

Université d'Ibn Khaldoun de Tiaret

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique

Module : Electronique de Puissance

Année universitaire : 2025-2026

Promotion : 3ème A. Licence Electrotechnique (ETT)

Cours

Électronique de Puissance

Pour

L3 Electrotechnique

Pr. Cheikh BELFEDAL

Experts :

Pr. Allaoui Tayeb

Pr. Larbi Mhamed

Extrait de mon livre : Électronique de Puissance & Contrôle Classique et Intelligent des
Machines Électriques (Application à l'éolienne)

Destiné aux étudiants préparant un diplôme en Génie électrique de Licence, Master,
Ingénieur et Doctorat.

Table des matières

TABLE DES MATIERES	3
PREFACE..	5
L'UTILITE DE CET OUVRAGE.....	5
PARTIE I : ELECTRONIQUE DE DE PUISSANCE.....	7
INTRODUCTION	7
CHAPITRE 1 : LES INTERRUPEURS A SEMI-CONDUCTEUR	11
CHAPITRE 2 : LES REDRESSEURS : CONVERSION « ALTERNATIF-CONTINU ».....	23
a) LES MONTAGES MONOPHASES :	23
b) LES REDRESSEURS MONOPHASES NON COMMANDES (A DIODE) :	23
CHAPITRE 3 : LES GRADATEURS : CONVERSION « ALTERNATIF-ALTERNATIF ».....	55
CHAPITRE 4 : LES HACHEURS : CONVERSION « CONTINU- CONTINU »	69
CHAPITRE 5 : LES ONDULEURS : CONVERSION « CONTINU- ALTERNATIF »	87
CHAPITRE 6 : LES CYCLOCONVERTISSEURS : CONVERSION DIRECTE « ALTERNATIF- ALTERNATIF »	106
REFERENCES.....	110

Préface

Ce Polycopié est destiné aux étudiants en préparation de diplôme de licence. Il a pour objectif l'étude des différents convertisseur statiques utilisés dans l'électronique de puissance.

Il consiste à présenter l'électronique de puissance, qui a pour but de contrôler le transfert d'énergie entre une source et un récepteur (en incluant éventuellement la possibilité de réversibilité de transfert d'énergie, en cas de récupération d'énergie vers la source), tout en assurant une conversion à haut rendement.

Electronique de puissance

Introduction

Les montages de l'électronique de puissance, appelés convertisseurs statiques, utilisent des semi-conducteurs fonctionnant en interrupteurs électroniques. Un interrupteur électronique peut être formé par un seul semi-conducteur ou par un groupe de semi-conducteurs ou par un groupe en série ou en parallèle de plusieurs semi-conducteurs. Cette discipline a pour but de contrôler le transfert d'énergie entre une source et un récepteur (en incluant éventuellement la possibilité de réversibilité de transfert d'énergie, en cas de récupération d'énergie vers la source) (Fig.1), tout en assurant une conversion à haut rendement.

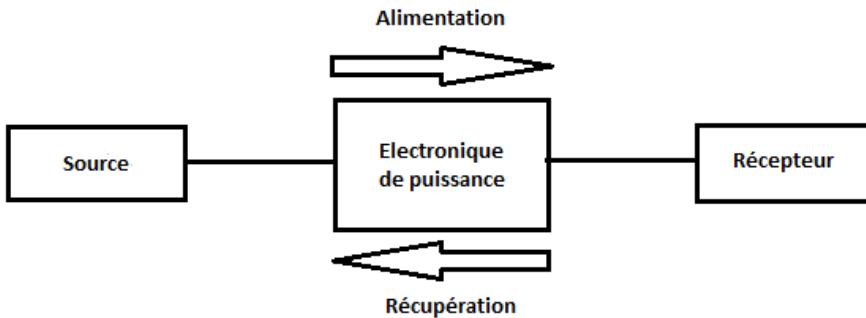


Fig.1. Conversion d'énergie électrique

Les convertisseurs statiques occupent maintenant une place importante dans les procédés industriels tant au niveau du contrôle de l'énergie électrique qu'à la conversion électromagnétique.

Cet état de fait est dû aux progrès conséquents réalisés par les semi-conducteurs de puissance, les matériaux et l'électronique de commande.

Durant les trois décennies passées, les développements de dispositifs à semi-conducteurs de puissance ont abouti successivement à l'apparition des éléments tels que les thyristors, pour ce qui concerne les dispositifs commandables à fermeture, ainsi que les GTO et les IGBT pour les éléments commandables à la fermeture et à l'ouverture. L'une après l'autre, ces différentes technologies ont atteint des niveaux de puissances limites, en relation avec les applications respectives. L'année 1998 a été l'aboutissement de

l'application aux plus grandes puissances de convertisseurs statiques à pulsation [1][2]. En effet, le développement de transistors de type IGBT pour une tension de blocage de près de 3 kV, permettant de déclencher un courant de plus de 3,6 kA, a permis la réalisation d'une installation de compensation statique de 22 MVAR, basée sur la structure de l'onduleur à pulsation à trois niveaux, et modulé en MLI.

Les générations futures des convertisseurs statiques à semi-conducteurs de grande puissance verront certainement apparaître un nouveau matériau semi-conducteur, le carbure de silicium SiC, extrêmement intéressant de par ses propriétés de conduction ainsi que ses propriétés de résistance aux températures élevées.

Depuis quelques années, ce semi-conducteur est en préparation. Celui-ci possède des propriétés fortes intéressantes, permettant de dépasser fortement toutes les attentes du silicium traditionnel. Les substrats de carbure de silicium (SiC) disponibles actuellement sont le SiC-6H, et le SiC-4H, qui sont deux structures cristallines synthétiques appelées aussi polytypes [3].

Dans la phase intermédiaire durant laquelle des activités intenses sont consacrées à la fabrication de wafers de SiC de dimensions acceptables, des autres développements de composants à base de silicium voient le jour et proposent des solutions alternatives à considérer sérieusement [4].

- Composants modernes pour convertisseurs de grandes puissances

Après la réalisation d'applications de puissances extrêmes à l'échelle du GW, sur la base de convertisseurs commutés naturellement et utilisant des thyristors conventionnels, le développement des techniques de mise en série des dispositifs enclenchables et déclenchables a permis de réaliser des onduleurs de tension à pulsation dans des gammes de puissance de plus en plus élevées.

Un premier développement important est représenté par la technique de la commande rigide des GTO qui a abouti à un élément à commande intégrée appelé IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor) [5]. Les excellentes propriétés à l'état passant, de même que les possibilités de surcharge font de cet élément un candidat sûr pour le transfert de grandes puissances. De plus, le principe de la commande rigide qui fait circuler par la gâchette un courant d'évacuation de porteurs très important et atteignant momentanément une valeur

supérieure au courant d'anode, permet la manœuvre simultanée de plusieurs dispositifs connectés en série.

Parallèlement au développement de l'IGCT, les composants dits à grille isolée ont subi des évolutions considérables du point de vue de la tension de blocage, ainsi que dans le domaine de la connexion de puces en parallèle (bonding). Pour les convertisseurs utilisant plusieurs transistors de commutation en série dans la même branche, un développement d'IGBT en boîtier pressé a vu le jour et permet également l'utilisation en série. Contrairement à la technique des convertisseurs à commutation naturelle, les onduleurs à pulsation permettent une bonne définition de la valeur de tension à l'intérieur même d'une demi-onde. Cette particularité permet non seulement d'obtenir des formes de courant presque sinusoïdales, mais également de générer des régimes harmoniques contrôlés afin de corriger activement les courants non-sinusoïdaux.

Dans un système de conversion, le convertisseur statique (élément à forte non-linéarité) se trouve être l'articulation de deux axes : l'axe de puissance (sources, groupements d'interrupteurs, récepteurs) et l'axe de contrôle-commande (MLI, MLI vectorielle, commande rapprochée) [6].

Un convertisseur statique a idéalement un rendement égal à 1, si on suppose que les pertes dans les interrupteurs sont nulles.

Cette conversion d'énergie est devenue fort attrayante en se répandant dans de nombreux domaines, couvrant des gammes de puissances extrêmement étendues (de quelques watts à plusieurs dizaines de Mégawatts).

La qualité des signaux en sortie, est primordiale pour le bon fonctionnement des charges notamment les machines tournantes. Ceci se base essentiellement sur les techniques de commande des interrupteurs. En effet, un convertisseur minutieusement contrôlé et fonctionnant à très haute fréquence, fournit à sa sortie un signal moins riche en harmoniques. Cette recrudescence en fréquence pose, en électronique de puissance, deux grands problèmes : l'échauffement des interrupteurs, sur lequel les recherches récentes se concentrent pour améliorer le refroidissement, qui demeure un problème délicat à résoudre. Les solutions développées pour le refroidissement de ces interrupteurs ont

considérablement progressé au cours de la dernière décennie, permettant ainsi d'atteindre des fréquences de commutation très élevées avec une puissance tout aussi importante.

Le champ électromagnétique émis par le convertisseur, qui constitue un perturbateur pour l'environnement à diverses fréquences et tensions, a conduit au développement de techniques de blindage, de couplage et de structures de convertisseurs plus protectrices. Celles-ci visent principalement à réduire les courants de fuite induits dans les circuits électroniques de commande à faible puissance. Actuellement, l'utilisation de la fibre optique est considérée comme la solution de blindage la plus efficace.

Le développement des transistors IGBT (de l'anglais Insulated Gate Bipolar Transistor) a conduit à atteindre des puissances (de quelques MW, appliquée dans le contrôle de vitesse des TGV équipés de moteurs synchrones ou asynchrones,) avec des fréquences (de quelques Mhz), ce qui facilite l'alimentation et la commande des systèmes électriques de forte puissance.

L'énergie électrique peut se présenter sous forme alternative ou continue, ce qui permet aux récepteurs ainsi qu'aux sources de fonctionner dans les deux modes. Par conséquent, on peut définir quatre classes de convertisseurs :

Convertisseurs alternatif-continu : Les redresseurs

Convertisseurs continu-continu : Les hacheurs

Convertisseurs : continu-alternatif : Les onduleurs

Convertisseurs alternatif-alternatif : Les gradateurs et les cycloconvertisseurs

Avant d'aborder l'étude des principaux montages de l'électronique de puissance, il est nécessaire de rappeler les caractéristiques des semi-conducteurs de puissance et d'indiquer comment peut-on les associer pour obtenir des convertisseurs statiques ayant des caractéristiques de fonctionnement désirées.

Chapitre 1 : Les interrupteurs à semi-conducteur

I. Description et caractéristiques des éléments semi-conducteurs de puissance

L'ensemble des protons et neutrons forme les nucléons dont la masse M détermine la masse atomique.

Le nombre de protons du noyau définit le nombre atomique Z .

Les électrons (e^-) sont répartis sur les couches K, L, M, N, O, P et Q.

Un atome est stable quand sa couche la plus extérieure contient $8e^-$.

Si un atome présente une couche extérieure partiellement remplie, il devient soit un ion positif (lorsqu'il perd des e^-) soit un ion négatif (lorsqu'il gagne des e^-).

	e^-	p^+
Masse (kg) au repos	$9.1 \cdot 10^{-27}$	$1.6 \cdot 10^{-31}$
Charge en cb	$-1.6 \cdot 10^{-19}$	$+1.6 \cdot 10^{-19}$

Tableau.1 : La masse et la quantité de charge des électrons et protons

II. Théorie des bandes :

Quand on rapproche les atomes, il se forme un solide et les niveaux discrets atomiques se modifient et s'élargissent pour former les bandes continues ; définissant ainsi de nouveaux états d'énergie pour les é.

- Certaines bandes sont partiellement occupées par des (bandes de conduction).
- D'autres sont vides (bandes interdites).
- D'autres sont complètement occupées (bandes de valence).

III. Semi-conducteur:

a) Le semi-conducteur est défini comme un matériau intermédiaire entre l'isolant et le conducteur. Son apparition a totalement bouleversé les technologies de l'époque des tubes électroniques. On distingue deux types de semi-conducteurs : intrinsèques et extrinsèques.

b) Semi –conducteur intrinsèque:

Le semi-conducteur intrinsèque tel que le Si ou le Ge comporte 4é libres dans la couche externe par atome. La liaison covalente entre les atomes du Si s'effectue par mise en couple de 2é ; alors chaque atome est entouré de 8é en basse température ce qui donne

une configuration stable (fig.I.1.1) ; dans ce cas de figure, il y'a occupation totale de la bande de valence et donc le Si devient un isolant à basse température.

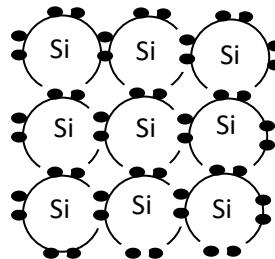


Fig. I.1.1 : Molécule de silicium (Semi-conducteur intrinsèque)

L'agitation thermique place l'électron dans la bande de conduction ; il reste donc un ion positif ; soit une place vacante dans la bande de valence appelée « trou » qui peut voyager comme l'électron dans le solide. Un trou attire souvent un électron libre pour se recombiner et redonner la stabilité requise par l'atome.

Dans un Semi-conducteur intrinsèque, le nombre de n égal au nombre de trous tel que:

$n = p = n_i$ où n est le nombre d'électron, p est le nombre de trous et n_i est la concentration intrinsèque.

Exemple : $n_i = 1.5 \cdot 10^{10}$ à $300 \text{ }^{\circ}\text{K}$ par cm^3 pour le Si ($z=14$: Numéro atomique)

$n_i = 2.5 \cdot 10^{13}$ à $300 \text{ }^{\circ}\text{K}$ par cm^3 pour le Ge ($z=32$)

Largeur de la bande interdite : 1.21 ev pour le Si à 0°K

 0.78 ev pour le Ge à 0°K

 1.10 ev pour le Si à 300°K

 0.72 ev pour le Ge à 300°K

c) Semi-conducteur extrinsèque:

Un semi-conducteur extrinsèque (ou impur) est obtenu en ajoutant des impuretés connues au semi-conducteur intrinsèque ; on parle ainsi de « dopage ».

Si on ajoute une substance telle que l'antimoine (Sb) ou l'arsenic (AS) ou le phosphore(p) qui comportent 5é de valence au Si, on obtiendrait la molécule suivante :

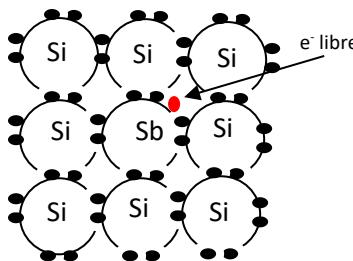


Fig.I.1.2 : Molécule de silicium (Semi-conducteur extrinsèque)

Il reste le cinquième e^- du Sb libre de se déplacer dans le réseau.

L'énergie nécessaire pour le détacher de l'atome est seulement de l'ordre de 0.05 ev.

Pour le Si est de 0.01 ev pour le Ge.

De telles impuretés sont des « donneurs » d' e^- , puisqu'elles apportent des e^- en excès. Le semi-conducteur ainsi dopé est aussi de type N ; c'est à dire que les e^- sont majoritaires par rapport au nombre de trous.

L'inverse, (avec l'indium (In), le gallium (Ga), le bore(B) ou l'aluminium (Al) produit un semi-conducteur de type P (les trous sont majoritaires) ; ces impuretés sont des « accepteurs ».

Pendant l'équilibre thermique on peut écrire :

$$n \times p = n_i^2 \quad (1)$$

La concentration n_i à la température ambiante (300°K) est de l'ordre de 1.5×10^{10} par cm^3 pour le Si, et 2.5×10^{10} par cm^3 pour le Ge.

IV. Etude d'une jonction ou diode :

Au niveau de la jonction, il se poursuit une diffusion de trous vers la région N et celle des é vers la région P. Les trous neutralisent les e^- et vice-versa ce qui crée une zone dépeuplée de porteurs de charges mobiles, qu'on appelle zone désertée (ou zone de charge d'espace : ZCE) (Fig. I.1.3).

Cette jonction, qui est connue sous le terme technique « diode » est représentée symboliquement par le schéma (fig. I.4) ci-dessous :

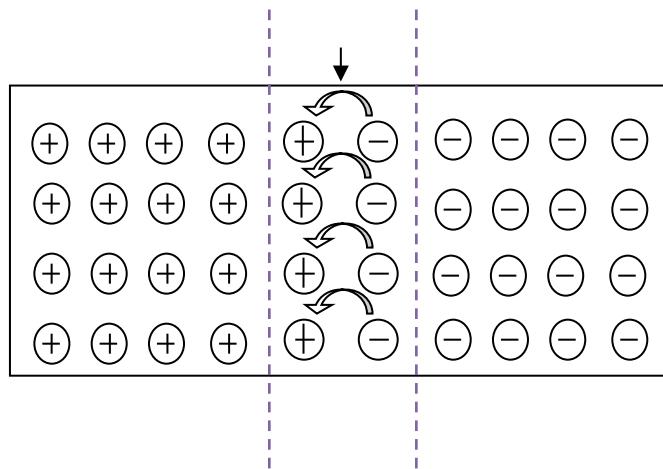


Fig.I.1.3 : Jonction PN

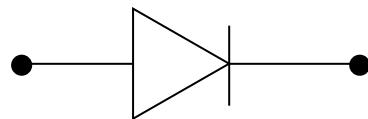


Fig.I.1.4 : Symbole d'une diode

a) Caractéristique $I=f(V)$ d'une diode :

i. Diode passante:

Si on applique une tension positive à la jonction PN (pole positif du côté P et négatif du côté N), l'équilibre précédent serait rompu ; la diffusion des charges majoritaires (les é dans N et les trous dans P) reprendrait et un courant s'établirait ; il est appelé « courant direct, « r » étant la résistance interne du semi –conducteur quasiment négligeable (fig. 1.5 quadrant 1).

ii. Diode bloquée:

Si la tension appliquée est inversée ; la diffusion des charges majoritaires est stoppée par la polarisation inverse des deux type P et N ; la jonction est dans ce cas bloquée (fig. 1.5 quadrant 2).

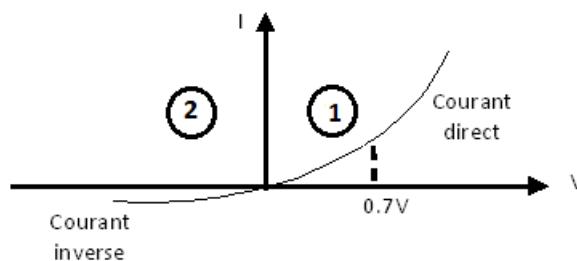


Fig. I.1.5 : Caractéristique d'une diode

V. Le transistor:

Le transistor est constitué de trois couches de semi-conducteur dans l'ordre NPN ou PNP (Fig.I.1.6).

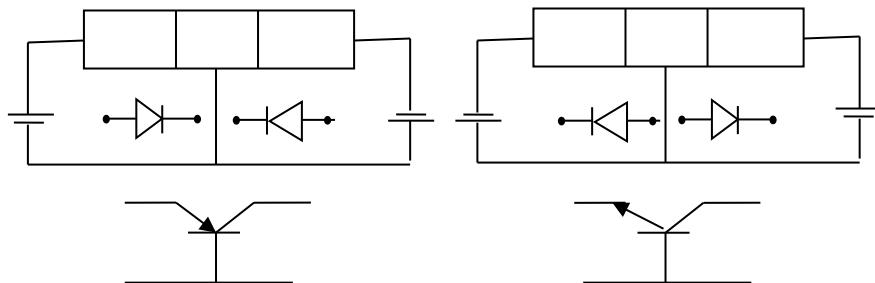


Fig.I.1.6 : Les deux types de transistor

Le transistor est assimilable à deux couches ; la base polarisée dans le sens direct ; la barrière de potentiel de la jonction est alors plus faible et l'autre base-collecteur est polarisée en inverse.

Seulement dans ces deux cas de figures que ces deux transistors sont conducteurs.

En électronique de puissance, c'est les transistors en commutation ou en mode interrupteur qui sont les plus utilisés.

a) Caractéristique du montage :

Le montage le plus utilisé en commutation le transistor NPN en émetteur commun est le suivant (Fig. 1.7) :

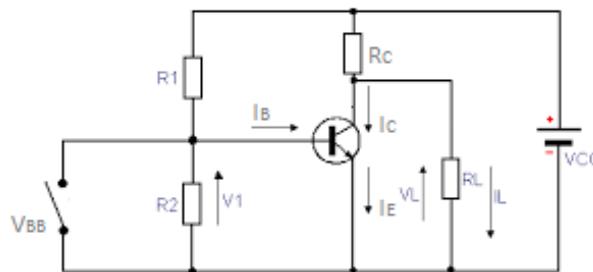


Fig. I.1.7 : Transistor en émetteur commun

❖ **Caractéristique de sortie :**

$I_c = f(V_{cc})$ à I_b constant, cette caractéristique et sa forme de courbe sensiblement parallèle et équidistante avec toutefois une légère tendance à s'écartez de plus en plus quand la tension croit.

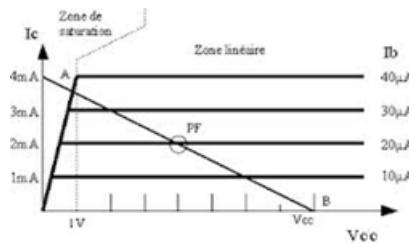


Fig. I.1.8 : Caractéristique de sortie du transistor

b) Transistor IGBT et MOSFET

Les transistors bipolaires sont plus lents en commutation que les MOSFET, mais avec des pertes de conduction plus faibles, ce qui est le cas contraire des MOSFET. En combinant les deux technologies, on est arrivé à réaliser les transistors IGBT.

Actuellement, les transistors IGBT (fig.I.1.9.a) et les MOSFET (transistor à effet de champ à grille isolée, acronyme anglais de *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) (fig.I.9.b) connaissent beaucoup de succès surtout en termes de puissance qui peut aller jusqu'à 2 MW et de fréquence jusqu'à 1 MHz (fig.I.10), utilisés actuellement dans l'alimentation des TGV.

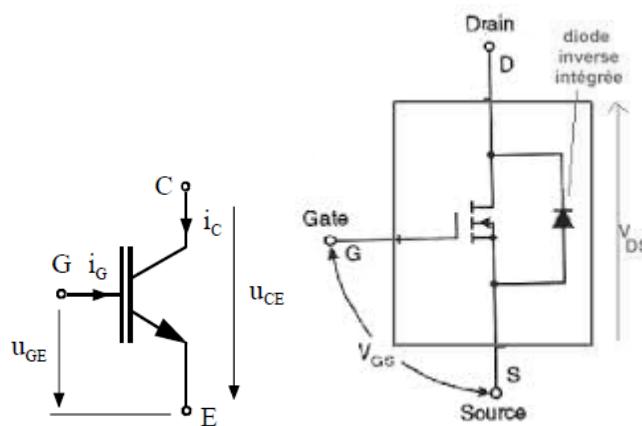


Fig. I.1.9 : a) Transistor bipolaire, b) Transistor MOSFET

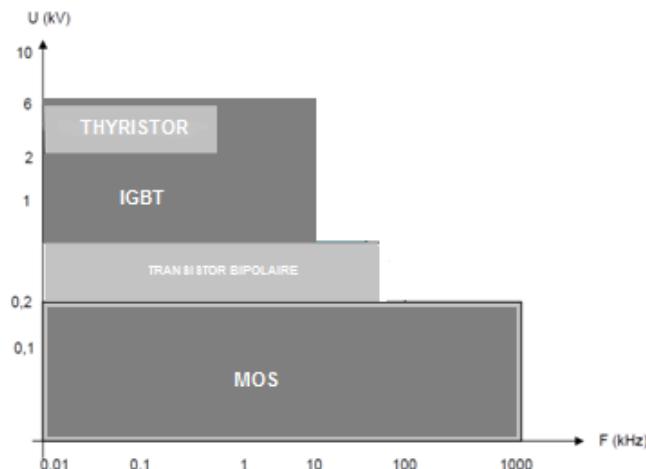


Fig. I.1.10 : Comparaison des interrupteurs à Semi-conducteur en termes de tension et de fréquence

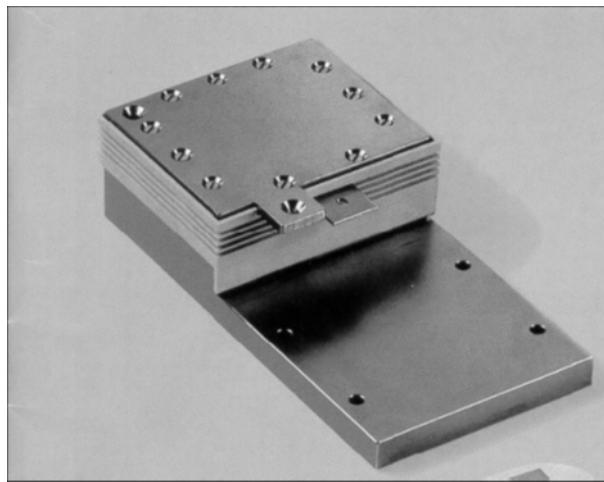


Fig. I.1.11 Transistor IGBT en boîtier pressé et à tension de blocage élevée
(Document ABB)

VI. Le thyristor

Le thyristor est un semi-conducteur de structure PNPN, assimilable à l'ensemble de quatre couches: (Fig. I.12)

- L'extrême P est à l'anode A
- L'extrême N est à la cathode C
- L'électrode contrôle (Gâchette) et issue de la couche centrale P.

