de la machine à alimenter.

Au-delà du tiers de la fréquence du réseau, certains thyristors sont cycliquement plus chargés et, comme selon les régimes cela peut être n'importe lesquels, tous doivent être surdimensionnés. Ce surdimensionnement peut s'approcher du coefficient trois si on souhaite aller jusqu'à la fréquence du réseau.

## **7.5 Exercices dans le recueil d'annales des épreuves d'électricité et d'électronique de l'examen de 3<sup>e</sup> année**

— page 48, 3<sup>e</sup> question du sujet de septembre 1994.





# Chapitre 8

## Machine synchrone auto-pilotée

La machine synchrone est la plus facile à piloter car le flux magnétique du rotor est créé par le moment magnétique de l'aimant rotorique qui est soit un aimant permanent, soit un électro-aimant.

Ce flux magnétique ne dépend pas des courants induits en provenance du stator, et donc de la variation du flux statorique ; ce dernier sera utilisé uniquement pour effectuer un contrôle simple du couple électromagnétique.

### 8.1 Comparaison machine synchrone – machine à courant continu

Dans la machine à courant continu (MCC) et dans la machine synchrone (MS) le couple est obtenu par interaction entre un champ « inducteur », produit par des électroaimants ou par des aimants permanents, et un champ dit « induit » produit par les courants d'alimentation  $I$ . Dans la MCC, l'inducteur est au stator et l'induit au rotor. Le collecteur commute le courant dans les sections en rotation. La machine, en fonction de la position de son rotor relativement au champ inducteur, choisit elle-même les conducteurs qui doivent être parcourus par un courant. Ainsi, le champ induit se trouve en quadrature avec le champ inducteur ce qui maximise le couple. Macroscopiquement et de façon très simpliste, on peut écrire la relation suivante :

$$\vec{C} = \vec{M} \wedge \vec{B}$$

où  $\vec{M}$  est le moment magnétique d'induit et  $\vec{B}$  l'induction créée dans l'entrefer par l'inducteur.

L'expression du couple est fréquemment exprimée sous la forme :

$$C = k \cdot \phi \cdot I_a$$

où  $\phi$  est le flux inducteur et  $I_a$  le courant induit.

À flux inducteur constant (aimants permanents) ou maximal (pertes joule d'induit réduites) le couple est ajustable par contrôle du courant  $I_a$ , opération aisée avec les hacheurs ou redresseurs.

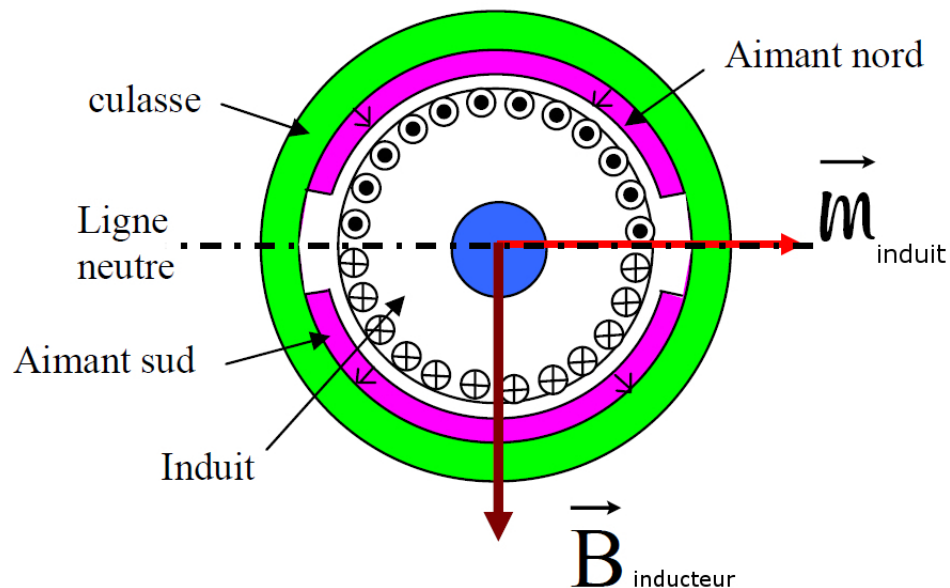


FIGURE 8.1 – Représentation d'une machine à courant continu bipolaire, inducteur à aimants permanent.

En première approximation, la machine synchrone possède la structure d'une machine à courant continu inversée : l'inducteur est un tournant et l'induit fixe, il n'y a plus de courant d'induit à commuter mécaniquement. Éventuellement des balais frottant sur des bagues lisses amènent le courant dans l'inducteur bobiné (forte puissance).

Cependant, pour entraîner le rotor, on doit créer un « champ tournant » en déplaçant le courant dans les conducteurs d'induit, celui-ci ayant la plupart du

temps une structure triphasée. Si la rotation du champ se fait indépendamment de celle du rotor (moteur synchrone classique), il y a risque de décrochement en cas de variation brutale de la fréquence d'alimentation ou du couple résistant. On ne peut pas obtenir ainsi un entraînement à vitesse variable.

Pour obtenir le comportement stable d'une machine à courant continu, le courant d'induit doit être commuté en synchronisme avec la rotation, ceci est possible en utilisant un capteur de position. Ce capteur fournit les informations nécessaires pour que le système de contrôle alimente les conducteurs adéquats via des interrupteurs statiques (transistors, IGBT, thyristors). Cet ensemble joue alors le rôle de collecteur statique. D'un point de vue comportemental, il est alors possible d'obtenir une machine à courant continu sans balais. En fait, la raison d'être essentielle de cette alimentation des machines synchrones est d'éviter le collecteur mécanique des machines à courant continu traditionnelles. Ce collecteur possède de nombreux inconvénients mais conserve encore des atouts.

Avantages du collecteur :

- faible coût de l'ensemble variateur + machine (fabrication en très grande série des collecteurs des petits moteurs variateur peu coûteux : redresseur commandé ou hacheur réversible ou non au choix) ;
- grâce à son grand nombre de lames, il assure une rotation très régulière (couple très peu ondulé).