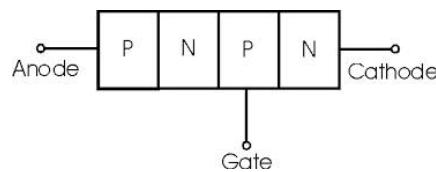


Fig. I.1.12 : Un Thyristor

a) Caractéristiques statiques:

A courant de gâchette ($I_G = 0A$) nul, le thyristor reste bloqué lorsque la tension appliquée est positive et le courant $I_G > I_{G0}$, il s'amorce et devient conducteur se comportant comme une diode ; il ne se bloque que si l'intensité du courant direct devient inférieure à celle du courant I_H appelé courant de maintien ($I_H=10 \text{ mA à } 0.1 \text{ A}$).

b) Caractéristiques simplifiées:

La caractéristique schématique du thyristor compte trois branches :

0A : La tension est négative et le thyristor est bloqué.

0B : La tension est positive et il n'y a pas d'impulsion sur la gâchette depuis que V est devenue positive, le thyristor est dans ce cas bloqué.

0C : après envoi d'une impulsion (appelée impulsion d'amorçage) alors que V est positive, le thyristor s'amorce et devient conducteur.

Ce tracé néglige :

0A : La courbe de polarité inverse (i négatif très faible).

0B: La courbe de polarité directe (i positif).

0C: la courbe de tension directe (V positive de l'ordre de quelques volts) (Fig. I.13).

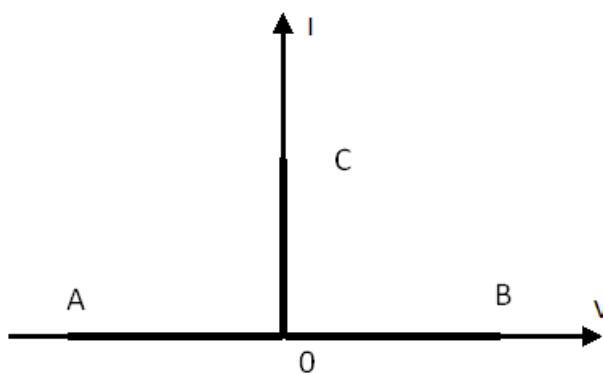


Fig.I.1.13 : Caractéristique simplifiée d'un thyristor

En résumé :

Pour qu'un thyristor devienne conducteur, il faut satisfaire deux conditions :

1. La tension à ses bornes doit être positive.
2. Une impulsion positive doit être appliquée à sa gâchette.

Remarque:

Il existe des thyristors commandables à la fermeture et à l'ouverture appelés GTO (Gate turn off).

Ces thyristors spéciaux, que l'on peut déclencher par l'application d'une impulsion négative sur la gâchette, sont actuellement livrables que pour de faibles niveaux de courant et de tension.

L'électronique de puissance occupe maintenant une place importante dans les procédés industriels tant au niveau du contrôle de l'énergie électrique qu'à la conversion électromagnétique.

Cet état de fait est dû aux progrès conséquents réalisés par les semi-conducteurs de puissance, les matériaux et l'électronique de commande.

Au cours des trois dernières décennies, les développements des dispositifs à semi-conducteurs de puissance ont conduit successivement à l'apparition d'éléments tels que les thyristors, utilisés pour les dispositifs commandables à fermeture, ainsi que le GTO (Gate Turn-Off Thyristor) et l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) pour les dispositifs commandables à la fermeture et à l'ouverture. L'une après l'autre, ces différentes technologies ont atteint des niveaux de puissances limitées, en relation avec les applications respectives. L'année 1998 a été l'aboutissement de l'application aux plus grandes puissances de convertisseurs statiques à pulsation [7],[8]. En effet, le développement de transistors de type IGBT pour une tension de blocage de près de 3 kV, permettant de déclencher un courant de plus de 3,6 kA, a permis la réalisation d'une installation de compensation statique de 22 MVAR, basée sur la structure de l'onduleur à pulsation à trois niveaux, et modulé en MLI.

Les générations futures de dispositifs à semi-conducteurs de grande puissance verront certainement apparaître un nouveau matériau semi-conducteur, le carbure de silicium SiC, extrêmement intéressant de par ses propriétés de conduction ainsi que ses propriétés de résistance aux températures élevées.

- *Le carbure de silicium*

Depuis quelques années, un nouveau matériau semi-conducteur est en préparation, le carbure de silicium, SiC. Celui-ci possède des propriétés fortes intéressantes, permettant de dépasser fortement toutes les attentes du silicium traditionnel. Les substrats de carbure de silicium (SiC) disponibles actuellement sont le SiC-6H, et le SiC-4H, qui sont deux structures cristallines synthétiques appelées aussi polytypes [9].

Dans la phase intermédiaire durant laquelle des activités intenses sont consacrées à la fabrication de wafers de SiC de dimensions acceptables, des autres développements de

composants à base de silicium voient le jour et proposent des solutions alternatives à considérer sérieusement [10].

- *Composants modernes pour convertisseurs de grandes puissances*

Après la réalisation d'applications de puissances extrêmes à l'échelle du GW, sur la base de convertisseurs commutés naturellement et utilisant des thyristors conventionnels, le développement des techniques de mise en série des dispositifs enclenchables et déclenchables a permis de réaliser des onduleurs de tension à pulsation dans des gammes de puissance de plus en plus élevées.

Un premier développement important est représenté par la technique de la commande dure des GTO qui a abouti à un élément à commande intégrée appelé IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor) [10]. Les excellentes propriétés à l'état passant, de même que les possibilités de surcharge font de cet élément un candidat sûr pour la réalisation des grandes puissances. De plus, le principe de la commande dure qui fait circuler par la gâchette un courant d'évacuation de porteurs très important et atteignant momentanément une valeur supérieure au courant d'anode, permet la manœuvre simultanée de plusieurs dispositifs connectés en série [11].

Parallèlement au développement de l'IGCT, les composants dits à grille isolée ont subi des évolutions considérables du point de vue de la tension de blocage, ainsi que dans le domaine de la connexion de puces en parallèle (bonding). Pour les convertisseurs utilisant plusieurs transistors de commutation en série dans la même branche, un développement d'IGBT en boîtier pressé a vu le jour et permet également l'utilisation en série. Contrairement à la technique des convertisseurs à commutation naturelle, les onduleurs à pulsation permettent une bonne définition de la valeur de tension à l'intérieur même d'une demi-onde. Cette particularité permet non seulement d'obtenir des formes de courant presque sinusoïdales, mais également de générer des régimes harmoniques contrôlés afin de corriger activement les courants non-sinusoïdaux.

Dans un système de conversion, le convertisseur statique (élément à forte non linéarité) se trouve être l'articulation de deux axes : l'axe de puissance (sources, groupements d'interrupteurs, récepteurs) et l'axe de contrôle-commande (MLI, MLI vectorielle, commande rapprochée).

Le convertisseur statique utilisé dans notre banc d'essai, dans le côté rotor, est un onduleur de six hacheurs IGBT montés en pont de Graëtz, commandé en MLI vectorielle.

Il est composé de trois onduleurs monophasés, chacun décalé de son voisin de 120° à un ϵ près (en prenant en considération le temps mort pour éviter tout court-circuit) et chaque interrupteur est commandé pendant 180° .

Chapitre 2 : Les Redresseurs Conversion « alternatif-Continu »

A. Les Montages monophasés :

1. Les Redresseurs Monophasés non commandés (à diode) :

a) Les Redresseurs monophasés à simple alternance :

i. Avec une charge purement résistive :

Soit le schéma dans la figure Fig. I.2.1:

On peut considérer deux états:

1- La tension appliquée est positive, la diode est polarisée dans le sens passant et le courant qui la traverse a pour intensité :

$$i = \frac{V(t)}{R+r} \quad (1)$$

où r : résistance interne de D qui est à l'origine de la chute de tension V_D aux bornes de D.

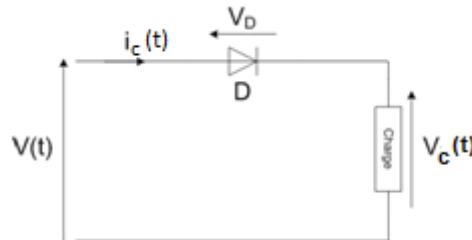


Fig. I.2.1 : Schéma d'un Redresseur monophasé simple alternance avec charge résistive

2- La tension appliquée est négative ; la diode est polarisée dans le sens inverse donc elle est bloquée. Le décalage entre les deux courbes est dû à la chute de tension aux bornes de la diode à cause de la résistance interne (Interrupteur non parfait)

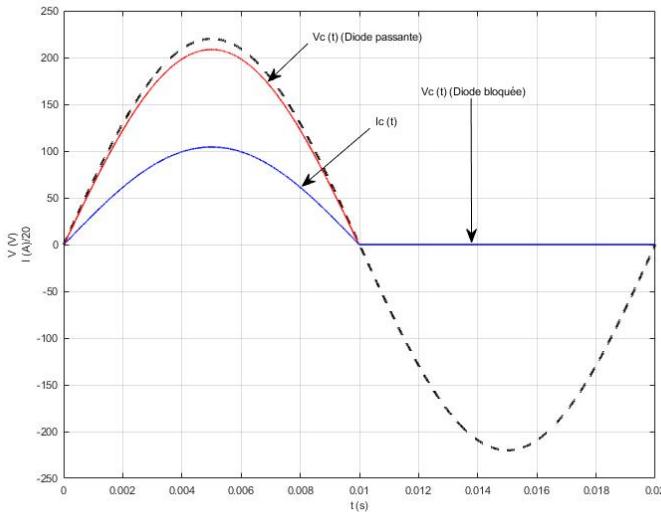


Fig. I.2.2 : Courbe de tension et de courant

On peut dire que la diode se comporte comme un interrupteur qui s'ouvre et qui se ferme à chaque période (Fig. I.2.2).

La valeur moyenne du courant qui traverse la résistance de charge est :

$$I_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{V_M}{R} \sin \theta \, d\theta = -\frac{V_M}{2\pi R} (\cos \theta)_0^\pi = \frac{V_M}{\pi R}$$

D'où la tension aux bornes de la charge :

$$V_{\text{moy}} = R \cdot I_{\text{moy}} = R \cdot \frac{I_M}{\pi} \quad (2)$$

ii. Alimentation d'une charge inductive:

On considère le montage ci-après (fig.I.2.3) alors :

$$V_c(t) = R \cdot i(t) + L \cdot \frac{di(t)}{dt} = U_M \sin \omega t \quad (3)$$

Quand D est passante, c.-à-d. lorsque :

$$0 < \theta < \pi$$

L'inductance emmagasine de l'énergie durant cette période de conduction de D. A l'angle $\theta = \pi$, cette énergie force la diode à conduire au delà de sa conduction naturelle,

c.-à-d. la diode conduit même si la tension est négative et s'arrêtera lorsque cette énergie est totalement épuisée, à cet instant l'angle s'appelle l'angle d'extinction θ_e (fig.II.3).

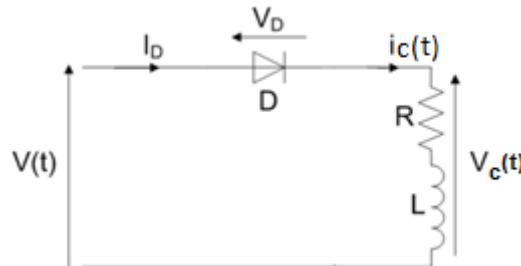


Fig. I.2.3 : Schéma d'un Redresseur monophasé simple alternance à diode avec charge inductive.

Cet angle sera d'autant plus important que la constante de temps $\frac{L}{R}$ sera grande donc que l'inductance L sera plus élevée.

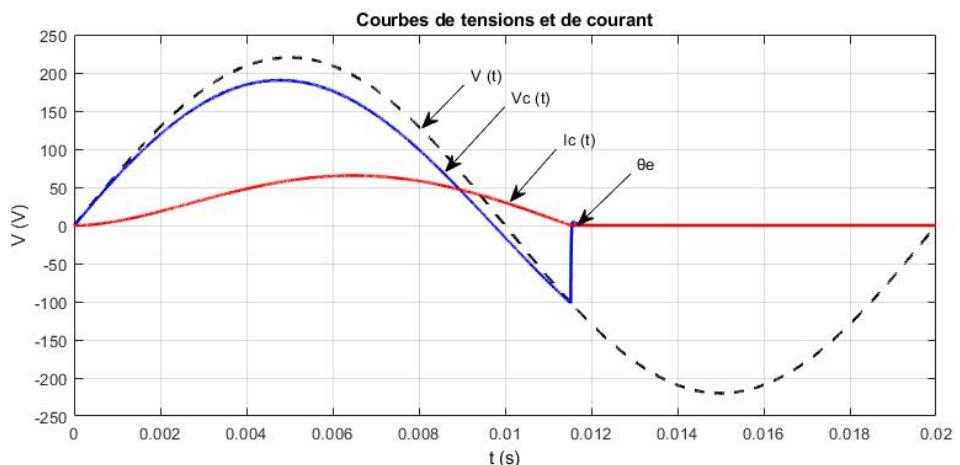


Fig. I.2.4 : Courbes de tensions et de courant

Pour remédier à ce problème et éviter le pic négatif, qui peut être néfaste pour certains circuits fonctionnant en courant continu, on place en parallèle à la charge une diode de roue libre DRL pour soulager la diode D (fig. I.2.5)

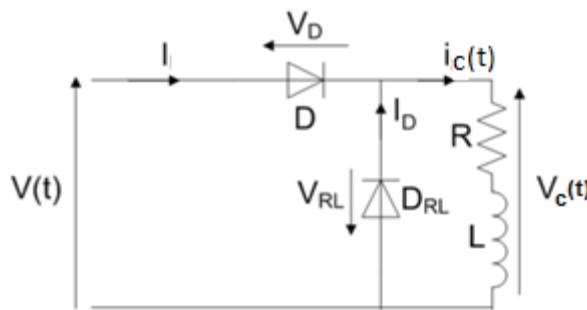


Fig. I.2.5 : Schéma d'un Redresseur monophasé simple alternance avec charge inductive et diode roue libre

Entre $\pi < \theta < 2\pi$,

$V_c(t)$ est égale à la tension aux bornes de la diode DRL, dans ce cas elle est nulle.

Avec cette solution, il n'y aura plus de pic négatif et on retrouve la même courbe que celle d'une charge purement résistive (fig. I.2.6).

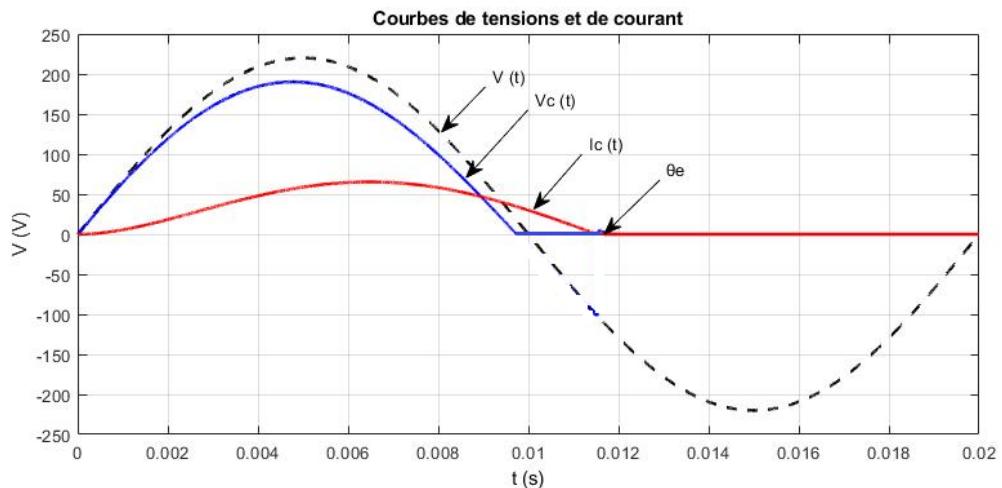


Fig. I.2.6 : Courbes de tensions et de courant

La valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge est de la forme :

$$V_{c_{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) \cdot dt,$$

En passant à la variable de l'angle $\theta = \omega t$:

$$V_{Cmoy} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta_e} V_M \sin \theta \cdot d\theta = \frac{V_M}{2\pi} (1 - \cos \theta_e) \quad (4)$$

Et le courant moyen qui traverse la charge est :

$$I_{Cmoy} = \frac{V_M}{2\pi R} (1 - \cos \theta_e) \quad (5)$$

b) Redresseurs monophasés à double alternance:

i. Avec une charge purement résistive :

Pour éléver la tension moyenne et l'intensité du courant moyen de la charge, on peut concevoir deux montages de redresseurs monophasés à double alternance :

❖ Montage à transformateur à point milieu :

Lorsque la tension $V_1(t)$ est positive, D1 conduit :

$$V_C(t) = V_{1M} \sin \omega t$$

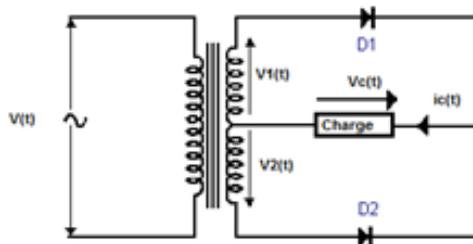


Fig.I.2.7 : Montage d'un Redresseur monophasé à double alternance à diode avec transformateur à point milieu

et lorsque la tension $V_2(t)$ est positive, D2 conduit :

$$V_C(t) = V_{2M} \sin \omega t \quad (6)$$

Par les deux tensions en opposition de phase appliquées aux bornes de la charge, on obtient ainsi une tension positive continue $V_C(t)$ et le courant qui traverse la charge est aussi continu et positif (Fig. I.2.8).

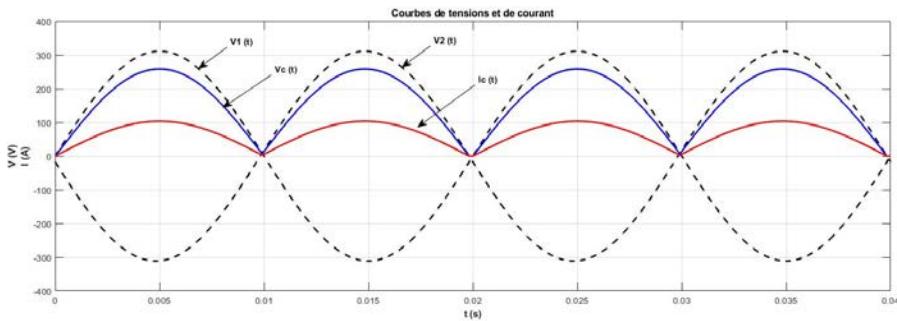


Fig. I.2.8 : Courbes de tensions et de courant

La valeur moyenne du courant qui traverse la résistance de charge est :

$$I_{\text{moy}} = 2 \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_M}{R} \sin \theta \, d\theta = -2 \cdot \frac{I_M}{2\pi} (\cos \theta)_0^{\pi} = 2 \cdot \frac{I_M}{\pi} \quad (7)$$

D'où la tension aux bornes de la charge :

$$V_{\text{moy}} = R \cdot I_{\text{moy}} = 2 \cdot R \cdot \frac{I_M}{\pi} = 2 \cdot \frac{V_M}{\pi} \quad (8)$$

❖ Montage à pont de Grätz :

Vu l'encombrement du transformateur, son poids et son prix, le redresseur à pont de Grätz (Fig. I.2.9) est le plus utilisé dans l'industrie. Il est présenté sous forme de puce à quatre diodes avec deux pattes à l'entrée et deux à la sortie.

Pour le fonctionnement, les quatre diodes sont conductrices deux à deux. Pendant l'alternance positive de la tension $V(t)$, D1 et D2 sont conductrices et lorsque la tension $V(t)$ est négative, c'est les diodes D3 et D4 qui sont conductrices. Le courant de charge garde dans ce cas le même sens donc la tension $Vc(t)$ aussi. On obtient ainsi les mêmes courbes que précédemment (fig.II.9).

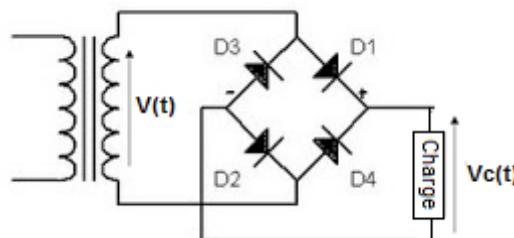


Fig. I.2.9 : Montage d'un Redresseur monophasé à double alternance à diode avec pont de Grätz

Le facteur de forme et le taux d'ondulation :

Ces deux paramètres sont indispensables à connaître lorsqu'on est intéressé à la qualité du signal, particulièrement l'importance relative de l'ondulation et la valeur moyenne d'une grandeur.

En général : $i = i_{moy} + i_{ond}$ (9)

i_{ond} est la composante alternative de i et elle s'écrit en termes de Fourier, qui comporte un terme fondamental et des harmoniques comme suit :

$$i^2_{ond} = i_1^2 + i_2^2 + \dots$$

Le taux d'ondulation :

C'est le rapport de la valeur ondulée à la valeur moyenne et il est désigné par τ :

$$\tau = \frac{i_{ond}}{i_{moy}} \quad (10)$$

Le facteur de forme :

C'est le rapport de la valeur efficace de l'ondulation à la valeur moyenne et il est désigné par F :

$$F = \frac{i_{eff}}{i_{moy}} \quad (11)$$

D'après l'équation (9) en valeur efficace :

$$i_{eff}^2 = i_{moy}^2 + i_{ond}^2 \quad (12)$$

En divisant les membres de l'équation par i_{moy}^2 d'où la relation qui lie les deux coefficients :

$$F^2 = 1 + \tau^2 \quad (13)$$

Exemple :

Le facteur de forme et le taux d'ondulation d'un redresseur monophasé à simple alternance sont calculés comme suit :

$$i_{eff}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_M^2 \sin^2 \vartheta d\theta = \frac{I_M^2}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{1-\cos 2\theta}{2} \right) = \frac{I_M^2}{4\pi} \left[(\theta)_0^\pi - \left(\frac{1}{2} \sin 2\theta \right)_0^\pi \right] = \frac{I_M^2}{4} \quad (14)$$

et

$$i_{moy} = \frac{I_M}{\pi} \quad (15)$$

Donc

$$F = \frac{I_M}{2} \cdot \frac{\pi}{I_M} = \frac{\pi}{2} = 1.57 \quad (16)$$

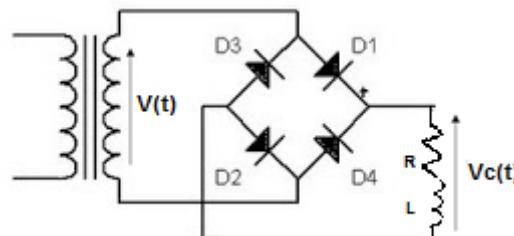
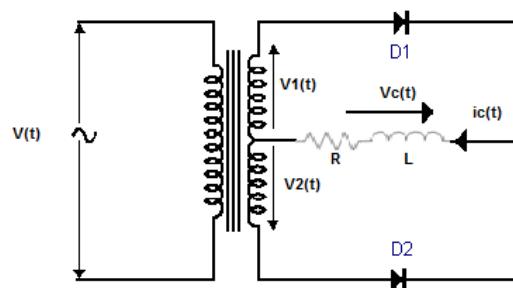
Et

$$\tau = \sqrt{F^2 - 1} = 1.21 \quad (17)$$

On peut déduire facilement que l'ondulation est plus importante que la valeur moyenne.

ii. Avec une charge inductive

Avec les deux schémas vus précédemment (Fig.I.2.10) ; on ajoute en série à la résistance une inductance :



a) Le transformateur à point milieu

b) Le pont de Grätz

Fig. I.2.10 : Montage d'un Redresseur à double alternance avec charge inductive à diode

Durant la période $0 < \theta < \pi$, l'inductance L emmagasine de l'énergie mais contrairement au cas du redresseur à simple alternance, c'est la diode D2 qui évacuera cette énergie durant le reste de la période. Ce qui donne le rôle de « roue libre » à D2 durant $\pi < \theta < 2\pi$ et à D1 durant $0 < \theta < \pi$.

Pour le pont de Grätz, c'est le même phénomène.

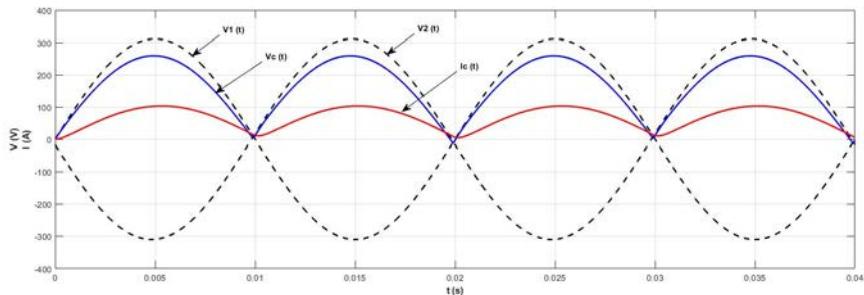


Fig. I.2.11 : Courbes de tensions et de courant

La tension et le courant moyens resteront à la même valeur :

$$V_{\text{moy}} = 2 \cdot \frac{V_M}{\pi}, I_{\text{moy}} = 2 \cdot \frac{I_M}{\pi} \quad (18)$$

VII. Les redresseurs commandés à thyristor :

a) Redresseurs monophasés simple alternance:

i. Avec une charge purement resistive :

Considérons le montage suivant (fig. I.2.12):

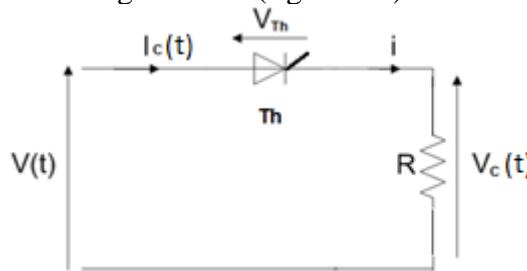


Fig. I.2.12 : Schéma d'un Redresseur monophasé simple alternance à thyristor avec charge résistive

Entre $0 < \theta < \theta_0$ (appelé angle d'amorçage), la tension aux bornes du thyristor est positive, il reste toujours bloqué tant qu'il ne reçoit pas d'impulsion d'amorçage sur sa gâchette.