Inconvénients du collecteur :

- usure en cas d'usage intensif (traction ferroviaire, production industrielle. . .) les balais doivent être changés régulièrement et le collecteur rectifié à une fréquence plus faible. Cela entraîne un coût de maintenance et une indisponibilité lors de ces opérations de maintenance ;
- pollutions :
  - électromagnétique (les étincelles sont des arcs très perturbateurs) ;
  - sonore (le frottement des balais produit du bruit) ;
  - particules (l'usure produit de la poussière).
- danger en ambiance explosive à cause des étincelles, toutefois le collecteur peut être placé dans une enceinte pressurisée.

En outre, à cause de son induit tournant et de son collecteur, la limite de faisabilité des MCC dans le plan puissance vitesse de rotation est très inférieure à ce qu'il est possible d'atteindre avec les moteurs sans balais.

Dans la machine synchrone, surtout si l'inducteur est à aimants perma-

nents, la quasi-totalité des pertes est localisée au stator ce qui facilite le refroidissement et la surveillance de température. Ainsi, à puissance égale, une machine synchrone est plus petite qu'une machine à courant continu et moins coûteuse. En revanche, la nécessité d'un capteur, d'une électronique de commutation de puissance et d'un système de contrôle plus complexes font que, globalement, l'ensemble convertisseur machine reste souvent plus coûteux que celui à collecteur mécanique. Les performances d'accélération des moteurs à aimants sont améliorée grâce essentiellement à un moment d'inertie réduit.

Comme l'indique la figure 8.2 page ci-contre page suivante, le moteur synchrone autopiloté (MASAP) a besoin d'une connaissance de la position relative du rotor par rapport au stator pour réaliser la synchronisation des courants d'induits avec le flux inducteur, c'est à dire l'autopilotage. Enfin, pour obtenir une rotation continue avec un couple bien lissé, l'ensemble induit-collecteur de la machine à courant continu comprenait souvent (mis à part le cas économique des collecteurs à 3 lames et induits à 3 encoches) beaucoup de « phases » mais il suffisait d'un convertisseur électronique très simple pour obtenir un fonctionnement à vitesse variable. Rappelons que le convertisseur électronique du MCC peut être adapté au strict besoin en terme de réversibilité, ainsi, un hacheur à un seul transistor peut suffire à alimenter un MCC fonctionnant dans un seul quadrant du plan couple vitesse. Quant à lui, le MASAP requiert un onduleur 4 quadrants (courant tension) pour fournir les courants alternatifs nécessaires. On peut réaliser des induits diphasés, mais il est nécessaire, sauf version simplifiée et limitée, de les alimenter chacun avec un onduleur en pont complet, soit un total de 8 interrupteurs. Généralement, l'induit est triphasé et l'onduleur comprend 6 interrupteurs.

## **8.2 Machines synchrones autopilotées à commutateur de courant à thyristors en commutation naturelle**

Concernant les MASAP utilisés pour propulser les navires, les contraintes technologiques des composants de l'électronique de puissance imposent l'utilisation de thyristors en très forte puissance (> qq 30 MW) et/ou haute tension (> qq kV). Les possibilités de commutation naturelle offertes par la machine synchrone (force électromotrice) permettent alors d'utiliser des thyristors en

## 8.2. MACHINES SYNCHRONES AUTOPILOTÉES À COMMUTATEUR DE COURANT À THYRISTORS EN CO

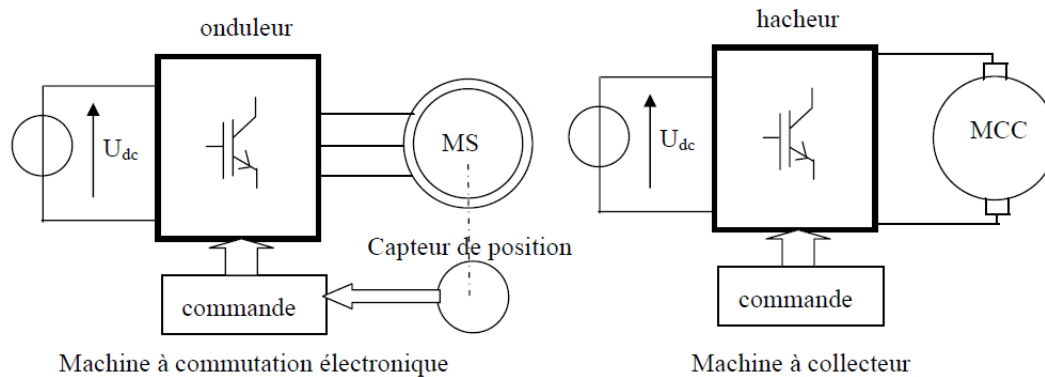
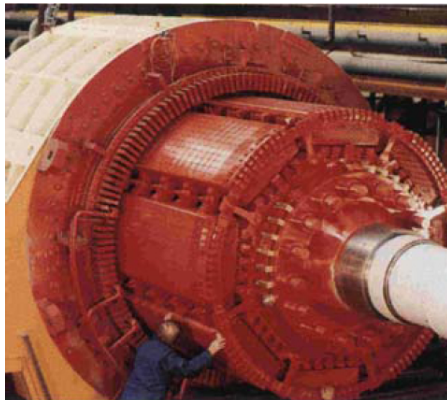


FIGURE 8.2 – Architectures simplifiées des ensembles convertisseurs-machines.

commutation naturelle en forte puissance, on parle alors de « machines synchrones autopilotée alimentée par commutateur de courant en commutation naturelle ». Compte-tenu de leur taille, ces moteurs, voir figure 8.3 de la présente page, sont à excitation par courant, le rotor est à pôles saillants ou à pôles lisses, le courant est amené par bagues ou par redresseurs tournants.



(a) paquebot, Alstom 20 MW.



(b) soufflerie NASA, 100 MW ABB.

FIGURE 8.3 – Moteurs synchrones autopilotés à pôles saillants.