À $\theta = \theta_0$, on envoie une impulsion sur la gâchette du thyristor et celui-ci s'amorce et devient conducteur.

Lorsque la tension à ses bornes devient négative à $\theta > \pi$, il se bloque et le courant s'annule dans la charge, il ne se réamorce qu'à l'angle $\theta = \theta_0 + 2\pi$, c'est

une commutation naturelle. La courbe qui décrit son fonctionnement est comme suit (fig.I.2.13) :

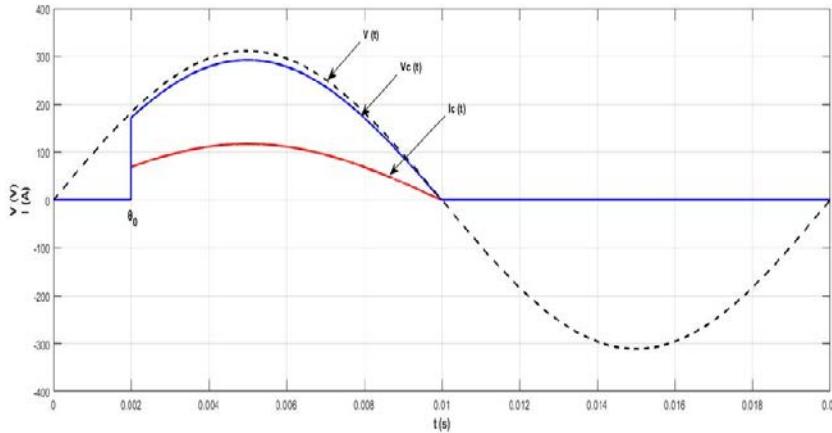


Fig. I.2.13 : Courbes de tension et de courant

Pour la tension moyenne aux bornes de la charge, il vient :

$$V_{Cmoy} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_0}^{\pi} V_M \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_M}{2\pi} (1 + \cos \theta_0) \quad (19)$$

Et le courant moyen dans la charge est sous la forme :

$$I_{Cmoy} = \frac{V_M}{2\pi R} (1 + \cos \theta_0) \quad (20)$$

En agissant sur θ_0 , il est donc possible de faire varier le courant moyen qui traverse la charge, on est donc en présence d'un courant redressé commandé.

On peut vérifier le cas de fonctionnement du thyristor en diode à $\theta_0 = 0$:

$$V_{Cmoy} = \frac{V_M}{2\pi} (1 + \cos 0) = \frac{V_M}{\pi} \quad (21)$$

ii. Avec une charge inductive:

On considère le montage ci-dessous (fig. I.2.14):

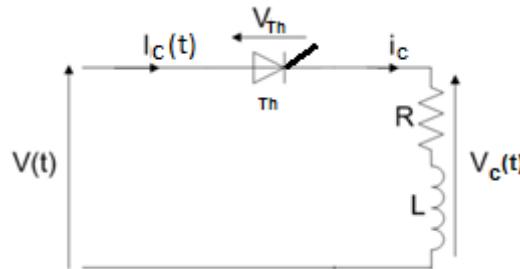


Fig. I.2.14 : Schéma d'un Redresseur monophasé simple alternance à thyristor avec charge inductive

Alors :

$$V_c(t) = R \cdot i(t) + L \cdot \frac{di(t)}{dt} = U_M \sin \omega t \text{ quand } \theta_0 < \theta < \pi \quad (22)$$

L'inductance emmagasine de l'énergie durant cette période de conduction du thyristor. A l'angle $\theta = \pi$, cette énergie force le thyristor à conduire au-delà de sa conduction naturelle, c.-à-d. le semi-conducteur conduit même si la tension est négative et s'arrêtera lorsque cette énergie est totalement épuisée, à l'angle d'extinction θ_e (fig. I.2.15).

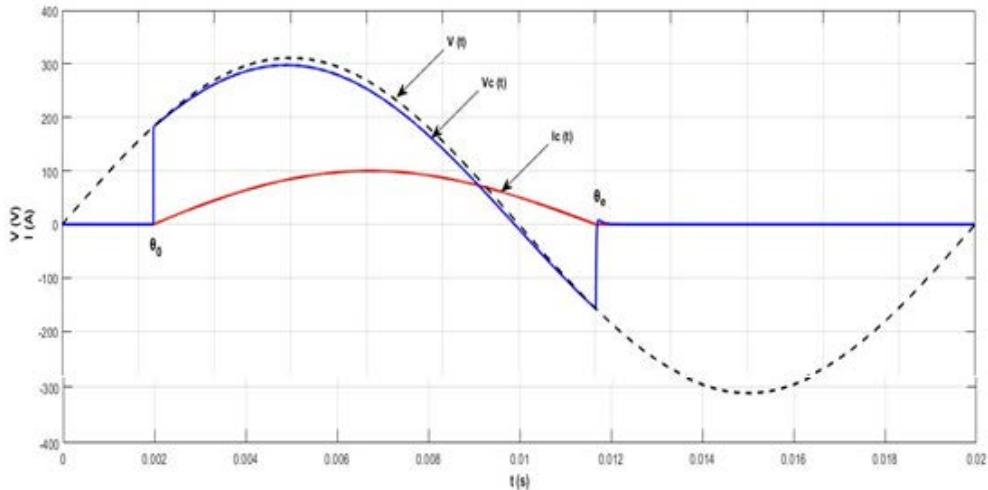


Fig. II.15 : Courbes de tensions et de courant

Comme pour le montage de redressement à diode, pour remédier à ce problème et éviter le pic négatif qui peut être néfaste pour certains circuits, on place en parallèle à la charge une diode de roue libre D_{RL} pour soulager le thyristor Th (fig. I.2.16) au-delà de sa conduction naturelle.

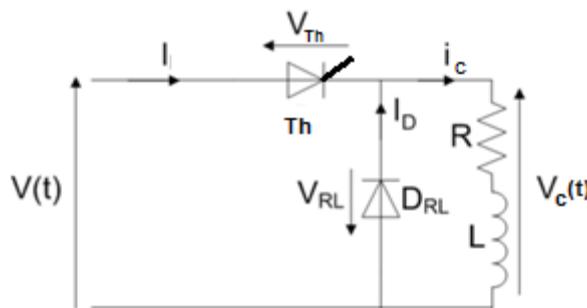


Fig. I.2.16 : Schéma d'un Redresseur monophasé simple alternance avec une charge inductive et diode de roue libre

Le rôle de la diode de roue libre DRL est utilisée principalement pour soulager le semi-conducteur principal (le Thyristor), en éoulant une partie du courant $i_c(t)$.

La Diode DRL provoque le désamorçage du thyristor à l'instant $\omega.t = \pi$.

La Diode DRL réduit l'ondulation de la tension redressée, en empêchant celle-ci de devenir négative.

Entre $\pi < \theta < 2.\pi$,

$V_c(t)$ est égale à la tension aux bornes de la diode DRL, dans ce cas elle est nulle (fig. I.2.17).

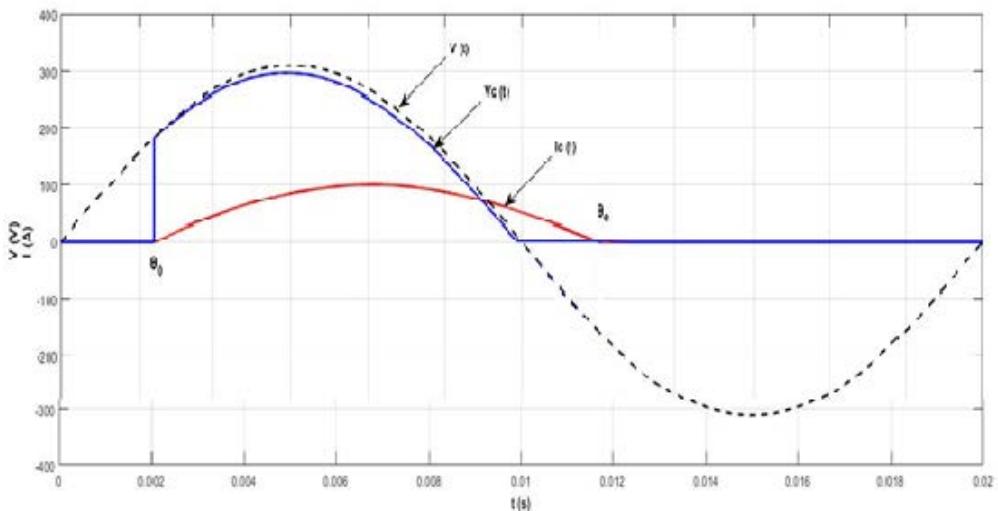


Fig. I.2.17 : Courbes de tension et de courant

Calcul de la tension moyenne :

Entre $\theta_0 < \theta < \theta_e$,

$$V_c(t) = V(t)$$

Donc

$$V_M \sin \omega t = R \cdot i_c(t) + L \cdot \frac{di_c(t)}{dt} \quad (23)$$

L'expression du courant de charge est déjà démontrée dans le cas du redresseur à diode et charge inductive :

$$i_c(t) = \frac{V_M}{Z} \sin(\omega t - \varphi) + A \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (24)$$

Et

$$I_{c moy} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_0}^{\theta_e} i_c(\theta) \cdot d\theta = \frac{V_M}{2\pi R} (\cos \theta_0 - \cos \theta_e) \quad (25)$$

Et

$$V_{c moy} = R \cdot I_{c moy} \quad (26)$$

du moment où :

$$\begin{aligned}
 & \int_{\theta_0}^{\theta_e} L \cdot \frac{dic(\theta)}{dt} \cdot d\theta \\
 &= \int_{\theta_0}^{\theta_e} L\omega \cdot \frac{dic(t)}{dt} \cdot dt \\
 &= L\omega \cdot \int_{\theta_0}^{\theta_e} dic(\theta) \cdot dt = Lw \cdot (I_e - I_0) = 0 \quad (26)
 \end{aligned}$$

donc

$$V_{c_{moy}} = \frac{V_M}{2\pi} (\cos \theta_0 - \cos \theta_e) \quad (27)$$

b) Redresseurs monophasés commandés à thyristor à double alternance:

i. Avec une charge purement résistive :

❖ Montage à transformateur à point milieu (Fig.I.2.18) :

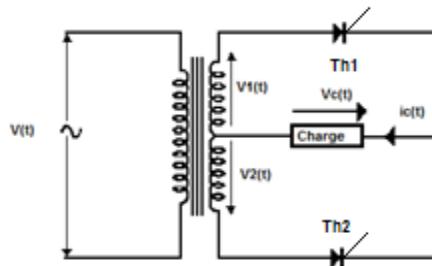


Fig. I.2.18 : Schéma d'un Redresseur monophasé à double alternance à thyristor avec charge résistive

Lorsque $V1(t)$ est positive, et $\theta_0 < \theta < \theta_e$

Th1 conduit et :

$$Vc(t) = V1_M \sin \omega t \quad (28)$$

Et lorsque $V2(t)$ est positive, et $\theta_0 + \pi < \theta < \theta_e + \pi$

Th2 conduit et : $Vc(t) = V2_M \sin \omega t \quad (29)$

Le courant qui traverse la charge est toujours positif donc la tension $Vc(t)$ est aussi positive (fig.I.2.19).

On obtient le même résultat avec un pont de Grätz avec quatre thyristors.

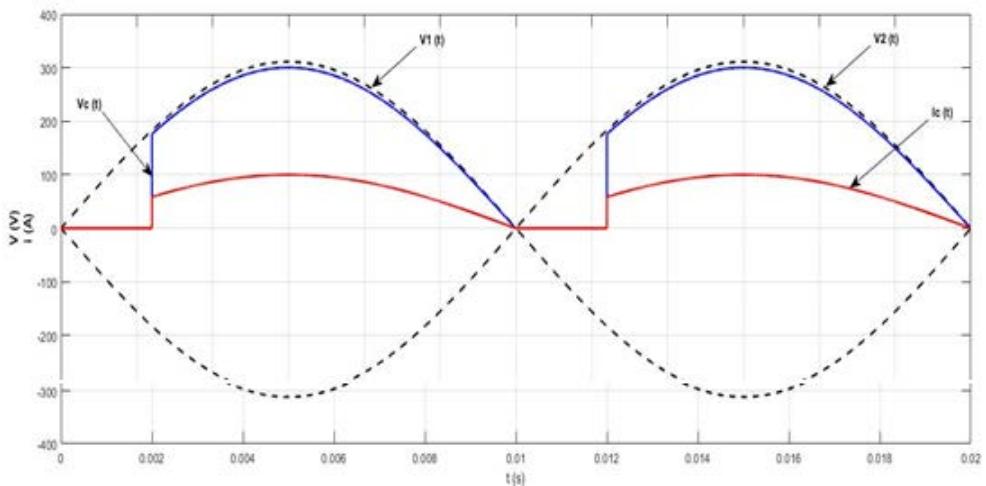


Fig. I.2.19 : Courbes de tensions et de courant

La valeur moyenne du courant qui traverse la résistance de charge est :

$$V_{C_{moy}} = 2 \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_0}^{\pi} V_M \sin \theta \, d\theta = -2 \cdot \frac{V_M}{2\pi} (\cos \theta) \Big|_{\theta_0}^{\pi} = \frac{V_M(1+\cos \theta_0)}{\pi} \quad (30)$$

On peut facilement vérifier le cas d'un redresseur à diodes à double alternance en posant :

$$\theta_0 = 0, \quad (31)$$

D'où

$$V_{C_{moy}} = 2 \cdot \frac{V_M}{\pi}, \quad (32)$$

Le courant de charge :

$$I_{C_{moy}} = \frac{V_{C_{moy}}}{R}, \quad (33)$$

ii. Redresseurs commandés à thyristor à double alternance avec charge inductive

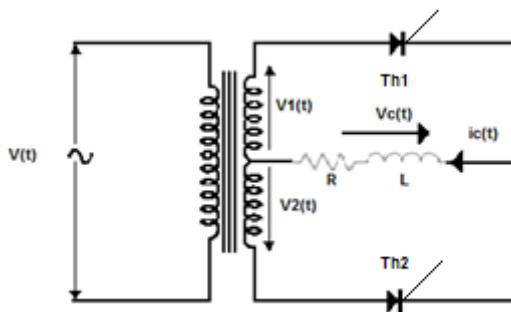


Fig. I.2.20 : Schéma d'un Redresseur monophasé à double alternance à thyristor avec une charge inductive

Le principe de fonctionnement du schéma ci-dessous est le suivant :

Durant la période $\theta_0 < \theta < \pi$, l'inductance L emmagasine de l'énergie, puisque Th2 ne s'amorce qu'après $\theta = \theta_0 + \pi$, d'où le thyristor Th1 est forcé à conduire au-delà de sa conduction naturelle même si la tension à ses bornes est négative (fig. I.2.20).

Dans ce cas, on peut rencontrer deux cas de figure :

1- Si L est petite, l'énergie s'épuise avant l'amorçage du second thyristor, c'est la conduction discontinue car le courant dans la charge s'annule avant que le Th2 soit conducteur (fig. I.2.21).

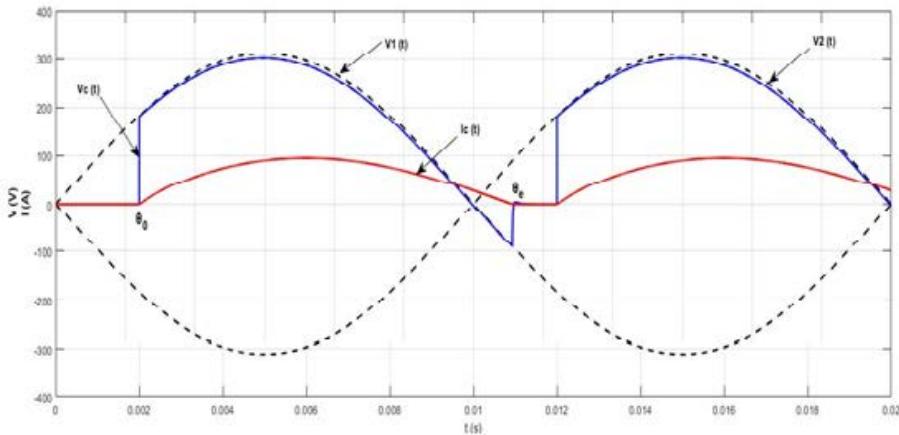


Fig. I.2.21 : Courbes de tensions et de courant

L'angle de conduction est défini comme suit :

$$\theta_e - \theta_0 = \lambda \quad (34)$$

La tension moyenne aux bornes de la charge aura l'expression suivante :

$$V_{Cmoy} = 2 \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_0}^{\theta_e} V_M \sin \theta \, d\theta = -2 \cdot \frac{V_M}{2\pi} (\cos \theta)_{\theta_0}^{\theta_e} = \frac{V_M(\cos \theta_0 - \cos \theta_e)}{\pi} \quad (35)$$

2- Si L est suffisamment grande, le thyristor Th_2 s'amorce avant que l'énergie emmagasinée dans L soit épuisée, c'est la conduction continue (fig. I.2.22).

$$V_{Cmoy} = 2 \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_0}^{\theta_0 + \pi} V_M \sin \theta \, d\theta = -2 \cdot \frac{V_M}{2\pi} (\cos \theta)_{\theta_0}^{\theta_0 + \pi} = 2 \cdot \frac{V_M}{\pi} \cos \theta_0 \quad (36)$$

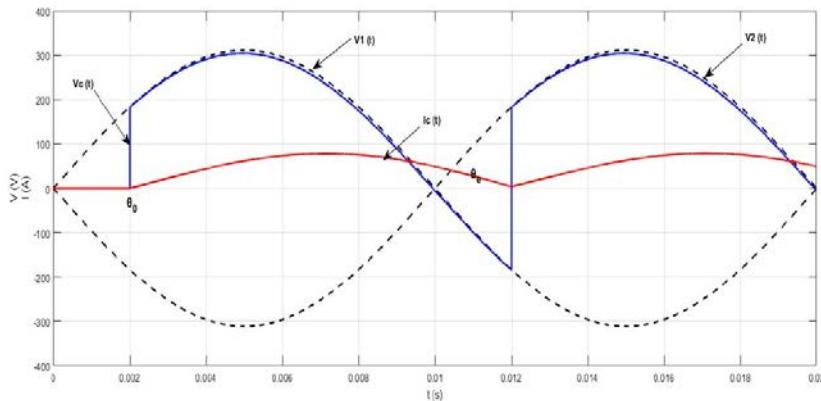


Fig. I.2.22 : Courbes de tensions et de courant

Pour le pont de Grätz, on retrouve les mêmes formes d'ondes.

Et le courant moyen, a la valeur dans les deux cas précédents (L petite et grande) :

$$I_{Cmoy} = \frac{I_M(\cos \theta_0 - \cos \theta_e)}{\pi} \quad (37)$$

Et

$$I_{Cmoy} = 2 \cdot \frac{I_M}{\pi} \cos \theta_0, \quad (38)$$

Comme pour le montage de redressement à diode, pour remédier au problème de pic négatif, on place en parallèle à la charge une diode de roue libre D_{RL} pour soulager le thyristor Th_2 pendant l'alternance positive et Th_1 pendant l'alternance négative (fig. I.2.23) ; les résultats sont présentés dans la fig. I.2.24.

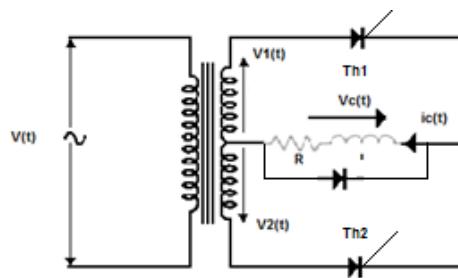


Fig. I.2.23 : Schéma d'un Redresseur monophasé à double alternance à thyristor avec une charge inductive et diode roue libre

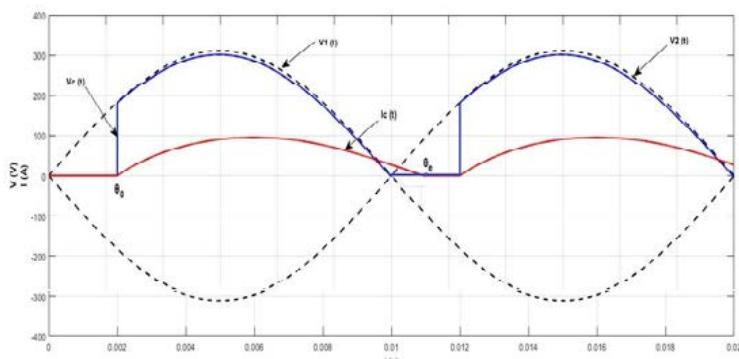


Fig. I.2.24 : Courbes de tensions et de courant

On peut remarquer de l'expression de la tension moyenne aux bornes de la charge, que lorsque $\theta_0 > \frac{\pi}{2}$, V_{Cmoy} devient négative, ce type de tension moyenne négative pour un circuit fonctionnant en continu, peut détériorer celui-ci et nuire son bon fonctionnement. Pour éviter un tel dysfonctionnement, on est amené à ajouter en série à la charge RL une force contre électromotrice E' (Fig. II.25).

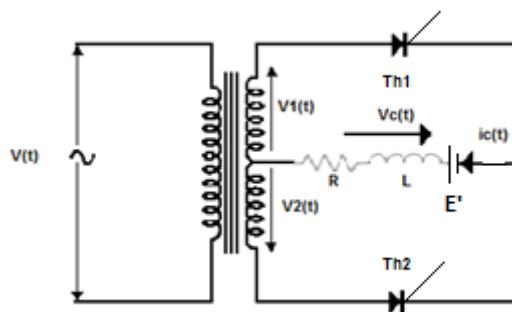


Fig. I.2.25 : Schéma d'un Redresseur monophasé double alternance à thyristor avec une charge inductive et E'

donc, la tension moyenne aux bornes de la charge aura le même sens que E' :

$$V_{c_{moy}} + E' = R \cdot i_{c_{moy}}, \quad \text{D'où :} \quad i_{c_{moy}} = \frac{V_{c_{moy}} + E'}{R} \quad (39)$$

La polarité de la charge dans ce cas, change de sens et la charge devient un générateur. Ce montage peut fonctionner en redresseur inversé ou « onduleur non autonome » puisque la fréquence est imposée par le réseau.

❖ **Dangers du fonctionnement en onduleur :**

Si θ_0 et près de π et Th_1 conduit, au moment d'une défaillance du réseau alternatif ($V_1(t) = V_2(t) = 0$), quand l'impulsion arrive sur la gâchette du thyristor Th_2 , celui-ci ne peut pas s'amorcer et Th_1 reste passant ce qui provoque un déséquilibre du redressement.

Pour éviter ce phénomène, on limite le domaine de réglage de θ_e entre $0 < \theta_e < \pi - \alpha$, où α est l'angle de garde en onduleur, dans la pratique α vaut entre 20° et 30° .

VIII. Les Montages triphasés

a) Les redresseurs non commandés (à diodes) :

i. Les redresseurs parallèles simples P3 « Plus positif » :

Supposons que les tensions V_1 , V_2 , et V_3 sont sinusoïdales simples d'un système triphasé équilibré déphasées de $2 \cdot \frac{\pi}{3}$ (fig. I.2.26) telles que :

$$V_1 = V_M \sin \theta \quad (40)$$

$$V_2 = V_M \sin \left(\theta - 2 \cdot \frac{\pi}{3} \right) \quad (41)$$

$$V_3 = V_M \sin \left(\theta - 4 \cdot \frac{\pi}{3} \right) \quad (42)$$

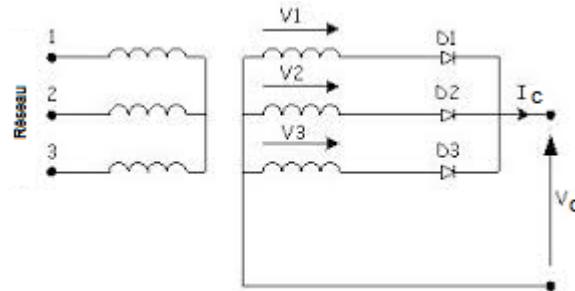


Fig. I.2.26 : Montage du redresseur triphasé parallèle simple à diode « Plus positif »

Pour :

- $0 < \theta < \frac{\pi}{6}$, V_3 est la plus positive des tensions donc seule D_3 qui conduit.
- $\frac{\pi}{6} < \theta < \frac{5\pi}{6}$, V_1 est la plus positive des tensions donc seule D_1 qui conduit.
- $\frac{5\pi}{6} < \theta < \frac{9\pi}{6}$, V_2 est la plus positive des tensions donc seule D_2 qui conduit.

Les sommets sont en nombre de trois par période (fig. I.2.27).