En forte puissance (qq MW à qq 100 MW), il est intéressant d'utiliser des commutateurs à thyristors pour leur bas prix, leur fiabilité et le faible encombrement des convertisseurs (sans circuits auxiliaires d'extinction). La machine synchrone présente une force électromotrice, elle peut donc faire commuter un

pont redresseur à thyristors aussi bien en redresseur qu'en onduleur comme le ferait le réseau alternatif triphasé. Il y a cependant deux contraintes essentielles :

- pour assurer la commutation naturelle du pont à thyristors, le courant dans la machine doit toujours être en avance par rapport à la tension ce qui signifie que celle-ci doit fournir de la puissance réactive. De plus, on ne pourra pas obtenir le comportement strict de la machine à courant continu à excitation indépendante qui nécessite un courant en retard ;
- côté continu le pont redresseur doit être connecté à une source de courant, il faudra donc une inductance de lissage.

L'alimentation étant du type source de courant, la réversibilité est assurée par un changement de signe de la tension moyenne, aussi un simple redresseur tout thyristors (2 quadrants) suffit-il ; ceci est particulièrement appréciable lorsque l'on fonctionne à partir d'un réseau alternatif réversible, un système complet quatre quadrants est alors obtenu avec seulement deux redresseurs tout thyristors, un côté réseau, l'autre côté machine.

Les applications sont des entraînements d'hélice de navires, des compresseurs de grandes puissances, des démarreurs d'alternateurs de centrale de production d'électricité, des pompes... et la traction électrique. Depuis 1989 le TGV Atlantique et les motrices Sybic (synchrone bicourant, BB32000) fonctionnent avec des moteurs synchrones autopilotés avec commutateur de courant à thyristors. (Cette méthode d'alimentation des machines synchrones date des années 1970).

### 8.3 Principe

L'obtention du comportement d'une machine à courant continu optimale nécessite la quadrature entre le courant d'induit  $I$  et le flux inducteur  $\varphi$ , par conséquent un courant en retard sur la tension, or si l'onduleur est à thyristors, il est nécessaire que le courant reste en avance sur  $V$  de manière à assurer la commutation.

La compréhension du fonctionnement est aisée lorsque le fonctionnement des redresseurs tout thyristors est connu, il faut faire très attention aux conventions car, lors de l'étude des redresseurs, le réseau alternatif est générateur et le continu récepteur, ici en marche moteur, c'est le contraire. Aussi, nous allons

commencer par décrire le mode de freinage où la machine synchrone (réseau alternatif à fréquence variable) est génératrice comme le montre la figure 8.4 de la présente page.

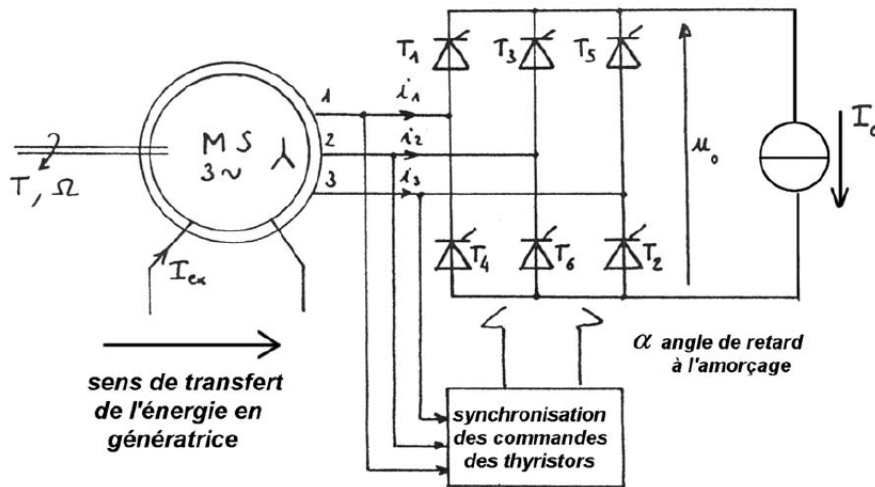


FIGURE 8.4 – Principe de l'ensemble convertisseur machine avec thyristors en commutation naturelle.

En première approximation, on peut raisonner avec le modèle de Behn-Eschenbourg et en convention générateur. Pour  $\alpha = 30^\circ$ , on a l'oscillogramme de la figure 8.5 page suivante page suivante.

Le récepteur (source de courant  $I_0$ ) peut être constitué par l'inductance de lissage et un rhéostat (freinage dissipatif) ou par un autre pont redresseur connecté au réseau 50 Hz par exemple et fonctionnant en onduleur (récupération).

En restant selon les mêmes conventions, le sens de transfert de l'énergie change pour  $\alpha > 90^\circ$ , le courant  $I_0$  garde son signe mais la tension moyenne  $\overline{U_0}$  s'inverse, le pont devient onduleur. L'angle  $\alpha$  est supérieur à  $\frac{\pi}{2}$ , par exemple pour  $\alpha = 150^\circ$ , on obtient les courbes de la figure 8.6 page suivante.

Si maintenant, on passe en convention moteur pour la machine, on inverse le signe du courant et, dans un cas de fonctionnement en moteur, on a le diagramme de Fresnel de la figure 8.7 page 131.

Or, on sait que, compte tenu de la durée des commutations (empiètement), on doit laisser un angle de garde d'autant plus grand que le courant et la fré-

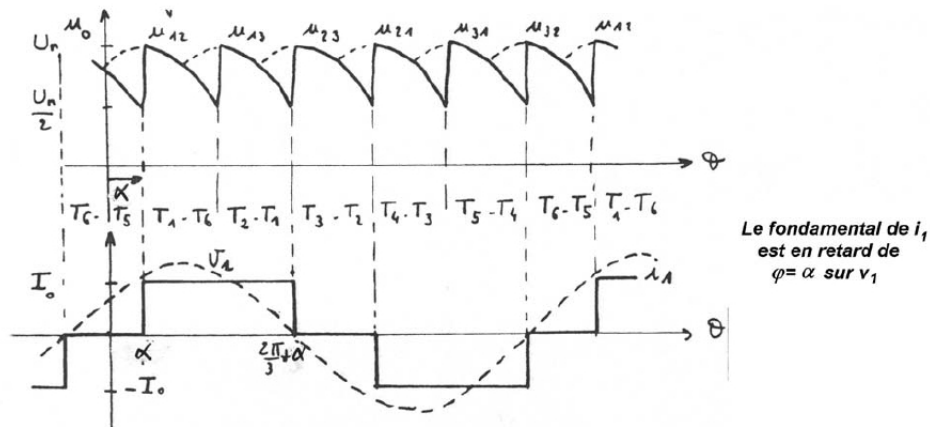


FIGURE 8.5 – Formes d’onde en génératrice et en convention générateur.