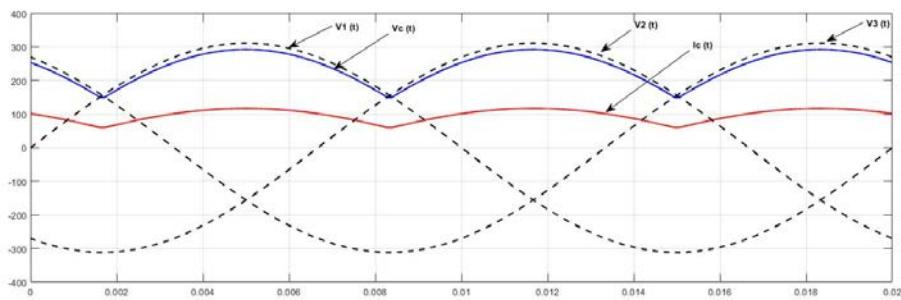


Fig. I.2.27 : Courbes de tensions et de courant

La tension moyenne aura l'expression suivante :

$$V_{c_{moy}} = \frac{3}{2\pi} \cdot \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_M \sin \theta d\theta = \frac{3}{2\pi} \cdot (-\cos \theta) \Big|_{\pi/6}^{5\pi/6} = \frac{3}{2\pi} \cdot V_M \cdot (\cos \frac{5\pi}{6} - \cos \frac{\pi}{6}) \quad (42)$$

Donc

$$V_{c_{moy}} = \frac{3}{\pi} V_M \cdot \sin \frac{\pi}{3} \quad (43)$$

La tension inverse appliquée à chaque diode est de la forme (fig. II.28) :

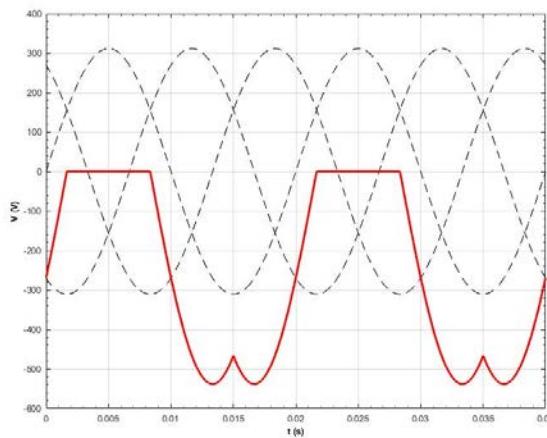


Fig. I.2.28 : Courbes de tensions

Les redresseurs parallèles simples P3 « Plus négatif » : (fig. I.2.29)

Pour :

- $0 < \theta < \pi/2$, V_2 est la plus négative des tensions donc seule D'_2 qui conduit.
- $\pi/2 < \theta < 7\pi/6$, V_3 est la plus négative des tensions donc seule D'_3 qui conduit.
- $7\pi/6 < \theta < 11\pi/6$, V_1 est la plus négative des tensions donc seule D'_1 qui conduit.

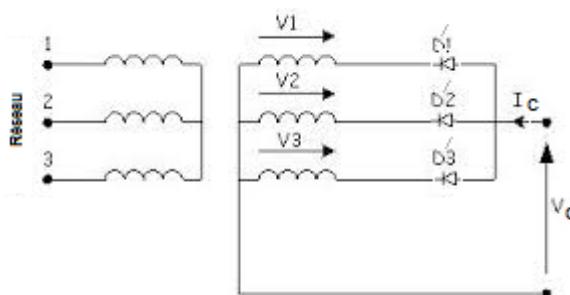


Fig. I.2.29 : Montage du redresseur triphasé parallèle simple à diode « plus négatif »

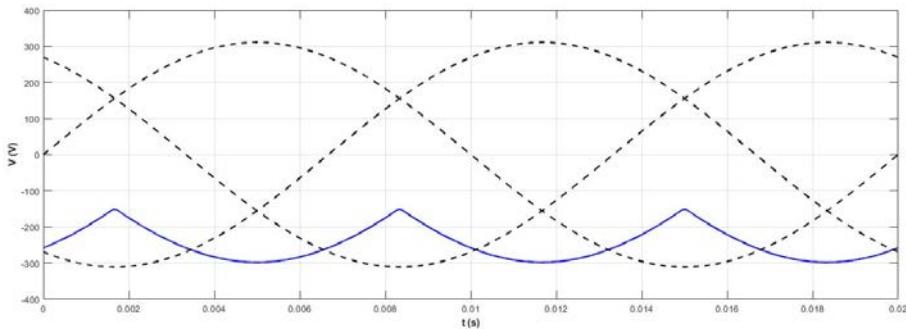


Fig. II.30 : Courbes de tensions

La tension moyenne aura l'expression suivante :

$$V'c_{moy} = -\frac{3}{2\pi} \cdot \int_{\pi/2}^{7\pi/6} V_M \sin \theta d\theta = \frac{3}{2\pi} \cdot (\cos \theta)_{\frac{\pi}{2}}^{7\pi/6} = \frac{3}{2\pi} \cdot V_M \cdot (\cos 7\frac{\pi}{6}) \quad (44)$$

donc

$$V'c_{moy} = -\frac{3}{\pi} V_M \cdot \sin \frac{\pi}{3} \quad (45)$$

b) Les redresseurs parallèles doubles PD3 (à diodes):

En alimentant le pont parallèle double par les trois tensions précédentes, on obtient la courbe de sortie dans la fig. I.2.31.

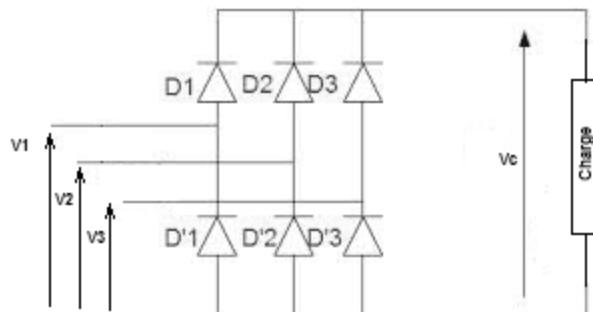


Fig. I.2.31 : Montage du redresseur triphasé parallèle double à diode.

Pour étudier le fonctionnement de ce schéma, on peut le diviser en deux montages parallèles simples triphasés, P3 plus positif $V'c(t)$ et P3 plus négatif $V''c(t)$ et la tension aux bornes de la charge $Vc(t)$, à tout instant, est égale à la

différence entre l'enveloppe supérieure (Fig. I.2.27) et celle inférieure (Fig. I.2.30) ce qui donne les courbes dans la fig.I.2.32.

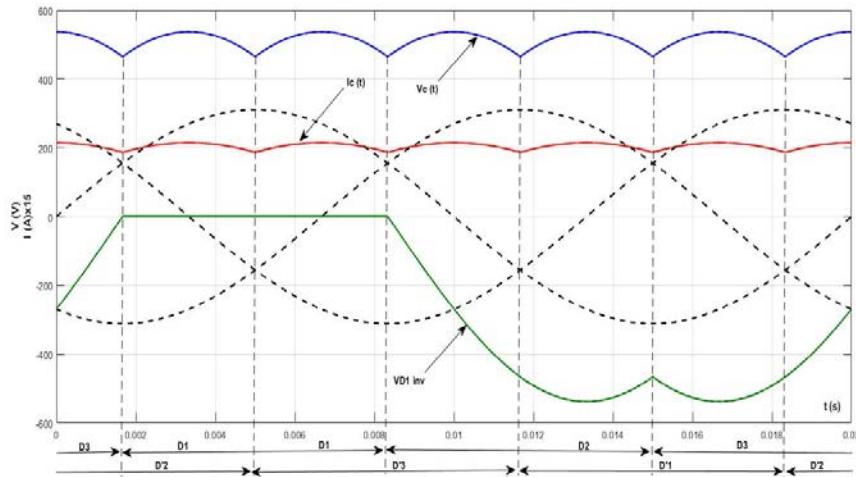


Fig. I.2.32 : Courbes de tensions

Sa valeur moyenne est égale :

$$\frac{3}{\pi} V_M \cdot \sin \frac{\pi}{3} - \left(-\frac{3}{\pi} V_M \cdot \sin \frac{\pi}{3} \right) = 2 \cdot \frac{3}{\pi} V_M \cdot \sin \frac{\pi}{3} \quad (46)$$

❖ Généralisation :

Pour un pont parallèle simple, $q=3$ et la période $T=2\pi$, la tension redressée est formée de q sommets et la période de chaque sommet est T/q , c.-à-d. $2\pi/3$.

Les tensions des sommets dans les intervalles :

$$\left(2 - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3}\right) < \theta < \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{3}\right)$$

sont égales à :

$$Vc_{moy} = \frac{q}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q}} V_M \sin \theta \cdot d\theta \quad (39)$$

Donc :

$$Vc_{moy} = \frac{q}{\pi} V_M \sin \frac{\pi}{a} \quad (47)$$

Pour un pont parallèle double, $q=3$ et la période $T=2\pi$, la tension redressée est formée de $2q$ sommets et la période de chaque sommet est $T/2q$, c.-à-d. $2\pi/6$.

Donc la tension moyenne aux bornes de la charge :

$$Vc_{moy} = 2 \cdot \frac{3}{\pi} V_M \sin \frac{\pi}{3} = 1.65 \cdot V_M \quad (48)$$

En utilisant un transformateur hexaphasé :

$q=6$ et $T=2\pi$, la tension redressée est formée de $2q$ sommets et la période de chaque sommet est $T/2.q$, c.-à-d. $2\pi/12$:

Donc la tension moyenne aux bornes de la charge est :

$$V_{c\text{moy}} = 2 \cdot \frac{6}{\pi} V_M \sin \frac{\pi}{6} = 3.30 \cdot V_M \quad (49)$$

IX. Les redresseurs triphasés commandés (à thyristors) :

a) Les redresseurs parallèles simples P3 :

i. Charge purement résistive (fig.I.2.33) :

On admet que les signaux de commande des thyristors se succèdent avec le même décalage de $2\pi/q$.

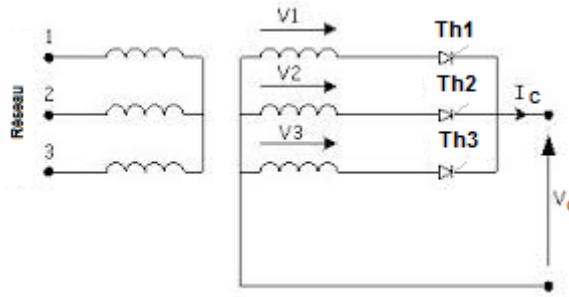


Fig. I.2.33 : Montage du redresseur triphasé parallèle simple à thyristor

On peut envisager deux types de conduction :

❖ La conduction continue :

Le thyristor suivant est amorcé avant que le courant ne s'annule dans la charge.

Donc :

- $0 < \theta < \theta_0$, V_3 est la plus positive des tensions donc seule Th_3 qui conduit.
- $\theta_0 < \theta < \theta_0 + 2\pi/3$, V_1 est la plus positive des tensions donc seule Th_1 qui conduit.
- $\theta_0 + 2\pi/3 < \theta < \theta_0 + 4\pi/3$, V_2 est la plus positive des tensions donc seule Th_2 qui conduit (fig. I.2.34).

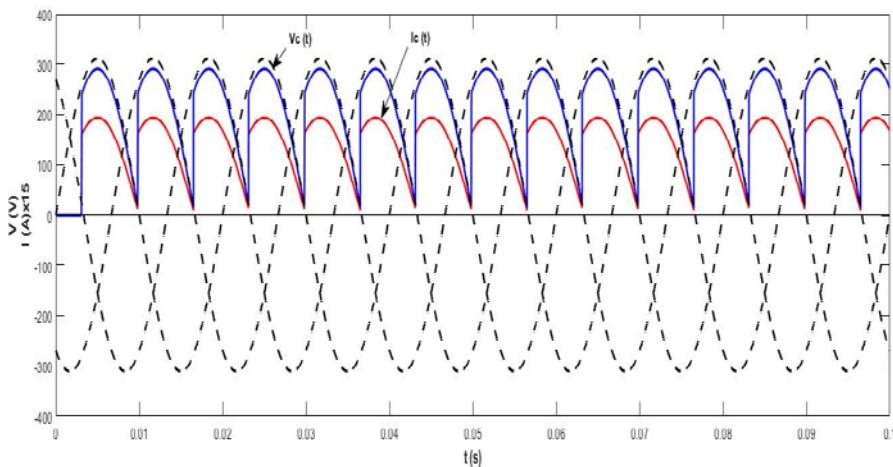


Fig. I.2.34 : Courbes de tensions et de courant

On verra plus tard, que l'angle d'amorçage doit être supérieur à $\pi/6$, si on désigne par θ l'angle de retard où :

$$\theta_0 = \theta + \pi/6 \quad (50)$$

La tension aux bornes de la charge est formée par q portions de sinusoïdes. Ainsi pour :

$$(\pi/2 - \pi/q + \theta) < \theta < (\pi/2 + \pi/q + \theta)$$

Donc la tension moyenne aura l'expression suivante :

$$V_{c_{moy}} = \frac{q}{2 \cdot \pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q} + \theta}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \theta} V_M \sin \theta \cdot d\theta = q \cdot V_M \left[\cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q} + \theta\right) - \cos\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \theta\right) \right]$$

Après transformation trigonométrique, on arrive à :

$$V_{c_{moy}} = \frac{q}{\pi} V_M \sin \frac{\pi}{q} \cos \theta \quad (51)$$

Qui peut être représentée par :

$$V_{c_{moy}} = V_{c_{moyD}} \cos \theta \quad (52)$$

Où $V_{c_{moyD}}$ est la tension moyenne de redresseur parallèle simple à diodes.

❖ La conduction discontinue :

Le thyristor suivant, dans ce cas s'amorce après que le courant s'annule dans la charge (fig.I.2.35).

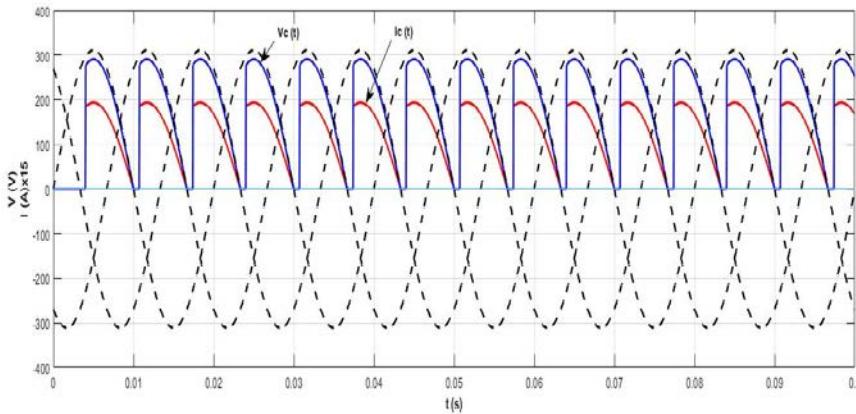


Fig.I.2.35 : Courbes de courant et tensions

Quand $\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q} + \theta\right) < \theta < \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \theta_e\right)$, où θ_e est l'angle d'extinction qui est égale à :

$$\theta_0 = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q} + \theta$$

$$Vc_{moy} = \frac{q}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q} + \theta}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \theta_e} V_M \sin \theta \cdot d\theta = q \cdot V_M \cdot \left[\cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q} + \theta_e\right) - \cos\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \theta\right) \right] \quad (53)$$

Après transformation trigonométrique, on arrive à :

$$Vc_{moy} = \frac{q}{\pi} V_M \sin\left(\frac{\pi}{q} + \frac{\theta_e - \theta}{2}\right) \cos\frac{\theta_e + \theta}{2} \quad (54)$$

Donc la tension moyenne aura l'expression suivante :

$$Vc_{moy} = \frac{q}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q} + \theta}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \theta_e} V_M \sin \theta \cdot d\theta = q \cdot V_M \cdot \left[\cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q} + \theta_e\right) - \cos\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \theta\right) \right] \quad (55)$$

Après la transformation trigonométrique, on arrive à :

$$Vc_{moy} = \frac{q}{\pi} V_M \sin\frac{\pi}{q} \cos\theta \quad (56)$$

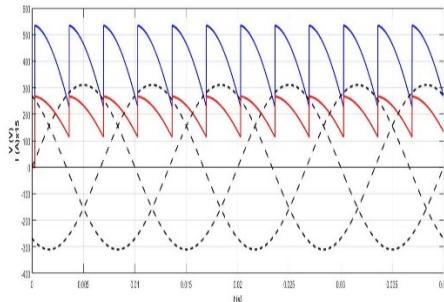
b) Les redresseurs parallèles double PD

i. Charge résistive (Fig. I.2.36) :

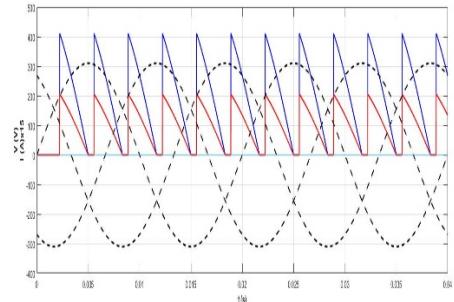
Aussi dans ce type de montages on peut remarquer deux cas de fonctionnement :

1- Le thyristor suivant est amorcé avant que le courant ne s'annule dans la charge. (Fig. I.2.36 a.)

2- Le thyristor suivant s'amorce après que le courant s'annule dans la charge. (Fig. I.2.36 b.)



a) La conduction continue



b) La conduction discontinue

Fig. I.2.36 : Courbes de tensions

ii. Charge inductive (fig. I.2.37) :

Comme c'était le cas pour les diodes, pour doubler la puissance du redresseur, on utilise un pont parallèle double, (voir fig. I.2.33) :

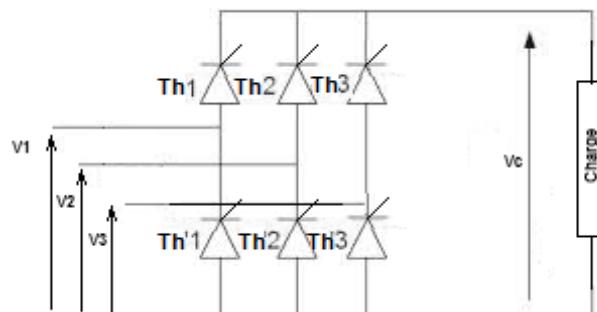


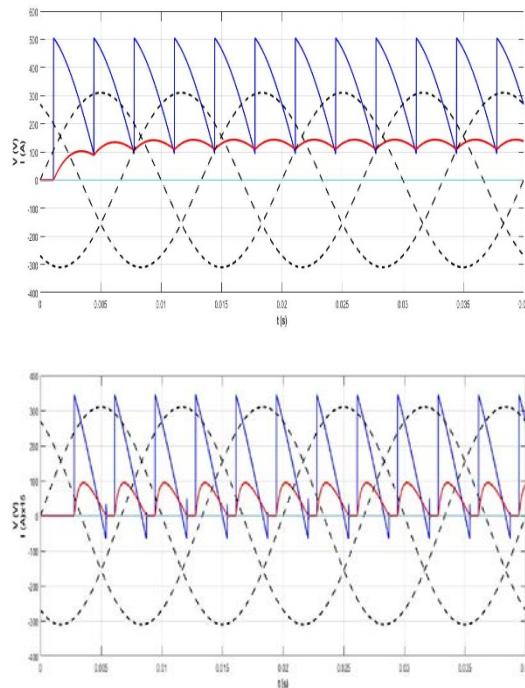
Fig. I.2.37 : Montage du redresseur triphasé parallèle double à thyristor (charge inductive)

d'où la valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge est comme suit :

$$Vc_{moy} = 2 \cdot \frac{q}{\pi} V_M \sin \frac{\pi}{q} \cos \theta \quad (57)$$

$$Vc_{moy} = V'c_{moyD} \cos \theta \quad (58)$$

où $V'c_{moyD}$ est la tension moyenne du redresseur parallèle double à diodes et la courbe de la tension de sortie est comme suit (fig. I.2.38) :



a) La conduction continue

b) La conduction discontinue

Fig. I.2.38 : Courbes de tensions

c) Les redresseurs parallèles mixtes :

i. Charge résistive (fig. I.2.39) :

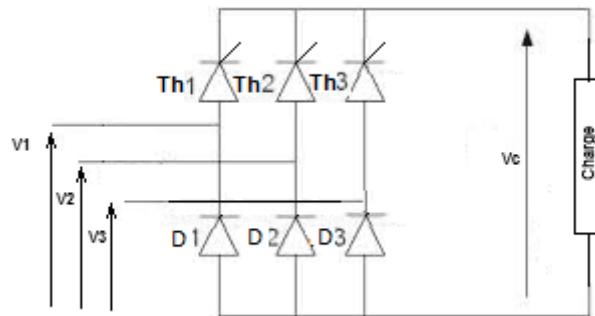


Fig. I.2.39 : Montage du redresseur triphasé parallèle double mixte (charge inductive).

La valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge est comme suit :

$$V_{C_{moy}} = V_{C_{moyTh}} - V_{C_{moyD}} \quad (59)$$

où $V_{C_{moyTh}}$ est la tension moyenne de redresseur parallèle simple à thyristors.

et $V_{C_{moyD}}$ est la tension moyenne de redresseur parallèle simple à diodes.

Donc :

$$V_{C_{moy}} = \frac{q}{\pi} V_M \sin \frac{\pi}{q} \cos \theta - \left(-\frac{q}{\pi} V_M \sin \frac{\pi}{q} \right)$$

$$V_{C_{moy}} = \frac{q}{\pi} V_M \sin \frac{\pi}{q} (\cos \theta + 1) \quad (60)$$

On peut généraliser la formule pour tous les redresseurs parallèles simples et doubles à diodes ou à thyristors :

$$V_{C_{moy}} = 2 \cdot \frac{q}{\pi} V_M \sin \frac{\pi}{q} \cdot \frac{\cos \theta + 1}{2} \quad (61)$$

D'où :

$$V_{C_{moy}} = V_{C_{moyD}} \frac{\cos \theta + 1}{2} \quad (62)$$

Pour un redresseur parallèle simple à diodes, $\theta=0$

d'où :

$$Vc_{moyD} = \frac{q}{\pi} V_M \sin \frac{\pi}{q} \quad (63)$$

Et pour un redresseur parallèle double à diodes, $\theta=0$ d'où :

$$Vc_{moyD} = 2 \cdot \frac{q}{\pi} V_M \sin \frac{\pi}{q} \quad (64)$$

❖ Facteur de puissance des redresseurs :

La puissance P absorbée par un récepteur parcouru par un courant i , sous l'effet d'une tension aux bornes U , est la valeur moyenne de la puissance instantanée :

$$P = U(t) \cdot i(t) \quad (65)$$

$$P = (U \cdot i)_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T U \cdot i \, dt \quad (66)$$

Il ne faut pas confondre la puissance active P avec la puissance apparente S produite des valeurs efficaces de la tension et du courant.

$$S = 3 \cdot V_{eff} \cdot I_{eff} \quad (67)$$

Le facteur de puissance est le quotient de la puissance active par la puissance apparente :

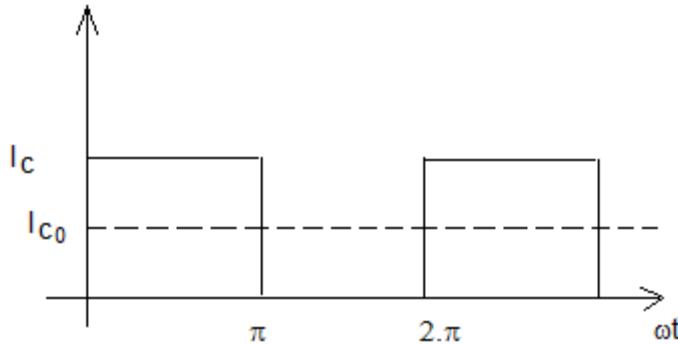
$$f = \frac{P}{S} \quad \text{d'où} \quad f = \frac{P}{3 \cdot V_{eff} \cdot I_{eff}} \quad (68)$$

Le facteur de puissance est un critère important des montages redresseurs, en effet pour calculer la puissance d'un redresseur monophasé simple alternance, par exemple d'un semi-conducteur :

$$P = (U \cdot i)_{moy} = U_{moy} I_{moy} \quad (69)$$

$$I_{moy} = I_{c0} \quad (70)$$

où I_{c0} est le courant de conduction moyen dans le semi-conducteur



(fig.I.2.40).

Fig. I.2.40 : Le courant de conduction moyen dans un semi-conducteur

Pour un redresseur monophasé double alternance :

$$I_{eff} = \frac{I_c}{\sqrt{2}} \quad (71)$$

$$S = q \cdot \frac{U_M}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_c}{\sqrt{2}} = 2 \cdot \frac{U_M I_c}{2} = U_M I_c \quad (72)$$

Et

$$P = U_{moy} \cdot I_c = \frac{2}{\pi} \cdot V_M \cdot \sin \frac{\pi}{2} \cdot I_c = \frac{2}{\pi} \cdot V_M \cdot I_c \quad (73)$$

d'où :

$$f = \frac{P}{S} = \frac{2}{\pi} = 0.636 \quad (74)$$

Pour un redresseur triphasé parallèle simple P3 :

$$P = \frac{q}{\pi} \cdot U_M \cdot \sin \frac{\pi}{3} \cdot I_{c0} \quad (75)$$

$$S = q \cdot \frac{U_M}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{c0}}{\sqrt{q}} \quad (76)$$

donc pour $q=3$:

$$f = \frac{3}{\sqrt{2} \cdot \pi} = 0.675 \quad (77)$$

Pour un redresseur triphasé parallèle double PD3 :

$$f = \frac{3}{\pi} = 0.955 \quad (78)$$

Conclusion :

Le redresseur triphasé parallèle double améliore la qualité de la tension et la puissance de sortie par rapport au redresseur monophasé.