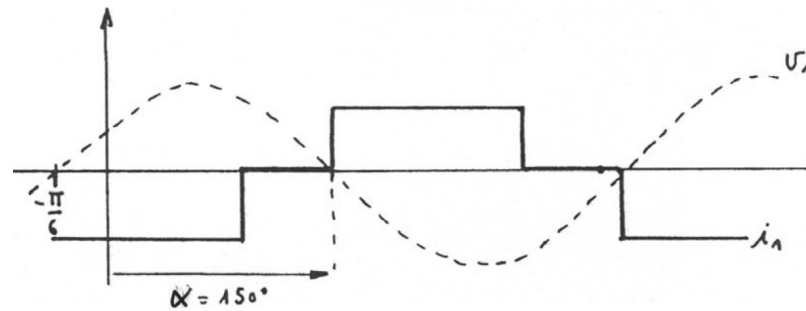


FIGURE 8.6 – Formes d’onde en moteur et en convention générateur.

quence sont élevés, ainsi le courant doit toujours se trouver en avance d’un angle supérieur à  $\pi - \alpha_{\max}$  avec :

$$\alpha_{\max} = \pi - \gamma \quad \text{donc : } \varphi > \gamma_{\text{avance}} \quad (\gamma : \text{angle de garde})$$

En changeant l’ordre d’amorçage des thyristors, on peut inverser le sens de la rotation. Ainsi le système, s’il est alimenté par une source de courant réversible en tension (pont tout thyristors), est réversible dans les 4 quadrants, on a alors une machine synchrone autopilotée fonctionnant avec deux ponts à thyristors seulement avec les avantages d’économie, de fiabilité, de possibilité de très fortes puissances et de fonctionnement en haute-tension (6,6 kV à 63 kV). La figure 8.8 page 132 montre le schéma de principe d’une telle machine.



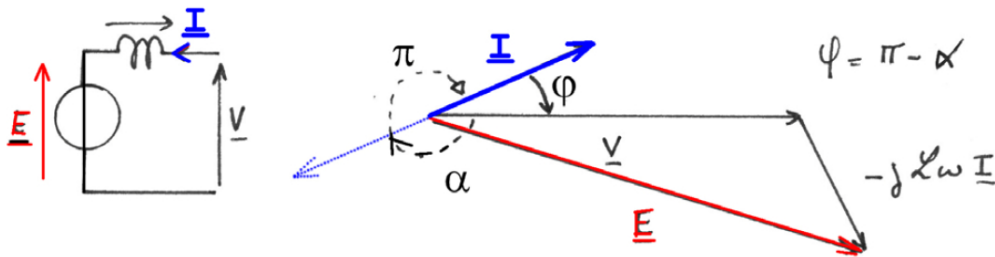


FIGURE 8.7 – Schéma équivalent et diagramme de Fresnel en convention moteur.

## 8.4 Démarrage - Mode cadencé

On remarquera que la machine n'est pas autopilotée par la position, mais par les tensions induites. Or à l'arrêt, il n'y a pas de f.é.m., aussi le démarrage en commutation naturelle ne peut pas se faire. Il est nécessaire d'avoir recours à des dispositifs de commutation des thyristors.

Généralement, pour avoir le bon aiguillage des courants, on a recours à un capteur de position élémentaire. À priori, on pourrait s'en passer en envoyant au hasard le courant dans la première phase et en donnant la bonne succession pour avoir le bon sens de rotation. Cette méthode présente l'inconvénient du risque d'un à-coup arrière si le hasard n'a pas bien fait les choses... Cet à-coup est en général inacceptable.

La machine possède donc un capteur de position seulement utilisé à basse vitesse (>10% de la vitesse nominale), au-delà, il n'est plus actif. À basse vitesse, la machine synchrone étant incapable de fournir les tensions nécessaires à la commutation des thyristors, ceux-ci sont alors commutés grâce à un artifice.

La machine, à l'arrêt, est dans une position quelconque, et la position angulaire du flux inducteur du rotor est connue et imposée. Le codeur angulaire, qui donne la position de l'axe polaire par rapport aux bobines du stator, définit les thyristors du pont machine à amorcer, pour créer le champ statorique qui fera tourner le rotor dans le sens désiré.

Lorsque le moteur aura tourné d'un certain angle, d'autres polarités devront être établies (c'est-à-dire qu'il faudra éteindre les thyristors qui conduisaient, et allumer les nouveaux thyristors convenables) pour que le champ  $\vec{H}_S$  progresse et que le rotor le suive.

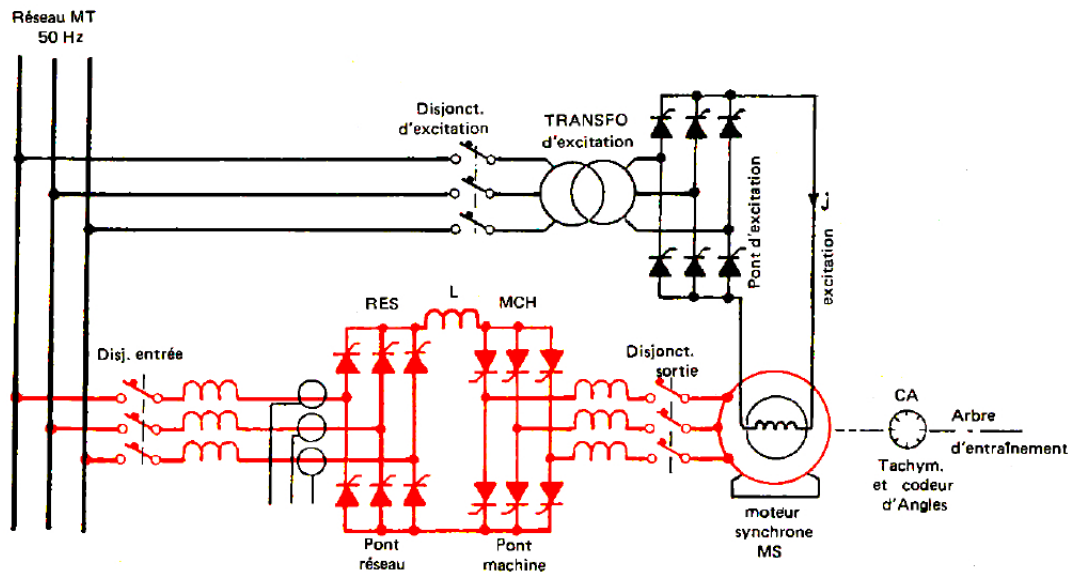


FIGURE 8.8 – Schéma de principe de régulation d'un onduleur autosynchrone associé à une machine synchrone avec codeur d'angles.

Or, l'extinction ne peut pas se faire naturellement, car la machine n'a pas encore de f.é.m. suffisante pour assurer la commutation. Cette extinction est provoquée en annulant le courant  $I$  dans la boucle à courant continu par action sur le pont réseau ( $\alpha = 90^\circ$ ). Après blocage des thyristors, et amorçage des suivants, le courant  $I$  est rétabli (action sur  $\alpha$  du pont réseau ramené vers  $0^\circ$ ).

Le codeur d'angles continue de définir les nouvelles commutations de thyristors jusqu'à ce que la machine ait une f.é.m. suffisante pour assurer les commutations et permettre le fonctionnement en onduleur autosynchrone. À ce seuil de f.é.m., donc de vitesse, le passage en mode synchrone se fera automatiquement.

Le codeur d'angles régit le fonctionnement cadencé : il détermine les instants auxquels il faut annuler  $I$  pendant quelques millisecondes, en donnant au régulateur d'intensité une référence  $I = 0$ . Le pont réseau diminue la tension  $U$  pour annuler le courant.

Quand le courant est annulé, les thyristors du pont machine qui étaient conducteurs se bloquent.

Puis, le codeur angulaire permet de déterminer les nouveaux thyristors du

pont machine qui doivent amorcés pour aiguiller le courant vers la phase suivante du moteur. Par exemple : T1-T2, puis T2-T3, puis T3-T4, . . . , soit 6 impulsions de commande par période, pour un pont de Graëtz.

Le régulateur d'intensité, recevant une référence  $I$  (plein courant), le pont réseau fonctionne alors en redresseur. L'amplitude du courant  $I$  dépend de la tension fournie par le pont réseau et définit l'amplitude du couple moteur à fournir à la machine, pour un flux d'excitation donné :  $C = \phi \times I$ .

Ce fonctionnement suit la fréquence de la machine. Quand la machine accélère, ces commutations se font plus vite, d'une façon synchrone.

## 8.5 Passage du mode cadencé au mode synchrone

Le mode cadencé dure de l'arrêt jusqu'à quelques hertz. Les amorçages à établir dans le pont machine sont les mêmes dans les deux modes. Les angles d'allumage des thyristors du pont machine sont inchangés.

Dans le mode cadencé, on ne peut établir ces conductions que par la connaissance de la position angulaire de la machine et de son diagramme interne. La commutation est artificielle puisqu'il faut éteindre les thyristors par annulation du courant débité par la boucle intermédiaire.

Dans le mode synchrone, il n'est plus nécessaire d'annuler le courant débité par la boucle à courant continu, c'est la f.é.m. de la machine qui assure la commutation naturelle (l'amorçage du thyristor « n+2 » fait que la tension anode-cathode aux bornes du thyristor « n » devient négative, ce qui entraîne son extinction). Mais les instants angulaires de conduction à établir dans le pont machine sont les mêmes, et ils sont lus sur le codeur angulaire (corrigés par le diagramme interne de la machine).

Lorsque la machine a une f.é.m. suffisante pour assurer la commutation, telle que le mode synchrone puisse intervenir, une logique statique réalise le passage de la commutation artificielle à la commutation naturelle, ce qui est symbolisé dans le schéma de principe de régulation (voir figure 8.9 page suivante) par l'inverseur « mode cadencé-mode synchrone ».

Alors que dans le mode cadencé, la référence de courant (cycles de références nulles suivies de références « plein courant ») provient des informations du codeur d'angles, dans le mode synchrone, cette référence provient normalement de la sortie du régulateur de vitesse. Le capteur de position angulaire