Chapitre 3 : Les gradateurs

Conversion « alternatif-alternatif »

Introduction :

Un gradateur est un convertisseur d'une énergie électrique de nature alternative en une énergie de même nature, il garde la même fréquence de la tension d'entrée en sortie mais de valeur efficace réglable par l'angle d'amorçage θ_0 . Cette caractéristique qui est utilisée dans la variation de puissance d'une résistance de chauffe, la variation d'intensité lumineuse d'une lampe à incandescence et dans le contrôle de la vitesse des moteurs à courant alternatif notamment dans l'électroménager et l'alimentation des pompes.

I. Gradateur monophasé :**a) Pour une charge purement résistive :**

Il est formé de deux thyristors montés en tête-bêche ou antiparallèles entre l'entrée et la sortie (fig.I.3.1) :

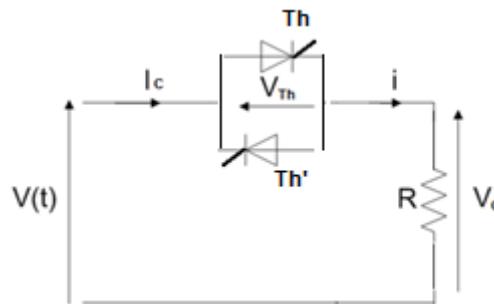


Fig. I.3.1 : Montage d'un gradateur monophasé avec charge résistive.

Lorsque $\theta_0 < \theta < \pi$, c'est Th qui conduit après l'arrivée de l'impulsion d'amorçage sur sa gâchette, et Th' conduit pour $\theta_0 + \pi < \theta < 2\pi$ (fig.I.3.2).

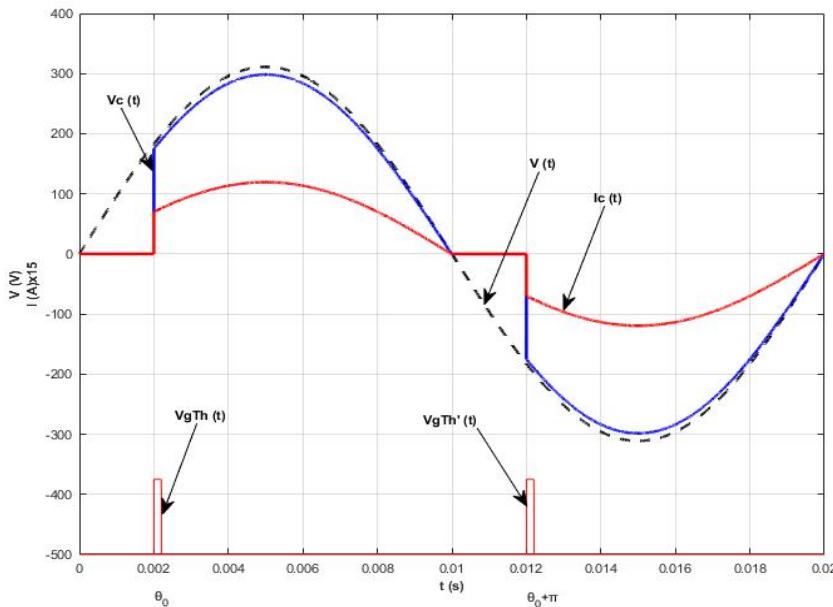


Fig. I.3.2 : Courbes de tensions et de courant

La valeur efficace du courant qui traverse la charge est sous la forme :

$$\begin{aligned}
 I_{eff}^2 &= 2 \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\theta_0}^{\pi} \frac{V_M^2}{R^2} \cdot \sin \theta \cdot d\theta = \frac{V_M^2}{2 \cdot \pi \cdot R} \cdot \int_{\theta_0}^{\pi} (1 - \cos 2 \cdot \theta) \cdot d\theta \\
 &= \frac{V_M^2}{2 \cdot \pi \cdot R^2} \left(\theta - \frac{1}{2} \sin 2 \cdot \theta \right) \Big|_{\theta_0}^{\pi} = \frac{V_M^2}{R^2} \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{\theta_0}{2 \cdot \pi} + \frac{\sin 2 \cdot \theta_0}{4 \cdot \pi} \right) \quad (79)
 \end{aligned}$$

donc :

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{V_M^2}{R^2} \left(\frac{1}{2} - \frac{\theta_0}{2 \cdot \pi} + \frac{\sin 2 \cdot \theta_0}{4 \cdot \pi} \right)} \quad (80)$$

Et la tension efficace aux bornes de la charge :

$$V_{ceff} = \sqrt{V_M^2 \left(\frac{1}{2} - \frac{\theta_0}{2 \cdot \pi} + \frac{\sin 2 \cdot \theta_0}{4 \cdot \pi} \right)} \quad (81)$$

On peut vérifier qu'en pleine onde c.-à-d. pour $\theta_0 = 0$, $V_{ceff} = \frac{V_M}{\sqrt{2}}$ qui n'est autre que la valeur efficace d'une tension sinusoïdale.

a) Pour une charge inductive (fig.I.3.3) :

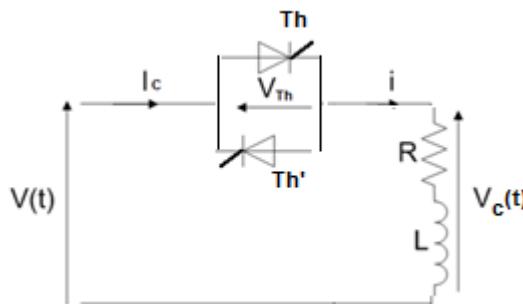


Fig. I.3.3 : Montage d'un gradateur monophasé avec charge inductive

La charge étant inductive, la courbe de tension sera différente que le cas précédent.

L'impédance de la charge peut être représentée par :

$$z = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2} \quad (82)$$

où :

$$\varphi = \text{arc tan} \frac{L\omega}{R} \text{ est l'angle de déphasage.}$$

On peut remarquer deux cas de fonctionnement :

1- Où $\theta_0 < \theta_e + \pi$ représenté dans la figure fig. I.3.4 :

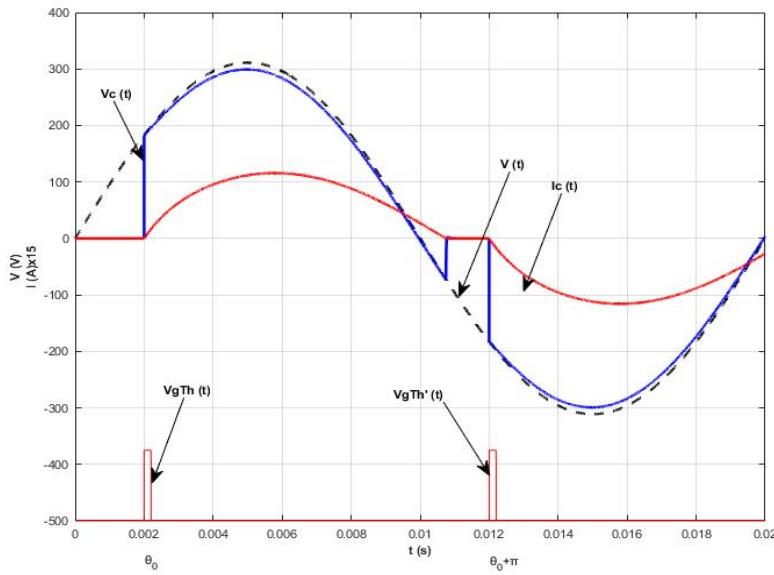


Fig. I.3.4 : Courbes de tensions

2- Où θ_e est l'angle d'extinction de Th, durant $\theta_0 < \theta < \pi$,

$$L \frac{di(t)}{dt} + R \cdot i(t) = V_M \cdot \sin \omega t \quad (83)$$

Il existe deux solutions pour cette équation :

- Solution du régime permanent :

$$i_p = \frac{V_M}{Z} \sin(\omega t - \varphi) \quad (84)$$

- Solution du régime transitoire :

$$i_t = I_0 e^{-t/\tau} \quad (85)$$

Avec $\tau = \frac{L}{R}$ constante de temps.

I_0 peut être calculé par l'équation $i(t) = i_p(t) + i_t(t) = 0$

d'où :

$$I_0 = -\frac{V_M}{Z} \sin(\theta_0 - \varphi) e^{\frac{R\theta_0}{L\omega}} \quad (86)$$

et l'expression du courant qui traverse la charge :

$$i(t) = \frac{V_M}{Z} [\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\theta_0 - \varphi) e^{-(\omega t - \theta_0) \frac{R}{L\omega}}] \quad (87)$$

Pour déterminer l'angle d'extinction θ_e , on procède ainsi :

À l'instant où le courant qui traverse Th s'annule, l'angle $\theta_0 = \theta_e$:

$$\sin(\theta_e - \varphi) - \sin(\theta_0 - \varphi) e^{-(\theta_e - \theta_0) \frac{R}{L\omega}} = 0 \quad (88)$$

La solution de cette équation peut être graphique.

i. Le courant efficace de la charge :

Il est très utile de connaître la relation existante entre le courant efficace et l'angle d'amorçage en cas de charge inductive.

$$I_{ceff} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_{\theta_0}^{\theta_e} i^2(t) \cdot dt} = \frac{V_M}{Z} \sqrt{\int_{\theta_0}^{\theta_e} \sin^2(\omega t - \varphi)}$$

$$I_{ceff} = \frac{V_{eff}}{Z} \sqrt{\frac{\theta_e - \theta_0}{\pi} - \frac{\sin 2\theta_e - \sin 2\theta_0}{2\pi}} \quad (89)$$

On peut commenter l'équation précédente ainsi :

- Si θ_0 tend vers π alors I_{eff} tend vers 0, $\theta_e - \theta_0 = 0$ et $\sin 2\theta_e = \sin 2\theta_0 = 0$, donc $I_{ceff} = 0$, on peut expliquer ceci par la faible énergie qui s'emmagasine de l'inductance, donc il n'y a pas de courant efficace dans la charge.

- Si θ_0 tend vers φ , θ_e tend vers π alors I_{eff} tend aussi vers $\frac{V_{eff}}{Z}$, car toute l'alternance positive passe par Th et la négative par Th' (fig. I.3.5).

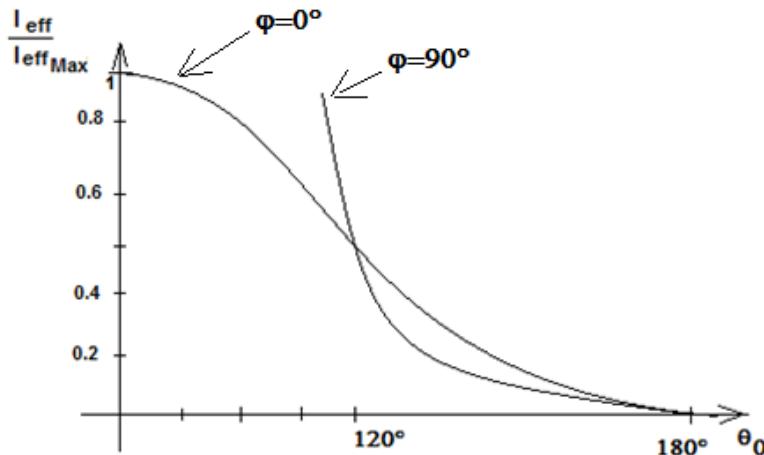


Fig. I.3.5 : Courbes du courant efficace de la charge I_{eff} en fonction de θ_0 et φ .

ii. Le deuxième cas de fonctionnement $\theta_0 > \theta_e + \pi$:

A l'instant où on envoie l'impulsion à la gâchette de Th', puisque Th est toujours conducteur, donc la tension aux bornes des deux thyristors est nulle et dans ce cas Th' ne peut s'amorcer et l'alternance négative est ratée, dans ce cas le gradateur devient un redresseur monophasé simple alternance. C'est un courant continu qui circule dans un réseau alternatif (fig.I.3.6). Ce fonctionnement est fortement déconseillé. Pour éviter ce cas, on veille à ce que Th' s'amorce après l'extinction de Th.

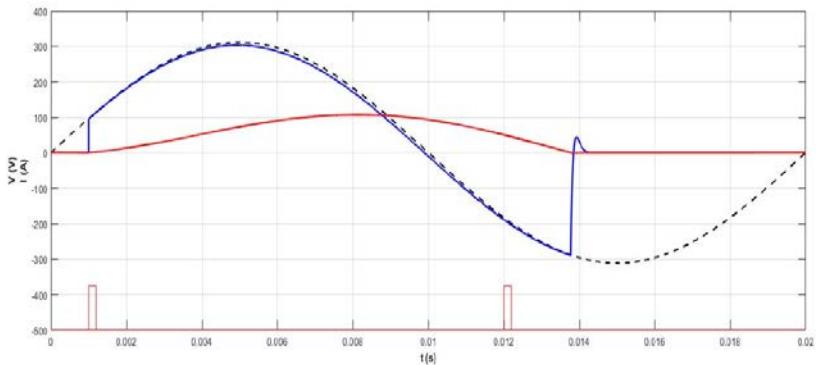


Fig. I.3.6 : Gradateur fonctionnant en redresseur monophasé.

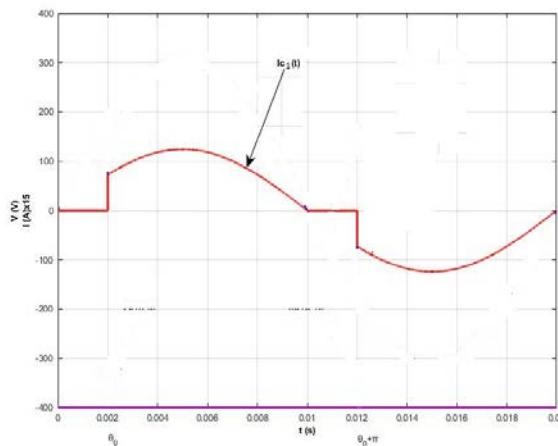


Fig.I.3.7 : L'harmonique fondamental du courant d'un gradateur monophasé avec charge résistive

iii. Etude de la puissance active et réactive

Pour étudier le comportement du gradateur vis-à-vis du réseau, on suppose le cas d'une charge purement résistive :

Le courant suit la tension dans sa forme (fig.I.3.7).

En décomposant le courant $ic(t)$ en série de Fourier, en une onde fondamentale $ic_1(t)$ et une série d'ordre supérieur.

On constate que $ic_1(t)$ est déphasé de ψ par rapport à la tension d'alimentation. Il en découle, que le réseau d'alimentation doit fournir une certaine puissance réactive, même si la charge est purement résistive.

La composante fondamentale du courant actif est :

$$i_{1a} = \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\theta_0}^{\pi} ic(\theta) \cdot \sin \theta \cdot d\theta = \frac{2V_M}{\pi \cdot R} \cdot \int_{\theta_0}^{\pi} \sin^2 \theta \cdot d\theta = \frac{V_M}{R} \cdot \frac{\pi - \theta_0 + \frac{\sin 2\theta_0}{2}}{\pi} \quad (90)$$

et celle du courant réactif est :

$$i_{1r} = \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\theta_0}^{\pi} ic(\theta) \cdot \cos \theta \cdot d\theta = -\frac{V_M}{R} \cdot \frac{1 - \cos 2\theta_0}{2\pi} \quad (91)$$

donc la puissance active s'exprime sous forme suivante :

$$P_a = \frac{V_M}{2} \cdot i_{1a} = \frac{V^2 M}{2 \cdot R} \cdot \frac{\pi - \theta_0 + \frac{\sin 2\theta_0}{2}}{\pi} \quad (92)$$

et celle réactive :

$$P_r = \frac{V_M}{2} \cdot i_{1r} = \frac{V^2 M}{2 \cdot R} \cdot \frac{1 - \cos 2\theta_0}{2\pi} \quad (93)$$

La puissance maximale est :

$$P_{Max} = \frac{V^2 M}{2 \cdot R} \quad (94)$$

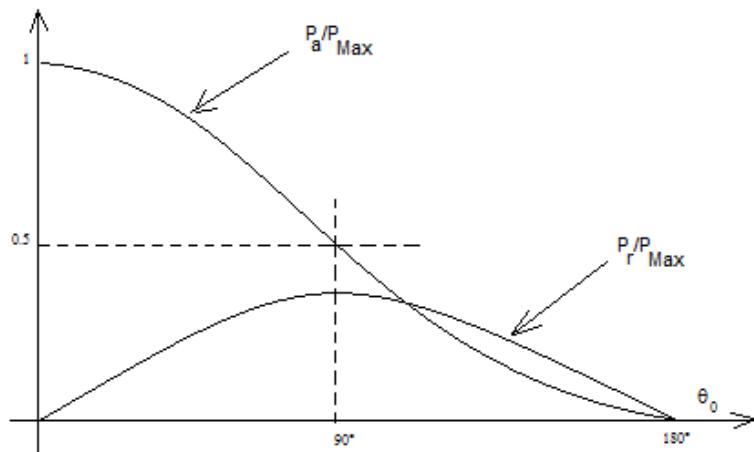


Fig. I.3.8 : La puissance active et réactive en fonction de θ_0

En basant sur la figure (fig. I.3.8), on peut interpréter les deux courbes

comme suit :

- Si $\theta_0 = 0$, P_a est maximale.
- Si $\theta_0 = \pi$, P_a est nulle.
- Si $\theta_0 = 0$, P_r est nulle.
- Si $\theta_0 = \pi/2$, P_r est maximale

II. Gradateur triphasé :

Le gradateur triphasé est formé de trois bras de thyristors couplés en triangle au secondaire (fig. I.3.9)

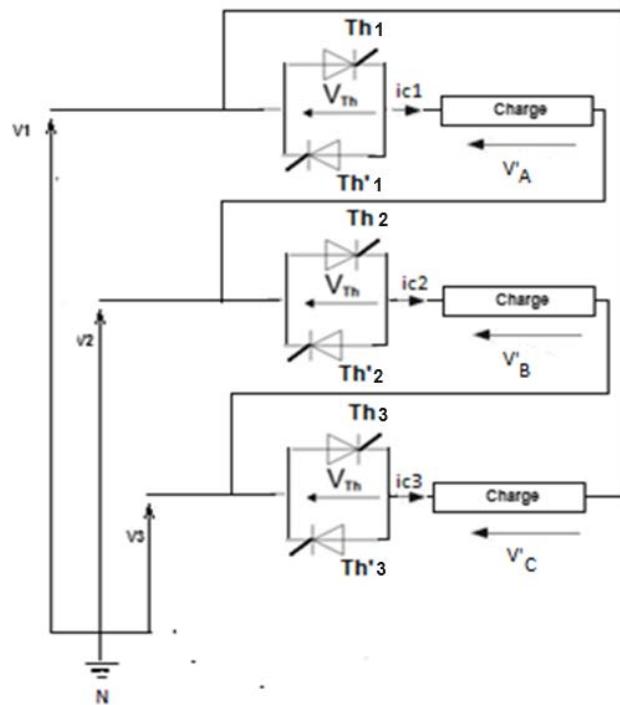


Fig. I.3.9 : Gradateur triphasé

Supposons que les tensions V_1 , V_2 , et V_3 sont sinusoïdales simples (par rapport au neutre) d'un système triphasé équilibré déphasées de $2 \cdot \frac{\pi}{3}$, telles que :

$$V_1 = V_M \sin \theta \quad (95)$$

$$V_2 = V_M \sin \left(\theta - 2 \cdot \frac{\pi}{3} \right) \quad (96)$$

$$V_3 = V_M \sin \left(\theta - 4 \cdot \frac{\pi}{3} \right) \quad (97)$$

Les tensions simples de sortie V_A , V_B et V_C sont représentées dans la Fig. I.3.10.

Les tensions composées sortie V'_A , V'_B et V'_C peuvent être déterminées comme suit :

Pour :

- $\theta_0 < \omega t < \pi/3$, alors Th₁, Th₃ et Th'₂ sont conducteurs (V'ₐ et V'ₖ sont positives et V'ₚ est négative) donc :

$$V'_A = R \cdot i_A = V_A, V'_B = R \cdot i_B = V_B, \text{ et } V'_C = R \cdot i_C = V_C \quad (98)$$

- $\pi/3 < \omega t < \theta_0 + \pi/3$, alors Th₁ et Th'ₚ sont conducteurs (V'ₐ est positive, V'ₚ est négative et V'ₖ=0) donc :

- $V'_A = -V'_B = \frac{1}{2}(V_A - V_B)$, (si on suppose que les charges sont résistives et équivalentes) et $V'_C = 0$

- $\theta_0 + \pi/3 < \omega t < 2 \cdot \pi/3$, alors Th₁, Th'₃ et Th'₂ sont conducteurs (V'ₐ est positive, V'ₖ et V'ₚ sont négatives) donc :

$$V'_A = R \cdot i_A = V_A, V'_B = R \cdot i_B = V_B, \text{ et } V'_C = R \cdot i_C = V_C \quad (99)$$

- $2 \cdot \pi/3 < \omega t < \theta_0 + 2 \cdot \pi/3$, alors Th₁ et Th'₃ sont conducteurs (V'ₐ est positive, V'ₖ est négative et V'ₚ=0) donc : $V'_A = -V'_C = \frac{1}{2}(V_A - V_C)$, et $V'_B = 0$
- $\theta_0 + 2 \cdot \pi/3 < \omega t < \pi$, alors Th₁, Th₂ et Th'₃ sont conducteurs (V'ₐ et V'ₚ sont positives, V'ₖ est négative) donc :

$$V'_A = R \cdot i_A = V_A, V'_B = R \cdot i_B = V_B, \text{ et } V'_C = R \cdot i_C = V_C \quad (100)$$

- $\pi < \omega t < \theta_0 + \pi$, alors Th₂ et Th'₃ sont conducteurs (V'ₚ est positive, V'ₖ est négative et V'ₐ=0) donc :

$$V'_B = -V'_C = \frac{1}{2}(V_B - V_C), \text{ et } V'_A = 0 \quad (101)$$

- $\theta_0 + \pi < \omega t < 4 \cdot \pi/3$, alors Th'₁, Th₂ et Th'₃ sont conducteurs (V'₂ est positive, V'₁ et V'₃ sont négatives) donc :

$$V'_A = R \cdot i_A = V_A, V'_B = R \cdot i_B = V_B, \text{ et } V'_C = R \cdot i_C = V_C \quad (102)$$

- $\frac{4\pi}{3} < \omega t < \theta_0 + \frac{4\pi}{3}$, alors Th₁ et Th₂ sont conducteurs (V'_B est positive, V'_A est négative et V'_C = 0) donc :

$$V'_A = -V'_B = \frac{1}{2}(V_A - V_B), \text{ et } V'_C = 0 \quad (103)$$

- $\theta_0 + \frac{4\pi}{3} < \omega t < \frac{5\pi}{3}$, alors Th₁, Th₂ et Th₃ sont conducteurs (V'_B et V'_C sont positives, V'_A est négative) donc :

$$V'_A = R \cdot i_A = V_A, V'_B = R \cdot i_B = V_B, \text{ et } V'_C = R \cdot i_C = V_C \quad (104)$$

- $\frac{5\pi}{3} < \omega t < \theta_0 + \frac{5\pi}{3}$, alors Th₁ et Th₃ sont conducteurs (V'_A est négative, V'_C est positive et V'_B = 0) donc :

$$V'_A = -V'_B = \frac{1}{2}(V_A - V_B), \text{ et } V'_C = 0 \quad (105)$$

- $\theta_0 + \frac{5\pi}{3} < \omega t < 2\pi$, alors Th₁, Th₂ et Th₃ sont conducteurs (V'_A et V'_B sont négatives, V'_C est positive) donc :

$$V'_A = R \cdot i_A = V_A, V'_B = R \cdot i_B = V_B, \text{ et } V'_C = R \cdot i_C = V_C \quad (106)$$

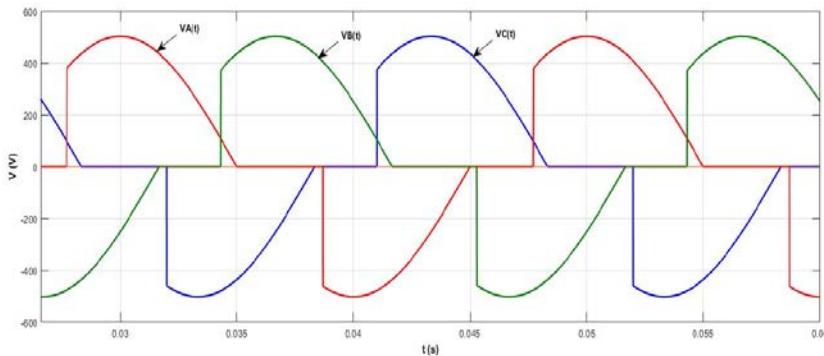


Fig. I.3.10 : Courbes de tensions simples

Les tensions simples de sortie V_A , V_B et V_C sont représentées dans la Fig.I.3.10.

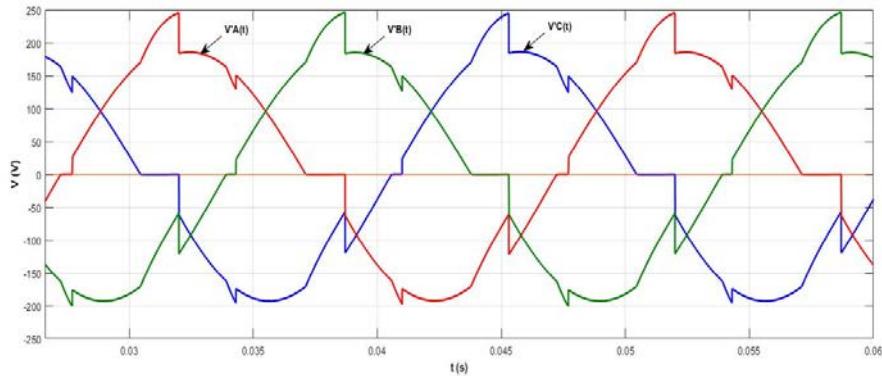


Fig. I.3.11 : Courbes de tensions composées

*Chapitre 4 : Les Hacheurs**Conversion « continu- continu »*

Introduction :

Avant l'apparition des semi-conducteurs, pour régler une tension continue on utilisait un potentiomètre pour les faibles puissances et un rhéostat pour les fortes puissances. Cependant, ce montage présentait l'inconvénient d'avoir un mauvais rendement.

Après l'évolution technologique des semi-conducteurs, un système de rendement quasi-parfait remplaça le montage précédent, appelé Hacheur ou découpeur.

On remarque deux types de hacheurs :

1. Hacheur abaisseur ou hacheur série appelé aussi dévolteur où la tension de sortie est inférieure à celle de l'entrée.
2. Hacheur élévateur ou hacheur parallèle appelé aussi survolteur où la tension de sortie est supérieure à celle de l'entrée.

La fréquence du hacheur dépend essentiellement de l'élément de base qui est soit un transistor ou un thyristor. Les premiers peuvent atteindre des mégahertz mais à faible puissance, les seconds c.-à-d. les thyristors peuvent aller jusqu'à quelques kilohertz mais avec une puissance pouvant atteindre des mégawatts. Suivant l'utilisation de puissance et de fréquence que l'élément de base est choisi.

En général, les hacheurs sont utilisés dans la traction ferroviaire et les véhicules électriques.

I. Hacheur série ou dévolteur :

a. Charge purement résistive :

i. Principe de fonctionnement :

On suppose que l'interrupteur H est idéal (résistance interne est négligeable) (fig. I.4.1).

La valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge est :

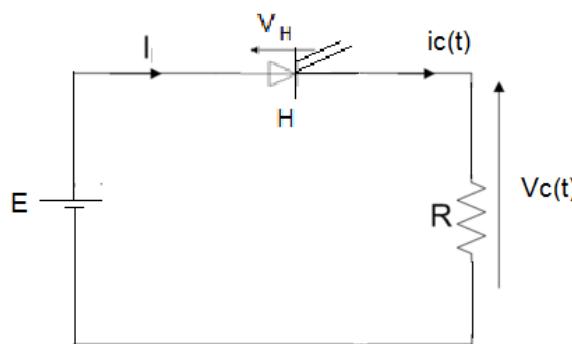


Fig. I.4.1 : Montage Hacheur série.

$$V_{cmoy} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T E \cdot dt = \frac{E}{T} \cdot \theta = \alpha \cdot E \quad (107)$$

Avec $\theta = \alpha \cdot T$ où α est le rapport cyclique compris entre 0 et 1 (fig. I.4.2).

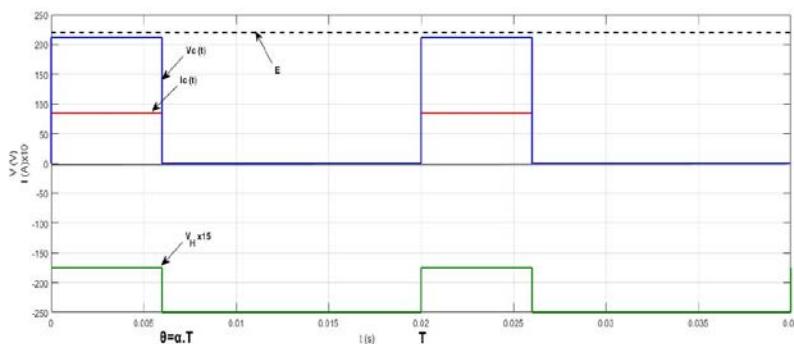


Fig. I.4.2 : Courbe de tension de sortie d'un hacheur série

D'où-t-on peut déduire la valeur du courant moyen de la charge :

$$I_{cmoy} = \alpha \cdot \frac{E}{R} \quad (108)$$

ii. La résistance apparente du hacheur :

On appelle résistance apparente, la résistance qui apparaît entre le « plus » et le « moins » d'un générateur de tension continue.

On démontrera par la suite, qu'elle est inversement proportionnelle à α , plus α est petit (α s'approche de 0) plus cette résistance est importante. On dit que le hacheur résiste au courant fourni par la source continue.

$$R^* = \frac{E}{I_{cmoy}} = \frac{E}{\frac{\alpha E}{R}} = \frac{R}{\alpha} \quad (109)$$

Si α varie entre 0 et 1, R^* varie entre R et l'infini (fig. I.4.3).

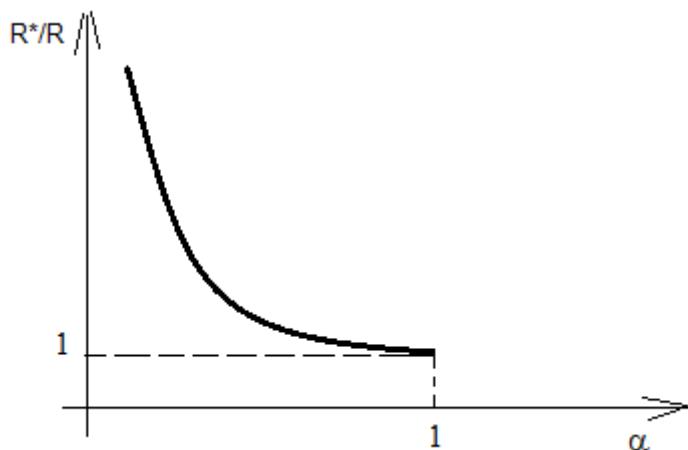


Fig. I.4.3 : Courbe de la résistance apparente d'un hacheur série.

b. Charge R, L, E' :

Comme indiqué dans le montage du redresseur monophasé simple alternance avec charge inductive, pour libérer l'énergie emmagasinée dans L durant la conduction de H, on place une diode en parallèle avec la charge pour ne pas interrompre brusquement le courant dans la charge pendant l'ouverture de H et éviter ainsi son claquage (fig.I.4.4 et I.4.5).

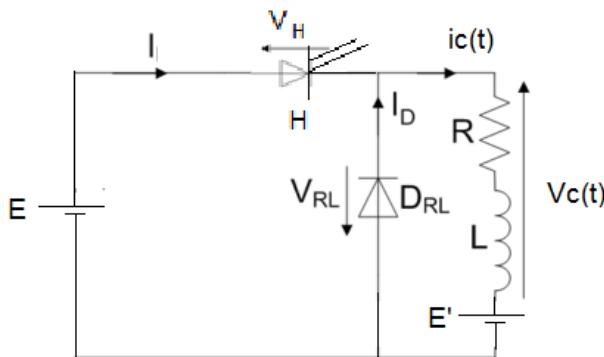


Fig. I.4.4 : Montage d'un hacheur série avec charge R,L,E'.

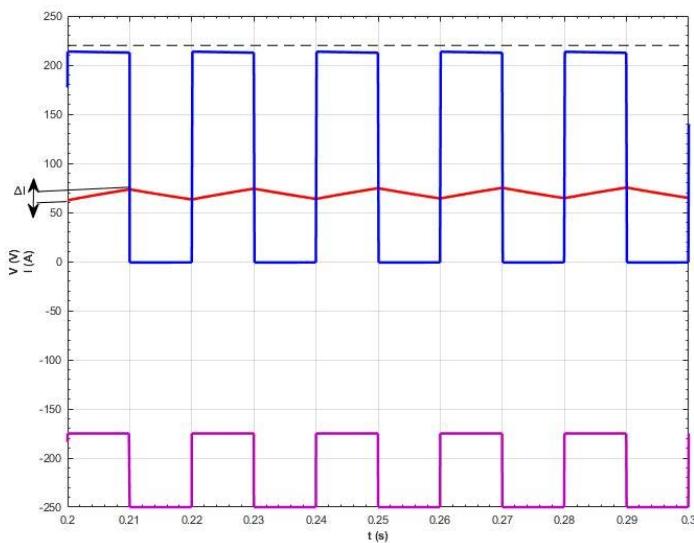


Fig.I.4.5 : Courbe de tension de sortie d'un hacheur série avec charge R,L,E'.

La tension moyenne est calculée comme suit :

$$Vc(t) = L \frac{dic(t)}{dt} + R \cdot ic(t) + E' \quad (110)$$

d'où :

$$\begin{aligned} Vc_{moy} &= L \cdot \int_0^T \frac{dic(t)}{dt} dt + R \int_0^T ic(t) \cdot dt + E' \int_0^T dt \\ &= L \cdot \int_{I_{Min}}^{I_{Max}} dic(t) + R \cdot ic_{moy} + E' = R \cdot ic_{moy} + E' \quad (111) \end{aligned}$$

donc

$$Vc_{moy} = \alpha \cdot E + E' \quad (112)$$

Pour l'expression du courant de charge, supposant en premier lieu le cas où $E'=0$:

On a deux intervalles de conduction :

1. Durant $0 < t < \alpha \cdot T$

$$L \frac{dic(t)}{dt} + R \cdot ic(t) = E \quad (113)$$

2. Durant $\alpha \cdot T < t < T$

$$L \frac{dic(t)}{dt} + R \cdot ic(t) = 0 \quad (114)$$

Pour le premier intervalle :

$$L \frac{dic(t)}{dt} + R \cdot ic(t) = E \quad (115)$$

La solution du régime permanent est :

$$ip(t) = \frac{E}{R} \quad (116)$$

La solution du régime transitoire est :

$$L \frac{dic(t)}{dt} = -R \cdot ic(t)$$

$$\frac{dic(t)}{ic(t)} = -\frac{R}{L} \cdot dt$$

$$\ln ic(t) = -\frac{1}{\tau}t + C$$

$$ic(t) = e^{-\frac{1}{\tau}t} e^C = A \cdot e^{-\frac{1}{\tau}t}$$

Avec $\tau = R/L$ et $A = e^C$,

Donc la solution générale est :

$$ic(t) = A \cdot e^{-\frac{1}{\tau}t} + \frac{E}{R} \quad (117)$$

Pour déterminer la constante A, à $t=0$ $ic(t) = i_{\min}$ alors :

$$ic(0) = i_{\min}$$

$$i_{\min} = A + \frac{E}{R}$$

d'où

$$A = i_{\min} - \frac{E}{R}$$

donc

$$ic(t) = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + i_{\min} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (118)$$

Pour le second intervalle $\alpha \cdot T < t < T$:

$$L \frac{dic(t)}{dt} + R \cdot ic(t) = 0$$

donc :

$$L \frac{dic(t)}{dt} = -R \cdot ic(t)$$

$$\frac{dic(t)}{ic(t)} = -\frac{R}{L} \cdot dt$$

En prenant en compte la translation du référentiel de 0 à $\alpha \cdot T$:

$$\ln ic(t) = -\frac{1}{\tau(t - \alpha \cdot T)} + C$$

$$ic(t) = e^{-\frac{1}{\tau(t - \alpha \cdot T)}} e^C = B \cdot e^{-\frac{1}{\tau(t - \alpha \cdot T)}} \quad (119)$$

avec $\tau = R/L$ et $B = e^C$,

Pour déterminer la constante B, à $t = \alpha \cdot T$ $ic(t) = i_{\max}$ alors :

$$\begin{aligned} ic(\alpha \cdot T) &= i_{\max} \\ i_{\max} &= B \end{aligned}$$

d'où

$$ic(t) = i_{\max} \cdot e^{-\frac{1}{\tau(t - \alpha \cdot T)}} \quad (2)$$

Dans le cas de l'alimentation d'une machine à courant continu, le taux d'ondulation ΔI est très important. En effet, plus ce taux est réduit plus le bon fonctionnement de la machine est maintenu.

On est amené dans ce cas à calculer ce taux pour pouvoir le minimiser à sa valeur réduite tolérée :

Durant $0 < t < \alpha \cdot T$, à $t = \alpha \cdot T$, $ic(t) = I_{\max}$ donc l'équation (1) donne :

$$i_{Max} = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} \right) + i_{Min} e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} \quad (120)$$

et sur l'intervalle $\alpha.T < t < T$, à $t=T$ $ic(t)=I_{min}$, donc l'équation (2) donne :

$$i_{min} = i_{max} \cdot e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}} \quad (121)$$

En remplaçant (4) dans (3), ça donne :

$$i_{max} = \frac{E}{R} \frac{\left(1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} \right)}{\left(1 - e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}} \right)} \quad (122)$$

Et

$$i_{min} = -\frac{E}{R} e^{-\frac{T}{\tau}} \frac{\left(1 - e^{\frac{\alpha T}{\tau}} \right)}{\left(1 - e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}} \right)} \quad (123)$$

donc :

$$\Delta I = i_{max} - i_{min} = \frac{E}{R} \frac{1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} + e^{\frac{T}{\tau}} - e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}}}{\left(1 - e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}} \right)} \quad (124)$$

Pour le cas où $E' \neq 0$, On prend les mêmes démonstrations que précédemment en remplaçant E par $E - E'$ dans le premier intervalle et E par E' dans le second :

Ça donne :

1. Pour $0 < t < \alpha.T$

$$ic(t) = \frac{E - E'}{R} + \left(i_{min} - \frac{E - E'}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (125)$$

2. Pour $\alpha.T < t < T$

$$ic(t) = -\frac{E'}{R} + \left(i_{max} - \frac{E'}{R} \right) e^{-\frac{(t-\alpha T)}{\tau}} \quad (126)$$

et le cas où R est négligeable devant L :

1. Pour $0 < t < \alpha.T$

$$L \frac{dic(t)}{dt} = E - E'$$

donc

$$ic(t) = \frac{E - E'}{L} t + i_{min}$$

À $t = \alpha \cdot T$, $ic(t) = i_{max}$ donc :

$$i_{max} = \frac{E - E'}{L} \alpha \cdot T + i_{min}$$

La variation du courant est donc :

$$\Delta I = i_{max} - i_{min} = \frac{E - E'}{L} \cdot \alpha \cdot T \quad (127)$$

2. Pour $\alpha \cdot T < t < T$

$$L \frac{dic(t)}{dt} = -E'$$

$$ic(t) = \frac{-E'}{L(t - \alpha \cdot T)} + i_{max}$$

À $t = T$, $ic(t) = i_{min}$ donc :

$$i_{min} = \frac{-E'}{L} (1 - \alpha) \cdot T + i_{max}$$

$$\Delta I = i_{max} - i_{min} = \frac{E'}{L} \cdot (1 - \alpha) \cdot T$$

alors que :

$$\Delta I = \frac{E - E'}{L} \cdot \alpha \cdot T = \frac{E'}{L} \cdot (1 - \alpha) \cdot T \quad (128)$$

Ceci n'est vrai que si :

$$E' = \alpha \cdot E$$

La variation du courant devient :

$$\Delta I = \frac{E}{L} \cdot T(\alpha - \alpha^2) \quad (129)$$

On peut dans ce cas, calculer la variation maximale du courant en fonction de α comme suit :

$$\frac{d(\Delta I)}{d\alpha} = 0 \text{ que si } \alpha = 1/2,$$

En remplaçant α dans ΔI , la variation maximale est :

$$(\Delta I)_{Max} = \frac{E}{4L} \cdot T \quad (130)$$

A partir de cette expression, on peut dire que pour diminuer $(\Delta I)_{Max}$ on ajoute une inductance en série avec L , d'une valeur déterminée par la valeur maximale tolérée de la variation du courant.

II. Hacheur parallèle ou survoltageur :

Essentiellement utilisé pour éléver la tension et récupérer de l'énergie de la charge vers la source, généralement d'une machine à courant continu qui tourne avec une inertie importante.

Durant cette phase la machine fonctionne en génératrice (fig. I.4.6).

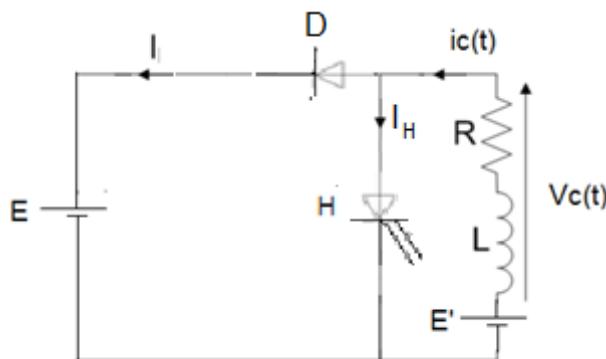


Fig. I.4.6 : Montage d'un hacheur parallèle avec charge R, L, E'

a. Analyse du fonctionnement :

La relation qui lie la force contre électromotrice à la source est démontrée ainsi :

En négligeant R devant L, on a deux intervalles de conduction :

1. H conduit durant $0 < t < \alpha \cdot T$ (fig.I.4.7) :

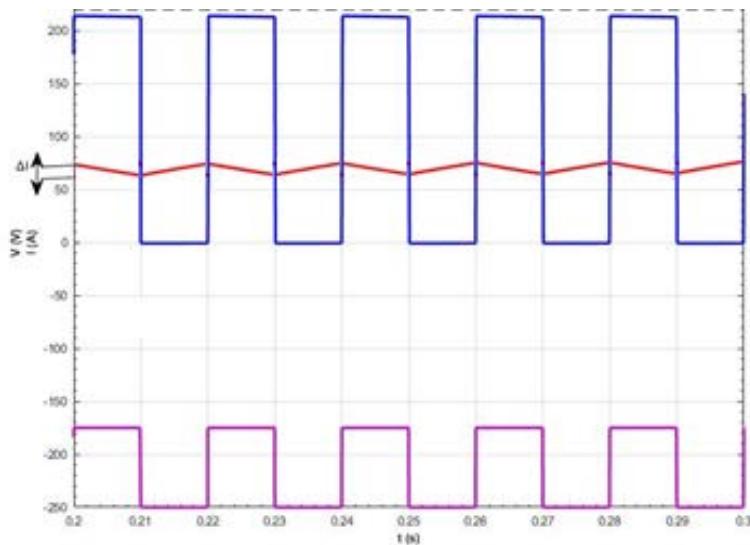


Fig.I.4.7 : Courbe d'un hacheur parallèle avec charge R,L,E'.

alors :

$$L \frac{dic(t)}{dt} + E' = 0 \quad (131)$$

2. H est bloqué durant $\alpha \cdot T < t < T$

$$L \frac{dic(t)}{dt} + E' = E \quad (132)$$

d'où pour le premier intervalle :

$$ic(t) = i_{Min} + \frac{E'}{L} t$$

à $t=0$ d'où $ic(t) = i_{Max}$

donc :

$$i_{Max} = i_{Min} + \frac{E'}{L} \alpha \cdot T$$

Pour le second intervalle :

$$ic(t) = i_{Max} - \frac{E - E'}{L(t - \alpha \cdot T)}$$

à $t=T$, $ic(t) = i_{Min}$

donc :

$$i_{Max} = i_{Min} + \frac{E - E'}{L(t - \alpha \cdot T)}$$

En combinant les deux relations, on déduit :

$$E' = (1 - \alpha)E \quad (133)$$

b. Les Hacheurs réversibles :

Les hacheurs réversibles sont deux hacheurs rassemblés et montés de la manière montrée dans la figure (fig. I.4.8) :

Ils sont utilisés pour transférer de l'énergie dans les deux sens de la source vers la charge lorsqu'il s'agit du fonctionnement moteur et de la charge vers la source lorsqu'il s'agit du fonctionnement en génératrice (en cas de freinage) et inverser le sens de rotation de la machine c-à-d inverser la tension aux bornes de la charge. (Exemple charge et décharge d'une batterie).

Pour des applications à basse tension et courant relativement faibles (30V, 5A), l'interrupteur peut être un MOSFET. Pour des tensions et courants un peu plus élevés (300V, 20A), on peut utiliser des IGBT. Pour des puissances encore plus élevées (1 500V, 1 000A), ce sont les thyristors ou les GTO qui seront employés. Les fréquences employées sont de l'ordre de 20 à 50 kHz pour les MOSFET ou les IGBTs et seulement de 300 à 400 Hz pour les applications de très forte puissance.

Il existe deux types de hacheurs réversibles :

c. Les Hacheurs réversibles en courant (ou à 2 quadrants):

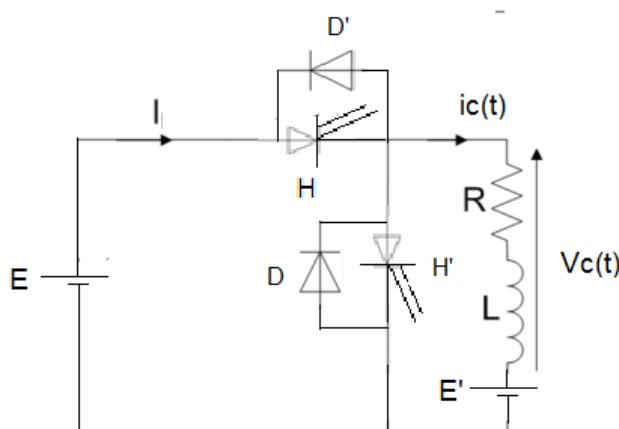


Fig. I.4.8 : Montage du hacheur réversible en courant.

Ce hacheur fonctionne en moteur si H et D sont conducteurs et en génératrice si H' et D' sont conducteurs (fig. I.4.8).

Pour le premier fonctionnement :

H conduit durant $\alpha \cdot T$ et D de $\alpha \cdot T$ à T.

donc :

$$Vc_{moy} = R \cdot i c_{moy} + E' \quad (135)$$

Avec un courant moyen positif dans la charge.

Pour le second fonctionnement :

H' conduit durant $\alpha' \cdot T$ et D' de $\alpha' \cdot T$ à T.

donc :

$$V'c_{moy} = R \cdot i' c_{moy} + E' \quad (136)$$

Avec un courant moyen dans la charge négatif.

L'interrupteur H' est commandé de manière complémentaire à H. Si H et H' étaient commandés simultanément, ils mettraient la source E en court-circuit, ce qui serait dangereux. En pratique, comme un composant à semi-conducteur est généralement plus rapide à fermer qu'à ouvrir, on maintient un léger intervalle de quelques microsecondes entre la fermeture de l'un et l'ouverture de l'autre. donc

$$\alpha + \alpha' = 1. \quad (137)$$

La caractéristique qui lie la force contre électromotrice E' au courant moyen est présentée dans la figure (fig.I.4.9).

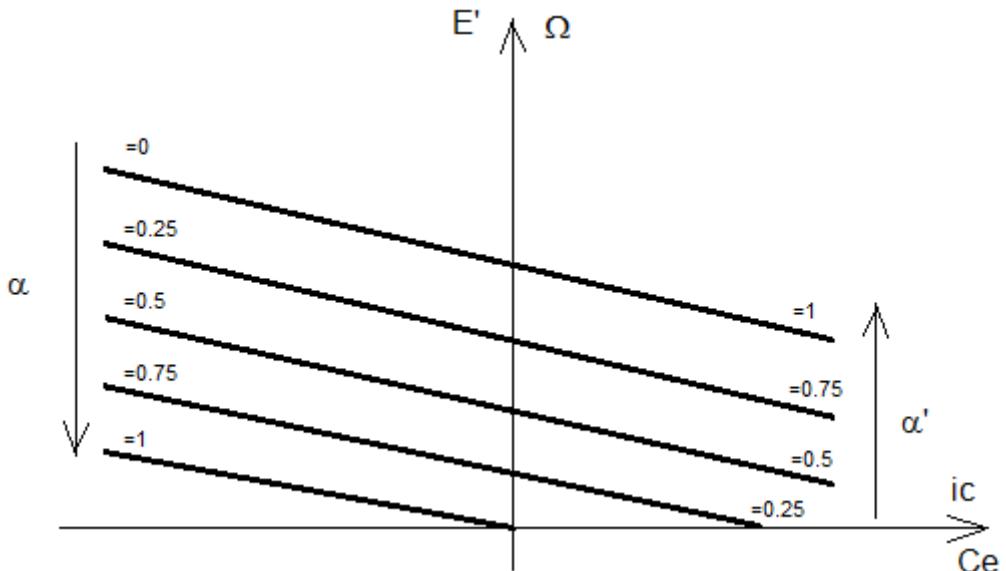


Fig. I.4.9 : caractéristique de la force E' en fonction du courant moyen pour un hacheur réversible en courant

a) Hacheurs réversibles en courant et tension (ou à 4 quadrants):

Analyse du fonctionnement (fig.I.4.10) :

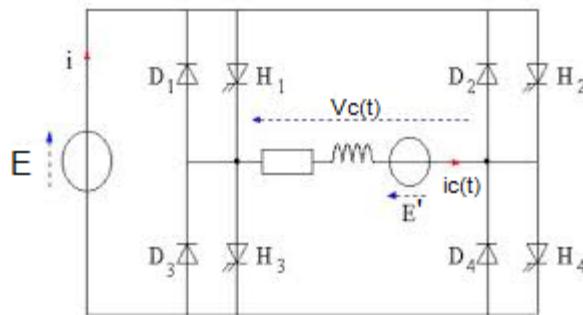


Fig. I.4.10 : Montage du hacheur réversible en courant et en tension.