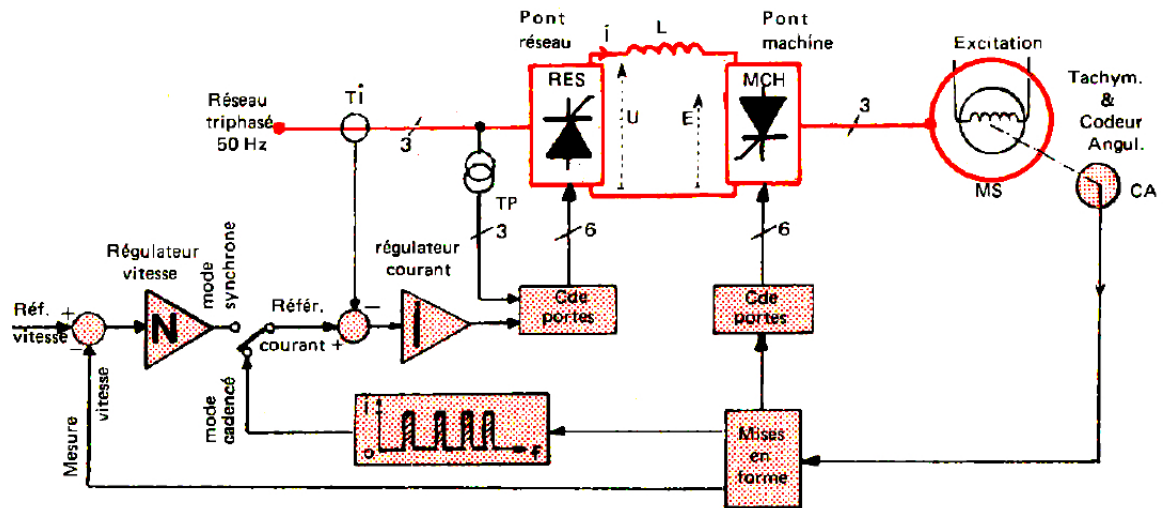


FIGURE 8.9 – Schéma de principe de régulation d'un onduleur autosynchrone associé à une machine synchrones avec codeur d'angles.

détermine, non seulement la position du rotor mais, utilisé aussi en tachymétrie, il permet de contrôler couple et vitesse.

## 8.6 Système sans codeur angulaire

Le système peut fonctionner plus économiquement sans codeur angulaire, le schéma de principe est donné à la figure 8.10 page 136. La commande du pont machine est effectuée à partir des tensions de la machine :

- en mode synchrone, des transformateurs de potentiel, TP2 (voir figure 8.9), aux bornes de la machine indiquent les tensions qui pilotent le pont machine en onduleur ;
- en mode cadencé, ces TP2 ne servent pas. Un générateur de tension  $U = f(t)$  fournit, au démarrage, une basse tension qui croit ensuite linéairement. Cette tension est convertie en fréquence  $f$ , par un convertisseur tension/fréquence qui fournit, en sortie, des créneaux dont la fréquence est proportionnelle à l'entrée.

On a ainsi un signal de fréquence qui évolue dans le même temps, de la même manière que le faisait le générateur de tension : palier au démarrage,

puis rampe de croissance en fonction du temps.

Ce signal « fréquence » pilote le démarrage :

- en provoquant les allumages successifs et dans le bon ordre du pont machine ;
- en appliquant, avec annulation aux bons moments, la référence courant au régulateur de courant du pont réseau.

Ainsi, par exemple :

- un couple de thyristors du pont machine est allumé (T1 et T2 par exemple) ;
  - on impose  $I_n$  à la référence courant et on crée le champ tournant au stator ;
  - après que le rotor ait tourné de  $60^\circ$ , on annule le courant pour éteindre les thyristors, en branchant le pont réseau en onduleur pour vider la boucle de son énergie.
- et on repart pour un cycle : allumage de T2 et T3, établissement de  $I_n$ ...

L'inconvénient est qu'au départ, le rotor peut venir en arrière, chercher le champ et repartir en avant avec lui. En effet, on ne connaît pas, au démarrage, la position du champ inducteur du rotor d'où l'inconvénient possible d'une oscillation.

Si le démarrage n'est qu'une phase transitoire sans précipitation, cette oscillation n'est pas gênante (c'est le cas sur les navires). Il n'en est pas de même dans les applications de levage et de traction.

Dès que la f.é.m. de la machine est suffisante pour assurer la commutation du courant  $I$  de travail (5 à 10 % de la tension nominale), le passage au ode synchrone s'établit comme dans le système précédent avec codeur angulaire.

Le schéma de la figure 8.10 [page suivante](#) symbolise également par un inverseur les liaisons réalisées lors du passage du mode cadencé au mode synchrone.

## 8.7 Réversibilité

En conservant le sens du courant dans la boucle intermédiaire à courant continu, mais en inversant les polarités de tensions, dans le quadrant 2 (par rapport au quadrant 1) et dans le quadrant 4 (par rapport au quadrant 3) :

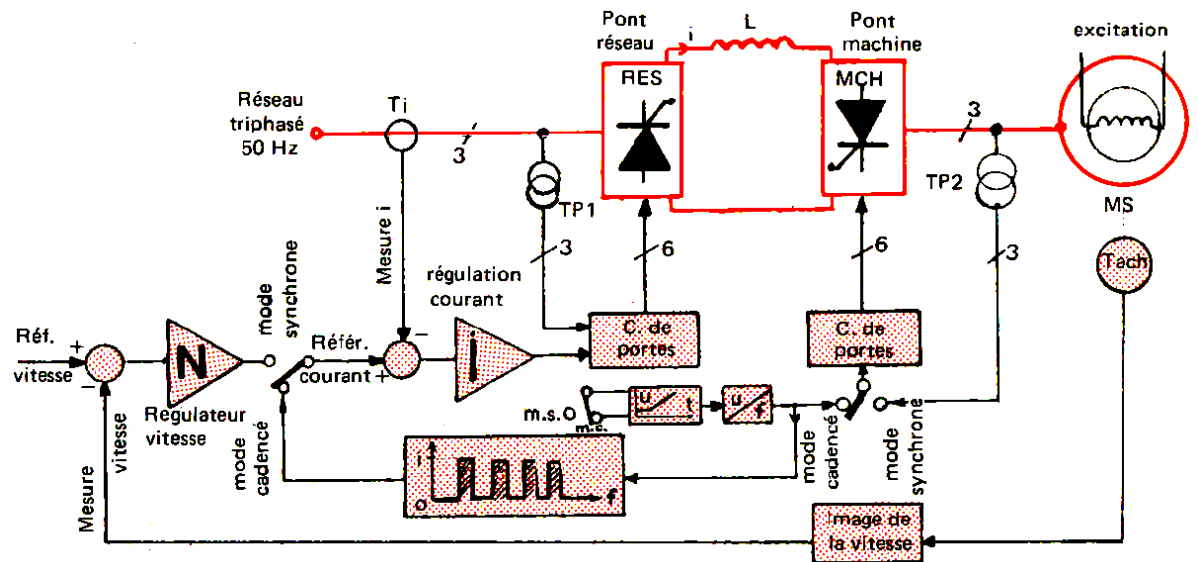


FIGURE 8.10 – Schéma de principe de régulation d'un onduleur autosynchrone associé à une machine synchrones sans codeur d'angles.