On ferme H1 et H4 simultanément pendant $\alpha \cdot T$ (hacheur série) :

dans ce cas :

$$Vc(t) > 0 \text{ et } ic(t) > 0 \text{ donc } V'c_{moy} = \alpha \cdot E \quad (138)$$

et D2 et D3 conduisent pour t variant de $\alpha \cdot T$ à T (hacheur parallèle) :

$$Vc(t) < 0 \text{ et } ic(t) > 0 \text{ donc } V''c_{moy} = -(1 - \alpha) \cdot E \quad (139)$$

et

$$Vc_{moy} = V'c_{moy} + V''c_{moy} = (\alpha - (1 - \alpha)) \cdot E = (2\alpha - 1) \cdot E \quad (140)$$

De ce résultat :

- Si $0.5 < \alpha < 1$ implique que $Vc_{moy} > 0$, donc c'est un fonctionnement en moteur avec $\Omega > 0$

- Si $0 < \alpha < 0.5$ implique que $Vc_{moy} < 0$, c'est un fonctionnement en génératrice α avec $\Omega > 0$

On ferme H2 et H3 simultanément pendant $\alpha' \cdot T$ (hacheur série) :

Dans ce cas :

$$Vc(t) < 0 \text{ et } ic(t) < 0 \text{ donc } V'c_{moy} = -\alpha' \cdot E$$

et D1 et D4 de $\alpha \cdot T$ à T (hacheur parallèle) :

$$Vc(t) > 0 \text{ et } ic(t) > 0 \text{ donc } V''c_{moy} = (1 - \alpha') \cdot E \quad (141)$$

et

$$Vc_{moy} = V'c_{moy} + V''c_{moy} = (-\alpha' + (1 - \alpha')) \cdot E = -(2\alpha - 1) \cdot E \quad (142)$$

de ce résultat :

- Si $0.5 < \alpha' < 1$ implique que $Vc_{moy} < 0$, donc c'est un fonctionnement en moteur avec $\Omega < 0$

- Si $0 < \alpha' < 0.5$ implique que $Vc_{moy} > 0$, c'est un fonctionnement en génératrice avec $\Omega > 0$

- La caractéristique qui lie la force contre électromotrice E' au courant moyen est présentée dans la figure ci-dessous (fig.I.4.11).

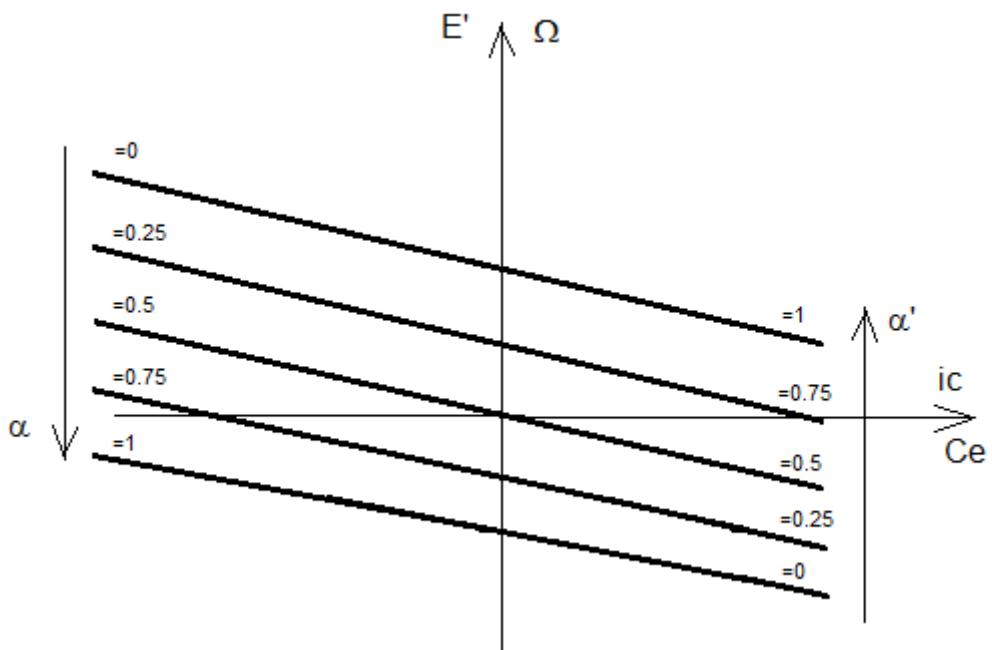


Fig. I.4.11 : caractéristique de la force E' en fonction du courant moyen pour un hacheur réversible en courant et tension.

Chapitre 5 : Les onduleurs Conversion « continu- alternatif »

Introduction :

Un onduleur est un convertisseur statique continu – alternatif appelé aussi convertisseur de fréquence.

L'onduleur est dit autonome lorsqu'il impose sa propre fréquence à la charge, ce qui diffère de l'onduleur assisté où la fréquence est imposée par celle du réseau électrique. Entre autres, on distingue trois structures de principe :

- 1- Les onduleurs de tension que l'on retrouve dans l'alimentation des moteurs à courant alternatif et dans les alimentations alternatives de secours.
- 2- Les onduleurs de courant ou commutateurs de courant.
- 3- Les onduleurs à résonance qui se partagent en deux familles :
 - a- Les onduleurs série ou à résonance de tension,
 - b- Les onduleurs parallèles ou à résonance de courant.

Les applications les plus courantes des onduleurs à résonance sont d'une part, le chauffage par induction et d'autre part, l'alimentation des générateurs d'ozone (ozoniseurs).

Les onduleurs autonomes sont utilisés :

- pour alimenter les moteurs synchrones et asynchrones pour varier leur vitesse.
- comme alimentations de secours.

Concernant la commande des interrupteurs, il existe plusieurs, parmi lesquelles les plus connues, on peut citer :

Pour les onduleurs monophasés :

- Commande symétrique
- Commande décalée

Pour les onduleurs triphasés, qui peuvent être aussi appliquées à l'onduleur monophasé :

- Commande pleine onde
- Commande en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI ou PWM en anglais)
- Commande en Modulation de Position et de Largeur d'Impulsion (MPLI)
- Commande en Modulation de Largeur d'impulsion vectorielle (SVM en anglais)

I. L'Onduleur monophasé :

1. Analyse du fonctionnement :

Ce montage est le même que celui du hacheur réversible en courant et tension, seulement dans ce cas, la commande des interrupteurs diffère de telle sorte à avoir une tension moyenne nulle aux bornes de la charge.

Pour une charge résistive, le courant dans la charge suit la tension à ses bornes.

Mais pour le débit sur une charge inductive (composée d'une résistance R en série avec une inductance L), l'allure du courant dépend essentiellement du temps τ où $\tau = L/R$,

Pour ne pas interrompre subitement le courant dans la charge dans les interrupteurs, qui sont en général des transistors unidirectionnels, on place une diode en parallèle dans le sens inverse de chaque interrupteur (fig. I.5.1).

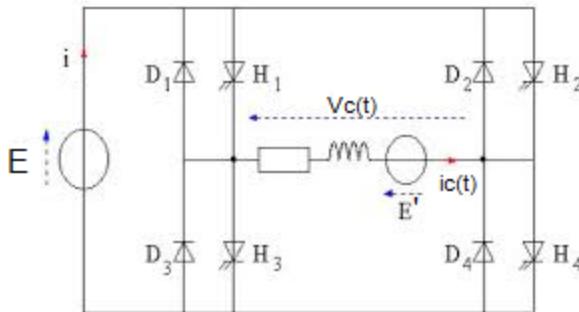


Fig.I.5.1 : Montage d'un onduleur monophasé

a) Commande symétrique :

Le principe de base de fonctionnement de ce montage est celui présenté dans la fig.I.5.2 les interrupteurs sont commandés périodiquement deux par deux.

On peut diviser la période de fonctionnement en plusieurs phases de conduction :

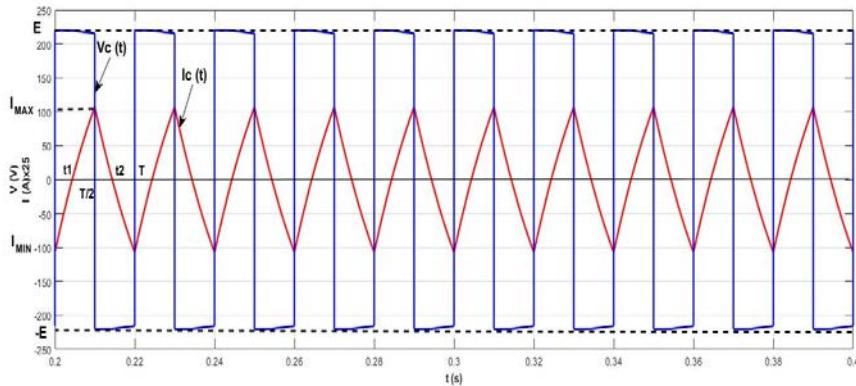


Fig. I.5.2 : Courbe de tension et courant de charge d'une commande symétrique

i. Phase d'alimentation de la charge :

de $t_1 < t < \frac{T}{2}$, H_1 et H_4 sont conducteurs donc $Vc(t) > 0$ et $ic(t) > 0$, la puissance :

$$p = Vc(t) \cdot ic(t) > 0, \quad (144)$$

donc la charge se comporte comme un récepteur.

ii. Phase de récupération d'énergie :

de $\frac{T}{2} < t < t_2$, D_2 et D_3 sont conductrices, donc $Vc(t) < 0$ et $ic(t) > 0$, et la puissance :

$$p = Vc(t) \cdot ic(t) < 0, \quad (145)$$

donc la charge se comporte comme un générateur.

iii. Phase d'alimentation de la charge :

de $t_2 < t < T$, H_2 et H_3 sont conducteurs donc $Vc(t) < 0$ et $ic(t) > 0$, et la puissance :

$$p = Vc(t) \cdot ic(t) > 0, \quad (146)$$

Donc la charge se comporte comme un récepteur.

iv. Phase de récupération d'énergie :

de $0 < t < t_1$, D_1 et D_4 sont conductrices, donc $V_c(t) > 0$ et $i_c(t) < 0$, et la puissance :

$$p = V_c(t) \cdot i_c(t) < 0, \quad (147)$$

donc la charge se comporte en générateur.

La tension moyenne aux bornes de la charge est bien nulle :

$$V_{c_{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\frac{T}{2}} E \cdot dt + \int_{\frac{T}{2}}^T [-E] \cdot dt \right] = 0 \quad (148)$$

La tension efficace aux bornes de la charge est E :

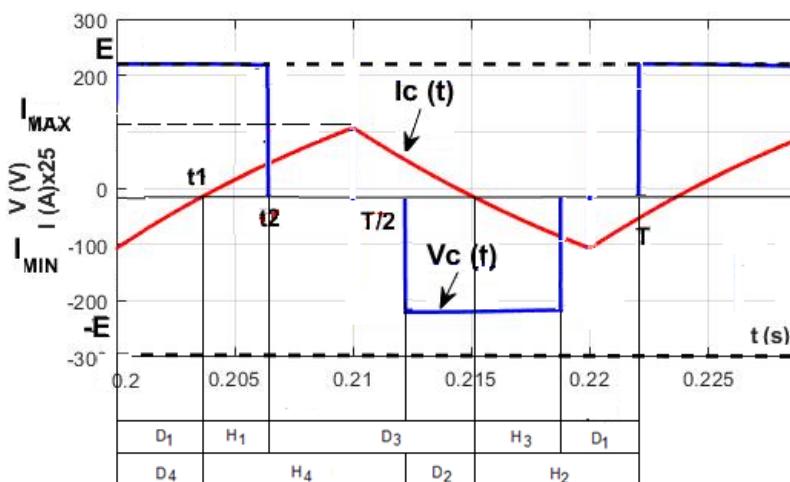
$$V^2 c_{eff} = \frac{1}{T} \int_0^T V(t)^2 \cdot dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\frac{T}{2}} E^2 \cdot dt + \int_{\frac{T}{2}}^T [(-E)^2] \cdot dt \right] = E^2 \quad (149)$$

Donc :

$$V_{c_{eff}} = E$$

b) Commande décalée :

Dans cette commande, l'ouverture/fermeture des interrupteurs sont décalées les uns après les autres avec le même intervalle et symétrique par rapport à l'axe du temps, comme présenté dans la fig.I.5.3



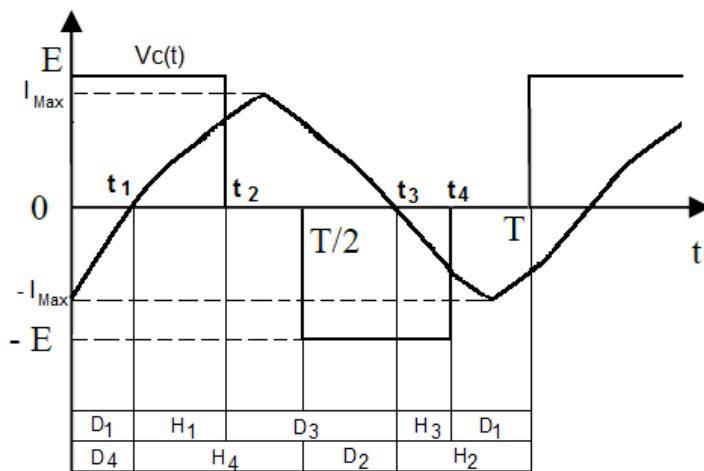


Fig. I.5.3 : Courbe de tension et courant de charge d'une commande décalée

Comme la commande précédente, on peut diviser la période de fonctionnement en plusieurs phases de conduction, il vient :

a) Phase d'alimentation de la charge :

de $t_1 < t < t_2$, H_1 et H_4 sont conducteurs, $Vc(t) > 0$ et $ic(t) > 0$, et la puissance :

$$P = Vc(t) \cdot ic(t) > 0, \quad (150)$$

donc la charge se comporte comme un récepteur.

b) Phase de roue libre :

de $t_2 < t < \frac{T}{2}$, H_4 et D_3 sont conducteurs, $Vc(t) = 0$ et $ic(t) > 0$, et la puissance :

$$P = Vc(t) \cdot ic(t) = 0, \quad (151)$$

La charge est court-circuitée.

c) Phase de récupération d'énergie :

de $\frac{T}{2} < t < t_3$, D_3 et D_2 sont conductrices, $Vc(t) < 0$ et $ic(t) > 0$, et la puissance :

$$P = Vc(t) \cdot ic(t) < 0, \quad (152)$$

Donc la charge se comporte comme un générateur.

d) Phase d'alimentation de la charge :

de $t_3 < t < t_4$, H_2 et H_3 sont conducteurs, donc $Vc(t) < 0$ et $ic(t) < 0$, et la puissance :

$$P = Vc(t) \cdot ic(t) > 0, \quad (153)$$

Donc la charge se comporte comme un récepteur.

e) Phase de roue libre :

de $t_4 < t < T$, H_2 et D_1 sont conducteurs, donc $Vc(t) < 0$ et $ic(t) < 0$, et la puissance :

$$P = Vc(t) \cdot ic(t) > 0, \quad (154)$$

La charge est court-circuitée.

f) Phase récupération d'énergie :

de $0 < t < t_1$, D_1 et D_4 sont conductrices, donc $Vc(t) > 0$ et $ic(t) < 0$, et la puissance :

$$P = Vc(t) \cdot ic(t) < 0, \quad (155)$$

Donc la charge se comporte comme un générateur.

La tension moyenne aux bornes de la charge est bien nulle :

$$V_{c_{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_2} E \cdot dt + \int_{\frac{T}{2}}^{t_4} -E \cdot dt \right] = 0 \quad (156)$$

Les deux intervalles doivent être égaux pour que l'onduleur fonctionne en alternatif, donc :

$$V_{c_{moy}} = 0$$

La tension efficace aux bornes de la charge est :

$$V^2_{ceff} = \frac{1}{T} \int_0^T V(t)^2 \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_2} E^2 \cdot dt + \int_{\frac{T}{2}}^{t_4} (-E)^2 \cdot dt = E^2 (t_2 + t_4 - \frac{T}{2}) \quad (157)$$

Si on pose $t_2 = t_4 - \frac{T}{2} = \Delta t$, donc :

$$V_{c_{eff}}^2 = \frac{2\Delta t}{T} \cdot E^2 \quad (158)$$

d'où

$$V_{c_{eff}} = E \cdot \sqrt{\frac{2\Delta t}{T}} \quad (159)$$

On déduit de l'expression précédente que plus Δt s'approche de $T/2$, plus $V_{c_{eff}}$ s'approche de E.

2. L'Onduleur triphasé :

a) Commande pleine onde :

i. Analyse du fonctionnement :

La commande la plus simple est celle à pleine onde, utilisée dans le cas où la forme d'onde sinusoïdale n'est pas primordiale tel que le chauffage par induction et l'alimentation des machines de forte puissance.

C'est une commande de forme rectangulaire où chaque interrupteur s'ouvre et se ferme une fois par période et la commande des interrupteurs de chaque bras est décalée de $2\pi/3$ par rapport à son précédent.

Il est interdit de fermer les deux interrupteurs du même bras simultanément ce qui pose le danger de court-circuit de la source. Pour éviter ce cas, on doit créer un temps mort de sécurité dans la programmation de la fermeture des deux interrupteurs du même bras (fig.I.5.4).

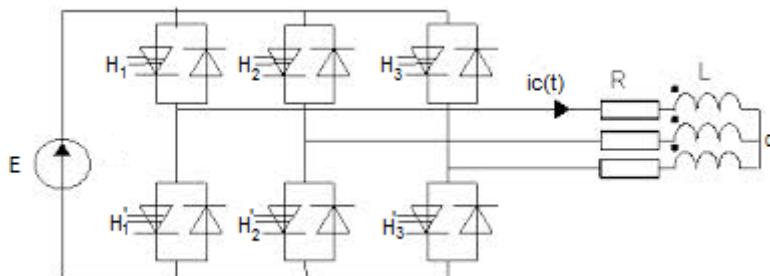


Fig.I.5.4 : Montage d'un onduleur triphasé

On suppose que les deux interrupteurs du premier bras s'ouvre et se ferme chacun pendant une demi-période, les interrupteurs suivants se succèdent d'un décalage de $2\pi/3$ (fig.I.5.5).

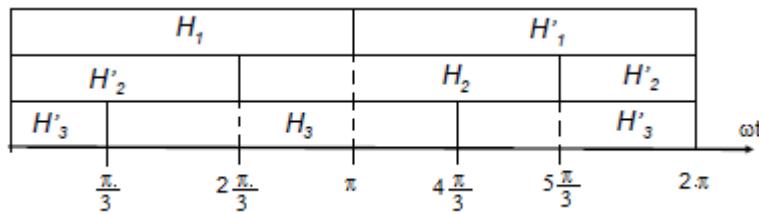


Fig.I.5.5 : Les états de commutation des interrupteurs en commande pleine onde

Soient V'_1 , V'_2 et V'_3 les chutes de tensions simples de sortie et U_{12} , U_{21} , U_{23} , U_{32} , U_{31} et U_{13} les tensions composées.

On s'intéresse en premier lieu de trouver la tension simple V'_1 puis les autres se succèdent décalées de $2\pi/3$.

Si la charge est équilibrée alors :

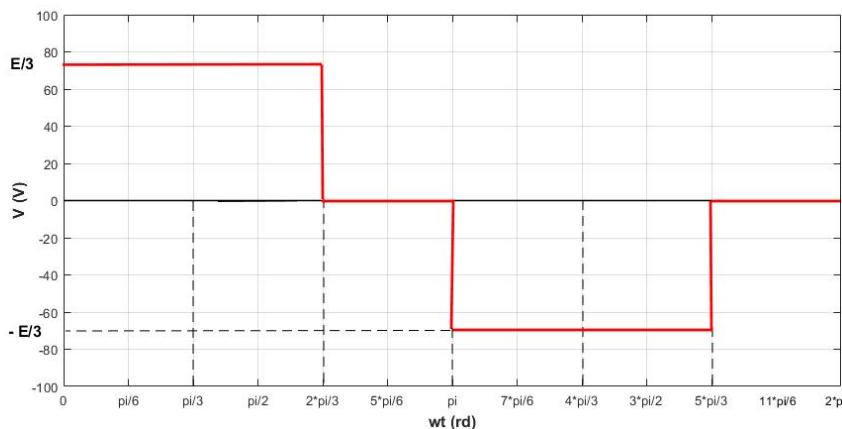
$$V'_1 = U_{12} - U_{31} \quad (160)$$

Ainsi pour les autres :

$$V'_2 = U_{23} - U_{12} \quad (161)$$

$$V'_3 = U_{31} - U_{23} \quad (162)$$

En commande pleine onde les tensions composées de sortie sont de la forme (fig.I.5.6) :



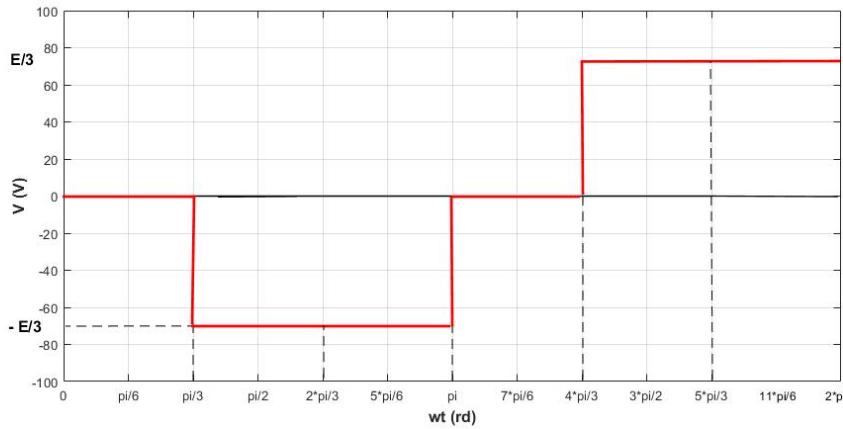


Fig.I.5.6 : Courbes des tensions composées

En appliquant les équations précédentes, la tension simple V'_1 sera de la forme représentée dans la figure (fig.I.5.7).

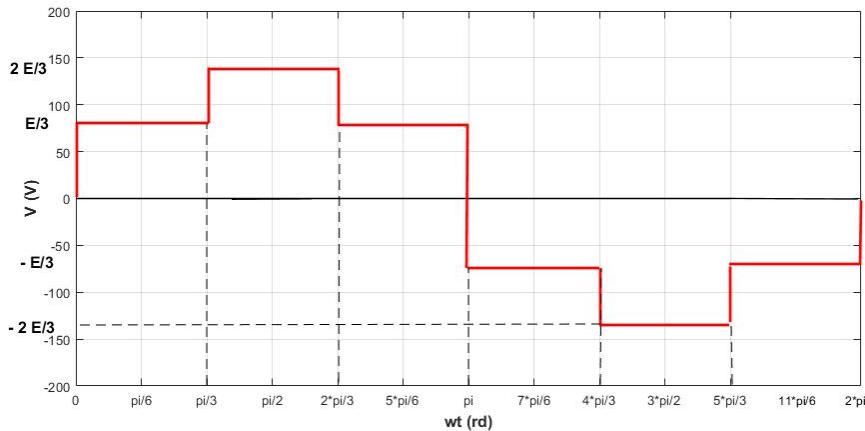


Fig.I.5.7 : Courbe de la tension simple

La caractéristique essentielle dans ce signal est la valeur efficace de la tension simple de sortie :

$$V'^2_{A\ eff} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V'^2_A(t) \cdot dt \quad (163)$$

Après calcul :

$$V'^2_{A\ eff} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot E \quad (164)$$

La valeur efficace du fondamental est :

$$V'_{A1\ eff} = \sqrt{\frac{A_1^2 + B_1^2}{2}} \cdot E \quad (165)$$

où :

A et B sont les coefficients de Fourier tels que :

$$A_p = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} V'_A(t) \sin(p\theta) \cdot d\theta \quad (166)$$

Et

$$B_p = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} V'_A(t) \cos(p\theta) \cdot d\theta \quad (167)$$

Après calcul :

$$A_1 = \frac{2}{\pi} \cdot E$$

Et

$$B_1 = 0$$

Donc :

$$V'_{A1\ eff} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot E \quad (168)$$

b) Les harmoniques :

Plus le signal s'approche de la forme sinusoïdale plus le signal est bon et plus il y a moins d'harmoniques. Ces derniers sont mauvais pour le bon fonctionnement de la machine, ils causent le bruit, vibration de l'arbre et l'échauffement des enroulements ce qui accélère le vieillissement. Pour toute alimentation d'une machine électrique par un onduleur, on est amené à minimiser la quantité d'harmoniques dans sa tension de sortie d'où la nécessité du calcul du taux d'harmoniques encore appelé distorsion harmonique totale THD est défini comme le rapport de la valeur efficace globale des harmoniques (c'est-à-dire leur somme quadratique) à la valeur efficace de la composante fondamentale. Il peut s'appliquer soit au courant ou à la tension.

$$THD = \frac{\text{Valeur efficace des harmoniques de } V'_A}{\text{Valeur efficace de } V'_A} = \frac{V'_{Ah}}{V'_A} \quad (169)$$

et

$$V'^2_{Ah\ eff} = V'^2_{Aeff} - V'^2_{A1\ eff}$$

donc

$$\text{THD} = \sqrt{1 - \frac{V'^2_{A1\text{eff}}}{V'^2_{A\text{eff}}}} \quad (170)$$

Pour cette commande, après calcul :

$$\text{THD \%} = 29 \%$$

Ce terme doit être le plus faible possible, les centrales de production d'électricité considèrent que la distorsion devient excessive à partir de 8%. Afin d'assurer un bon fonctionnement d'une machine lors d'une alimentation par un onduleur ce terme doit être inférieur à 8%.

3. La commande MLI :

Appelée en anglais PWM : Pulses width modulation, la commande de cette technique se base sur la comparaison d'un signal sinusoïdal désiré d'amplitude A_s et de fréquence f_s avec un autre signal triangulaire appelé porteuse d'amplitude A_T et de fréquence f_T tel que $f_T \geq 6.f_s$ et $A_s \simeq 0.8.A_T$, cette comparaison génère une tension $V_A - V_0$ entre 0 et les deux pôles de la source $E/2$ ou $-E/2$ (fig.I.5.8).

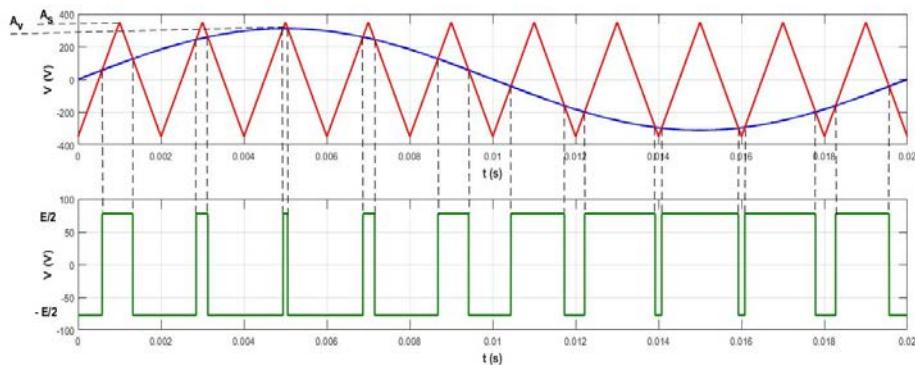


Fig.I.5.8 : Comparaison du signal sinusoïdal avec un autre triangulaire

où :

A_s : Amplitude de la tension triangulaire (porteuse ou modulatrice)

A_V : Amplitude de la tension sinusoïdale (désirée ou wanted)

Les tensions simples de sortie de l'onduleur sont représentées dans la fig. I.5.9 :

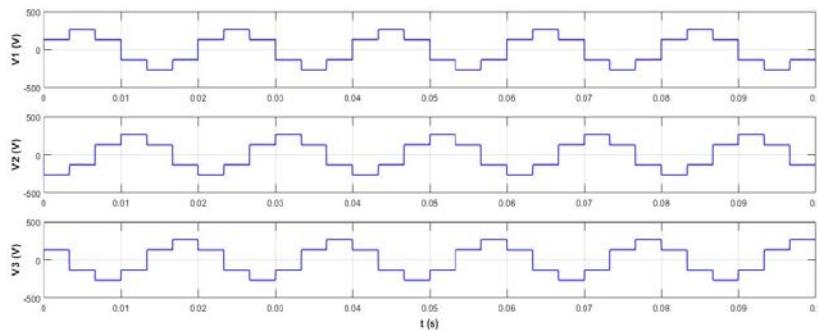


Fig. I.5.9 : Tensions de sortie de la commande MLI ($f_T = 10$.fs)

Cette commande est caractérisée par deux coefficients qui définissent la qualité du signal de sortie :

- Le rapport de réglage $r = \frac{A_s}{A_T}$ qui doit être autour de 0.8.
- L'indice de modulation $m = \frac{f_T}{f_s}$ qui doit être supérieur à 6.

Plus ce coefficient est grand (autour de 30) plus le signal de sortie s'approche de la sinusoïdale et contient moins d'harmoniques.

La seule contrainte qui limite cet indice est la limite maximale de la fréquence de commutation des interrupteurs.

Actuellement les IGBT sont très rapides, on peut atteindre un $m = 30$ facilement.

Suivant l'état des interrupteurs, cette tension aura la forme présentée dans la figure (fig.I.5.10)

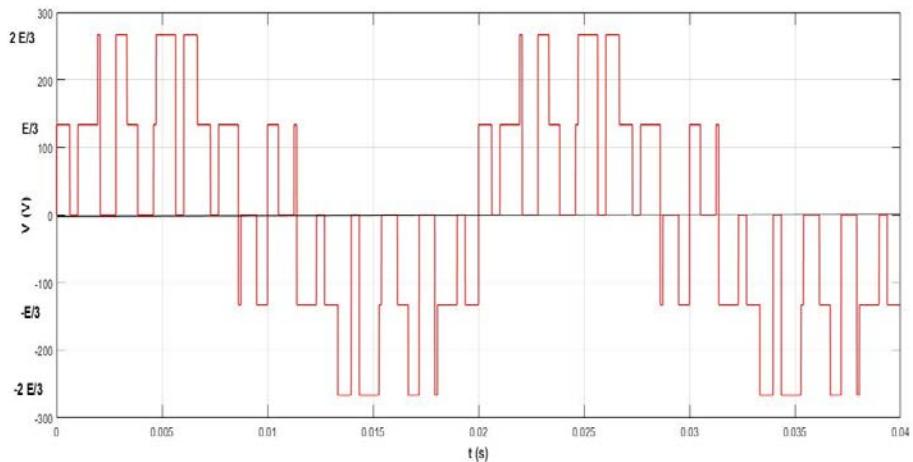


Fig.I.5.10 : Tension de sortie de la commande MLI ($f_T = 30$ fs)

Après un traitement numérique, cette commande ne délivre un signale qu'avec quelques harmoniques de rang $m-2$, $m+2$, $2m-1$ et $2m+1$, si l'indice de modulation est multiple de 3 et $r=0.8$.

4. La commande MLI vectorielle :

Cette commande, appelée aussi vectorielle, est utilisée dans le cas des systèmes fonctionnant en temps réel à usage des technologies numériques. Elle traite les signaux directement dans le plan (α, β) diphasé de la transformée (normée) de Concordia qui est définie comme suit [12]:

$$\begin{bmatrix} V'_\alpha \\ V'_\beta \\ V'_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (171)$$

Les fonctions de commutation des interrupteurs d'un onduleur triphasé sont définies comme suit :

$$Swi = \begin{cases} 1, & \text{le commutateur } i \text{ supérieur est fermé et l'inférieur est ouvert} \\ 0, & \text{le commutateur } i \text{ supérieur est ouvert et l'inférieur est fermé} \end{cases}$$

où, $i = a, b, c$, « 1 » signifie $E/2$ quand la sortie de l'onduleur (a,b,c) a comme référence le point N, « 0 » signifie $-E/2$, N est le point neutre du bus continu. Les commutateurs peuvent prendre 2^3 états différents représentés dans la figure fig.I.5.11. Si $= (Sw_a \ Sw_b \ Sw_c)$, $i=0,1,\dots,7$.

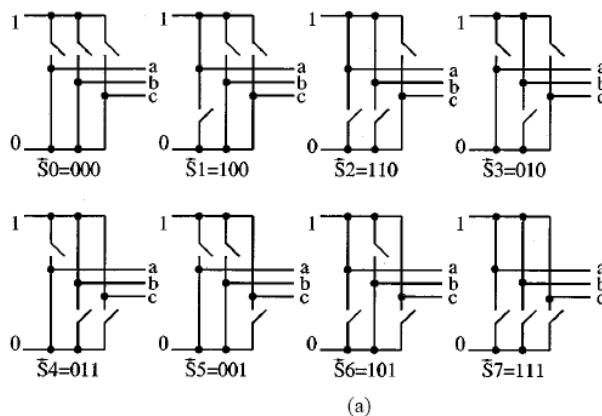


Fig. I.5.11 Les huit états de vecteurs de tensions (V0 à V7)

Ces vecteurs forment les huit vecteurs d'espace montrés dans la figure suivante fig.I.5.12:

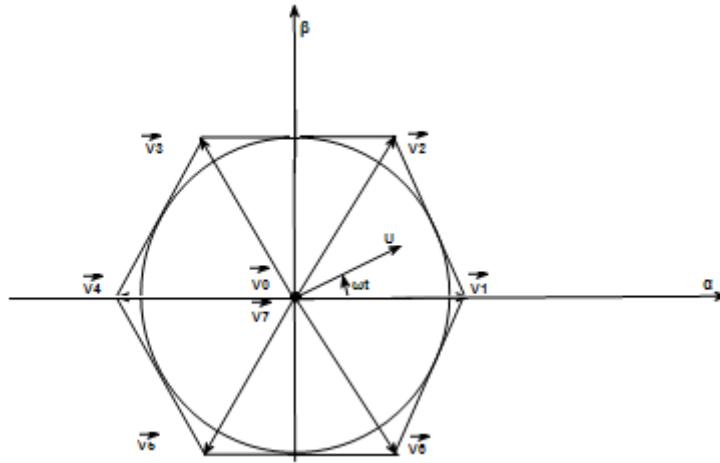


Fig. I.5.12 Vecteurs de commutation et les secteurs

Le module du vecteur est l'unité, et celui de V_0 et V_7 est nul. L'espace de vecteurs de tension est divisé en 6 secteurs, les vecteurs sont liés par les relations suivantes :

$$\vec{V}_1 = -\vec{V}_4$$

$$\vec{V}_2 = -\vec{V}_5$$

$$\vec{V}_3 = -\vec{V}_6$$

$$\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = \vec{0}$$

$$\text{et } \vec{V}_1 + \vec{V}_3 + \vec{V}_5 = \vec{0}$$

La relation qui lie les états de commutation f_i , qui peuvent prendre 0 ou 1 et les tensions composées sont décrites comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (172)$$

La relation qui lie les états de commutation f_i et les tensions de phase est décrite comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (173)$$

La MLI vectorielle peut générer moins d'harmoniques dans la tension de sortie et plus de valeurs efficaces (fig.I.5.13) par rapport à la MLI sinus triangulaire.

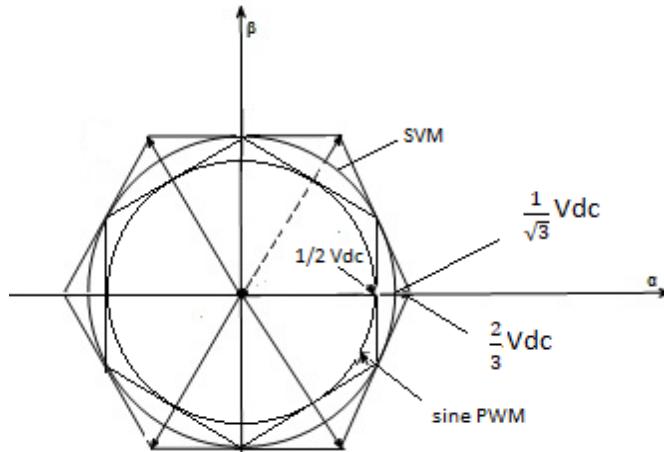


Fig. I.5.13 Tension efficace max de la MLI et MLI vectorielle

L'objectif de la SVM est d'approximer le vecteur de la tension de référence en utilisant les huit vecteurs d'espace (fig.I.5.14). La méthode la plus simple est donc de fournir dans une période d'échantillonnage, une tension moyenne égale à la tension de référence.

$$\text{où } T_s = \frac{1}{f}$$

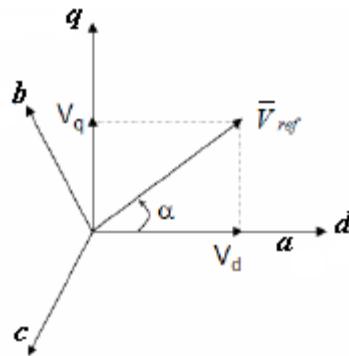


Fig. I.5.14 Vecteur d'espace de tension et ses composantes (d,q)

Pour fournir le vecteur de tension approprié, il faut calculer V_d , V_q , \vec{V}_{ref} , T_1 , T_2 , T_0 et α .

où T_1 et T_2 sont respectivement les temps de commutation des vecteurs \vec{V}_1 et \vec{V}_2 et T_0 le reste du temps de la période T_z .

Nous pouvons déterminer pour le premier secteur (fig.I.5.15) :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} \quad (174)$$

$$|\vec{V}_{ref}| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} ; \quad (175)$$

et $\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{V_q}{V_d} \right) = \omega t = 2\pi f t$, où f est la fréquence du fondamental de la tension de référence.

$$\int_0^{T_z} \bar{V}_{ref} = \int_0^{T_1} V_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \bar{V}_0 dt$$

$$T_z \cdot \bar{V}_{ref} = (T_1 \cdot \bar{V}_1 + T_2 \cdot \bar{V}_2)$$

$$T_z \cdot \left| \bar{V}_{ref} \right| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 \cdot \frac{2}{3} \cdot E \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot E \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \text{ où } 0 \leq \alpha \leq 60^\circ$$

donc

$$T_1 = T_z \cdot \frac{\left| \bar{V}_{ref} \right|}{\frac{2}{3} E} \cdot \frac{\sin(\pi/3 - \alpha)}{\sin(\pi/3)} \quad (176)$$

$$T_2 = T_z \cdot \frac{\left| \bar{V}_{ref} \right|}{\frac{2}{3} E} \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi/3)} \quad (177)$$

$$T_0 = T_z - (T_1 - T_2) \quad (178)$$

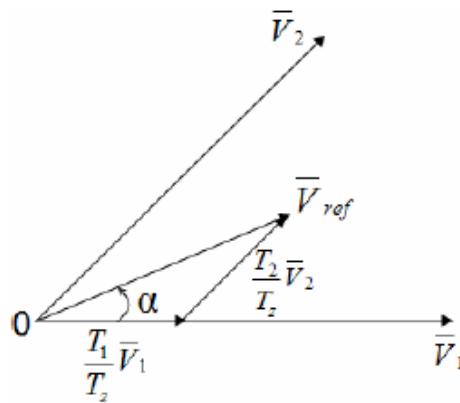


Fig. I.5.15 Vecteur de référence en fonction des vecteurs adjacents du premier secteur

Pour un secteur quelconque :

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |\bar{V}ref|}{E} \left(\sin\left(\frac{n}{3}\pi\right) \cos \alpha - \cos\left(\frac{n}{3}\pi\right) \sin \alpha \right) \quad (179)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |\bar{V}ref|}{E} \left(-\cos(\alpha) \cdot \sin \frac{n-1}{3}\pi + \sin(\alpha) \cdot \cos \frac{n-1}{3}\pi \right) \quad (180)$$

n est le numéro du secteur.

Exemple du premier secteur (fig.I.5.16) :

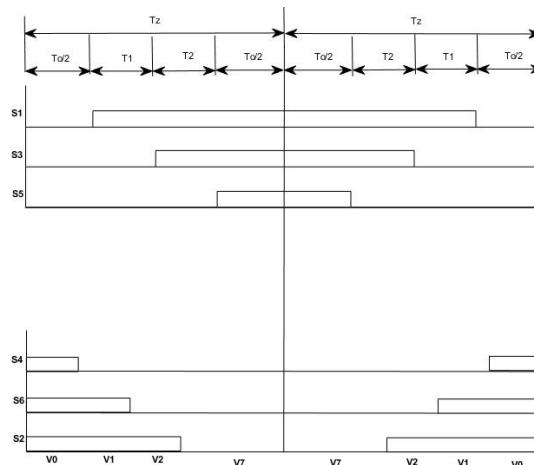


Fig. I.5.16 Les états de commutation des interrupteurs du premier secteur

Nous pouvons résumer les différents vecteurs possibles pour chaque secteur dans le tableau suivant (tableau I.5.1) :

Secteur	Commutateurs supérieurs	Commutateurs inférieurs
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
2	$S_1 = T_1 + T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
3	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_0 / 2$
4	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
5	$S_1 = T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_2 + T_0 / 2$

Tableau I.5.1. Différents vecteurs de tension appliqués pour chaque secteur

Chapitre 6 : Les cycloconvertisseurs

Conversion directe « alternatif- alternatif »

Introduction :

Les cycloconvertisseurs, sont généralement utilisés dans des applications de forte puissance pour alimenter des moteurs asynchrones et synchrones. Ils génèrent des tensions de fréquence réduite utilisant traditionnellement des thyristors.

Certaines applications des cycloconvertisseurs sont :

- Entraînements des machines dans les usines de ciment
- Systèmes de propulsion des navires
- Alimentation des broyeurs

1. Les cycloconvertisseurs monophasés :

Il est présenté sous forme de deux redresseurs montés en antiparallèle de part et d'autre de la charge (fig.I.6.1)

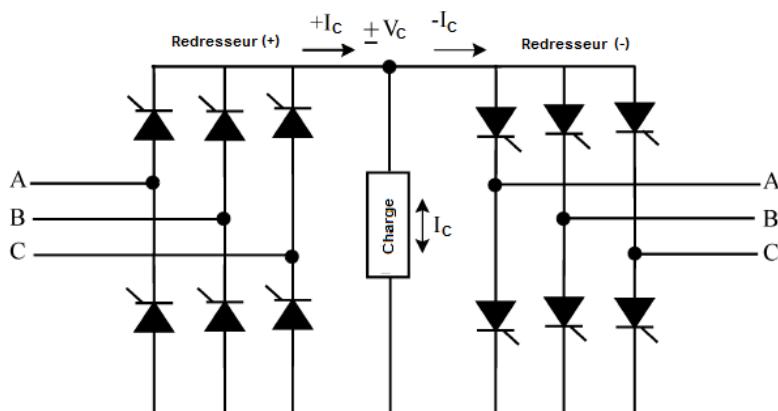


Fig.I.6.1 : Montage d'un cycloconvertisseur monophasé

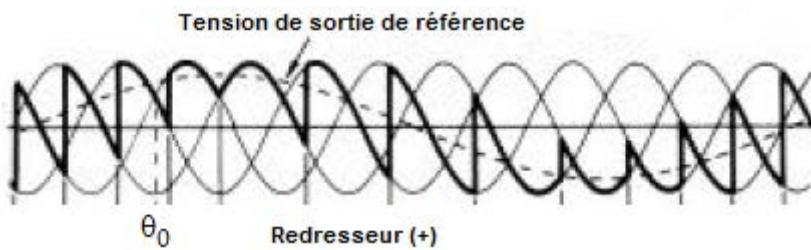


Fig I.6.2 : Tension du redresseur (+)

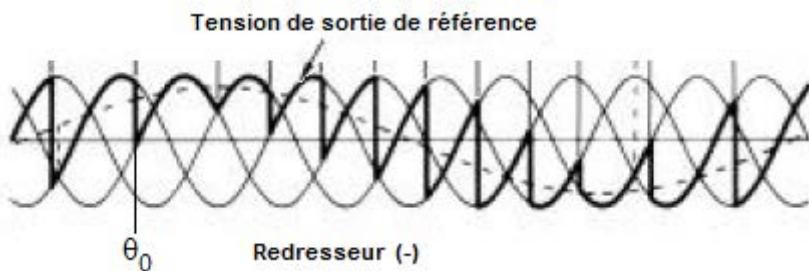


Fig. I.6.3 : Tension du redresseur (-)

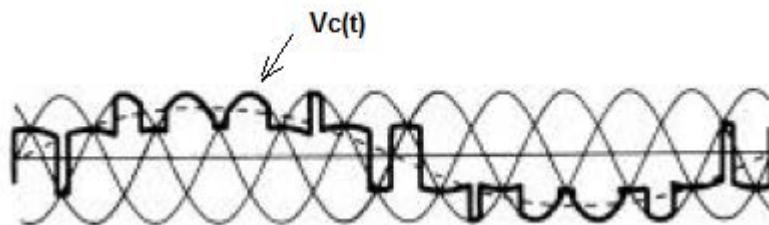


Fig. I.6.4 : Tension aux bornes de la charge

Les deux convertisseurs, à la fois positifs et négatifs, peuvent générer des tensions dans les deux sens de polarité aux bornes de la charge, mais le convertisseur positif ne peut fournir qu'un courant positif (fig.I.6.2) et le convertisseur négatif ne peut fournir qu'un courant négatif (fig.I.6.3). Ainsi, le cycloconvertisseur peut fonctionner dans les quatre quadrants : les phases des redresseurs ($Vc(t)>0, ic(t)>0$) et ($Vc(t)<0, ic(t)<0$), les phases d'onduleurs ($Vc(t)>0, ic(t)<0$) et ($Vc(t)<0, ic(t)>0$). La modulation de la tension de sortie et la tension de sortie de référence sont représentées dans la (fig.I.6.4). Notez que les

deux signaux sinusoïdaux sont modulés en variant $\cos \theta_0$ pour suivre la valeur moyenne de la référence (fig.I.6.4).

2. Les cycloconvertisseurs triphasés :

Les cycloconvertisseurs triphasés (fig.I.6.5) sont principalement utilisés dans les systèmes d'entraînement de la machine à courant alternatif triphasé telles que les machines synchrones et asynchrones. Ils sont plus avantageux lorsqu'ils sont utilisés avec les machines synchrones à cause de leurs caractéristiques de facteur de puissance de sortie. D'une autre part, le cycloconvertisseur ne peut avoir un avantage par rapport à d'autres convertisseurs dans l'alimentation des machines asynchrones.

Le cycloconvertisseur fournit des tensions très riches en harmoniques, comme celui-ci alimente des machines de fortes puissances, cet inconvénient n'a pas de grande importance sur le bon fonctionnement de la machine.

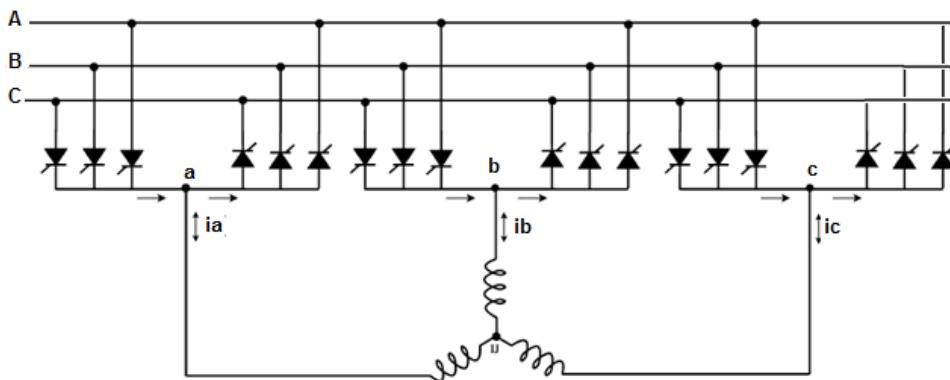


Fig. I.6.5 : Montage du cycloconvertisseur triphasé

a) Caractéristiques :**i. La fréquence :**

Comme ce convertisseur est utilisé pour alimenter les machines de forte puissance, sa fréquence de tension de sortie est limitée au 2/3 de la tension de réseau.

ii. L'amplitude de la tension de sortie :

La tension de sortie est proportionnelle au $\cos \theta_0$ et θ_0 varie entre 90° et 0° donc l'amplitude peut être réglée entre 0 et V_{max} .

iii. La puissance :

Le transfert de la puissance peut se faire dans les deux sens vu l'existante de deux ponts de redresseurs placés en tête bêche de part et d'autre de la charge.

iv. Le rendement :

Un cycloconvertisseur constitué uniquement d'interrupteurs à semi-conducteur ce qui rend les pertes à son niveau quasiment négligeable, son rendement peut atteindre jusqu'à 95%.

zéro (cas de court-circuit) [13],[14].

Références

1. R. S. Burns, “entrainementsdAdvanced control engineering”, Butterworth-Heinemann, 2001.
2. J.M. Allenbach, A. Rotzetta, Asservissements par variables d'état, Ecole d'Ingénieurs de Genève Laboratoire d'Automatique, édition 2005
3. H. Bühler, Traitement dans l'espace d'état, Presses polytechniques romandes 1983
4. G. Duc, « Panorama des principales approches relevant du « cadre $H \infty$ », Traitement du Signal – Volume 15 - n°6 – Spécial 1998
5. L. Rollins, “Robust Control Theory”, Carnegie Mellon University, 18-849b Dependable Embedded Systems, Spring 1999
6. C. BELFEDAL, Commande d'une machine asynchrone à double alimentation en vue de son application dans le domaine de l'énergie éolienne –Etude et Expérimentation-, Thèse de doctorat Es-Sciences, septembre 2007
7. A. Arona, « Solutions innovatrices pour l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique, Revue ABB 3/1998
8. T. Jauch, « Amélioration de la qualité de l'énergie électrique par la correction instantanée de la tension », Revue ABBV 4/1998
9. D. Planson et al., Conception d'un transistor MOSFET vertical 600 V en carbure de silicium, EPF98, Belfort décembre1998
10. P.K. Steimer, H. Grüming, J. Werninger, « The IGCT-The key technology of low cost, high reliable high power converters with series connected turn-off devices », EPE Trondheim, 1997, Proceedings, pp. 1.384-1.388
11. A.C. Rufer, Développement, performances et perspectives des composants de l'électronique de puissance Laboratoire d'électronique industrielle, Lausanne, 1999.
12. Jean Bonal et Guy Séguier, Les entrainements électriques à vitesse variable- Rappels d'électronique de puissance et d'automatique, les variateurs électriques de vitesse ; Ed. Tec & Doc, 1999.
13. M. Wang, Filtrage actif de puissance : études et réalisations d'un filtre actif à commande numérique temps réel, Thèse de Doctorat I-N-P- de Toulouse (1992)

14. J. Xu, C. Lott, S. Saadate et B. Davat, Compensation of a AC-DC converter input current harmonics using a voltage-source active power filter, EPE 93 (Brighton, 13-16 septembre 1993) pp. 233-238.