- le pont machine fonctionne en redresseur piloté par la fréquence variable de la machine, recevant de l'énergie sous forme de courants alternatifs de la machine synchrones et l'envoyant sous forme de courant continu dans la boucle intermédiaire ;
- le pont réseau fonctionne comme dans le cas du MCC, en onduleur, piloté par le réseau 50 Hz, recevant l'énergie sous forme de courant continu de la boucle intermédiaire et l'envoyant sous la forme de courants alternatifs triphasés, dans le réseau électrique.

Le système est donc parfaitement symétrique, et la machine synchrones peut fonctionner aussi bien en moteur qu'en générateur à fréquence variable, c'est-à-dire à vitesse variable.

L'inversion du couple par rapport à la vitesse, c'est-à-dire le freinage, se fait en récupération, en renvoyant l'énergie de la machine sur le réseau.

Le fonctionnement dans les quatre quadrants, du couple en fonction de la vitesse, est illustré à la figure 8.11 page 139.

L'inversion du sens de marche est obtenue en inversant, au niveau de l'électronique de contrôle, la succession des allumages des thyristors du pont ma-

chine. Le champ tournera en sens inverse. On peut donc fournir un couple et une vitesse dans les deux sens, sans adjonction d'éléments de puissance. Avec un MCC, il aurait fallu des ponts tête-bêche d'induit pour obtenir des performances équivalentes.

## 8.8 Excitation du moteur

S'il n'y a pas d'exigences particulières dues à l'environnement, on peut utiliser une excitation par bagues et balais, comme indiqué dans les schémas précédents.

Au contraire, si la vitesse de rotation ou l'exploitation l'exigent, on utilise une excitation par redresseurs tournants, supprimant ainsi tous contacts glissants, comme le montre la figure 8.12 page 140.

Afin de pouvoir exciter la machine même à l'arrêt, le courant d'excitation  $J$  est transmis par un exciteur tournant dont le réglage s'effectue par un gradateur au stator de l'exciteur.

## 8.9 Irrégularité cyclique du couple

Dans un moteur synchrone alimenté par onduleur autosynchrone, c'est-à-dire par courant polyphasés en forme de créneaux, le champ induit statorique ne progresse pas de façon uniforme (comme dans le cas d'alimentation directe du stator par le réseau, en courants sinusoïdaux), mais par bonds.

En supposant que le rotor tourne de façon quasi uniforme, chaque progression du champ induit  $\vec{B}_S$  change l'angle  $\theta$  entre lui et le champ inducteur  $\vec{B}_R$  qui est continu, et par conséquent le couple, qui ondule ( $\pm 7\%$ ) par rapport à sa valeur moyenne.

Aux très basses vitesses, tant que la machine synchrone n'a pas encore une force électromotrice suffisante pour assurer l'extinction des thyristors du pont machine, on a vu que cette extinction était obtenue par annulation du courant dans la boucle à courant continu, pendant quelques millisecondes. Cette annulation conduit à une annulation du couple pendant ce temps. À basse vitesse, le couple de la machine synchrone auto-pilotée est moins élevé que celui d'une même machine alimentée par un cycloconvertisseur. Les machines synchrones

auto-pilotées ne sont pas employées pour la propulsion des brises-glaces qui nécessitent de forts couples à très basses vitesses.

Pour remédier aux irrégularités du couple, le pont de Graëtz peut être remplacé par un système à plus de 6 séquences ou par plusieurs systèmes à 6 séquences décalés les uns par rapport aux autres.

## 8.10 Caractéristique mécanique de la machine synchrone autopilotée obtenue par les tensions statoriques

Considérons toujours le modèle de Behn-Eschenbourg de la figure 8.13 page 140, le fondamental du courant et négligeons l'empîement :

La puissance, puis le couple, peuvent se calculer par :

$$P = 3 \cdot V \cdot I \cdot \cos \varphi \quad \text{et} \quad C = \frac{3 \cdot V \cdot I \cdot \cos \varphi}{\Omega}$$

Le réglage de la caractéristique mécanique se fait par action sur le courant  $I$  celui-ci est contrôlé par la tension d'alimentation continue qui vaut si l'on néglige les chutes de tension :

$$\overline{U}_0 = \frac{3}{2\pi} \cdot U_{\max} \cdot \cos \alpha = \frac{3}{2\pi} \cdot V \cdot \sqrt{6} \cdot \cos \alpha$$

donc pour  $\alpha$  donné, la tension moyenne  $\overline{U}_0$  est proportionnelle à la tension machine  $U$ , tension imposée par le redresseur ( $\overline{U} = \frac{3}{2\pi} \cdot U_{\max} \cdot \cos \gamma = \frac{3}{2\pi} \cdot V \cdot \sqrt{6} \cdot \cos \gamma$ ), alors :

$$I = \frac{\sqrt{E^2 - V^2 \cdot \cos^2 \varphi} - V \sin \varphi}{\mathcal{L} \omega}$$

exercice : p 207 Principes d'électrotechnique Max Marty Dixneuf Gilabert



8.10. CARACTÉRISTIQUE MÉCANIQUE DE LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTÉE OBTENUE PAR LES

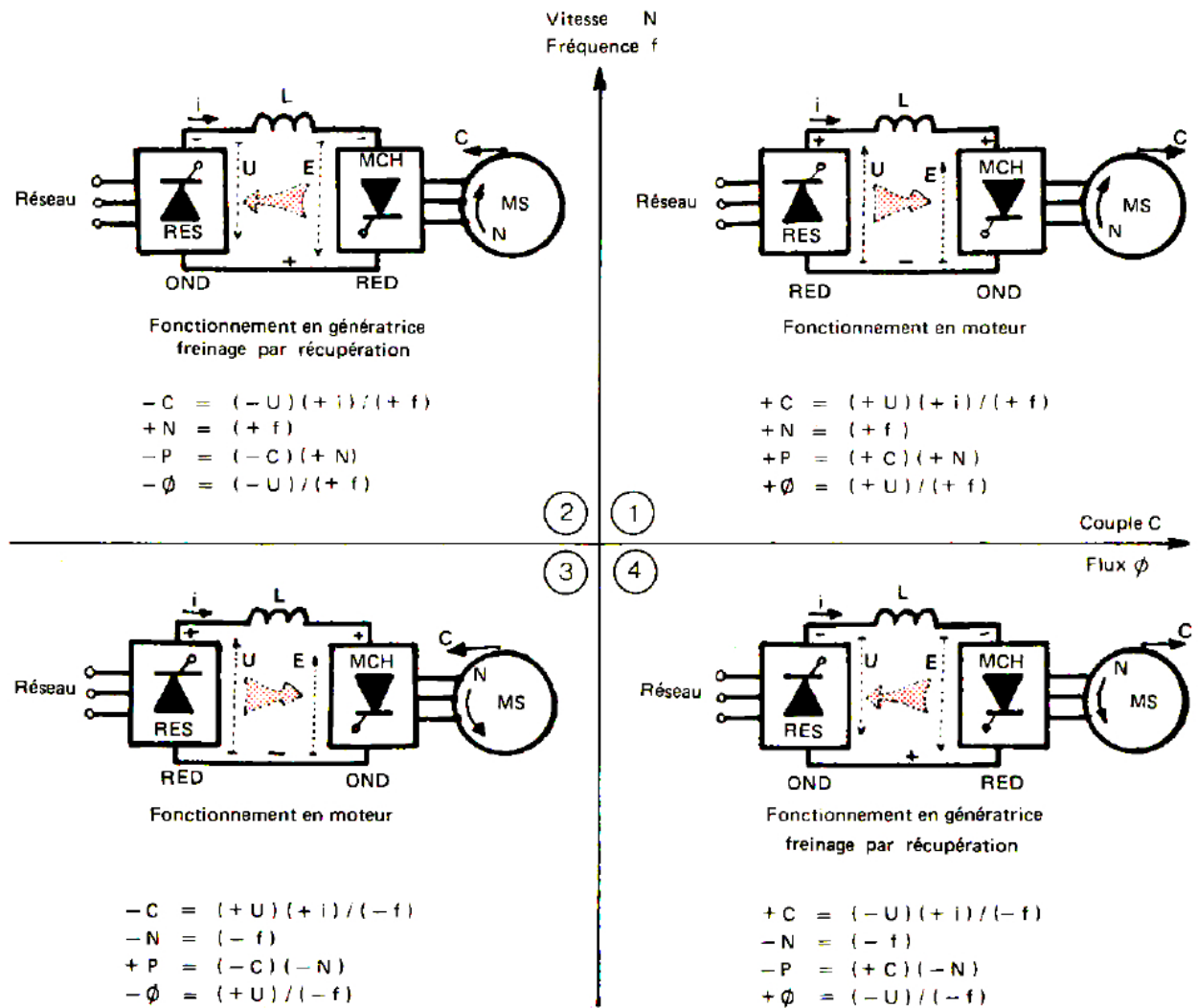


FIGURE 8.11 – Les quatre quadrants de fonctionnement d’une machine synchrone autopilotée.

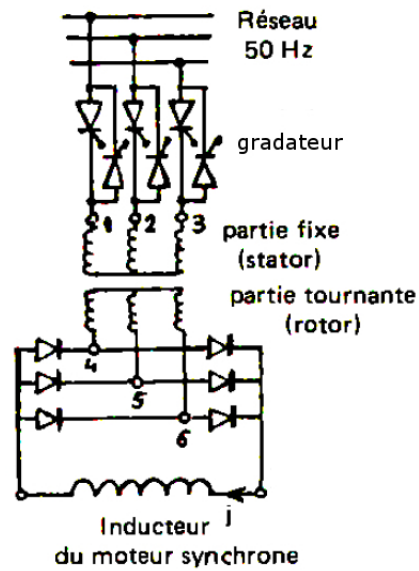


FIGURE 8.12 – Excitation tournante de la machine synchrone par exciteur à champ tournant.

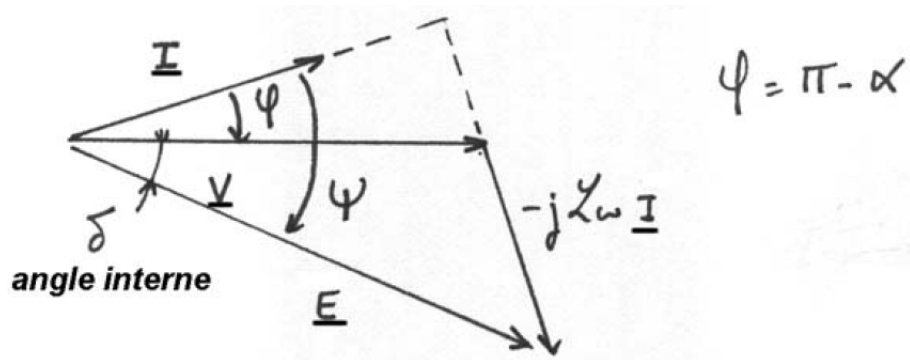


FIGURE 8.13 – Diagramme de Fresnel en moteur et en convention moteur la machine synchrone.

# Bibliographie

- [dIA] Ingénieurs de l'entreprise ALSTHOM : *Variation de vitesse des moteurs à courant alternatif*. Alsthom. Fascicule publié seulement au sein de l'entreprise.
- [Lan89] Cyril W. LANDER : *L'électronique de puissance : cours et exercices*. McGraw-Hill, 1989.
- [Lar05] Jacques LAROCHE : *Électronique de puissance Convertisseurs : Cours et exercices corrigés*. Dunod, 2005.